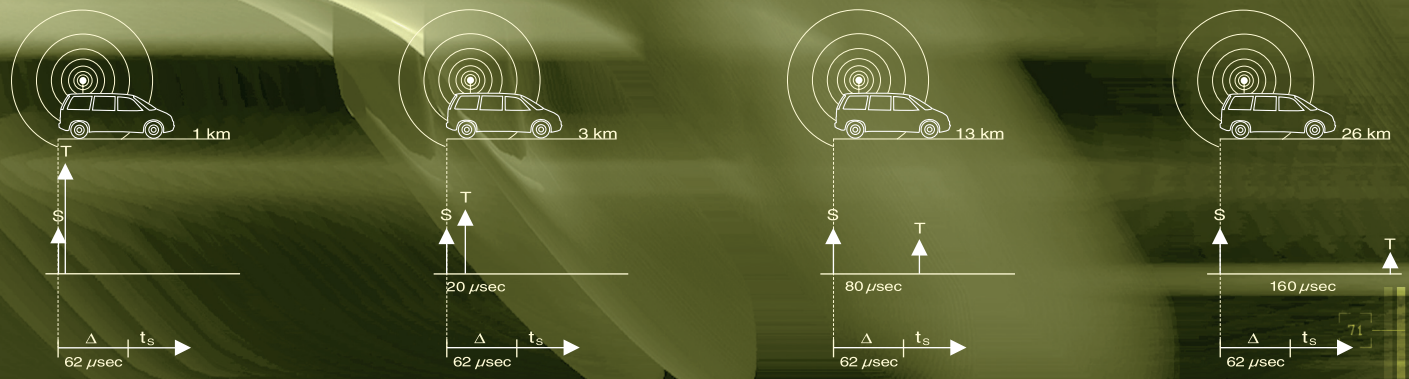
Union internationale des télécommunications



Manuel DSB

Radiodiffusion sonore numérique de Terre et par satellite à destination de récepteurs fixes, portatifs ou placés à bord de véhicules en ondes métriques et décimétriques

Edition 2002

Bureau des radiocommunications

SECTEUR DES RADIOCOMMUNICATIONS DE L'UIT

Le rôle du Secteur des radiocommunications est d'assurer l'utilisation rationnelle, équitable, efficace et économique du spectre radioélectrique par tous les services de radiocommunication, y compris les services par satellite, et de procéder à des études pour toutes les gammes de fréquences, à partir desquelles les Recommandations seront élaborées et adoptées.

Les fonctions réglementaires et politiques du Secteur des radiocommunications sont remplies par les Conférences mondiales et régionales des radiocommunications et par les Assemblées des radiocommunications assistées par les Commissions d'études.

Pour tout renseignement sur les questions de radiocommunication

Veuillez contacter:

UIT
Bureau des radiocommunications
Place des Nations
CH-1211 Genève 20
Suisse

Téléphone:	+41 22 730 5800
Téléfax:	+41 22 730 5785
E-mail:	brmail@itu.int
Web:	www.itu.int/itu-r

Pour commander les publications de l'UIT

Les commandes ne sont pas acceptées par téléphone. Veuillez les envoyer par téléfax ou par courrier électronique (E-mail).

UIT
Division des ventes et du marketing
Place des Nations
CH-1211 Genève 20
Suisse

Téléphone:	+41 22 730 6141 anglais
Téléphone:	+41 22 730 6142 français
Téléphone:	+41 22 730 6143 espagnol
Téléfax:	**+41 22 730 5194**
E-mail:	**sales@itu.int**

La Librairie électronique de l'UIT: www.itu.int/publications

© UIT 2002

Tous droits réservés. Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite, par quelque procédé que ce soit, sans l'accord écrit préalable de l'UIT.

Union internationale des télécommunications

Manuel DSB

Radiodiffusion sonore numérique de Terre et par satellite à destination de récepteurs fixes, portatifs ou placés à bord de véhicules en ondes métriques et décimétriques

Bureau des radiocommunications

Edition 2002

TABLE DES MATIÈRES

Page

AVANT-PROPOS xv

RÉSUMÉ ANALYTIQUE xvii

ETAT DE DÉVELOPPEMENT ET DE MISE EN OEUVRE DES SYSTÈMES NUMÉRIQUES DÉCRITS DANS LE PRÉSENT MANUEL EN SEPTEMBRE 2001 xxi

CHAPITRE 1 – INTRODUCTION 1

CHAPITRE 2 – SPÉCIFICATIONS ET OBJECTIFS DES SERVICES DE RADIODIFFUSION DSB 5

2.1 Spécifications générales 5

2.1.1 Qualité du son 5

2.1.2 Disponibilité du service 6

2.1.3 Couverture requise 6

2.2 Spécifications particulières 6

2.2.1 Niveaux de qualité sonore 6

2.2.2 Signaux de commande du son 7

2.2.3 Configurations de service 7

2.2.4 Mise en oeuvre du service 7

2.2.5 Information sur le service 7

2.2.6 Interface 7

2.2.7 Disponibilité du service 8

2.2.8 Efficacité d'utilisation du spectre 8

2.2.9 Complexité 8

CHAPITRE 3 – PRINCIPES DE BASE DU SERVICE 9

3.1 Service DSB de Terre 9

3.1.1 Couverture avec un seul émetteur 10

3.1.2 Emission répartie avec plusieurs émetteurs 11

3.1.2.1 Réseau monofréquence (SFN) 13

3.1.2.1.1 Exigences d'exploitation des réseaux SFN 13

3.1.2.1.2 Synchronisation temporelle 14

3.1.2.1.3 Cohérence en fréquence 14

3.1.2.1.4 Cohérence du multiplex 14

3.1.2.1.5 Gain interne de réseau dans un SFN 15

3.1.2.2 Emetteurs de complément 16

Page

3.1.2.3 Unités d'extension de la couverture 17
3.1.2.4 Réémetteurs sur canal (OCR, *on-channel repeater*) 18
3.1.2.4.1 Résultats d'essais et analyse 19
3.1.2.4.2 Résumé des conclusions concernant un possible gain par OCR 21
3.1.2.4.3 Boucle OCR: marge pour éviter les oscillations et en réduire l'incidence sur le fonctionnement du récepteur 21
3.2 DSB par satellite 25
3.2.1 DSB seulement par satellite 25
3.2.2 Radiodiffusion sonore numérique en mode hybride satellite/de Terre 26
3.2.2.1 Réémetteur à faible puissance 30
3.2.2.2 Réseau à plusieurs réémetteurs 31
3.2.2.3 Antenne de réémetteur à diagramme directif 31
3.2.2.4 Antenne inclinée 31
3.2.2.5 Antenne de récepteur reconfigurable 31
3.3 Radiodiffusion DSB en mode mixte satellite/de Terre 31
CHAPITRE 4 – ANALYSE DE LA PROPAGATION DANS LA GAMME DE FRÉQUENCES 30-3 000 MHz 35
4.1 Modèles de propagation 35
4.1.1 Trajets de Terre 35
4.1.2 Trajets espace vers Terre 36
4.2 Variation dans le temps et en fréquence 37
4.3 Variation locale 39
4.3.1 Fonction de distribution: cas des zones de grande étendue 39
4.3.2 Fonction de distribution: cas des zones de petite étendue 39
4.3.3 Modèle de propagation combiné 40
4.3.4 Effets de la sélectivité en fréquence 41
4.3.4.1 Dispersion des retards et bande passante de corrélation 41
4.3.4.2 Dispersion Doppler et temps de corrélation 45
4.4 Distribution du champ en fonction de l'emplacement 46
4.5 Réception à l'aide de récepteurs portables à l'intérieur de bâtiments 46
4.6 Affaiblissements de pénétration dans des bâtiments à 1,5 GHz 47
4.7 Résultats de mesures de propagation effectuées à l'aide de systèmes du SRS (sonore) 47
4.7.1 Introduction 47
4.7.2 Résumé des résultats d'expérience 48
4.8 Bibliographie 50

Page

CHAPITRE 5 – TECHNIQUES DE COMPENSATION 53
5.1 Diversité de fréquence 53
5.2 Diversité dans le temps 53
5.3 Diversité d'espace 54
5.3.1 Diversité d'espace à l'extrémité de réception 54
5.3.2 Diversité d'espace à l'extrémité d'émission 54
CHAPITRE 6 – COMPOSANTES DES SYSTÈMES DE RADIODIFFUSION DSB 55
6.1 Codage de source audio 55
6.1.1 Codage à faible débit binaire 57
6.1.2 Codage multivoie 58
6.2 Multiplexage de services 58
6.3 Codage de voie et modulation 59
6.4 Information de service et services de données auxiliaires 60
6.5 Considérations sur l'émission 62
6.6 Comparaison entre la qualité de fonctionnement de répéteurs de satellite pour une modulation multiporteuse (Système numérique A) et pour une modulation monoporteuse (Système numérique B et D) 62
6.7 Comparaison entre les Systèmes numériques A, B, D_H et E pour une radiodiffusion sonore hybride satellite/Terre 67
6.7.1 Fréquence identique pour les émissions par satellite et les émissions de Terre 67
6.7.2 Fréquences différentes pour les émissions par satellite et les émissions de Terre 68
6.8 Réception d'un système DSB hybride utilisant deux modulations différentes sur des répéteurs de satellite et de Terre 69
6.9 Bibliographie 71
CHAPITRE 7 – FRÉQUENCES POUR LA RADIODIFFUSION SONORE NUMÉRIQUE 73
7.1 Considérations d'ordre technique 73
7.1.1 Couverture totale d'une zone avec des réseaux monofréquence (SFN) 73
7.1.2 Couverture locale et couverture partielle de zone dans un réseau simple 73
7.1.3 Contraintes techniques pour la radiodiffusion par satellite 73
7.1.4 Bandes de fréquences attribuées actuellement à la radiodiffusion 74
7.1.5 Bande I 74
7.1.5.1 Bruit artificiel 79
7.1.5.2 Conditions de propagation dans la Bande I 79

Page

7.1.5.3 Propagation troposphérique 79
7.1.5.4 Propagation par la couche E sporadique 79
7.1.5.5 Propagation par la couche F2 80
7.1.6 Bande II 80
7.1.7 Bande III 81
7.1.8 Bandes IV/V 83
7.1.9 Bandes attribuées par la CAMR-92 à la radiodiffusion DSB 83
7.1.9.1 Bande 1 452-1 492 MHz 83
7.1.9.1.1 Bande 2 310-2 360 MHz 84
7.1.9.1.2 Bande 2 535-2 655 MHz 84
7.2 Scénarios d'utilisation des fréquences 84
7.3 Options en matière de fréquences pour les liaisons de connexion 85
7.4 Bandes de fréquences attribuées actuellement à d'autres services 85
7.5 Bibliographie 86
CHAPITRE 8 – PLANIFICATION DU SERVICE DE RADIODIFFUSION DSB 87
8.1 Systèmes de Terre à bandes de fréquences réservées 87
8.1.1 Polarisation 87
8.1.1.1 Facteurs de propagation influant sur le choix de la polarisation 87
8.1.1.2 Aspects pratiques 87
8.1.1.3 Brouillages 87
8.1.1.3.1 Brouillages causés par la télévision 87
8.1.1.3.2 Brouillages causés à la télévision 88
8.1.2 Antennes de réception 88
8.1.2.1 Récepteurs portatifs 88
8.1.2.2 Récepteurs d'automobile 88
8.1.2.3 Récepteurs à usage domestique 89
8.1.3 Antennes d'émission 89
8.1.3.1 Antennes à faisceau en cosécante 89
8.1.3.2 Radiateurs à ruban cylindriques 91
8.1.4 Champ minimal utilisable 93
8.1.5 Marges de propagation 94
8.1.6 Réutilisation des fréquences 96

Page

8.1.7 Puissance de l'émetteur 99
8.1.7.1 Distances de séparation des émetteurs 100
8.1.7.1.1 Distance de séparation: DSB-DSB, cas d'un émetteur unique en ondes métriques 100
8.1.7.1.2 Distance de séparation: DSB-télévision, cas d'un émetteur unique en ondes métriques 101
8.1.7.2 Distance de réutilisation entre deux réseaux SFN transportant des programmes différents 101
8.1.8 Méthodes de planification assistées par ordinateur 104
8.2 Systèmes MF de Terre superposés 105
8.3 Radiodiffusion DSB par satellite 105
8.3.1 Polarisation 105
8.3.2 Rapport porteuse/bruit 106
8.3.3 Caractéristiques des liaisons de connexion 106
8.3.4 Antennes de réception 107
8.3.4.1 Antennes pour récepteurs fixes 107
8.3.4.2 Antennes de récepteurs portables 107
8.3.4.3 Antennes pour récepteurs portables format de poche 107
8.3.4.4 Antennes d'autoradios 107
8.3.4.5 Réception mixte satellite/de Terre 108
8.3.4.6 Antennes de coût modique pour le SRS (sonore) 108
8.3.4.6.1 Doublets type «drooping» équidirectifs 109
8.3.4.6.2 Antennes équidirectives à plaquettes 110
8.3.4.6.3 Antennes à gain moyen 111
8.3.5 Marges (de liaison) de propagation 113
8.3.6 Exemples de bilans de liaison 114
8.3.7 Valeurs paramétriques des systèmes de radiodiffusion sonore par satellite projetés 114
8.3.8 Paramètres notifiés à l'UIT-R pour les systèmes SRS (sonore) 117
8.3.8.1 Introduction 117
8.3.8.2 Définition des paramètres des systèmes SRS (sonore) 117
8.3.8.2.1 Paramètres d'émission 117
8.3.8.2.2 Paramètres de réception 118
8.3.8.2.3 Exemples de systèmes du SRS (sonore) 118
8.4 Radiodiffusion DSB en mode mixte satellite/de Terre 136
8.4.1 Scénarios de couverture 136
8.4.1.1 Brouillage entre satellites 137
8.4.1.2 Brouillage du service de Terre par le satellite 138

Page

8.4.2 Réutilisation des fréquences 140
8.4.3 Segmentation des bandes ou application du principe de l'utilisation mixte..... 143
8.5 Méthodes de planification assistées par ordinateur 144
8.5.1 Introduction..... 144
8.5.2 Plate-forme matérielle..... 144
8.5.3 Emetteurs 144
8.5.4 Modélisation de la propagation..... 145
8.5.5 Modélisation du récepteur..... 145
8.5.6 Résultats..... 145
8.5.7 Instruments d'analyse..... 146
8.5.8 Interface usager..... 146
8.5.9 Fonctions de SIG..... 146
8.6 Bibliographie..... 146
CHAPITRE 9 – PARTAGE POUR LES SERVICES DSB 147
9.1 Rapports de protection 147
9.1.1 Rapports de protection intraservice 147
9.1.1.1 Radiodiffusion DSB de Terre 147
9.1.1.2 Radiodiffusion sonore numérique par satellite 147
9.1.1.2.1 Système A brouillant le Système A 147
9.1.1.2.2 Brouillage entre le Système A et le Système B 147
9.1.1.2.3 Système B brouillant le Système B..... 147
9.1.1.2.4 Brouillage entre systèmes DSB superposés (fonctionnant dans la bande) 147
9.1.2 Rapports de protection entre services 148
9.1.2.1 Radiodiffusion DSB de Terre 148
9.1.2.2 Radiodiffusion DSB par satellite 148
9.2 Cas de partage 148
9.2.1 Bande I 148
9.2.2 Bande II..... 148
9.2.3 Bande III 149
9.2.4 Bandes IV/V..... 149
9.2.5 1 452-1 492 MHz..... 149
9.2.6 2 310-2 360 MHz..... 149
9.2.7 2 535-2 655 MHz..... 149

Page

9.2.8 Autres aspects du partage 149

9.2.8.1 Mise en oeuvre de systèmes de radiodiffusion DSB avant la CMR-97 149

9.2.8.2 Partage entre les services mobiles de télémesure aéronautique (MAT, *mobile aeronautical telemetry*) et les services fixes 150

9.2.8.2.1 Coordination avec les systèmes du MAT dans les bandes 1 452-1 492 MHz et 2 310-2 360 MHz 151

9.2.8.2.2 Coordination avec les systèmes du service fixe dans les bandes 1 452-1 492 MHz, 2 310-2 360 MHz et 2 535-2 655 MHz 151

9.2.8.2.3 Coordination avec le SMT dans la bande 1 452-1 492 MHz 152

9.2.8.3 Partage géographique 152

9.2.8.4 Partage entre les systèmes OSG et les systèmes non OSG 153

9.2.8.5 Protection contre le brouillage pour les systèmes du SRS (sonore) 154

CHAPITRE 10 – ORBITES DES SATELLITES 157

10.1 Orbite des satellites géostationnaires (OSG) 157

10.2 Orbites elliptiques très inclinées (HEO, *highly-inclined elliptical orbit*) 158

10.2.1 Etude européenne 159

10.3 Comparaison entre orbites de satellite pour la fourniture du SRS (sonore) dans des pays situés à haute et à moyenne latitudes 159

10.4 Autres orbites (par exemple, orbites terrestres basses, LEO) 160

10.5 Bibliographie 160

CHAPITRE 11 – DISTRIBUTION DES SIGNAUX DE RADIODIFFUSION DSB AUX STATIONS D'ÉMISSION 161

11.1 Distribution des signaux de radiodiffusion DSB à une ou plusieurs stations d'émission 161

11.2 Distribution de signaux multiprogrammes aux stations d'émission 161

CHAPITRE 12 – SITES WEB POUR RENSEIGNEMENTS ACTUALISÉS SUR LA MISE EN OEUVRE DE LA RADIODIFFUSION DSB 163

CHAPITRE 13 – LISTE DES ACRONYMES 165

LISTE DES ANNEXES ET APPENDICES

Page

ANNEXE A SYSTÈME NUMÉRIQUE A – Radiodiffusion sonore numérique de Terre et par satellite utilisant la modulation COFDM (Eureka-147) 169

ANNEXE B SYSTÈME NUMÉRIQUE B – DSB par satellite utilisant la modulation à porteuse unique (VOA/JPL) 371

ANNEXE C SYSTÈME NUMÉRIQUE C – Radiodiffusion sonore numérique de Terre utilisant la technologie IBOC 429

ANNEXE D SYSTÈMES NUMÉRIQUES D_S ET D_H – Systèmes de radiodiffusion DSB hybrides par satellite/par voie hertzienne de Terre utilisant des modulations monoporteuse et multiporteuse respectivement sur des émetteurs de satellites et des émetteurs de Terre (WorldSpace) 527

ANNEXE E SYSTÈME NUMÉRIQUE E – Système de radiodiffusion sonore numérique par satellite et hybride à multiplexage par répartition en code (MRC) (ARIB) 657

ANNEXE F SYSTÈME NUMERIQUE F – Système RNIS-T_{SB} pour les bandes en ondes métriques et décimétriques 701

ANNEXE G SYSTÈME NUMÉRIQUE G – Système S-DARS 2,3 GHz (Sirius-Radio) 781

APPENDICE X EXPÉRIENCES ET SIMULATIONS DE PROPAGATION 793

APPENDICE Y TECHNOLOGIE DES ANTENNES D'ÉMISSION DES SATELLITES 855

LISTES DES FIGURES

Page

FIGURE 1 Domaine de fonctionnement d'un émetteur de complément de fonction de la distance, de la hauteur HAAT et de la p.a.r. 17

FIGURE 2 Ampleur de la fonction de transfert via l'OCR lorsque la LGM = 16 dB 23

FIGURE 3 Ampleur de la fonction de transfert via l'OCR lorsque la LGM = 4 dB 23

FIGURE 4 Ondulation d'amplitude de la fonction de transfert/marge du gain de la boucle 24

FIGURE 5 Résultats d'essai: dégradation du fonctionnement/amplitude de l'ondulation 25

FIGURE 6 Technique d'utilisation des émetteurs de complément sur voie commune .. 26

FIGURE 7 Géométrie du trajet et position correspondante des échos actifs dans un service hybride par satellite/de Terre 27

FIGURE 8 Formation d'une zone non desservie en forme de croissant, en raison d'une p.i.r.e. excessive du réémetteur de Terre 28

FIGURE 9 Disponibilité de service sur un trajet allant du réémetteur vers le satellite.. 29

FIGURE 10 Augmentation de puissance (ΔP) nécessaire dans le système de Terre pour compenser l'effet du brouillage causé par le satellite 32

FIGURE 11 Réponse du canal en fréquence-temps pour la réception mobile 38

FIGURE 12 Relation entre T_0 et B_c 42

FIGURE 13 Bande passante de corrélation à un niveau de corrélation de 90% en fonction de la dispersion des retards 43

FIGURE 14 Répartition cumulée de la dispersion des retards 44

FIGURE 15 Répartition cumulée de la bande passante de corrélation pour une corrélation de 90% 44

FIGURE 16 Relation entre B_d et T_c 45

FIGURE 17 Spectre Doppler de l'enveloppe du signal (zone suburbaine); vitesse du véhicule: 40 km/h, fréquence: 1,5 GHz 46

FIGURE 18 Pertes dues à la non-linéarité d'un ATOP (dans des conditions de BBGA) et rapport dans le canal/hors du canal pour le Système numérique A 65

FIGURE 19 Spectre de puissance d'un signal multiporteuse à la sortie d'un ATOP amplifiant un Système numérique A 66

FIGURE 20 Pertes dues à la non-linéarité d'un AP parfaitement linéarisé (dans des conditions de BBGA) et rapport dans le canal/hors du canal pour le Système numérique A 66

FIGURE 21 Pertes dues à la non-linéarité d'un AP (dans des conditions de BBGA) et rapport dans le canal/hors du canal pour le Système numérique A 67

Page

FIGURE 22 Véhicule équipé pour une réception DSB par satellite et pour une réception DSB de Terre 71

FIGURE 23 Antenne passerelle DSB par satellite simplifiée fournissant une structure multiplex commune à la DSB par satellite et à la DSB de Terre 71

FIGURE 24 Représentation simplifiée, à l'échelle mondiale, des attributions de fréquences faites au SRS (sonore) et à la radiodiffusion (sonore) de Terre lors de la CAMR-92 75

FIGURE 25 Canaux de télévision en Bande I dans la zone européenne de radiodiffusion 77

FIGURE 26 Position des blocs de fréquences DSB dans les canaux de télévision R1 et R2 78

FIGURE 27 Position des blocs de fréquences DSB dans les canaux de télévision L1, L2 et L3 78

FIGURE 28 Positions possibles pour les blocs DAB dans le canal 12 82

FIGURE 29 Attribution des canaux dans la Bande III 82

FIGURE 30 Diagrammes verticaux calculés pour une antenne doublet à huit éléments 89

FIGURE 31 Variations d'intensité du champ à longue distance avec une antenne sans faisceau en cosécante 90

FIGURE 32 Variations d'intensité du champ à longue distance avec une antenne à faisceau en cosécante 91

FIGURE 33 Schéma de l'antenne 92

FIGURE 34 Diagrammes de rayonnement de l'antenne à un élément 92

FIGURE 35 Diagrammes de rayonnement de l'antenne à deux éléments 93

FIGURE 36 Niveau de I/N dépassé pour 50% des emplacements afin de maintenir le $C/(N+I)$ au-dessus du seuil de fonctionnement du système (T_h) à 99% des emplacements 98

FIGURE 37 Niveau normalisé du C/I dépassé pour 50% du temps pour maintenir la valeur du $C/(N+I)$ au-dessus du seuil d'exploitation du système (T_h) 99% du temps (σ = 5,5 dB) 99

FIGURE 38 Doublets «drooping» croisés 109

FIGURE 39 Diagramme de gain d'un doublet «drooping» 109

FIGURE 40 Antenne circulaire à plaquettes mode TM_{21} 110

FIGURE 41 Alimentation à circuit imprimé pour antenne mode TM_{21} 111

FIGURE 42 Diagramme de gain de l'antenne mode TM_{21} 111

FIGURE 43 Réseau à plaquettes avec alimentation classique 112

FIGURE 44 Réseau à plaquettes avec alimentation séquentielle 112

Page

FIGURE 45 Diagramme de gain avec alimentation classique 112

FIGURE 46 Diagramme de gain avec alimentation séquentielle..... 112

FIGURE 47 Exemple de faisceau OSG pour le Royaume-Uni, centré sur –2,91° E, 54,37° N 120

FIGURE 48 Exemple de faisceau OSG paneuropéen, centré sur 5,97° E, 45,03° N..... 121

FIGURE 49 BSS II en OSG Gain d'antenne et contours de la zone de service 123

FIGURE 50 AFRIBSS en OSG Gain d'antenne et contours de la zone de service..... 124

FIGURE 51 CARIBSS en OSG 125

FIGURE 52 INTBSS-1: Diagramme de rayonnement de l'antenne de la station terrienne 126

FIGURE 53 INDOSTAR-1 – Contours de gain de l'antenne d'émission et zone de service de la station spatiale..... 127

FIGURE 54 INDOSTAR-2 – Contours de gain de l'antenne d'émission et zone de service de la station spatiale..... 127

FIGURE 55 INDOSTAR-3 – Contours de gain de l'antenne d'émission et zone de service de la station spatiale..... 128

FIGURE 56 INDOSTAR-4 – Contours de gain de l'antenne d'émission et zone de service de la station spatiale..... 128

FIGURE 57 DBSTAR 151E5 – Contours de gain de l'antenne d'émission de la station spatiale Faisceau: DNA 130

FIGURE 58 DBSTAR 151E5 – Contours de gain de l'antenne d'émission de la station spatiale Faisceau: DSE 131

FIGURE 59 DBSTAR 151E5 – Contours de gain de l'antenne d'émission de la station spatiale Faisceau: DNE 131

FIGURE 60 DBSTAR 151E5 – Contours de gain de l'antenne d'émission de la station spatiale Faisceau: DCA 132

FIGURE 61 Exemple de trace au sol d'une orbite elliptique fortement inclinée (l'arc actif est dessiné en gras)..... 135

FIGURE 62 Angle d'élévation obtenu à partir d'un système à satellites HEO type à Tokyo 136

FIGURE 63 Profondeur de l'évanouissement provoqué par les arbres plantés en bordure de route dans les systèmes SRS à 2,6 GHz..... 136

FIGURE 64 Amérique du Nord: faisceaux de satellite les plus proches utilisant la même voie, et zones d'utilisation possible de la même fréquence par la radiodiffusion de Terre..... 139

FIGURE 65 Europe: faisceaux de satellite les plus proches utilisant la même voie, et zones d'utilisation possible de la même fréquence par la radiodiffusion de Terre 140

AVANT-PROPOS

Le présent Manuel traite des études consacrées aux systèmes relevant du nouveau domaine de la radiodiffusion sonore numérique (DSB, *digital sound broadcasting*). Le lecteur y trouvera des informations sur les caractéristiques techniques de divers systèmes de radiodiffusion sonore numérique de Terre et par satellite pour la réception individuelle à l'aide de récepteurs fixes, portatifs ou placés à bord de véhicules dans la gamme de fréquences 30-3 000 MHz[1].

Ce Manuel s'adresse avant tout à ceux qui s'intéressent aux nouveaux systèmes, ainsi qu'aux organisations ou administrations qui projettent de mettre en place des services DSB. Sa compréhension n'impose absolument pas la connaissance de l'ingénierie de la radiodiffusion et des techniques numériques de base, mais cette connaissance serait utile.

Les Groupes de travail 6S (ex-10-11S) et 6E (ex-10B) de l'UIT-R étudient depuis plusieurs années la radiodiffusion sonore numérique (DSB) respectivement pour les services par satellite et pour les services de Terre. Le Groupe de travail 6S a établi la Recommandation UIT-R BO.789 qui spécifie diverses caractéristiques des systèmes de radiodiffusion sonore numérique pour le SRS (sonore) dans la gamme de fréquences 1 400-3 000 MHz. Ce Groupe a également produit la Recommandation UIT-R BO.1130 sur les systèmes de radiodiffusion sonore numérique dans la gamme de fréquences 1 400-3 000 MHz. Ces systèmes sont intégralement décrits dans les Annexes du présent Manuel.

Parallèlement, le Groupe de travail 6E a établi, selon un format analogue à celui de la Recommandation UIT-R BO.789, mais dans ce cas pour la radiodiffusion sonore de Terre, la Recommandation UIT-R BS.774, concernant les caractéristiques des systèmes de radiodiffusion sonore numérique de Terre. Ce Groupe a établi la Recommandation UIT-R BS.1114 pour les systèmes à utiliser dans les services de radiodiffusion sonore de Terre à destination de récepteurs fixes, portatifs ou placés à bord de véhicules et fonctionnant dans la gamme de fréquences 30-3 000 MHz. Le Groupe de travail 6E a également produit la Recommandation UIT-R BS.1547 sur le secteur terrien des systèmes de radiodiffusion sonore numérique hybrides à satellite/de Terre. Tous ces systèmes sont décrits dans les Annexes du présent Manuel.

En novembre 1991, l'ex-Groupe de travail 10-11S a chargé un Rapporteur spécial, assisté par des volontaires détachés par certaines administrations, d'élaborer un Manuel sur la radiodiffusion sonore par satellite à destination de récepteurs fixes, portatifs ou placés à bord de véhicules dans la gamme de fréquences 30-3 000 MHz. Parallèlement, le Groupe de travail 10B a déployé une activité similaire à l'objet de transformer un certain nombre de Rapports UIT-R en un Manuel.

Compte tenu de la nécessité de rechercher un maximum d'éléments communs entre les systèmes et services par satellite d'une part, et les systèmes et services de Terre d'autre part, et pour faciliter l'élaboration de systèmes à satellite/de Terre complémentaires afin de rendre possible la convergence des systèmes et d'abaisser le coût des récepteurs en les dotant de circuits à très haute intégration identiques et en ayant recours à des procédés de fabrication en grande série analogues, les Présidents des ex-Groupes de travail 10-11S et 10B et les membres des autres Groupes de travail ont décidé de s'efforcer d'élaborer en commun un Manuel complet sur la radiodiffusion sonore numérique à destination de récepteurs fixes, portatifs ou placés à bord de véhicules dans la gamme de fréquences 30-3 000 MHz, Manuel décrivant aussi bien les systèmes et services DSB par satellite que les systèmes et services de Terre. M. Franc Kozamernik (UER), Rapporteur, a été chargé d'établir ce Manuel commun, avec l'assistance des membres des Groupes de travail 10-11S et 10B et du Secrétariat de l'UIT-R.

---

[1] La Recommandation UIT-R BO.712 décrit des systèmes de radiodiffusion sonore par satellite fonctionnant dans les bandes 11/12 GHz et convenant à la réception à l'aide de récepteurs fixes.

Au cours de l'élaboration du Manuel, il a été décidé de le présenter sous forme d'une publication spéciale. Le Groupe du Rapporteur a mené à bien la rédaction de cet ouvrage, dont le texte a été approuvé par les Groupes de travail 10-11S et 10B à l'occasion d'une réunion commune qui s'est tenue à Genève en novembre 1994, et qui a ensuite été publié en 1995 par l'UIT. La plupart des informations qui y étaient rassemblées étaient basées sur des études et des essais menés dans divers pays – Canada, France, Allemagne, Suède, Pays-Bas, Royaume-Uni et Etats-Unis d'Amérique – ainsi que par l'Union européenne de radio-télévision dans le cadre du Projet Eureka-147. Ces données étaient représentatives de l'état des connaissances en 1995.

Depuis cette époque, un certain nombre de contributions ont été communiquées à l'UIT-R sur la suite de l'évolution des systèmes et services DSB. Ces nouveaux éléments ont été rassemblés par les Groupes de travail 6E et 6S, et il a été décidé, en 2000, qu'il y avait lieu de revoir la publication spéciale initiale. M. Gérald Chouinard (Canada), en qualité de Rapporteur, a donc été chargé de faire la synthèse des mises à jour concernant la publication spéciale de 1995 et d'établir le présent Manuel. Dans cette tâche, il a été assisté par les membres des Groupes de travail 6E et 6S et par le Secrétariat de l'UIT-R. La nouvelle version de ce Manuel sur la radiodiffusion sonore numérique a été approuvée à la réunion d'octobre 2001 de la Commission d'études 6 et publiée par le Secrétariat de l'UIT-R au premier trimestre de 2002.

RÉSUMÉ ANALYTIQUE

Le présent Manuel décrit les spécifications des systèmes et des services de radiodiffusion sonore numérique (DSB) à destination de récepteurs fixes, portatifs ou placés à bord de véhicules, ainsi que les facteurs de propagation et les techniques utilisées pour les systèmes proprement dits; il expose les paramètres de planification et les conditions de partage applicables. On y fait par ailleurs référence aux caractéristiques communes aux systèmes mixtes, ainsi qu'au concept de service hybride. Le concept de service mixte (par satellite/de Terre) repose sur l'utilisation d'une même bande de fréquences par les services de radiodiffusion par satellite et de Terre qui desservent un récepteur donné. Le concept de distribution hybride est fondé sur l'utilisation d'émetteurs de complément de Terre à faible puissance qui améliorent la couverture assurée par les satellites.

Le corps principal du texte regroupe les informations techniques de base, dont pourront se servir les planificateurs des systèmes et des services de radiodiffusion DSB. On s'est efforcé de fournir des informations générales, applicables aux différentes approches de la radiodiffusion numérique. On trouvera des informations plus spécifiques dans les diverses Annexes traitant des systèmes DSB proposés et plus particulièrement, dans la plupart des cas, les résultats des essais et des mesures effectués.

Les différents chapitres de ce Manuel sont suffisamment indépendants les uns des autres pour que le lecteur puisse trouver aisément les informations sur la question qui l'intéresse. Pour faciliter la compréhension, une liste d'acronymes, avec leur signification, a été ajoutée à la fin de l'ouvrage ainsi qu'à la fin de chaque Annexe et de chaque Appendice.

Le Manuel s'ouvre sur une brève section décrivant le stade d'évolution et de mise en oeuvre (en septembre 2001) des divers systèmes numériques décrits dans les Annexes.

Le Chapitre 1 présente la radiodiffusion sonore numérique et expose les principales raisons qui justifient l'utilisation de cette nouvelle technique. On y trouvera également un bref historique de la question.

Le Chapitre 2 énumère les spécifications et objectifs principaux des services de radiodiffusion DSB: qualité du son, disponibilité du service, couverture. Quelques spécifications particulières pouvant être réalisées avec cette nouvelle technologie de radiodiffusion complètent cet exposé. En particulier, certains systèmes DSB peuvent offrir une large gamme de niveaux qualité de reproduction du son, au choix du radiodiffuseur, en fonction des conditions de réception (récepteurs mobiles, stationnaires ou portatifs) à partir d'une source de Terre ou satellitaire.

Le Chapitre 3 explique comment l'on peut utiliser les systèmes DSB pour assurer des services de Terre et/ou par satellite à l'échelle nationale, subnationale ou supranationale. Deux méthodes sont décrites en ce qui concerne la couverture de zones étendues dans le service de Terre. La première est une méthode classique avec utilisation de plusieurs émetteurs fonctionnant sur des fréquences différentes. La seconde, que l'on ne peut appliquer intégralement qu'avec certains des systèmes décrits dans les Annexes, repose sur le concept de réseau monofréquence (SFN, *single frequency network*). Dans ce cas, tous les émetteurs d'une même zone utilisent le même bloc de fréquences et distribuent le même ensemble de programmes. Le système permet par ailleurs d'utiliser dans la voie en service des émetteurs de complément ou des dispositifs d'extension de couverture, et le texte décrit les limites de fonctionnement de ces répéteurs.

Le numérique a une autre application: la superposition d'informations numériques dans une transmission MF existante, procédé dénommé «dans la bande, dans la même voie» (IBOC, *in-band on-channel*), technique certainement intéressante pour les administrations qui sont dans l'impossibilité d'attribuer de nouvelles fréquences ou de libérer pour un service DSB des bandes déjà affectées à la radiodiffusion. Le Chapitre 3 traite également de la distribution de programmes par satellite. La couverture assurée par le satellite peut être complétée par des émetteurs «d'appoint»

de Terre à faible puissance, dont la fonction est de réémettre le signal provenant du satellite: on parle alors de système hybride. Mais il existe un autre système de distribution satellite/de Terre, appelé système mixte, dans lequel le satellite et l'émetteur de Terre utilisent la même bande de fréquences, d'où une optimisation de l'utilisation du spectre. On peut en effet utiliser des voies non spécifiques au SRS dans une zone de service pour la radiodiffusion DSB de Terre, si l'on respecte des distances minimales de réutilisation dans la même voie et si l'on prévoit une sélectivité suffisante par rapport à la voie adjacente au niveau du récepteur.

Le Chapitre 4 rassemble des informations générales sur les modèles de propagation pour divers trajets de Terre ou par satellite. Ces modèles peuvent faciliter la planification des services de radiodiffusion DSB. On trouvera dans ce Chapitre des indications sur les effets des évanouissements sélectifs en fréquence, qui intéressent particulièrement les signaux à modulation numérique. Le lecteur y trouvera aussi un résumé de données de mesure de champ de propagation à l'extérieur et à l'intérieur de bâtiments ainsi que de mesures effectuées dans le service de radiodiffusion par satellite. On se reportera à l'Appendice X pour un examen plus détaillé des aspects propagation et des résultats de mesure.

Le Chapitre 5 traite de l'utilisation des techniques de diversité, lesquelles sont susceptibles d'améliorer la qualité de fonctionnement d'un récepteur dans des conditions de propagation par trajets multiples. Sont également traitées la diversité en fréquence, la diversité dans le temps et la diversité dans l'espace.

Le Chapitre 6 décrit les principaux aspects des systèmes de radiodiffusion DSB: codage de la source audio, multiplexage des services, codage et modulation des voies, informations de service, services de données auxiliaires et émissions. S'agissant du codage de la source audio, il est fait référence aux études menées par le Groupe ISO/MPEG et par les groupes de travail pertinents de l'UIT. Par ailleurs, un système DSB peut englober des services de données non audio, parallèlement aux services audio, dans un multiplexage commun. Tous les services inclus dans un multiplex peuvent être reconfigurés, ce qui donne la souplesse requise pour réaménager ou introduire de nouvelles fonctionnalités ou pour satisfaire d'autres besoins des utilisateurs.

Ce Chapitre compare les avantages respectifs de certains des systèmes numériques proposés, sur le plan du fonctionnement avec un répéteur de satellite ou d'un fonctionnement hybride satellite/de Terre, l'incidence d'un tel mode de fonctionnement au niveau du récepteur étant également traitée.

Le Chapitre 7 porte sur les bandes de fréquences convenant, du point technique, à la radiodiffusion DSB de Terre ou par satellite. On y indique aussi les fréquences les plus appropriées dans les bandes actuellement attribuées à la radiodiffusion. Les bandes de fréquences devant être utilisées pour les systèmes DSB ont été identifiées à l'occasion de la CAMR-92, et ces bandes varient d'un pays à l'autre, et divers scénarios d'utilisation sont considérés dans ce Chapitre.

Le Chapitre 8 porte sur les divers aspects planification des services DSB de Terre et par satellite: caractéristiques de polarisation, caractéristiques des antennes d'émission et de réception dans un système de Terre, valeurs minimales de champ utilisables, marges de propagation, puissance des émetteurs et réutilisation des fréquences. On y trouvera divers exemples de bilan de liaison, aussi bien pour les services de Terre que pour les services assurés par satellite. Le lecteur y trouvera également des informations sur la fourchette des paramètres types de la radiodiffusion sonore par satellite, ainsi que les paramètres techniques des divers systèmes SRS (sonore) notifiés à l'UIT. Est également proposée une analyse des différents concepts de réutilisation des fréquences entre services, notamment du concept de système mixte satellite/de Terre. Ce Chapitre se termine sur une présentation des méthodes de planification sur ordinateur.

Le Chapitre 9 résume les principaux critères de partage entre, premièrement, différents services DSB et, en second lieu, entre services DSB partageant une bande de fréquences avec d'autres services de radiodiffusion ou utilisant des bandes adjacentes, autant d'éléments d'information nécessaires pour l'élaboration d'accords de coordination efficaces entre différents services et différents pays.

Le Chapitre 10 spécifie les orbites envisageables (orbite des satellites géostationnaires, orbites elliptiques fortement inclinées). D'une manière générale, la première est plus indiquée pour les pays situés sous des latitudes basses, tandis que les secondes sont préférables pour les pays sous latitudes élevées. Les avantages respectifs de l'une et des autres sont par ailleurs précisés dans le cas d'un service couvrant des pays sous latitude haute et sous latitude moyenne.

Le Chapitre 11 illustre les méthodes de distribution de signaux DSB à partir d'un studio et à destination d'une ou de plusieurs stations d'émission. La structure du réseau de distribution est simple dans le cas d'un système à un seul canal par porteuse (SCPC, single-channel per-carrier) mais, dans le cas d'un système multiprogramme, il faut prévoir un point nodal supplémentaire entre le studio et l'émetteur.

On trouvera au Chapitre 12 une liste de sites Internet offrant des informations actualisées sur la mise en oeuvre des divers systèmes DSB.

L'Annexe A rassemble des informations complètes sur le Système numérique A (Eureka-147 DAB): description détaillée du système, caractéristiques de qualité de fonctionnement, rapports de protection, résultats de propagation, informations concernant le partage des fréquences. Cette Annexe contient également des données complètes sur les simulations informatiques faites avec le Système numérique A dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques.

L'Annexe B traite du Système numérique B (VOA/JPL): spécifications du récepteur et du modèle technique, observations sur les rapports de protection. Les possibilités de partage paraissent analogues à celles d'autres systèmes numériques utilisant des systèmes de modulation et de codage équivalents. L'Annexe comprend également des informations complètes sur les simulations et les essais en conditions réelles effectués avec ce Système numérique B, notamment en ce qui concerne la modélisation des voies dans un grand nombre de scénarios différents.

L'Annexe C décrit le Système numérique C («dans la bande, dans la même voie» IBOC) à modulation de fréquence (envisagé pour la radiodiffusion DSB aux Etats-Unis d'Amérique dans la bande 88-108 MHz). On y trouvera des informations sur le codage de la source, la modulation, la synchronisation et l'égalisation du système proposé. Sont également inclus les résultats des essais en laboratoire et en conditions réelles effectués avec ce système aux Etats-Unis d'Amérique.

L'Annexe D décrit le Système numérique D (WorldSpace), et comprend notamment une présentation détaillée du secteur spatial (D_S) et du secteur terrien (D_H) complémentaire. Cette Annexe rassemble les résultats complets des essais du satellite et des configurations hybrides satellite/de Terre.

L'Annexe E décrit en détail le Système numérique E (MRC ARIB). Le lecteur y trouvera également les résultats des mesures effectuées avec le satellite et en fonctionnement hybride satellite/de Terre.

L'Annexe F est consacrée à une description détaillée du Système numérique F (ISDB-T_{SB} ARIB). Les résultats des mesures effectuées avec ce système de radiodiffusion DSB de Terre sont également exposés dans cette Annexe.

L'Annexe G fournit une description résumée du Système numérique G (Sirius S-DARS).

L'Appendice X rassemble un certain nombre de résultats d'études de propagation effectuées dans les bandes d'ondes décimétriques et métriques. Les expériences ont porté sur la propagation des voies à satellite et des voies de Terre dans divers environnements: urbains, suburbains, ruraux, à l'intérieur de bâtiments. Les expériences ont porté aussi bien sur des systèmes statiques que des systèmes mobiles, et les valeurs d'affaiblissement typiques à l'intérieur des bâtiments sont indiquées. Les études avaient pour objet de vérifier les divers modèles de propagation à utiliser pour la planification, et il s'agissait aussi de vérifier certains paramètres système. Le Canada, l'Europe et les Etats-Unis d'Amérique ont contribué à ces expériences de propagation.

Enfin, l'Appendice Y décrit un certain nombre de modèles d'antenne d'émission de système à satellite pour radiodiffusion DSB.

ETAT DE DÉVELOPPEMENT ET DE MISE EN OEUVRE DES SYSTÈMES NUMÉRIQUES DÉCRITS DANS LE PRÉSENT MANUEL EN SEPTEMBRE 2001

Système numérique A (radiodiffusion de Terre)

Le Système numérique A (Eureka-147 DAB) est un système de radiodiffusion (audio/données) numérique de Terre, entièrement développé, pour des récepteurs fixes, portables ou à bord de véhicules. Défini par l'UIT-R dans la Recommandation UIT-R BS.1114, il a été lancé dans plusieurs pays d'Europe au cours du deuxième semestre de 1995. Actuellement, le système est exploité dans plus de 25 pays dans le monde. Ces services sont fournis par des radiodiffuseurs publics et privés.

Une réunion de planification de la T-DAB a eu lieu en Europe en 1995, au cours de laquelle plus de 40 pays de la CEPT se sont vu attribuer des fréquences dans la bande attribuée à la radiodiffusion à ondes métriques et dans la bande de 1,5 GHz afin de desservir toutes les zones de leur territoire (une couverture totale) avec deux multiplexes T-DAB. Une autre réunion européenne de planification de la T-DAB du même type est prévue du 10 au 18 juin 2002 à Maastricht (Pays-Bas). Les nouvelles attributions seront planifiées dans la bande 1 467,5-1 479,5 MHz pour garantir aux pays de la CEPT participants une couverture additionnelle, quasiment exhaustive. A l'été 2001, on comptait environ six fabricants de syntoniseurs DAB de maison, neuf fabricants de récepteurs de voiture, deux fabricants de récepteurs pour PC et un fabricant de récepteurs portables produisant des récepteurs DAB Eureka-147 pour le marché grand public. Parmi les évolutions récentes figurent des services multimédias intégrés dans le multiplex, des écrans panoramiques DAB, des appareils portatifs, etc.

Système numérique A (radiodiffusion par satellite)

La première démonstration de la radiodiffusion par satellite du signal DAB Eureka-147 à destination de récepteurs mobiles a eu lieu lors de la CAMR-Orb 88, à Genève, au moyen d'un émetteur de Terre placé au sommet d'une montagne voisine pour simuler la liaison par satellite. Elle a été suivie par de vraies transmissions par satellite, grâce au satellite mexicain Solidaridad. Le système S-DAB a été défini par l'UIT-R dans la Recommandation BO.1130-3. Dans l'intervalle, l'Agence spatiale européenne avait travaillé à la définition d'un système à orbite fortement elliptique (HEO, *highly elliptical orbit*) appelé «Archimède». Ce système a été notifié en novembre 1996 à l'UIT sous le nom de «MediaStar», pour être exploité dans la bande de 1,5 GHz récemment attribuée alors par la CAMR-92.

En 1999, le projet MediaStar a été relancé sous le nom de «Global Radio» dont les spécifications système ont été récemment finalisées. Le système doit couvrir l'Europe à partir d'une constellation de quatre satellites sur des orbites HEO d'une résolution de 24 h, un satellite étant en service à la fois. L'angle d'élévation dépassera 80° pour une réception optimale dans les zones construites. Bien qu'étant fondé sur la norme S-DAB, «Global Radio» est susceptible de prendre en charge tous les codages MPEG multimédias/en bande de base.

On trouvera à l'Annexe A une description détaillée du Système numérique A ainsi que la caractérisation de sa qualité de fonctionnement d'après les essais effectués en laboratoire et sur le terrain.

Système numérique B

La composante satellite du Système numérique B a été développée par Voice of America et Jet Propulsion Laboratory (VOA/JPL) et le récepteur a atteint le stade d'un équipement prototype. Des essais ont été réalisés en 1995 avec un satellite TDRS afin de valider la conception du système. Le Système numérique B a été défini par l'UIT-R dans la Recommandation UIT-R BO.1130. Rien n'est actuellement prévu afin de poursuivre le développement du système et d'envisager sa mise en oeuvre.

On trouvera à l'Annexe B une description détaillée du Système numérique B ainsi que la caractérisation de la qualité de fonctionnement d'après les essais effectués en laboratoire et sur le terrain.

Système numérique C

Le Système numérique C est un système entièrement développé, exploité à titre expérimental dans cinq grandes zones métropolitaines aux Etats-Unis d'Amérique. Il a été développé par une vaste association d'investisseurs, comprenant 15 des principaux radiodiffuseurs des Etats-Unis d'Amérique, de grandes entreprises de technologie comme Lucent Technologies et Texas Instruments, des fabricants de récepteurs comme Visteon Corporation et d'autres sociétés d'investissement et entreprises travaillant dans les médias. Aux Etats-Unis d'Amérique, le système, qui fait l'objet d'une analyse de la part des régulateurs, est considéré comme une norme par un groupe industriel privé. On envisage sa commercialisation en 2002, compte tenu des engagements pris par au moins deux des principaux fabricants de récepteurs. Depuis l'acquisition récente de droits de propriété intellectuelle supplémentaire, on envisage d'y apporter des améliorations, en particulier en ce qui concerne le codec du système. Le Système numérique C continue de faire l'objet d'une évaluation et il a été proposé de l'inclure dans la Recommandation UIT-R BS.1114 en octobre 2001.

On trouvera à l'Annexe C une description détaillée du Système numérique C de même que la caractérisation de sa qualité de fonctionnement d'après les essais menés en laboratoire et sur le terrain.

Système numérique D_S

Le développement du Système numérique D_S est terminé. Le système a subi tous les essais et est désormais pleinement opérationnel. Deux satellites WorldSpace ont été déployés à 21° E et 105° E pour des services de radiodiffusion audio, de transmission de données et multimédias à destination de récepteurs fixes et portables dans des pays d'Afrique, du Moyen-Orient et d'Asie. Quatre fabricants produisent des récepteurs en série. Un troisième satellite sera déployé à 95° O pour desservir l'Amérique centrale et l'Amérique du Sud. Le Système numérique D_S a été défini par l'UIT-R dans la Recommandation BO.1130.

Les spécifications du Système numérique D_S sont énoncées à l'Annexe D du présent Manuel.

Système numérique D_H

Le Système numérique D_H est un système de radiodiffusion audionumérique hybride satellite/de Terre arrivé à maturité. Les composantes satellite et de Terre du système ont été testées à l'aide du satellite AfriStar WorldSpace positionné à 21° E et de réseaux à trois émetteurs monofréquences de Terre à Erlangen (Allemagne) et à Pretoria (République sudafricaine).

La composante satellite du Système numérique D_H est décrite dans la Recommandation UIT-R BO.1130 alors que la composante de Terre fait l'objet de la Recommandation UIT-R BS.1547.

Le système sera installé sur les satellites WorldSpace positionnés à 21° E, 105° E et 95° O afin de fournir des services satellite/de Terre de radiodiffusion audionumériques, de données et multimédias à destination de récepteurs fixes, portables ou placés à bord de véhicules. Des services hybrides satellite/de Terre seront fournis à des pays d'Afrique, du Moyen-Orient et d'Asie dès le premier trimestre de l'année 2003. Les spécifications du Système numérique D_H sont finalisées pour fonctionner dans la bande de 1,5 GHz. Des innovations pourront être apportées ultérieurement en vue d'un fonctionnement dans d'autres bandes de fréquences.

On trouvera dans l'Annexe D une description détaillée du Système numérique D ainsi que la caractérisation de sa qualité de fonctionnement d'après les essais effectués en laboratoire et sur le terrain.

Système numérique E

Le Système numérique E est conçu pour fournir des services audio de qualité élevée et de données multimédias utilisant des satellites et des répéteurs complémentaires de Terre fonctionnant sur le même canal et utilisant la même fréquence pour des récepteurs fixes, portables et de véhicules. Le Système numérique E a été officiellement adopté dans le cadre de la Recommandation UIT-R BO.1130 en juillet 2000. Il a été développé, entièrement testé et adopté par l'Association of Radio Industries and Business (ARIB) et par le Conseil des technologies de télécommunication de l'Administration japonaise. A l'été 2000, le système avait 12 répéteurs de Terre à l'essai, plus deux récepteurs d'essai. De nouveaux récepteurs équipés de dispositifs à puce VLSI spécialement conçus ont été mis à disposition au début de l'année 2001 et des répéteurs de Terre seront installés début 2002 pour le service commercial. Un service commercial de radiodiffusion par satellite débutera au Japon à la mi-2003, après le lancement d'un satellite de radiodiffusion.

On trouvera à l'Annexe E une description détaillée du Système numérique E, de même que la caractérisation de sa qualité de fonctionnement d'après les essais effectués en laboratoire et sur le terrain.

Système numérique F

Développé pour la radiodiffusion sonore numérique de Terre, le Système numérique F a été décrit dans la Recommandation UIT-R BS.1114-2 en 2001. Ses spécifications ont été élaborées par l'Association of Radio Industries and Business (ARIB) en octobre 1998. Des expériences ont été effectuées en laboratoire et des essais ont été faits dans des conditions d'exploitation en utilisant la tour de Tokyo en 1999, afin de tester l'efficacité du système, et la spécification finale a été approuvée comme norme japonaise en novembre 1999.

Une station pilote est exploitée à Tokyo depuis juin 1999. Il est prévu de lancer deux stations à Tokyo et à Osaka dans la bande de fréquences 188-192 MHz au début de l'année 2003. Une planification des fréquences à l'échelle nationale dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques est en cours d'élaboration au Japon.

Plusieurs pays ont manifesté de l'intérêt pour ce système, qui a fait l'objet de démonstrations dans certains pays à l'aide d'équipements prototypes, en particulier des récepteurs.

On trouvera à l'Annexe F une description détaillée du Système numérique F de même que la caractérisation de sa qualité de fonctionnement d'après les essais effectués en laboratoire et sur le terrain.

Système numérique G

Le Système numérique G est un système de radiodiffusion sonore numérique hybride satellite/de Terre. Il est actuellement mis en oeuvre et devrait commencer à fournir des services d'ici à la fin de 2001. Il fonctionne avec trois satellites sur une orbite géosynchrone, très elliptique, de 24 heures. Quatre satellites ont été construits, l'un d'eux devant rester en réserve au sol. Les trois satellites ont été lancés avec succès. La construction du Studio de radiodiffusion nationale, des Centres de commande des satellites et de la station terrienne pour les liaisons montantes a été achevée. Les sites des 105 répéteurs de Terre ont été repérés dans les 46 villes retenues et le travail d'installation devrait être terminé à l'automne 2001.

On trouvera à l'Annexe G un résumé de la description du Système numérique G.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Depuis sa création, il y a plus de soixante-dix ans, la radiodiffusion sonore a évolué pour devenir un des moyens de communication les plus prisés. Elle a un rôle social des plus importants, qui est de diffuser des programmes d'information, de divertissement et de formation éducative à destination d'un large public.

Aujourd'hui, dans les pays développés, pratiquement tous les foyers possèdent au moins un récepteur de radiodiffusion. Parmi les progrès techniques récents, on peut citer la mise au point de systèmes perfectionnés, fixes, portatifs ou fonctionnant à bord de véhicules, avec disque compact, stéréophonie et enregistreurs à cassette. Parallèlement, les «baladeurs» et les récepteurs à ondes courtes ont fait une percée sur le marché grand public.

Les trente dernières années ont vu l'implantation d'un vaste marché pour les récepteurs de radiodiffusion. En Europe seulement, on estime à un demi milliard le nombre total de ces récepteurs en service. Sur ce total, plus de 150 millions seraient des récepteurs installés à bord de véhicules.

Dans les premiers temps de la radiodiffusion sonore, au début des années 1920, on utilisait la modulation d'amplitude (MA). La radiodiffusion MA est encore très répandue dans les bandes d'ondes kilométriques, hectométriques et décamétriques. Les premiers services MA nécessitaient de grandes installations d'antennes de réception, mais avec l'amélioration de la sensibilité des récepteurs, cette exigence n'a plus cours. Aujourd'hui, la plupart des récepteurs modernes fonctionnent avec des antennes simples (fouets ou tiges de ferrite).

Les émissions à modulation de fréquence (MF) ont vu le jour à la fin des années quarante dans la plupart des régions du monde. Elles ont représenté un progrès important en matière de qualité du son et de qualité de service. Dans leur majorité, les services MF ont été logés dans les bandes d'ondes métriques, entre 87,5 et 108 MHz.

Toutefois, les services MF étaient planifiés pour la réception fixe dans les domiciles, avec des antennes directives montées sur les toits. Ce faisant, le but recherché était d'obtenir un gain et de réduire à un minimum les brouillages causés par des émetteurs distants ainsi que les réflexions dues aux trajets multiples. Les perfectionnements apportés au stade de la conception des récepteurs MF ont permis de construire des récepteurs moins chers, portatifs et montés à bord de véhicules. De ce fait, on a observé dans la radiodiffusion MF une tendance qui a fait passer de la réception fixe à la réception sur appareils portatifs ou dans les véhicules. Les antennes utilisées dans ces nouveaux modes de réception sont généralement de type non directif; outre le signal utile, ces antennes sont donc susceptibles de recevoir des signaux non désirés (brouillages et signaux se propageant par trajets multiples). Cela étant, un grand pourcentage des auditeurs utilisant des récepteurs MF portatifs et installés dans les véhicules sont mal desservis en raison des effets du brouillage par trajets multiples, en particulier dans les zones urbanisées. L'effet des trajets multiples sur la réception MF est le suivant: abaissement du niveau du signal reçu en dessous du niveau de seuil, d'où apparition d'une pointe de bruit qui provoque une dégradation ou un blocage de la réception.

Ces systèmes analogiques mettent en oeuvre des techniques anciennes, mais demeurent en service. Ils assurent la radiodiffusion sonore dans le monde entier, pour des services locaux, nationaux et supranationaux, en offrant l'avantage de pouvoir utiliser des récepteurs de prix relativement modique.

On a fait de nombreuses tentatives pour moderniser les techniques existantes de la radiodiffusion MA et MF. Il s'agissait principalement d'améliorer la continuité et la robustesse du service. A titre d'exemple, citons l'adjonction des sous-porteuses supplémentaires ayant pour fonction de transporter des signaux son stéréophoniques ainsi qu'une quantité limitée de données pour améliorer la qualité de service et identifier des services différents.

La qualité audio des services de radiodiffusion MA et MF a été largement surpassée par des innovations apportées récemment aux médias audio autres que la radiodiffusion. Les auditeurs, habitués à l'excellente qualité sonore fournie par les systèmes à disques compacts (CD) et à bande magnétique audionumérique (DAT, *digital audio tape*), attendent à présent la même qualité de leurs services de radiodiffusion.

Malheureusement, les systèmes actuels de radiodiffusion sont soumis à des contraintes intrinsèques, techniques et économiques, qui excluent toutes nouvelles améliorations de la qualité de service comparable à celle qu'a atteinte le matériel audio grand public comme les CD.

La mise en oeuvre des techniques numériques modernes constitue le moyen évident pour améliorer la qualité de la radiodiffusion sonore. A titre d'exemple, citons le système NICAM 728, mis au point pour le son de la télévision dans les bandes d'ondes métiques et décimétiques. A la fin des années 80, un système de radiodiffusion complètement numérique appelé radiodiffusion numérique par satellite a été mis en place dans la bande des 12 GHz en Europe; il fournissait un multiplex de 16 programmes de radiodiffusion avec un son de la qualité d'un CD, pour la réception individuelle et par câble. D'autres services ont été mis en place récemment dans la bande des 11 GHz, avec pour mission de desservir un grand nombre de récepteurs fixes. On notera que l'émetteur de satellite, tout comme le récepteur de Terre exigent des antennes directives. De ce fait, il n'y a pas de problème de trajets multiples et on peut appliquer avec succès des systèmes simples de modulation numérique. Ce type de service n'est pas destiné à des récepteurs mobiles ou portables.

Certains radiodiffuseurs utilisent depuis de nombreuses années des techniques numériques pour la production et la transmission de programmes radiophoniques. Plus récemment, le prix de ces techniques a baissé jusqu'à permettre leur utilisation dans le marché grand public, ce qui a permis aux auditeurs d'apprécier un son de haute qualité, mais en dehors du cadre de la radiodiffusion.

Simultanément, on assiste à un encombrement croissant des bandes d'ondes métiques de radiodiffusion en MF dans de nombreux pays. En conséquence, la radiodiffusion MF qui peut offrir au public un son de qualité inaltérée, est menacée d'une érosion de la qualité qu'elle permet. Cet encombrement augmentera inévitablement les niveaux de brouillage qu'il faudra tolérer notamment pour les récepteurs mobiles et portatifs qui ne bénéficient pas d'antennes élevées et directionnelles comme on les considère généralement dans la planification de la couverture en MF.

La MF en ondes métiques peut continuer à offrir un excellent service à des récepteurs fixes correctement installés, mais la solution d'avenir pour le développement de la radiodiffusion est de créer un système numérique entièrement nouveau conçu dès l'origine pour répondre aux exigences de réception des différentes catégories de public. De plus, on pourrait ainsi établir une chaîne numérique complète depuis le studio jusqu'au récepteur grand public.

A la différence des systèmes de radiodiffusion sonore en ondes métriques existants, les nouveaux systèmes numériques doivent permettre une réception sonore inaltérée sur des récepteurs de radiodiffusion fixes, portables et mobiles. Pour réaliser la réception mobile, il faut appliquer des méthodes d'émission entièrement nouvelles qui ont été définies et dont on trouvera la description dans le présent Manuel.

La propagation par trajets multiples crée un environnement plus contraignant pour les récepteurs mobiles et portatifs. Dans un tel environnement, les systèmes simples de modulation numérique ne sont pas capables de neutraliser la distorsion provoquée par les évanouissements sélectifs en fréquence.

L'UIT étudie la radiodiffusion sonore numérique depuis plus de 35 ans. Pendant la plus grande partie de cette période, l'accent a été mis sur la radiodiffusion sonore par satellite, puis, par la suite, le champ d'étude a également été étendu à la radiodiffusion de Terre.

Cela étant, l'UIT a entrepris des études visant à spécifier un nouveau concept de radiodiffusion sonore numérique, propre à répondre aux exigences prévues pour la radiodiffusion de l'avenir.

Ces études visaient trois objectifs principaux en ce qui concerne le nouveau système:

– pouvoir résoudre des problèmes posés par les trajets multiples et être adapté spécifiquement à la réception sur appareils portatifs et appareils placés à bord de véhicules;

– fournir un son de qualité nettement supérieure à celle de la MF; et

– pouvoir être mis en oeuvre dans le service par satellite et dans le service de Terre.

D'emblée, on a établi qu'il y aurait incompatibilité entre le nouveau système, de quelque type qu'il soit, et l'un quelconque de ses prédécesseurs. Cette constatation pouvait entraîner des changements importants dans tous les domaines de la radiodiffusion, à savoir: production, enregistrement, distribution, contribution, diffusion et réception. En dernière analyse, l'objectif est la numérisation de toute la chaîne de radiodiffusion, avec pour résultat l'obtention de la plus haute qualité de transmission du son, depuis le microphone jusqu'à l'auditeur.

Un des problèmes majeurs était de trouver une bande de fréquences appropriée, à attribuer à la radiodiffusion DSB. Depuis 1979, toutes les conférences administratives mondiales des radiocommunications (CAMR) de l'UIT se sont occupées des problèmes de la radiodiffusion sonore par satellite. Par sa Résolution 505, la CAMR-79 a invité les Commissions d'études du CCIR (devenu depuis l'UIT-R) à poursuivre et accélérer les études relatives aux caractéristiques techniques d'un système de radiodiffusion sonore par satellite pour la réception individuelle sur des récepteurs portatifs et sur des récepteurs pour véhicules automobiles, dans la gamme de fréquences de 500 à 2000 MHz. La CAMR ORB-85 s'est penchée sur cette question et, dans sa Recommandation N° 2, a demandé que les études soient poursuivies dans le domaine de la radiodiffusion sonore par satellite.

La CAMR ORB-88, elle aussi, s'est saisie de la question. Elle a émis la Résolution 520, qui a porté à 3 000 MHz la limite supérieure de la gamme de fréquences envisagée et qui invitait le CCIR à conduire des études techniques dans les domaines suivants:

– incidence du choix des fréquences sur les paramètres des systèmes, en particulier pour les besoins relatifs à la puissance du satellite, les caractéristiques des antennes d'émission et de réception et les caractéristiques de propagation;

– largeur de bande requise par le service;

– aspects techniques du partage entre les services, notamment en ce qui concerne le partage géographique.

Les premières études ont porté sur des systèmes analogiques classiques. Au cours de la période 1986-1990, de nouvelles études ont été entreprises, aux Etats-Unis d'Amérique et dans le cadre de l'UER, principalement sur le sujet suivant: techniques numériques avancées pour la radiodiffusion sonore par satellite dans les bandes d'ondes décimétriques.

Toutes ces études ont abouti à l'élaboration d'un rapport technique par le Groupe de travail intérimaire mixte du CCIR pour la CAMR-92 (GTIM CAMR-92), pour présentation à cette CAMR. De son côté, le GTIM 10-11/1 du CCIR a élaboré un autre rapport, plus détaillé. Ces rapports ont établi, à l'évidence, que l'état d'avancement des techniques permettait de mettre en place un service de radiodiffusion sonore par satellite, avec diffusion de Terre complémentaire à destination de récepteurs portatifs et placés à bord de véhicules.

La Conférence administrative mondiale des radiocommunications (CAMR-92) de l'UIT qui s'est tenue à Torremolinos (Espagne), a attribué des bandes de fréquences entre 1 000 et 3 000 MHz au service de radiodiffusion sonore par satellite (SRS (sonore)) et à la radiodiffusion sonore complémentaire dans le service de Terre. L'utilisation en est limitée à la radiodiffusion sonore numérique (voir le Règlement des radiocommunications, Article 5, numéros 5.345 et 5.393). La bande de fréquences 1 452-1 492 MHz a été attribuée dans le monde entier, sauf aux Etats-Unis d'Amérique, au service de radiodiffusion par satellite (SRS) et au service de radiodiffusion pour la radiodiffusion sonore numérique (DSB). Deux autres bandes à 2,3 GHz et 2,6 GHz ont également été attribuées à un certain nombre de pays. La Conférence a également demandé que des études soient réalisées afin de permettre la planification des attributions de fréquences lors d'une future conférence.

Avant la CAMR-92, aucune partie du spectre n'était attribuée spécifiquement au SRS (sonore). La CAMR-92 a donc représenté un tournant important dans le développement et, partant, dans la mise en place actuelle et future des services de radiodiffusion DSB à l'échelle mondiale. Les attributions de fréquences faites par cette CAMR ont marqué l'aboutissement des efforts accomplis pendant près de vingt ans par les radiodiffuseurs, les administrations, les constructeurs de matériel, les fournisseurs de programmes de radiodiffusion sonore et les chercheurs. Sur le plan technique, l'attribution de la bande de 1,5 GHz est très proche de l'optimum pour le service SRS (sonore) et pour le service de Terre complémentaire.

Malgré cela, les services de radiodiffusion sonore de Terre ont commencé non seulement dans la bande de 1,5 GHz, mais également dans les bandes des ondes métriques dans certains pays; ces dernières permettent d'obtenir une couverture sur de vastes zones, notamment avec les systèmes capables de mettre en oeuvre la notion de réseau monofréquence, ou réseau SFN. En fait, dans de nombreux pays la radiodiffusion DSB commencera comme service de Terre (local, subnational ou national) dans les bandes en question.

Les systèmes numériques à technologie de pointe décrits dans le présent Manuel permettent d'obtenir une réception du son de qualité élevée et extrêmement «robuste» avec tous les types de récepteurs, y compris en haute-fidélité à domicile; cependant, ces systèmes sont conçus avant tout pour les récepteurs portatifs, personnels et placés à bord de véhicules. Les nouvelles techniques de radiodiffusion numérique sont particulièrement nécessaires pour les récepteurs mobiles et portatifs. Les nouveaux systèmes numériques mettent en oeuvre des techniques de modulation extrêmement perfectionnées ainsi que la réduction des débits binaires pour le codage de source; ils sont conçus pour remédier efficacement aux effets de la propagation par trajets multiples dans les voies de transmission, tout en assurant un bon rendement spectral et en réduisant la puissance d'émission nécessaire.

Par ailleurs, comparés aux services traditionnels de radiodiffusion sonore analogique, les services de radiodiffusion DSB peuvent offrir un choix beaucoup plus vaste de services audio et de services de données auxiliaires, et autres fonctionnalités. Grâce à sa flexibilité, le multiplex de services peut aussi permettre de faire varier dynamiquement les modalités des services.

Néanmoins, un aspect important de la promotion du DSB à l'échelle mondiale est la conception et la réalisation de récepteurs DSB de type «convivial», permettant un accès simple et facile à de nombreux services son et services de données différents.

CHAPITRE 2

SPÉCIFICATIONS ET OBJECTIFS DES SERVICES DE RADIODIFFUSION DSB

2.1 Spécifications générales

L'objectif des nouveaux services de radiodiffusion sonore est d'améliorer la disponibilité, la qualité et la diversité dans la distribution des programmes aux auditeurs. La couverture sur zones étendues permettra à de nombreux auditeurs de bénéficier pour la première fois d'un service de programmes; quant aux techniques numériques de pointe, elles fourniront une qualité de son élevée, équivalente à celle que l'on obtient avec d'autres supports du son (par exemple, disques compacts). Grâce à ces techniques numériques, on pourra aussi obtenir toute une série de nouveaux services, liés aux programmes ou indépendants des programmes. La radiodiffusion sonore numérique, qu'il s'agisse du service de Terre ou du service par satellite, vise la réception dans les véhicules et sur appareils portatifs, mais elle permet aussi, bien entendu, la réception sur installations fixes.

Sur le plan technique, les objectifs poursuivis avec les systèmes sont déterminés principalement par trois facteurs: la qualité du son, la disponibilité du service et la couverture.

2.1.1 Qualité du son

Les objectifs de service pour la radiodiffusion sonore peuvent avoir une influence importante, s'agissant de déterminer le type de système à utiliser, ainsi que les caractéristiques et les coûts globaux du système. Il faut analyser avec soin les relations existant entre les performances et les facteurs économiques. On étudie la radiodiffusion sonore numérique depuis plus de 25 ans; durant cette période, la reproduction et la transmission du son ont connu des mutations considérables. Les citadins, dans leur grande majorité, veulent aujourd'hui recevoir un son stéréophonique de haute qualité, même sur des appareils portatifs ou des autoradios. La qualité des équipements haute-fidélité grand public a énormément progressé et cette évolution a eu comme conséquence l'utilisation à grande échelle des disques compacts; c'est ce qui explique que nombreux sont ceux qui demandent une qualité sonore supérieure à celle que les récepteurs MF fixes eux-mêmes sont capables de fournir. L'attente du public est la même dans les zones reculées, car on trouve facilement des enregistreurs à cassettes de haute qualité et des lecteurs de disques compacts. Il est possible d'établir le niveau de qualité pour les conditions d'écoute les plus difficiles (par exemple, écoute haute-fidélité à domicile); d'un autre côté, on prévoit que les autoradios et les récepteurs portatifs seront capables de régler la dynamique du signal son pour permettre une écoute confortable dans des environnements plus bruyants, par exemple dans un véhicule automobile.

Pour une bonne part, la couverture des zones de grande étendue est réalisée de nos jours par des émissions en ondes kilométriques, hectométriques et décamétriques mettant à profit la propagation de l'onde de sol et de l'onde ionosphérique. Les populations des zones ainsi desservies préfèrent peut-être recevoir des émissions de divertissement ayant la qualité technique la plus élevée; malgré cela, il pourrait être plus économique, pour ce type de service, de diffuser des émissions de qualité moyenne en monophonie, à condition que celles-ci soient stables et qu'elles puissent être reçues sur des appareils portables/mobiles.

Pour ces raisons, les objectifs de qualité s'échelonnent du niveau 3 sur l'échelle à 5 points de l'UIT-R pour un système monophonique simple, jusqu'au niveau 4,5 pour un système numérique perfectionné. Pour cette dernière catégorie de systèmes, l'objectif est de fournir un service stéréophonique de haute qualité, que rien ne distingue subjectivement de la qualité du disque compact. Ces différents niveaux de qualité de service peuvent conduire à des compromis différents dans le cadre d'un système.

2.1.2 Disponibilité du service

Dans les méthodes de planification traditionnelles de la radiodiffusion de Terre, on a adopté le critère de disponibilité suivant: dans 50% des emplacements, pris arbitrairement à l'intérieur de la zone de couverture, les objectifs de qualité doivent être réalisés pendant au moins 50% du temps. On peut prévoir que l'objectif de disponibilité de service est appelé à augmenter pour tous les services; en particulier, cet objectif devra être très sensiblement relevé pour les niveaux élevés de qualité de service, avec des pourcentages portés, par exemple, à 99% des emplacements et du temps.

Parmi les techniques pouvant être envisagées pour accroître la disponibilité de service dans certaines conditions, on citera la diversité de temps, la diversité de fréquence et la diversité d'espace, appliquées à l'emplacement du récepteur. A cela s'ajoute la mise en oeuvre de réémetteurs de Terre utilisés comme appoint pour desservir les zones masquées; dans ce cas, la diversité d'espace à l'emplacement de l'émetteur se traduit par une diversité de temps à l'emplacement du récepteur.

2.1.3 Couverture requise

La taille de la zone de couverture a aussi une grande influence sur la détermination des caractéristiques du système. Les nouveaux services de radiodiffusion sonore devraient offrir une certaine souplesse pour desservir le territoire d'un pays. Les possibilités devraient aller de la couverture locale d'une ville jusqu'à la couverture subnationale, nationale et supranationale, selon les besoins des diverses administrations. La meilleure solution pour les petites zones de couverture serait la radiodiffusion par voie de Terre, tandis que pour les zones de grande étendue on aura recours à la radiodiffusion par satellite. Dans la pratique, on prévoit qu'il y aura à la fois de petites zones de couverture et des zones étendues dans un pays donné, d'où coexistence éventuelle de services de radiodiffusion sonore par satellite et de Terre.

Beaucoup de pays auront besoin d'assurer une couverture générale en radiodiffusion sonore sur des zones très étendues mais, pour certains pays, il faudra aussi mettre en oeuvre une radiodiffusion DSB par satellite pour fournir des services de programmes spécialisés qui s'adresseront à des publics nationaux relativement peu nombreux, résidant sur ces vastes zones. La couverture de vastes zones rendue possible par la distribution à partir de satellites réduira les coûts afférents à la desserte de ces publics spécialisés disséminés. Cela valorisera ces services de programmes spécialisés.

2.2 Spécifications particulières

Lorsqu'on définit un système de radiodiffusion sonore numérique[1], il convient de prendre en compte les spécifications indiquées ci-après. Le système sera spécifié pour la réception fixe et la réception sur appareils portatifs ou à bord de véhicules. Les spécifications de système énumérées s'appliquent aux diverses modalités de distribution: liaisons de Terre, câble, satellite et systèmes mixtes/hybrides satellite/de Terre.

Ces spécifications sont:

2.2.1 Niveaux de qualité sonore

Gamme de qualités audio allant jusqu'au son stéréophonique de haute qualité sur deux ou plusieurs voies; la qualité subjective doit être identique à celle des supports numériques enregistrés du type grand public haut de gamme (par exemple, «qualité CD»).

---

[1] Les Recommandations UIT-R BS.774 et UIT-R BO.789 donnent une liste complète de spécifications de la radiodiffusion sonore numérique, respectivement pour le service de Terre et le service par satellite.

2.2.2 Signaux de commande du son

Transmission d'une information de commande sur la représentation du son (force du son, compression de la dynamique, matriçage, etc.).

2.2.3 Configurations de service

– son stéréophonique de haute qualité;

– son monophonique de haute qualité;

– pour des applications spéciales, possibilité d'ajouter des voies son supplémentaires au système de base (pour obtenir le système universel de son stéréophonique multicanal défini dans la Recommandation UIT-R BS.775);

– services à valeur ajoutée ayant des capacités de données et des temps de distribution différents (par exemple: voies de messages d'informations routières, données commerciales, radio-recherche, images fixes/graphiques, multiplex image/son, futurs services de radiodiffusion numérique à intégration des services (RNIS)); et

– souplesse d'affectation/réaffectation des services, sans perturber leur continuité.

2.2.4 Mise en oeuvre du service

Utilisation d'un traitement commun des signaux dans les récepteurs pour:

– les réseaux de Terre locaux, sous-nationaux et nationaux en ondes métriques et décimétriques;

– l'exploitation mixte de services de Terre et de services nationaux/supranationaux par satellite en ondes décimétriques;

– les réseaux de distribution par câble.

Dans certains pays, il y aurait avantage à concevoir le système et à planifier le service de telle manière qu'un récepteur commun puisse être utilisé pour toutes les modalités de distribution de programmes énumérées ci-dessus.

2.2.5 Information sur le service

– utilisation de données associées à chaque programme identification du programme;

– commande de la distribution des programmes, contrôle des droits d'auteur, accès conditionnel, enchaînement dynamique des programmes;

– services pour les malentendants; et

– information sur le système multiplex (méthode simple pour l'identification, la sélection et l'enchaînement des programmes ou services).

2.2.6 Interface

– capacité d'enregistrement des signaux son (avec débit binaire réduit) et des données associées. Cela suppose l'enregistrement du signal radiophonique complet, y compris les données associées au programme, et la possibilité d'accéder à de petits blocs de données contenus dans le signal codé; et

– possibilité d'interfaçage des données avec l'équipement de technologie de l'information, (ITE, *information technology equipment*), et les réseaux de communication.

2.2.7 Disponibilité du service

– réception sur des appareils placés à bord de véhicules, portatifs et fixes;

– grande disponibilité de couverture, en emplacements et en temps;

– caractéristiques de panne acceptables subjectivement;

– grande immunité à l'égard de la propagation par trajets multiples (temps de propagation longs et courts) et à l'égard de l'effet Doppler (pour les récepteurs mobiles); et

– compromis entre l'étendue de la couverture pour une puissance d'émission donnée, la qualité de service et le nombre de programmes audio et de services de données.

2.2.8 Efficacité d'utilisation du spectre

– grande efficacité d'utilisation du spectre (meilleure qu'en MF, réutilisation maximale des fréquences et réseautage maximal à une seule fréquence, minimum de contraintes pour le partage avec d'autres services); et

– distribution de plusieurs programmes dans une même bande de fréquences.

2.2.9 Complexité

– récepteur de base de prix modique; et

– utilisation d'une antenne de réception simple, non directive, convenant à la réception à bord de véhicules et sur appareils portatifs.

Il va de soi que certains prestataires de services souhaiteront développer des systèmes du SRS (sonore) et du service de radiodiffusion (sonore) ne fournissant pas toutes les caractéristiques énumérées ci-dessus. Par exemple, une administration pourrait souhaiter avoir un service qui fournirait l'équivalent d'un son monophonique MF pouvant être reçu sur des appareils fixes ou portatifs de coût très modique, plutôt que de desservir des autoradios.

CHAPITRE 3

PRINCIPES DE BASE DU SERVICE

Il faut mettre en oeuvre une nouvelle génération de systèmes de radiodiffusion sonore pour assurer une couverture fiable sur des zones de grande étendue et un service de haute qualité, à destination de récepteurs portatifs et de récepteurs placés à bord de véhicules, ces appareils étant aujourd'hui les moyens les plus répandus pour la réception de la radiodiffusion. Il est reconnu que les moyens de distribution par satellite et par voie de Terre sont, les uns et les autres, réalisables et souhaitables pour ce service. Lorsqu'ils seront mis en oeuvre, il serait économique et pratique de faire en sorte que le grand public ait accès au service par satellite et au service de Terre par l'intermédiaire d'un récepteur commun.

Le développement des nouveaux services de radiodiffusion sonore – radiodiffusion par satellite, radiodiffusion par voie de Terre et même radiodiffusion intégrée satellite/de Terre – se fera en fonction du type de service à mettre en oeuvre (local, subnational, national et multinational). Il existe un marché pour des services de type multinational, national, subnational et local d'ampleur diverse. A terme, tous ces services pourraient être assurés par la radiodiffusion sonore numérique. Les services de plus grande envergure, c'est-à-dire ceux qui réaliseront la couverture d'un groupe de plusieurs pays, seront fournis de façon optimum par l'intermédiaire de satellites. Il semble donc probable que les plus grandes zones de couverture susceptibles d'être desservies en radiodiffusion sonore numérique de Terre seront les zones couvertes par les réseaux nationaux.

3.1 Service DSB de Terre

S'agissant des services de radiodiffusion sonore numérique par voie de Terre, les besoins iront des services nationaux aux services locaux, en passant par les services subnationaux. Dans la plupart des cas, une caractéristique commune serait la nécessité d'avoir plusieurs services ayant les mêmes spécifications de couverture; cette condition peut être satisfaite commodément par le recours aux systèmes de radiodiffusion sonore numérique ou radiodiffusion sonore numérique.

S'agissant de l'efficacité en fréquence et en puissance pour les services nationaux et subnationaux de Terre, la solution optimale serait la mise en oeuvre d'un réseau d'émetteurs utilisant la même fréquence. Un tel réseau est appelé réseau monofréquence ou réseau SFN dont on a démontré jusqu'à présent la faisabilité avec le Système numérique A (voir l'Annexe A). Pour les services locaux ou les petits services subnationaux, on pourrait envisager de réaliser la couverture soit avec une seule station principale, complétée éventuellement par quelques stations complémentaires à faible puissance, soit avec un petit réseau SFN.

Il n'est pas possible d'utiliser le même bloc de fréquences lorsqu'on transmet des programmes différents dans des zones contiguës; il s'ensuit que dans la plus grande partie de l'Europe, on a besoin d'un minimum de quatre ou cinq de ces blocs de fréquences pour assurer la couverture nationale par des réseaux SFN. Si l'on divise les divers pays en plusieurs régions, il faudra presque certainement avoir recours à des blocs de fréquences supplémentaires. Toutefois, sous réserve des contraintes imposées par la distance de réutilisation des blocs près des frontières, la possibilité suivante pourrait s'offrir à un pays donné: avoir recours, pour les services locaux et même aussi éventuellement pour les services régionaux, aux blocs de fréquences utilisés dans les zones avoisinantes pour les services nationaux.

Compte tenu de ce qui précède, on peut conclure qu'il existe en principe deux types de réseaux DSB de Terre à prendre en considération:

– les réseaux planifiés selon les principes classiques, dans lesquels des programmes différents sont rayonnés par des émetteurs individuels utilisant des fréquences différentes; et
– l'émission répartie, principe selon lequel la couverture nécessaire serait fournie par des émetteurs multiples fonctionnant sur la même fréquence et rayonnant les mêmes programmes.

3.1.1 Couverture avec un seul émetteur

Jusqu'à présent, on utilisait pour la radiodiffusion sonore des émetteurs individuels à grande puissance. On calculait la puissance d'un émetteur individuel à l'aide d'un modèle de propagation qui intègre des caractéristiques topographiques et qui est construit en fonction d'un rayonnement radial à partir de l'émetteur. En fait, le radiodiffuseur a cherché à maximiser la couverture en maximisant la puissance d'émission et la hauteur de l'antenne d'émission au-dessus du terrain moyen, ou hauteur HAAT (*height above average terrain*). On espérait que les obstacles présents dans la zone de couverture perturberaient le service le moins possible, parce qu'on était plutôt impuissant en ce qui concerne ces obstacles. On se sert d'émetteurs complémentaires, fonctionnant sur différentes fréquences, pour étendre la couverture d'un émetteur individuel, mais ce procédé est contraire à l'économie du spectre.

La méthode de l'émetteur individuel peut aussi être mise en oeuvre en radiodiffusion DSB. Cependant, pour établir les caractéristiques de l'émetteur, il faut tenir compte de deux facteurs: la nécessité d'avoir une plus grande disponibilité de service (par exemple, F(95,95) au lieu de F(50,50)) et la réduction de puissance requise pour satisfaire à l'exigence de linéarité de l'émetteur. On considère aujourd'hui que la formule de la couverture par des émetteurs individuels pour fournir le service DSB à toutes les zones de couverture, à l'exception des petites zones localisées, n'est pas optimale si l'on veut obtenir une grande disponibilité de service sur toute l'étendue de la zone de couverture. Avec ce type de couverture, on ne parvient pas à desservir convenablement les tunnels et les zones masquées par des accidents de terrain. Par ailleurs, les futures constructions locales pourraient créer de nouvelles discontinuités de couverture dans la zone de service principale; une augmentation de la p.a.r. des émetteurs ne permettrait pas de remédier complètement à ces discontinuités. De toute façon, la p.a.r. est généralement restreinte par les limites imposées au brouillage avec les émetteurs voisins, dans la même voie et dans les voies adjacentes.

Il est intéressant de comparer deux nombres: le nombre de «voies» nécessaires pour la modulation numérique dans la planification classique afin d'obtenir une couverture sur des zones étendues et le nombre de voies nécessaires pour la planification en MF, en tenant compte du fait que les systèmes numériques peuvent se contenter de rapports de protection plus faibles. En Europe, la planification de la couverture en MF est fondée sur un rapport de protection dans la même voie égal à 37 dB au moins, ce rapport de protection devant être réalisé pendant 99% du temps en 50% des emplacements en bordure de la zone de couverture. Ce rapport de protection minimum peut être obtenu pour un plus grand pourcentage d'emplacements lorsqu'on se rapproche de l'émetteur; de la même façon, plus de 50% des emplacements bénéficieront de cette qualité minimale pendant un pourcentage de temps plus petit (par exemple, 90%), même en position nominale de limite de couverture.

Le rapport de protection dans la même voie qui est adopté pour la planification en MF a une valeur élevée (37 dB), mais le système est assez robuste à l'égard de l'augmentation du brouillage. Les signaux restent intelligibles, par exemple pour la réception des programmes parlés dans un véhicule automobile, à condition que le rapport signal/brouillage soit supérieur à 5 dB. Dans le cas des systèmes numériques, les rapports de protection relatifs respectivement à une qualité élevée et à l'intelligibilité sont beaucoup plus proches l'un de l'autre, mais les caractéristiques de défaillance sont plus brusques.

Pour cette raison, la diminution du nombre de «voies» requises pour un réseau avec système numérique, par rapport à un réseau MF, est vraisemblablement moins importante que ne semble l'indiquer la différence entre les rapports de protection nécessaires pour une réception de haute qualité entre les deux systèmes. Par ailleurs, l'actuel plan de fréquences pour la radiodiffusion MF en ondes métiques en Europe repose sur l'hypothèse de la réception dans les domiciles avec antenne de réception directive placée à une hauteur de 10 m; or, tout nouveau système de radiodiffusion sonore numérique devrait aussi garantir une qualité élevée pour les conditions plus astreignantes de la réception dans les véhicules (c'est-à-dire avec une antenne non directive placée plus bas).

Systèmes de radiodiffusion sonore numérique dans la bande MF

Les systèmes de radiodiffusion sonore numérique peuvent utiliser la même bande MF pour l'un et l'autre service; cette aptitude peut être importante pour les administrations qui n'ont pas assez de spectre à leur disposition ou qui sont confrontées à un congestionnement des bandes ou à leur indisponibilité pour la DSB.

Utiliser la bande MF actuelle pour fournir deux services de radiodiffusion (analogique et numérique) aux couvertures comparables équivaudrait à utiliser efficacement le spectre. Par ailleurs, l'emploi de la bande MF aux fins d'un service numérique, à condition que l'incidence soit minime sur les allotissements et les assignations en place, causerait une gêne minime aux radiodiffuseurs qui exploitent la bande MF. Des économies peuvent être réalisées dans la mesure où les radiodiffuseurs peuvent avoir recours, dans le cadre du système numérique nouveau, à des équipements, installations et sites d'émission existants. Enfin, les opérations de déplacement d'autres services et les coûts qu'elles occasionneraient seraient réduits autant que faire se peut.

3.1.2 Emission répartie avec plusieurs émetteurs

Dans le cas de la radiodiffusion sonore analogique de type traditionnel, le service est fourni par un émetteur unique à grande puissance, généralement implanté au centre de la zone de service et complété parfois par des stations de réémission qui utilisent des voies différentes pour desservir les zones où existent des difficultés. Par opposition à ce cas, on considère qu'un nouveau concept appelé «émission répartie», est de nature à fournir sur l'ensemble de la zone de service le champ requis avec une meilleure disponibilité, sans qu'il soit nécessaire de surdimensionner l'émetteur principal. On obtient ce résultat en mettant en oeuvre une série d'émetteurs fonctionnant dans la même voie. Ces émetteurs produisent des échos «actifs» dans le récepteur. En conséquence, si l'on veut mettre en pratique ce nouveau principe de couverture, il faut que la modulation envisagée pour la radiodiffusion DSB fournisse un service adéquat dans un environnement caractérisé par la coexistence d'échos «passifs» (par exemple, ceux dus à la propagation par trajets multiples dans la voie) et d'échos «actifs» (produits par des émetteurs sur voie commune). Le Système numérique A, pour sa part (voir l'Annexe A), utilise ces échos de manière constructive en les additionnant en puissance, pour autant qu'ils se situent dans un certain intervalle de garde.

Considérons les échos actifs produits par les répéteurs sur voie commune ou par l'émetteur principal, selon l'emplacement du récepteur. Certains de ces échos peuvent être reçus avant ou après le signal principal. En fait, en un emplacement donné, deux échos actifs peuvent être reçus avec exactement la même puissance; selon que le récepteur se déplace vers un réémetteur ou vers l'autre (l'un des réémetteurs pouvant être l'émetteur principal), l'un des échos sera plus fort que l'autre. Chacun de ces échos sera d'ailleurs reçu en même temps que des échos passifs engendrés par le milieu ambiant du récepteur. Cela étant, la présence d'échos actifs produits par des émetteurs sur voie commune aura pour conséquence, dans la plupart des emplacements, l'apparition de conditions apparemment plus contraignantes de propagation par trajets multiples, cela pendant des intervalles de temps plus longs, aux emplacements des récepteurs. La réception serait de ce fait plus difficile, sauf si les récepteurs sont capables de mettre à profit lesdites conditions, comme dans le cas du Système numérique A.

Dans le cas de ce Système numérique A, si on augmente l'intervalle de garde, donc aussi la période des symboles, pour couvrir les échos actifs et les échos passifs, il en résulte normalement une augmentation du nombre des porteuses orthogonales présentes dans la largeur de bande de la voie. Cette augmentation a trois conséquences:

a) la réception devient plus sensible aux dégradations causées par l'étalement Doppler dans le cas d'un véhicule en mouvement;

b) si l'on veut une bonne démodulation des signaux, il faudra adopter une tolérance plus stricte en ce qui concerne le bruit de phase de l'oscillateur local du récepteur; et

c) une plus grande complexité de la TFR en temps réel utilisée pour la modulation des porteuses multiples (en fonction de $N\log_2 N$, où N désigne le nombre des porteuses).

On peut trouver un compromis entre la durée de l'intervalle de garde – donc la souplesse d'implantation des multiples émetteurs dans un environnement d'émission répartie (c'est-à-dire la distance entre les émetteurs) – et la sensibilité de l'émission à l'étalement Doppler et au bruit de phase de l'émetteur et du récepteur, ainsi que la complexité des récepteurs. Ce compromis, qui met en jeu principalement des exigences contraires, soit un intervalle de garde supérieur pour une exploitation SFN et une bonne réception dans le véhicule se déplaçant à une vitesse donnée, détermine les paramètres de modulation optimaux à utiliser. Il existe une relation linéaire entre la vitesse maximale à laquelle une bonne réception est obtenue dans un véhicule, l'inverse de la fréquence d'exploitation et l'inverse de la période des symboles (donc la durée de l'intervalle de garde pour une efficacité de spectre donnée). Ce compromis, qui permet de choisir au mieux le mode de transmission, est exposé en détail au § A.9 de l'Annexe A.

L'utilisation de plusieurs émetteurs permet une réduction sensible de la puissance requise, pour une valeur donnée de la disponibilité de service. Par ailleurs, le fait que le récepteur dispose d'un grand nombre de sources de signaux sur toute l'étendue de la zone de service entraîne une diversité d'espace et une redondance qui améliorent encore la disponibilité de service (gain de réseau). Ces émetteurs étant plus proches les uns des autres, les récepteurs bénéficient de la grande disponibilité intrinsèque des signaux. Autre avantage: lorsqu'on a besoin d'un niveau de signal plus élevé dans les récepteurs, il est possible d'améliorer la disponibilité du signal local moyennant une augmentation minime de la p.a.r. du réémetteur. Cela a un effet minimum sur le niveau des brouillages causés aux services de radiodiffusion DSB fonctionnant à grande distance dans la même voie.

Il faut signaler une autre caractéristique importante de la transmission répartie: c'est la possibilité de «modeler» avec précision la zone de couverture afin de réduire la puissance requise et couper plus franchement le rayonnement hors bande à la limite de cette zone. Cela permet d'avoir une distance de séparation plus petite entre des zones de couverture adjacentes dans lesquelles la même fréquence est utilisée, le résultat étant une augmentation du rendement spectral global.

Cependant, la réception dans la voie adjacente, avec émetteurs multiples, peut imposer des contraintes nouvelles. Considérons un récepteur qui essaie de capter une voie de Terre donnée et qui fonctionne dans le voisinage d'un autre émetteur rayonnant dans une voie adjacente. Ce récepteur aurait du mal à faire la distinction entre les voies, du fait de la différence entre les niveaux des signaux, qui est liée au rapport des distances des deux émetteurs. On serait alors obligé d'adopter l'une des solutions suivantes: soit faire retransmettre le signal par le second émetteur, soit implanter les deux émetteurs au même emplacement (copositionnement), soit encore prévoir une distance de séparation comme dans la planification classique en MF. Le copositionnement représente sans conteste la solution la plus satisfaisante. Avec les émetteurs de complément (*gap fillers*) et les unités d'extension de la couverture utilisant des fréquences différentes, il n'y aurait peut-être pas de servitude de distance, mais ces systèmes exigeraient un plus grand nombre de voies.

Le concept de l'émission répartie a comme corollaire l'emploi des réseaux monofréquence (SFN), des émetteurs de complément et unités d'extension de la couverture fonctionnant dans la même voie. Ce concept a été introduit dans les études de l'UIT-R dans le but d'améliorer la disponibilité de service des systèmes de radiodiffusion sonore numérique nouvellement proposés.

3.1.2.1 Réseau monofréquence (SFN)

Dans un réseau monofréquence, le même programme est fourni par plusieurs émetteurs qui fonctionnent sur la même fréquence; pour synchroniser les émissions dans le temps, on distribue les programmes aux divers émetteurs du réseau en utilisant une infrastructure de distribution distincte (par exemple: satellite, fibre optique, liaisons à hyperfréquences, etc.). Un réseau monofréquence ainsi défini, ou réseau SFN, permet de desservir de vastes zones. Il est utilisé conjointement avec un réseau géométrique régulier (treillis) d'émetteurs synchronisés fonctionnant sur la même voie.

Le fonctionnement du réseau SFN repose sur la caractéristique fondamentale de tout système numérique capable de fonctionner de façon satisfaisante dans des zones où la propagation par trajets multiples est intense, en particulier pour la réception mobile. Dans le Système numérique A, ce résultat s'explique en grande partie par le fait qu'un intervalle de garde est introduit dans le domaine temporel. A condition que le plus long délai de la propagation par trajets multiples ne dépasse pas la durée de cet intervalle de garde, toutes les composantes du signal s'additionnent (somme des puissances). Lorsque ces délais augmentent au-delà de l'intervalle de garde, l'effet d'addition de la propagation par trajets multiples s'amoindrit et le brouillage augmente. La contribution du brouillage a le même effet que le bruit, ou que le brouillage causé par une autre émission numérique transportant des programmes différents.

La valeur du rapport de protection nécessaire pour surmonter le brouillage causé par ces signaux dépend de la méthode de codage des signaux, mais elle sera de l'ordre de 10 dB. Au point de vue du traitement des signaux dans le récepteur, un signal se propageant par trajets multiples ne peut pas être distingué d'une autre émission, convenablement synchronisée, qui transporte exactement la même information. On en conclut qu'un réseau employant un seul bloc de fréquences (comme dans le Système numérique A) peut être utilisé par plusieurs émetteurs pour couvrir une zone étendue, à la condition suivante: que les délais de tous les signaux reçus avec des niveaux significatifs ne dépassent pas trop la durée de l'intervalle de garde. Tel est le principe général du réseau SFN.

Compte tenu de ce principe, on voit que le réseau SFN a une grande efficacité spectrale qui, dans la pratique, pourrait être égale, au moins, au triple de celle d'un réseau MF classique dans l'hypothèse où les mêmes programmes seraient transmis dans l'ensemble du réseau.

Une expérience pratique devra être acquise pour pouvoir déterminer le nombre effectif de «voies» nécessaires à un réseau de système numérique étendu. Il ne faut pas perdre de vue que, même dans un tel réseau et avec les méthodes de planification classiques, il est possible d'économiser le spectre en ayant recours à des stations relais qui utilisent les mêmes voies que leurs stations de rattachement, sous réserve que des dispositions appropriées soient prises pour l'introduction des programmes.

3.1.2.1.1 Exigences d'exploitation des réseaux SFN

Dans l'exploitation d'un réseau SFN, les signaux provenant des divers émetteurs doivent:

– être approximativement synchrones dans le temps;

– être nominalement cohérents en fréquence (à quelques Hz près); et

– avoir le même contenu de multiplex.

3.1.2.1.2 Synchronisation l'emporelle

La synchronisation temporelle a pour effet de compenser les différences des délais de transmission nominaux qui surviennent sur le trajet de transmission allant du studio à l'émetteur. Cette compensation, qui doit être maintenue en permanence, peut nécessiter l'envoi d'une information de rythme avec les signaux. Une solution envisageable pour cela est l'emploi de lignes de transmission spécialisées. Une autre solution possible pour faire en sorte que le signal multiplex synchrone alimente tous les émetteurs consiste à utiliser un satellite de distribution du SFS. Cette méthode peut se révéler préférable, au point de vue économique, pour distribuer les signaux multiplex complets dans les grands réseaux SFN. Dans le cas de la distribution à partir de satellites, il faut prévoir une certaine compensation des délais dans chaque émetteur, pour contrebalancer l'effet des différences entre les longueurs des trajets descendants.

3.1.2.1.3 Cohérence en fréquence

L'effet Doppler fixe des limites à l'instabilité de fréquence admissible des ondes porteuses des signaux émis. La précision doit être de l'ordre de 10^{-8} dans les bandes d'ondes métriques. A 1 500 MHz, la fréquence porteuse doit être maintenue stable à 10 Hz près, et de préférence à quelques Hz seulement, si l'on veut garantir la qualité de fonctionnement optimale. Il est possible d'obtenir ce résultat à peu près comme on procède aujourd'hui pour le décalage de précision dans les émetteurs de télévision, c'est-à-dire en verrouillant les oscillateurs locaux sur une fréquence de référence.

3.1.2.1.4 Cohérence du multiplex

Le procédé le plus simple pour satisfaire à la condition d'identité des bits dans le multiplex consiste à effectuer le multiplexage en un point nodal commun, identique au centre d'un réseau en étoile. Il convient de souligner que la synchronisation temporelle est inutile en amont du noeud; en revanche, les délais relatifs entre les émetteurs doivent être régulés en aval.

Il existe un cas de partage plus difficile: c'est celui qu'on rencontre aujourd'hui lorsque les émetteurs d'un pays ou d'une région émettent un programme commun pendant une grande partie du temps, mais doivent émettre des programmes différents à certaines occasions, par exemple pour diffuser des nouvelles locales. On met au point actuellement des moyens qui permettront de répondre à cette exigence par le recours à la structure MRT appropriée.

Il existe une autre méthode pour satisfaire cette exigence: diviser la zone de couverture du réseau SFN en plusieurs petites cellules pendant certaines périodes de la journée. A cette fin, on isole tels ou tels émetteurs de la source de signaux commune et on reconfigure le réseau de telle manière que les émetteurs puissent être alimentés par plusieurs sources. Il est alors possible de fournir des programmes différents à de petits groupes d'émetteurs qui peuvent ainsi desservir leur public local. Toutefois, les nouvelles zones de couverture sont limitées par le brouillage provenant des émetteurs qui fonctionnent dans les mêmes voies et qui sont relativement proches les uns des autres. Donnons un exemple typique: un radiodiffuseur pourrait avoir besoin de diffuser une programmation différente dans diverses parties d'une ville à différentes heures du jour (par exemple, radiocommunautaire), tandis que d'autres radiodiffuseurs maintiendraient la même programmation sur l'ensemble de la zone de service. Il s'agit alors de diffuser différents groupes de couples stéréo dans différentes parties du réseau d'émetteurs; certains de ces couples transmettraient la programmation commune et d'autres achemineraient la programmation différente vers d'autres emplacements.

Si l'on veut maintenir le service pour les voies de programmes destinées à l'ensemble de la zone, il faut faire en sorte que les zones de brouillage nouvellement créées soient réduites à un minimum (petits couloirs entre les cellules). Il existe un procédé rudimentaire pour réaliser l'isolement: déconnecter simplement les émetteurs des cellules par rapport au réseau, les connecter à une nouvelle source et régler leur p.a.r. de manière à obtenir une zone de couverture plus petite. Mais cela créerait une zone assez étendue qui ne serait pas desservie et à l'intérieur de laquelle les récepteurs devraient être équipés d'antennes directives pour capter les signaux et faire la distinction entre les services fournis par les divers émetteurs locaux. Pour les véhicules avec antennes de réception équidirectives qui traverseraient une telle zone, la réception serait intermittente et il est probable qu'elle permuterait successivement entre les multiplex de deux cellules limitrophes. Il importe par conséquent de faire en sorte qu'une zone de ce genre soit aussi petite que possible.

Des simulations sur ordinateur ont montré qu'il est possible de réduire l'étendue d'une telle zone de brouillage à quelques kilomètres, et même moins, en ayant recours à des réémetteurs à faible puissance fonctionnant dans la même voie, et en choisissant pour ces réémetteurs des emplacements stratégiques le long du périmètre affecté par les brouillages dans la même voie. Ces réémetteurs d'appoint seraient équipés d'antennes directives (ouverture de faisceau: 180° ou moins) pointées dans la direction de l'émetteur principal afin que le champ créé dans la cellule adjacente soit réduit à un minimum. Il est possible que ces réémetteurs soient nécessaires seulement lorsque le réseau est divisé en plusieurs cellules.

3.1.2.1.5 Gain interne de réseau dans un SFN

Le Système numérique A, comme les autres systèmes numériques de pointe, possède une tolérance à l'égard de la propagation par trajets multiples; on a donc, dans certaines limites de délai, une addition des signaux envoyés par tous les émetteurs du réseau. Ce phénomène a reçu le nom de gain de réseau du SFN. Il comporte deux composantes, respectivement additive et statistique. Dans l'Annexe A, on trouvera des résultats de mesure qui donnent les valeurs de ce gain dans un réseau SFN mis en place au Royaume-Uni.

La **composante additive** s'explique simplement par le fait qu'il peut exister plus d'un signal utile, ce qui permet l'addition des champs. La **partie statistique** est due à la distribution des variations des différents champs en fonction des emplacements. L'écart type total du signal résultant est inférieur à celui d'un signal unique, d'où la possibilité de réduire la marge pour l'obtention d'une probabilité de couverture de 90% ou 99%. Cet effet a reçu le nom de gain interne de réseau d'un SFN.

Le Tableau 1 donne des valeurs du gain de réseau théorique maximal pour 99% des emplacements, dans un réseau SFN où les signaux composants ne sont pas corrélés, chaque signal ayant une distribution log-normale avec un écart type de 5,5 dB. Ces valeurs correspondent à des points où les champs composants sont égaux.

S'agissant du gain d'un réseau SFN, il faut tenir compte du fait que tous les émetteurs d'un réseau ne contribuent pas à la formation du signal utile. Selon les caractéristiques du système et du réseau, par exemple les intervalles de garde et les distances entre émetteurs, certains signaux peuvent devenir des brouilleurs, ce qui a pour effet de réduire le gain de réseau. Par ailleurs, il convient de noter que ce gain peut tendre vers zéro dans les cas où l'un des émetteurs fournit un champ nettement supérieur à celui des autres émetteurs du réseau, le récepteur étant par exemple suffisamment près d'un émetteur donné. Pour déterminer le gain de réseau, il pourrait être préférable de procéder à des calculs détaillés tenant compte de la situation réelle (y compris les accidents de terrain et les obstacles).

TABLEAU 1

Gain maximum d'un réseau SFN pour un nombre donné d'émetteurs participants équivalents

Nombre d'émetteurs participants	Gain de réseau pour 99% des emplacements
2	7,6 dB
3	11,4 dB
4	13,8 dB

3.1.2.2 Emetteurs de complément

Un émetteur de complément (ou d'appoint) est un réémetteur à faible puissance fonctionnant dans la même voie et implanté à l'intérieur de la zone de couverture. Il sert à «arroser» une partie de la zone de service qui est mal desservie par l'émetteur principal. Comme zones typiques mal desservies, on peut citer des zones masquées par des obstacles naturels ou construits par l'homme: vallées, tunnels, quartiers en ville situés derrière de grands bâtiments, etc. Un émetteur de complément est facile à construire et à installer, attendu qu'il lui faut une puissance relativement modeste et qu'il peut être monté sur un petit pylône ou sur le toit d'un bâtiment. L'antenne de réception d'un tel émetteur doit avoir un gain élevé et de petits lobes arrière; quant à l'antenne réémettrice, ses caractéristiques seront généralement définies en fonction des caractéristiques propres de la zone masquée.

La Fig. 1 illustre la règle qui doit être respectée pour l'utilisation des émetteurs de complément à l'intérieur des limites de la zone de couverture d'un émetteur principal donné (dans cet exemple, la valeur nominale de la p.a.r. est de 25 kW). Dans le cas du Système numérique A, cette règle dépend étroitement de la taille de l'intervalle de garde (dans le cas considéré, on utilise le Mode II avec un intervalle de garde de 62 µs). On suppose que l'émetteur de complément est équipé d'une antenne réémettrice équidirective, pour faire face à la situation la plus défavorable. Pour cet exercice, on a utilisé le modèle de propagation de la Recommandation UIT-R P.1546, avec l'hypothèse d'un terrain plat dont le facteur d'irrégularité est Δh = 50 m. Le domaine de fonctionnement se situe au-dessous des courbes. Si, pour une valeur donnée de la distance par rapport à l'émetteur principal et pour un émetteur de complément donné, la p.a.r. de cet émetteur dépasse les valeurs indiquées par les courbes, une zone non desservie commence à apparaître entre l'émetteur principal et l'émetteur de complément, cela en raison de la présence de l'écho de type soustractif.

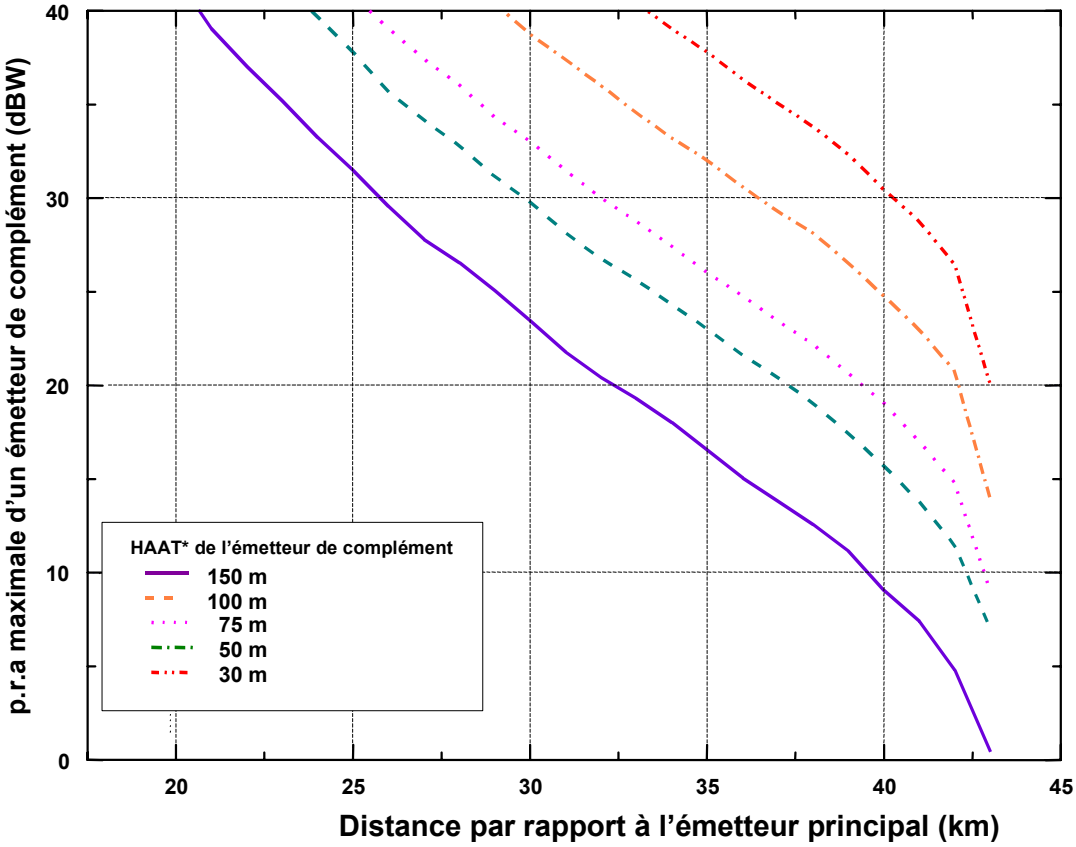
Lorsqu'il est possible de réaliser l'isolement nécessaire entre les antennes de réception et d'émission, les émetteurs de complément sont capables de fonctionner comme des réémetteurs ordinaires, en utilisant la même fréquence à l'entrée et à la sortie. Toutefois, il est possible que ce mode de fonctionnement soit pratique seulement aux fréquences élevées. Dans les zones urbaines également, les grands bâtiments peuvent fournir l'isolement nécessaire, de sorte que cette technique des «réflecteurs actifs» peut être très intéressante dans cet environnement. En général, le réémetteur ne se compose que d'un amplificateur qui présente l'isolement requis entre les antennes de réception et d'émission et qui détermine la limite supérieure pour le gain en amplification.

De surcroît, l'utilisation d'émetteurs de complément contribue à l'économie du spectre.

Dans certains cas, on peut adopter une solution de remplacement aux émetteurs de complément: augmenter la puissance et/ou la hauteur d'antenne de l'émetteur principal. Cette solution présenterait des inconvénients quant aux coûts et elle aurait aussi pour conséquence d'augmenter le brouillage causé aux services fonctionnant dans la même voie dans d'autres zones, et partant de limiter la mise en oeuvre d'un service DSB à grande puissance, ou de réduire le rendement spectral.

FIGURE 1

Domaine de fonctionnement d'un émetteur de complément de fonction de la distance, de la hauteur HAAT et de la p.a.r



3.1.2.3 Unités d'extension de la couverture

Les unités d'extension de la couverture (*coverage extenders*) sont le plus souvent des réémetteurs fonctionnant dans la même voie, de puissance faible ou moyenne, montés à une hauteur HAAT relativement petite, en bordure de la zone de couverture. Ces unités ont pour fonction de compléter le service de l'émetteur principal en desservant des zones qui sont situées au-delà de la distance de couverture normale et pour lesquelles il faudrait, sans cela, accroître sensiblement la p.a.r. de l'émetteur principal. A terme, il sera possible également de desservir de nouvelles zones résultant de la tendance actuelle au développement des banlieues, et d'utiliser aussi des unités d'extension pour modeler la couverture en sélectionnant les sites d'implantation de ces réémetteurs.

Normalement, le réémetteur capte le signal par voie hertzienne et le retransmet sans délai. Dans certains cas (par exemple pour égaliser les délais entre plusieurs unités d'extension), il pourrait être utile d'ajuster quelque peu le délai au moyen de lignes à mémoire dans le réémetteur afin d'améliorer la couverture. Ce procédé est très efficace pour diminuer la puissance d'émission totale requise; il améliore la disponibilité de service jusqu'aux limites de la zone de service. Dans l'Annexe A, on en trouvera des simulations informatiques qui mettent en évidence les avantages et les limites de cette méthode.

Ces unités d'extension de la couverture seraient généralement équipées d'antennes équidirectives dans les sites d'émetteurs, mais cela imposerait une contrainte supplémentaire en ce qui concerne la taille de l'intervalle de garde (on a besoin en général d'un intervalle de garde de 104 µs pour pouvoir

implanter les réémetteurs à 50 km de l'émetteur principal, dans les conditions suivantes: terrain plat avec $\Delta h = 50$ m; utilisation du modèle de la Recommandation UIT-R P.1546 avec une hauteur d'antenne de 75 m, pour une distance de couverture de 70 km). Il est possible, cependant, d'atténuer considérablement cette contrainte sur l'intervalle de garde en mettant en oeuvre, sur les sites des réémetteurs, des antennes d'émission directives pointées vers l'extérieur (voir l'Annexe A).

L'utilisation d'unités d'extension permet d'ajuster les zones de couverture de manière à réaliser un compromis optimal entre les caractéristiques suivantes: p.a.r. de l'émetteur principal, disponibilité de service, nombre de réémetteurs sur voie commune et brouillages causés aux zones de service adjacentes. La règle énoncée au § 3.1.2.2 pour les émetteurs de complément et illustrée par la Fig. 1 s'applique également ici. Si on a besoin d'une p.a.r. supérieure à celle qui découle de la règle en question, on peut équiper l'unité d'extension d'une antenne d'émission directive. Pour savoir s'il est nécessaire de dépasser la p.a.r. maximale spécifiée et, par voie de conséquence, s'il faut utiliser une antenne réémettrice directive pointée vers l'extérieur, il faut tenir compte de deux facteurs: d'une part, la distance entre l'unité d'extension de la couverture et l'émetteur principal et, d'autre part, l'étendue de la couverture réalisable avec l'unité d'extension.

Lorsqu'on utilise des réémetteurs sur voie commune pour étendre la couverture, le champ en bordure de la zone de couverture diminue plus rapidement qu'avec un seul émetteur. On a constaté que, pour une couverture équivalente, le système à émission répartie cause moins de brouillage que le système à un seul émetteur, dans les zones de service adjacentes.

3.1.2.4 Réémetteurs sur canal (OCR, *on-channel repeater*)

Le réémetteur OCR est très utile pour remplir les trous dans la couverture d'un système DSB; comme en plus il n'exige pas de disposer d'un équipement de génération DSB, ni d'une liaison de données pour l'alimenter en signaux multiplex, c'est un moyen très économique d'étendre une couverture. Toutefois, la difficulté est d'obtenir une bonne isolation électromagnétique entre l'antenne de réception et l'antenne d'émission (d'où la nécessité d'une conception minutieuse).

Une étude expérimentale utilisant un Système numérique A dans la bande des 1,5 GHz, réalisée à Ottawa, Canada, a permis de tirer de très bonnes conclusions quant aux limites de faisabilité de ces types de configuration.

La puissance d'émission qu'on peut obtenir avec un OCR se calcule ainsi:

$$P_{TX} = P_{RX} + G_{RX} + G_{OCR} + G_{TX}$$

où:

P_{RX}: puissance du signal reçu (dBW)

G_{RX}: gain de l'antenne de réception (dBd = dB vis-à-vis d'une antenne dipolaire)

G_{OCR}: gain total de l'OCR, entre l'antenne de réception et l'antenne d'émission (dB)

G_{TX}: gain de l'antenne d'émission (dBd).

L'objectif type en ce qui concerne la puissance de l'émetteur se situe dans la gamme de +17 à +30 dBW (p.a.r. comprise entre 50 et 1 000 W). Le problème est que, pour éviter une distorsion importante du signal retransmis, le gain total G_{OCR} de l'OCR doit être inférieur au facteur de couplage (appelé ci-après «isolation») entre l'antenne de réception et l'antenne d'émission. La marge suivant laquelle l'isolation devrait excéder le gain sera définie ci-après. Les valeurs prévues pour les autres paramètres sont indiquées au Tableau 2.

TABLEAU 2

Valeurs prévues pour les paramètres des OCR

P_{RX} (dBW)	$-100 \rightarrow -80$
G_{RX} (dBd)	$18{,}5 \rightarrow 28$
G_{TX} (dBd)	$7{,}5 \rightarrow 17$
G_{OCR} (dB)	(voir le texte)

Pour obtenir l'isolation en question, on peut envisager, entre autres:

– de disposer entre les deux antennes un isolant mécanique, comme un grillage métallique faisant écran, bien que cette solution pose des problèmes d'esthétique et de durabilité;

– d'utiliser une antenne de réception d'un gain plus élevé;

– d'exploiter les caractéristiques de rayonnement minimal (*deep nulls*) de l'antenne d'émission en positionnant en conséquence l'antenne de réception.

3.1.2.4.1 Résultats d'essais et analyse

Une configuration expérimentale a été mise sur pied au centre de recherche en communications (CRC) d'Ottawa, Canada; une antenne émettrice omnidirective, de 7,5 dBd de gain, a été installée tout en haut d'une tour et une antenne réceptrice directive, de 24 dBd de gain, a été placée environ 8 m en dessous; l'une et l'autre sont verticalement polarisées et l'antenne réceptrice est dirigée vers l'horizon, dans la direction du principal site d'émetteurs d'Ottawa (p.a.r. de 600 W, situé à quelque 16 km). D'une conception simple, l'antenne réceptrice est un réflecteur grille, parabolique d'environ 2 m de diamètre, pourvu d'une alimentation dipolaire avec cavité postérieure. Cette configuration assure une isolation qui a été mesurée à exactement 80 dB, ce qui correspond aux résultats indiqués par d'autres études. Toutefois, on peut considérer que cette configuration est proche du cas le plus défavorable, et, comme on le verra ci-après, il reste une place importante pour des améliorations.

Si la configuration en question était utilisée comme OCR de Terre dans le réseau DSB d'Ottawa, on obtiendrait les valeurs ci-après: $P_{RX} = -90$ dBW, $G_{RX} = 24$ dBd, $G_{TX} = 7{,}5$ dBd et $G_{OCR} \leq 70$ dB, ce qui donne un $P_{TX} \leq +14{,}8$ dBW, de sorte qu'il serait possible d'obtenir une puissance maximale (p.a.r.) d'environ 30 W. Bien que marginale, cette valeur pourrait être suffisante dans certaines applications OCR. Pour améliorer l'isolation, il faut bien comprendre le mécanisme de couplage: dans notre exemple, il était évident que le couplage qui prédominait était le couplage du champ proche, mais un examen du spectre d'un signal de multiplexage par répartition orthogonale codée (COFDM, *coded orthogonal frequency division multiplex*) transmis entre les deux antennes a révélé aussi l'existence d'une importante ondulation d'amplitude due au phénomène de propagation par trajet multiple sur le champ lointain. Le couplage provenant de ce seul phénomène a été estimé à quelque 90 dB, d'où la conclusion que l'isolation pourrait être améliorée en réduisant le couplage du champ proche. De précédents essais dans le cadre desquels un simple écran métallique (d'une surface d'environ 1,5 m^2) était placé au-dessus de l'antenne réceptrice en haut de la tour s'étaient conclus par une amélioration de l'isolation de l'ordre de 6 dB.

Ces précédents essais ont été réalisés avec une parabole d'un diamètre, non pas de 2 m, mais de 1 m seulement (gain de 18 dBd); toutefois les deux antennes étaient pourvues du même type d'alimentation et, installées aux mêmes emplacements elles ont présenté une isolation presque identique par rapport à l'antenne émettrice. Une amélioration de 6 dB dans le cas de la parabole de 2 m de diamètre (c'est-à-dire que son gain est porté à 86 dB) permettrait de porter la p.a.r. à 120 W. L'isolation que l'on peut obtenir avec une configuration donnée étant quelque peu tributaire du site, il conviendrait de considérer ces valeurs comme ayant valeur d'illustrations uniquement. Des mesures réalisées à partir d'une configuration analogue (parabole grille de réception de 1 m de

diamètre installée en dessous d'une antenne d'émission omnidirective de 10,5 dBd de gain) ont elles aussi indiqué une isolation d'environ 80 dB, de sorte qu'il semble que l'on puisse dire que ce chiffre est vraiment représentatif. Dans ce cas on escompte obtenir des valeurs de p.a.r. à l'émission de l'ordre de 600 W.

Plusieurs facteurs intervenant dans le phénomène de compensation permettront d'améliorer l'isolation. En premier lieu, il est raisonnable de supposer qu'il sera possible d'utiliser pour l'antenne réceptrice des gains légèrement supérieurs, et un G_{RX} de 28 dBd au maximum (c'est-à-dire que la parabole a un diamètre d'environ 3 m) ne semble pas déraisonnable pour certaines applications. En deuxième lieu, on peut souvent utiliser une antenne émettrice sectorielle, qui ne soit pas pointée en direction de l'antenne réceptrice, et dont la couverture en azimut est limitée; on peut ainsi réduire le couplage dans le champ proche subi par l'antenne réceptrice, ainsi que le couplage dû aux réflexions dans le champ lointain. Deux modèles standard, utilisés au Canada pour les études consacrées au système DSB, ont une ouverture verticale et un gain nominal, respectivement, de 8 et 4°, et de 12,5 et 15,5 dBd, pour une couverture en azimut de 120°. En supposant un G_{RX} égal à 28 dBd et un G_{TX} égal à 15,5 dBd, on constate que le P_{TX} maximum augmente de 11 dB et qu'il est possible d'atteindre des niveaux de p.a.r. de l'ordre de 500 à 1 000 W même si l'isolation a continué d'être de 80 dB (pour l'exemple mentionné ci-dessus où le $P_{RX} = -90$ dBW). Il faut toutefois une isolation plus importante quand la valeur de P_{RX} est moins élevée, du fait d'une plus grande séparation entre les sites, ou quand la p.a.r. de l'émetteur principal est plus faible, ou quand les antennes réceptrices sont de plus petite taille ou bien encore quand l'OCR a une p.a.r. plus forte.

Il est évidemment souhaitable aussi d'avoir entre les antennes une isolation physique plus importante que lorsque lesdites antennes sont installées sur un même support. Pour ce faire, il suffit d'installer les antennes de part et d'autre du toit d'un bâtiment, les pentes du toit ou toute autre structure (salle des machines) les séparant l'une de l'autre. Le site d'essai du CRC est une bonne illustration; l'antenne réceptrice est installée en effet à quelques mètres au-dessus du niveau zéro du toit, du côté nord du bâtiment, à hauteur d'une excroissance, la salle des machines, qui dépasse d'environ 6 m ce niveau.

Des essais d'isolation ont été réalisés entre cette antenne réceptrice et une antenne sectorielle (120°) installée à la même hauteur, mais du côté sud de la salle des machines. On a utilisé une antenne émettrice de 8° d'ouverture, car elle est de plus petite taille et plus facile à manipuler sur un équipement d'essai portable qu'une antenne émettrice de 4°, quoique les deux aient des caractéristiques de lobes latéraux/lobe arrière très similaires. Ensemble de béton et de briques, la salle des machines renferme une quantité considérable de métal (systèmes de chauffage, de ventilation et de climatisation). La distance entre l'antenne réceptrice et l'antenne émettrice était d'environ 18 m et l'isolation à mi-bande mesurée était de 102,5 dB, soit une nette amélioration par rapport aux 80 dB de la configuration précédente. Une isolation de cet ordre serait suffisante pour la plupart des applications OCR de Terre. Il est par ailleurs possible d'améliorer encore plus l'isolation en faisant attention aux types d'antenne choisis.

Le couplage entre les antennes résulte de la combinaison du rayonnement arrière direct émis par l'antenne d'émission, et que diffractent les structures du bâtiment environnantes, et de la diffusion provenant d'objets plus distants, qui provoquent éventuellement des réflexions multiples. Les antennes utilisées pour nos mesures sont des modèles standard qui n'ont pas du tout été optimisés pour une utilisation OCR; elles ont été adaptées pour un gain vers l'avant quasi maximal, aux dépens d'autres paramètres tels que ceux des lobes latéraux et le rapport avant-arrière. Des mesures précédentes ont indiqué qu'une antenne d'émission sectorielle de 8° d'ouverture émet un signal relativement puissant (équivalent à un gain d'environ +4 dBd) en direction des extrémités de la structure de la salle des machines située derrière elle, d'où un mécanisme de couplage très important, via une diffraction sur les arêtes de la structure, à destination de l'antenne réceptrice; cette situation pourrait être améliorée moyennant une conception adéquate de l'antenne émettrice.

De nombreuses autres améliorations peuvent être apportées à l'antenne réceptrice. Dans nos essais nous avons utilisé une antenne dont les lobes latéraux ne sont qu'à environ 20 à 25 dB en dessous du lobe principal. Comme l'ont confirmé d'autres antennes paraboliques du commerce, on peut recourir à d'autres techniques pour améliorer, de 20 dB ou plus, les rapports des lobes latéraux, comme par exemple l'utilisation de coiffes sur le pourtour des réflecteurs; ce faisant on améliorera directement l'affaiblissement sur les voies de diffraction en provenance de l'antenne émettrice. Il existe des types d'antenne dont le rapport maximum des lobes latéraux est nettement supérieur à –40 dB, bien qu'ils risquent d'être très coûteux à réaliser à 1,5 GHz. Quoi qu'il en soit, il semble possible d'améliorer encore l'isolation de 20 dB au maximum (pour atteindre 120-125 dB). A ce stade, l'isolation obtenue devient étroitement tributaire de l'environnement autour du site de l'OCR.

3.1.2.4.2 Résumé des conclusions concernant un possible gain par OCR

On estime qu'il est possible d'obtenir des valeurs G_{OCR} de 95 dB en utilisant des antennes classiques de 1,5 GHz, à condition de faire très attention au choix des sites et emplacements. Par rapport au Tableau 2, on pourrait postuler un G_{OCR} compris entre 70 et 95 dB, la valeur inférieure correspondant au cas d'une émission omnidirective et d'une petite séparation physique entre les antennes, la valeur supérieure à celui d'une émission sectorielle et d'une bonne isolation due aux structures des bâtiments; cette fourchette est adaptée à la plupart des applications OCR de Terre, caractérisées par une émission omnidirective à des niveaux de p.a.r. pouvant atteindre 600 W environ et une émission sectorielle de plusieurs fois ce niveau. Pour les applications exigeant un G_{OCR} plus élevé (par exemple les applications OCR pour lesquelles la puissance reçue P_{RX} est inhabituellement faible ou dont la p.a.r. doit être très élevée), il faut améliorer les caractéristiques des lobes latéraux et du lobe arrière des antennes, l'antenne réceptrice étant de loin l'élément le plus critique ici. Pour les améliorations en question, il n'est pas nécessaire de recourir à des avancées technologiques, mais on peut se contenter d'appliquer des techniques connues. Il n'en restera pas moins à résoudre quelques problèmes intéressants, dont le moindre n'est pas de garantir la stabilité d'un OCR dont le gain total est compris entre 110 dB et 115 dB; aucun de ces problèmes ne semble insurmontable à ce stade.

En ce qui concerne l'adaptabilité de ces résultats à des fréquences autres que 1,5 GHz, il apparaît que l'isolation ira en s'améliorant au fur et à mesure de l'élévation de la fréquence, bien que la relation exacte ne soit pas connue.

3.1.2.4.3 Boucle OCR: marge pour éviter les oscillations et en réduire l'incidence sur le fonctionnement du récepteur

L'OCR a l'inconvénient que le signal émis n'est pas une réplique parfaite du signal généré par le site principal, de sorte qu'une possible source de dégradation est le trajet qu'emprunte le signal à destination de l'OCR; en effet, s'il existe plusieurs trajets possibles, le signal à l'entrée de l'OCR sera déformé par suite d'un phénomène d'évanouissement sélectif; ce problème n'est normalement pas grave, étant donné que la propagation se fera en principe en visibilité directe et que sur le site de l'OCR, une antenne réceptrice hautement directive gommera les échos hors trajet. Il existe par contre un problème plus sérieux, qui est celui de la distorsion que provoquent les ondes émises par l'antenne émettrice de l'OCR en direction de l'antenne réceptrice.

On peut modéliser l'OCR comme étant un système à retour classique dans lequel le trajet aller, $G(\omega)$, comporte des amplificateurs, des filtres passe-bande et des lignes de transmission entre antennes, ainsi que tout autre élément dont peuvent être pourvus des répéteurs plus complexes, tels que des mélangeurs pour le changement de fréquences. Au trajet retour, $H(\omega)$, correspond le couplage entre les terminaux des antennes d'émission et de réception, dont la valeur $|H(\omega)|$ est souvent dénommée l'isolation entre les antennes. On notera que les gains des antennes ne sont pas

compris dans le bilan de la boucle de retour, étant donné que les trajets de couplage contournent fréquemment les lobes principaux des antennes pour entrer par l'intermédiaire des lobes latéraux. La fonction de transfert de l'OCR, $T(\omega)$, qui est aussi le rapport entre le signal reçu ($R(\omega)$) et le signal envoyé ($S(\omega)$), est égale à:

$$T(\omega) = \frac{R(\omega)}{S(\omega)} = \frac{G(\omega)}{1 - G(\omega)H(\omega)}$$

Pour évaluer la fonction de transfert, il faut déterminer certaines valeurs correspondant à l'importance et à la phase du trajet aller $G(\omega)$, et du trajet retour, $H(\omega)$. Le gain du trajet aller, $|G(\omega)|$, est un paramètre de base de l'OCR: pour un niveau de signal donné émis par l'antenne réceptrice, il s'agit du gain nécessaire pour fournir la puissance exigée à l'antenne d'émission pour obtenir la couverture souhaitée. Le déphasage du trajet aller est dans une grande mesure déterminé par le déphasage des filtres, plus les temps de propagation des lignes d'émission, et quelques contributions de moindre importance provenant des amplificateurs. Si on fait la somme de toutes les contributions, on peut constater que le temps total de propagation au travers de l'OCR est de 0,2 à 1,5 µs.

La quantité $|G(\omega)H(\omega)|$ est appelée le *gain de boucle* de l'OCR. Il s'agit d'un paramètre important; en effet, plus il se rapproche de 1, et plus la grandeur de la fonction de transfert tend vers l'infini, de sorte que l'OCR cesse d'être un système linéaire pour devenir un oscillateur. Le rapport $1/GH$ est la marge du gain de la boucle (LGM, *loop gain margin*), quantité qui est habituellement exprimée en décibels:

$$LGM(\text{dB}) = 20\log(1/GH) = -(20\log G + 20\log H)$$

Bien que 20 log H soit négatif, on désigne normalement dans la pratique sa valeur absolue comme étant l'isolation. En d'autres termes, la LGM est simplement la différence entre l'isolation ou le facteur de couplage inverse, mesurée entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception, et le gain du trajet aller vers l'OCR, mesuré entre les deux mêmes points. Par exemple, si le gain aller de l'OCR est de 70 dB et que l'isolation entre les antennes est de 80 dB, la LGM est alors égale à 10 dB. Le fonctionnement de l'OCR dépend énormément de ce paramètre.

Les facteurs «ω» présents dans l'équation signifient que la fonction de transfert dépend de la fréquence, ce qui fait que le gain de l'OCR en boucle fermée varie avec la fréquence. A certaines fréquences, le retour viendra s'ajouter au signal qu'il renforcera, alors qu'à d'autres il viendra en soustraction. Le résultat net est une ondulation dans la réponse en fréquence de l'OCR, dont l'amplitude dépend de la LGM, et dont la période (espacement entre les crêtes) dépend de la durée de la boucle.

C'est ce qui est démontré dans les Fig. 2 et 3 pour un trajet retour unique, où la LGM est égale respectivement à 16 dB et à 4 dB. Dans ces deux cas l'amplitude de l'ondulation est respectivement égale à 2,8 dB et à 12,9 dB, d'où la supposition de valeurs types d'intervalles de temps, $T_G = 0{,}5$ µs et $T_H = 0{,}2$ µs. En plus de l'ondulation d'amplitude imprimée au signal lorsqu'il passe au travers de l'OCR, on observe une distorsion de phase, qui se manifeste elle-même sous forme d'ondulations dans le temps de propagation de groupe. L'amplitude de crête à crête de l'ondulation en fonction de la LGM pour un écho simple est représentée à la Fig. 4.

FIGURE 2

Ampleur de la fonction de transfert via l'OCR lorsque la LGM = 16 dB

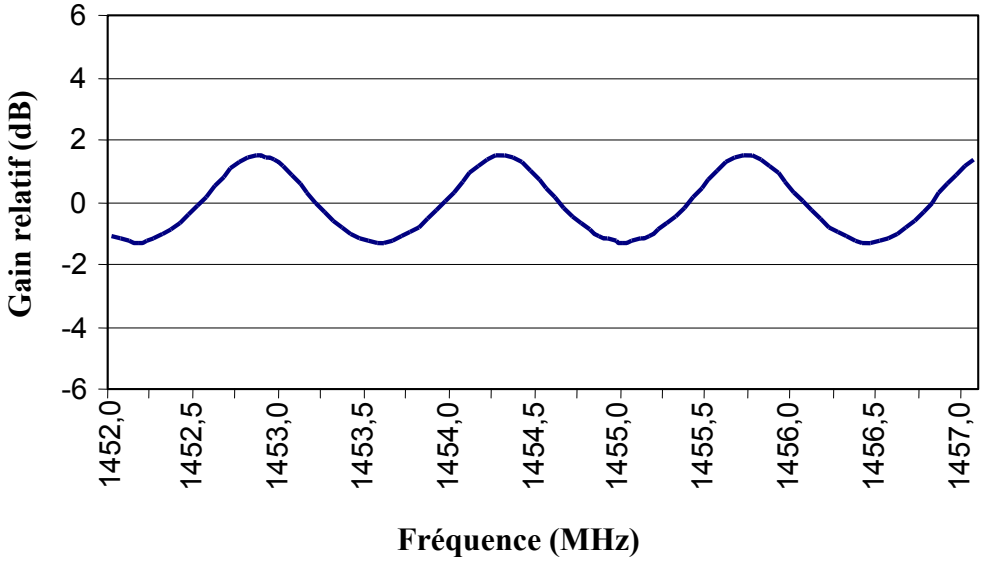


FIGURE 3

Ampleur de la fonction de transfert via l'OCR lorsque la LGM = 4 dB

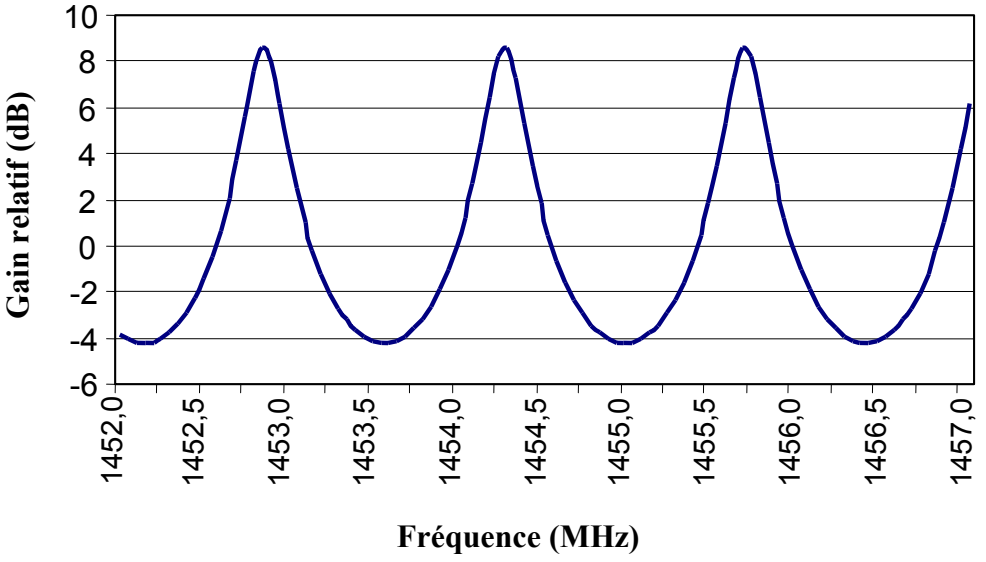
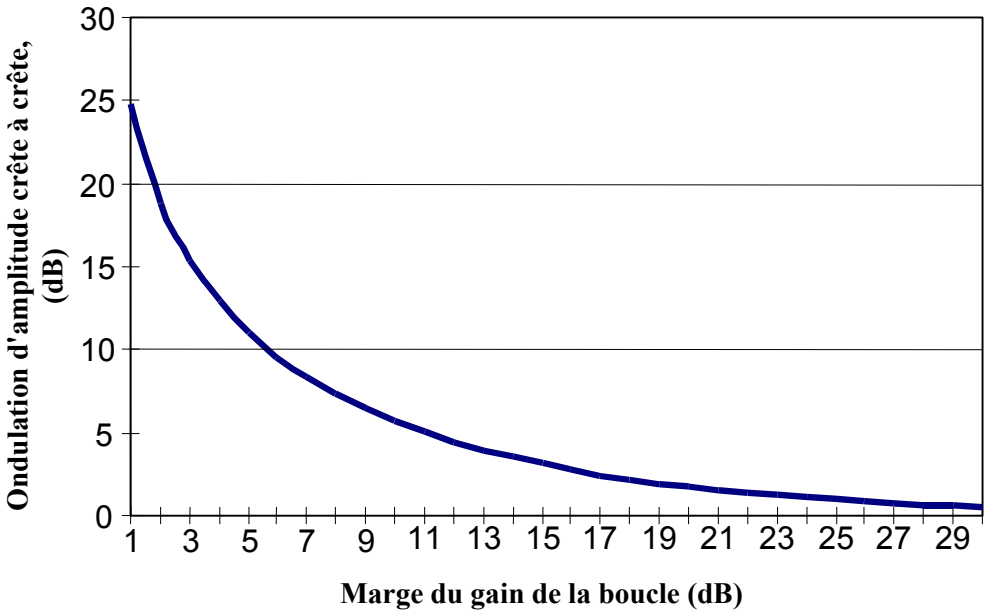


FIGURE 4

Ondulation d'amplitude de la fonction de transfert/marge du gain de la boucle



Pour pouvoir évaluer l'effet de la distorsion OCR dans des conditions maîtrisées, on a mis sur pied un essai utilisant comme matériel un simulateur de canal pour simuler le trajet aller, $G(\omega)$, et le trajet ou les trajets retour, $H(\omega)$, d'un OCR simulé. La procédure d'essai consistait à faire varier les paramètres du simulateur pour produire un scénario de distorsion donné, puis de mesurer le rapport *C*/*N* nécessaire pour obtenir le TEB recherché dans le récepteur. Au fur et à mesure de l'accroissement de la distorsion, on a noté l'augmentation du rapport *C*/*N* nécessaire pour en compenser l'effet et on l'a quantifié comme étant le degré de dégradation du fonctionnement du système par rapport à un fonctionnement sans distorsion.

On a constaté que le fonctionnement du système n'était pas fortement corrélé à la durée de la boucle OCR. Pour une durée donnée, en changeant le déphasage on a obtenu une modification importante du TEB, ce qui a donné une fourchette des valeurs de dégradation, celle-ci étant toutefois à peu près identique pour toutes les configurations de durée de boucle testées.

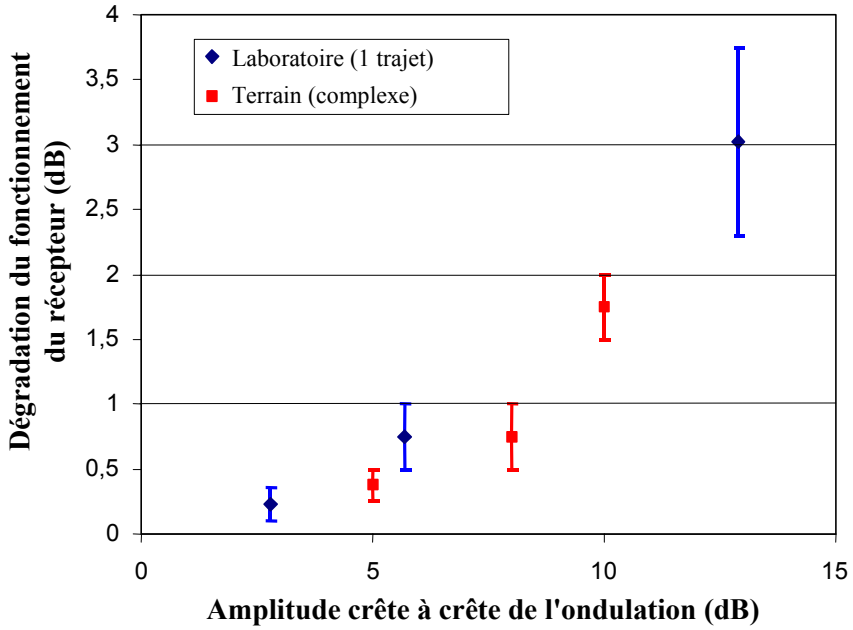
Pour caractériser l'effet de l'OCR sur le fonctionnement du récepteur, on a également utilisé un site OCR réel, pourvu d'une antenne d'émission sectorielle à 160° pointée en direction de l'émetteur principal. Cet OCR était destiné à fonctionner à des puissances de sortie pouvant atteindre 100 W. Le gain de l'antenne réceptrice étant de 20,5 dBi, on a ainsi un signal d'entrée d'environ –32,5 dBm en provenance de l'émetteur principal, distant de 7,2 km. L'utilisation de l'OCR à pleine puissance se traduit par un gain sur le trajet aller, $|G(\omega)|$, de 79 dB; ce gain donnerait des valeurs de LGM comprises entre 0 et 16 dB, de sorte qu'on a un degré d'isolation confortable à certaines fréquences, tandis qu'à d'autres on s'approche du point d'oscillation. Un fonctionnement à pleine puissance ne manquera pas de provoquer une sérieuse distorsion du signal de sortie.

On a utilisé une méthode analogue à celle du simulateur de canal pour caractériser la dégradation du fonctionnement d'un récepteur en termes de *C*/*N* additionnel requis pour maintenir le TEB recherché.

On a constaté qu'il existe une «LGM équivalente» dans un scénario de retour complexe qui caractérise le fonctionnement OCR et s'insère entre les valeurs extrêmes mesurées. Par ailleurs, l'amplitude crête à crête de l'ondulation du signal OCR de sortie apparaît être une bonne indication de la valeur de cette «LGM équivalente». En d'autres termes, compte tenu de l'amplitude de l'ondulation observée dans un cas, il est possible de déterminer une LGM équivalente à partir de la relation illustrée dans la Fig. 4. Les résultats des mesures obtenues en laboratoire et sur le terrain sont combinés dans la Fig. 5.

FIGURE 5

Résultats d'essai: dégradation du fonctionnement/amplitude de l'ondulation



On peut en conclure que l'ampleur crête à crête de l'ondulation d'amplitude du signal OCR de sortie est une bonne indication du fonctionnement du système. Il est recommandé de maintenir cette ondulation à 8 dB ou moins, pour éviter toute dégradation importante du fonctionnement, même s'il est indéniablement souhaitable de maintenir des valeurs moindres, ce qui sera impératif dans le cas où on combinera en cascade un autre OCR avec celui qui fait l'objet de l'évaluation. Il est en outre recommandé, lorsque l'isolation et, donc, la LGM sont une fonction complexe de la fréquence, de faire fonctionner l'OCR à un niveau de puissance tel que la LGM soit au moins de 4 dB à toutes les fréquences, ce qui permettra d'éviter une instabilité et de produire le moins de parasites possible.

3.2 DSB par satellite

3.2.1 DSB seulement par satellite

La meilleure façon d'assurer la couverture des grandes zones de service est d'utiliser des faisceaux de rayonnement de satellites. Pour une fréquence de fonctionnement donnée, la taille d'une antenne émettrice de satellite dépend de l'étendue de la zone devant être couverte par le faisceau sur la surface terrestre. La puissance d'émission du satellite doit être suffisamment grande pour compenser les affaiblissements de propagation et donner une réception de qualité adéquate sur récepteurs fixes, portatifs et placés à bord de véhicules, sur la surface du globe. Une antenne de réception sur véhicule, du type sans poursuite, doit être équidirective (au moins dans le plan horizontal) et donne

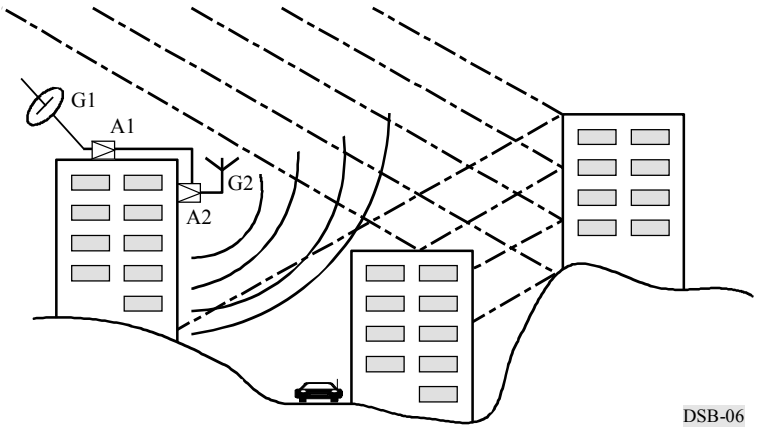
un gain assez limité (par exemple, 5 dB dans le meilleur des cas). Dans les pays situés à des latitudes moyennes, il faut inclure dans un bilan de liaison une grande marge de propagation (par exemple, valeur type de 15 dB; modèle de Rice/Rayleigh), pour tenir compte de l'affaiblissement, du blocage et des évanouissements sélectifs dus à la propagation par trajets multiples, laquelle est plus prononcée dans les villes. On a recours parfois à des techniques spéciales de codage et de modulation des voies, avec entrelacement des fréquences, pour combattre les évanouissements sélectifs en fréquence; en pareil cas, on peut réduire la marge de propagation typiquement de 5 dB (par exemple, 10 dB; modèle log-normal).

3.2.2 Radiodiffusion sonore numérique en mode hybride satellite/de Terre

Il est possible d'améliorer la couverture fournie par le satellite en ayant recours à des émetteurs de complément (émetteurs de Terre) sur voie commune. Une des modalités de mise en oeuvre de ce principe est l'exploitation satellite/de Terre sur voie commune; l'application de ce principe a été illustrée jusqu'à présent à l'aide du Système numérique A. On améliore la couverture d'un satellite en utilisant des réémetteurs à faible puissance qui diffusent la même fréquence porteuse pour desservir des zones masquées dont la formation est due à la présence de grands bâtiments, de tunnels, de vallées, etc. (voir la Fig. 6). Les installations sont appelées «émetteurs de complément», comme dans la radiodiffusion de Terre (voir le § 3.1.2.2). Le principe considéré ici représente une application particulière des nouveaux systèmes perfectionnés de modulation numérique; ces systèmes se prêtent bien à l'exploitation dans le contexte de la propagation par trajets multiples, soit parce qu'ils suppriment les échos, soit parce qu'ils utilisent ces échos de façon constructive. Des échos actifs produits intentionnellement par des réémetteurs sur fréquence commune pour desservir des zones masquées sont traités dans le récepteur comme s'il s'agissait d'échos passifs.

FIGURE 6

Technique d'utilisation des émetteurs de complément sur voie commune



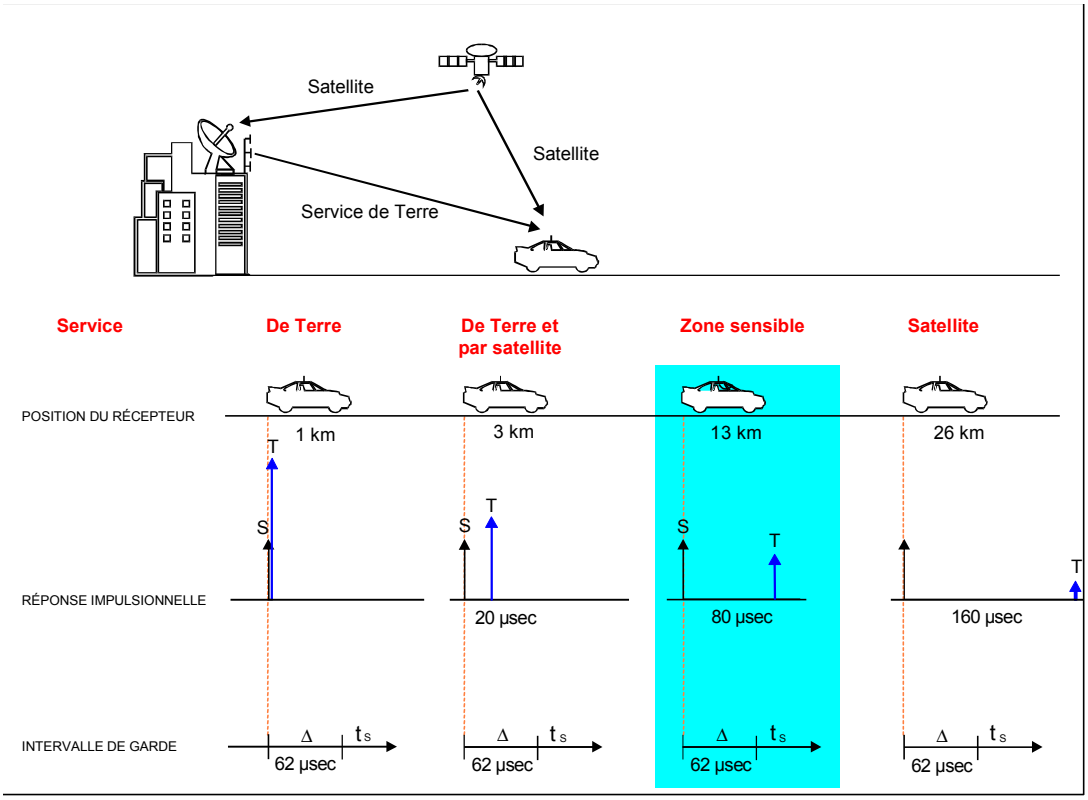
Cette opération est possible dans certaines conditions qui sont liées aux retards de propagation maxima. Ces retards se traduisent physiquement en valeurs de distances par rapport aux réémetteurs, au-delà desquelles ces échos actifs prendraient un caractère destructif (voir la Fig. 7). L'emploi des émetteurs de complément peut permettre de réduire la marge de propagation requise, la réduction pouvant aller des caractéristiques d'évanouissements uniformes des zones urbaines (par exemple, 10 dB) typiquement jusqu'à celles des zones rurales (par exemple, 5 dB). Dans ces conditions, le satellite peut être conçu de manière à fournir un champ juste suffisant pour assurer un fonctionnement proche de la visibilité directe dans les zones rurales; en effet, les réémetteurs de

Terre, qui fonctionnent sur la même fréquence, amplifieront le signal dans les zones ou une marge de propagation supplémentaire est nécessaire. La p.i.r.e. retransmise peut être très faible, de l'ordre de quelques watts; sa valeur exacte dépendra de l'étendue de la zone masquée à couvrir et du degré d'isolement réalisable entre l'antenne de réception et la station d'émission de l'émetteur de complément.

Il existe une autre méthode, qui consiste à utiliser des fréquences porteuses différentes dans des émetteurs de complément pour la retransmission dans les zones masquées. Dans ce cas, il n'y aurait aucune contrainte quant à la taille de la zone de couverture et quant à l'isolement entre les antennes de réception et d'émission, mais il faudrait alors disposer d'un plus grand nombre de voies et prévoir l'accord de fréquence automatique dans les récepteurs pour se caler sur la fréquence de l'émetteur de complément local. Dans le cas d'une multiplicité d'émetteurs de complément, on devrait mettre en oeuvre le même système de réutilisation des fréquences que pour la radiodiffusion de Terre.

FIGURE 7

Géométrie du trajet et position correspondante des échos actifs dans un service hybride par satellite/de Terre



Il y a lieu de donner quelques précisions sur certains aspects de l'utilisation des réémetteurs de Terre sur voie commune (émetteurs de complément) comme auxiliaires de la radiodiffusion DSB par satellite.

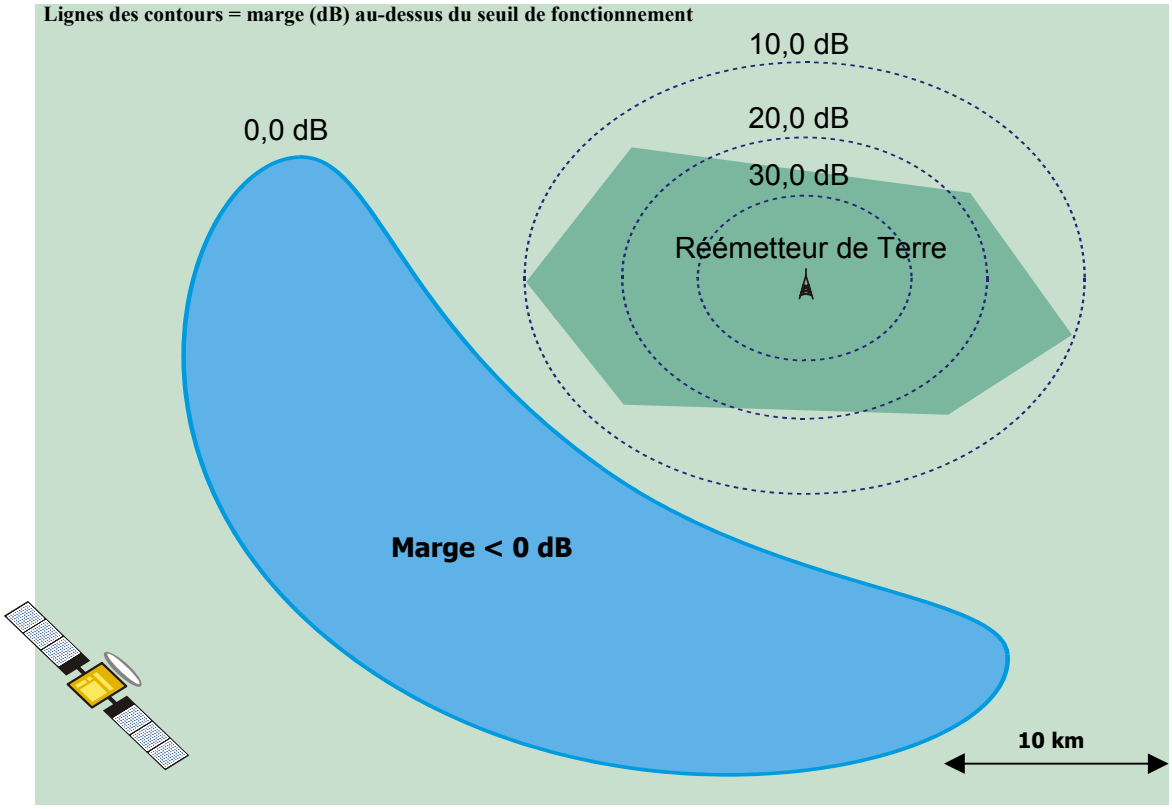
Les émetteurs de complément destinés aux services par satellite en mode hybride doivent faire l'objet d'une planification attentive, afin d'éviter que des brouillages catastrophiques soient causés au service par satellite principal. La situation est assez différente de celle qui existe dans les services de Terre, où le niveau des signaux fournis par la station principale a des chances d'être relativement élevé en dehors des limites de la zone masquée qu'il s'agit de desservir.

Les émetteurs de complément destinés à servir d'appoint dans les services par satellite sont d'une conception plus complexe. Comme le champ provenant du satellite est très faible, il en résulte une limitation de puissance de l'utilisation de ces émetteurs, si l'on veut obtenir une couverture continue. Il pourrait se former des zones dans lesquelles l'émetteur de complément aurait un effet destructeur sur le service par satellite; il en serait ainsi si le réémetteur de Terre hybride était équipé d'une antenne équidirective et si on utilisait une puissance d'émission excessive. Une zone en forme de croissant commence alors à apparaître à côté de l'émetteur de complément de Terre. Elle délimite le secteur à l'intérieur duquel le service reçu se situe au-dessous du seuil de fonctionnement du système, à cause de la présence de l'écho de type destructif. C'est ce que montre la Fig. 8.

Dans le cas du Système numérique A, la limite de la zone non desservie est déterminée tout d'abord par la durée de l'intervalle de garde, Δ qui permet un certain délai entre deux échos constructifs (par exemple: Δ = 62,5 µs en Mode II), au-delà, le signal du service de Terre devient destructif pour le signal du satellite. Ces conditions fixent la limite intérieure de la zone. La limite extérieure de la zone non desservie ne dépend pas de la taille de l'intervalle de garde mais plutôt de la puissance du signal reçu en provenance du réémetteur de Terre, par rapport à la puissance du signal reçu du satellite. Cette limite est déterminée par le point où le signal du service de Terre, encore destructif pour le signal du satellite, devient suffisamment faible pour satisfaire à une valeur prédéterminée du rapport porteuse/brouillage nécessaire pour le récepteur. Dans ces circonstances, la présence de la zone non desservie est due à la valeur excessive de la puissance isotrope rayonnée équivalente (p.i.r.e.) de l'émetteur de Terre. L'étendue de cette zone augmente en même temps que la p.i.r.e. du réémetteur ou que la hauteur effective au-dessus du terrain moyen (hauteur HAAT) de l'antenne du réémetteur.

FIGURE 8

Formation d'une zone non desservie en forme de croissant, en raison d'une p.i.r.e. excessive du réémetteur de Terre

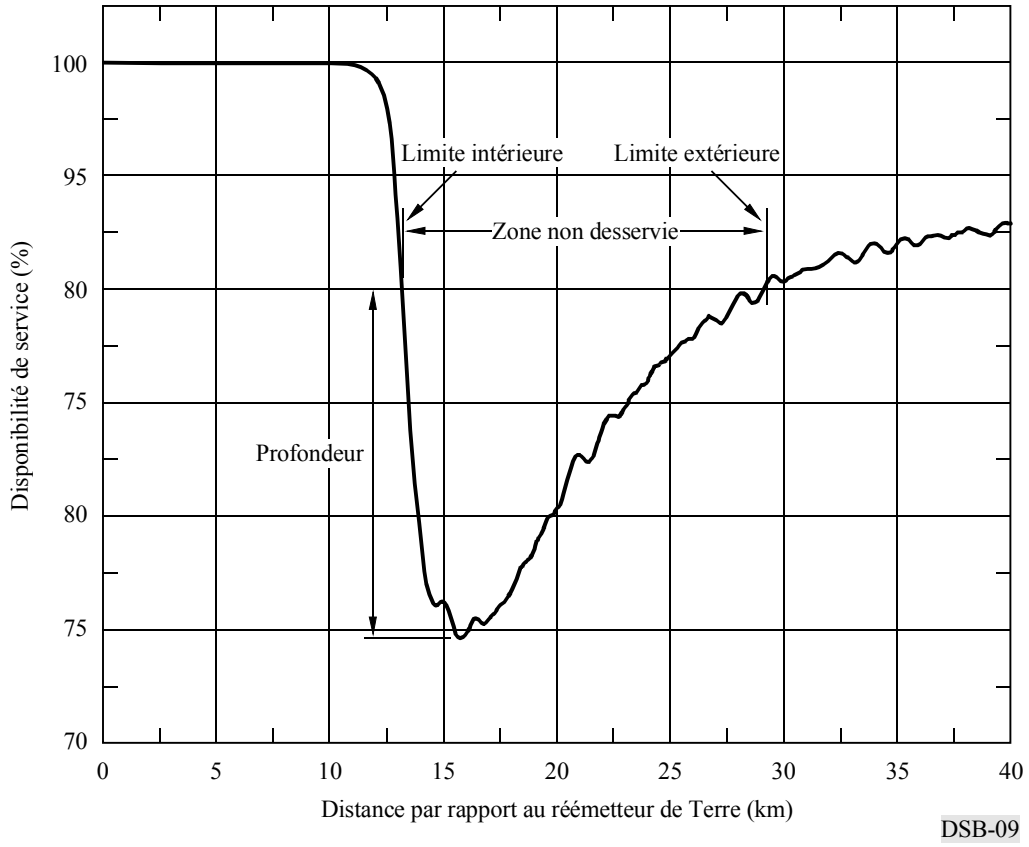


La Fig. 9 donne une courbe qui correspond à la disponibilité de service pour un véhicule qui se déplace en s'éloignant du réémetteur de Terre; le véhicule traverse la zone non desservie et se retrouve ensuite dans la zone rurale desservie par le satellite. La disponibilité de service décroît brusquement dès que le signal du réémetteur de Terre sort de l'intervalle de garde (c'est-à-dire à la limite intérieure); ensuite, au voisinage de la limite extérieure, la disponibilité revient très progressivement à sa valeur nominale de 90%. De petites modifications apportées aux caractéristiques du réémetteur ont une influence importante sur la limite extérieure; de son côté, la disponibilité de service au voisinage de la limite intérieure n'est influencée que par des modifications majeures de la configuration du système de radiodiffusion (durée de l'intervalle de garde). La profondeur de la zone non desservie est intéressante en tant que mesure du degré de perte de service. Ce paramètre peut s'exprimer par la diminution de la disponibilité de service correspondant au point le plus bas de la courbe. L'étendue de la zone non desservie doit par conséquent s'exprimer non seulement par la superficie de cette zone mais encore par sa profondeur.

On a effectué une étude paramétrique pour définir et chiffrer la puissance et la hauteur HAAT du réémetteur avant l'apparition d'une zone non desservie. Le lecteur trouvera les résultats de cette étude dans le Tableau 3 pour un intervalle de garde de 62,5 µs (Mode II, voir l'Annexe A) et dans le Tableau 4 pour un intervalle de garde de 125 µs.

FIGURE 9

Disponibilité de service sur un trajet allant du réémetteur vers le satellite



La comparaison de ces deux tableaux conduit à la conclusion suivante: en augmentant la durée de l'intervalle de garde, on simplifie grandement l'application du principe du mode hybride dans les cas où une antenne équidirective doit équiper le réémetteur hybride. Dans le cas d'un réémetteur équidirectif, les paramètres qui contribuent à la formation de la zone non desservie sont les suivants, dans l'ordre de leur importance: la hauteur HAAT, la marge de fonctionnement au niveau du récepteur, l'angle d'élévation à l'emplacement du réémetteur dans la direction du satellite et la p.a.r. du réémetteur. On a obtenu les améliorations les plus notables en doublant la durée de l'intervalle de garde, qui devient ainsi le paramètre prédominant.

TABLEAU 3

Puissance apparente rayonnée (p.a.r.) maximale du réémetteur pour éviter la formation d'une zone non desservie; antenne équidirective, Mode II à 1,5 GHz

EHAAT	p.a.r. maximale pour éviter la formation d'une zone non desservie		
	17°	30°	60°
25 m	75 W	110 W	300 W
50 m	16 W	20 W	70 W
100 m	3 W	4 W	18 W
200 m	< 1 W	< 1 W	3 W

Pour réduire à un minimum ou éliminer la zone non desservie, on dispose de plusieurs techniques qui vont de l'application de règles d'ingénierie simples jusqu'à l'utilisation de matériels complexes dans le récepteur de l'utilisateur. On pourrait se dispenser d'appliquer ces techniques en utilisant un intervalle de garde plus grand. C'est dire que les solutions présentées ici s'appliquent plus spécialement lorsqu'on fait fonctionner un système hybride en Mode II à 1 500 MHz.

3.2.2.1 Réémetteur à faible puissance

La technique la plus simple consiste à limiter la p.a.r. et la hauteur HAAT du réémetteur équidirectif unique aux valeurs pour lesquelles il ne se forme pas de zone non desservie (voir le Tableau 4). Ces réémetteurs à faible puissance ne donnent qu'une couverture relativement restreinte, raison pour laquelle on a recours à cette méthode seulement lorsqu'il faut desservir une zone masquée très peu étendue.

TABLEAU 4

p.a.r. maximale du réémetteur pour éviter la formation d'une zone non desservie; antenne équidirective, intervalle de garde de 125 µs

EHAAT	p.a.r. maximale pour éviter la formation d'une zone non desservie		
	17°	30°	60°
25 m	1 000 W	4 000 W	10 000 W
50 m	300 W	1 000 W	2 300 W
100 m	60 W	250 W	700 W
200 m	16 W	40 W	180 W

3.2.2.2 Réseau à plusieurs réémetteurs

Pour étendre la couverture sans créer de zones destructives, on peut mettre en oeuvre plusieurs réémetteurs à faible puissance sur voie commune, tous alimentés en signaux par le satellite. Un tel système à plusieurs réémetteurs de Terre ressemble à un système de réseau SFN et est sujet aux mêmes règles, notamment en ce qui concerne le brouillage interne au réseau.

3.2.2.3 Antenne de réémetteur à diagramme directif

Une méthode très efficace consiste à utiliser une antenne d'émission de Terre directive, pointée dans la direction opposée au satellite. Cette solution s'impose immédiatement si l'on veut obtenir une discrimination importante dans la direction de la zone non desservie, surtout pour une grande hauteur HAAT. Il pourra être nécessaire, à cette fin, de déplacer le réémetteur pour conserver la couverture dans la zone de service visée. S'il est impossible de déplacer le réémetteur principal, le service pourrait être complété par des réémetteurs à très faible puissance et à faible hauteur HAAT, installés près de la limite intérieure de la zone non desservie.

3.2.2.4 Antenne inclinée

En inclinant le diagramme de rayonnement de l'antenne du réémetteur, par des moyens électriques ou mécaniques, on diminue la couverture du réémetteur de Terre dans la direction du satellite. Cette méthode donne des résultats uniquement si l'antenne émet un faisceau vertical étroit (grande directivité dans la direction verticale) et si l'antenne est placée à une grande hauteur par rapport à la zone non desservie. Si tel n'est pas le cas, la discrimination obtenue grâce à l'inclinaison serait négligeable.

3.2.2.5 Antenne de récepteur reconfigurable

Une autre méthode consiste à utiliser une antenne de réception double avec diagrammes reconfigurables, ce qui permet d'augmenter le gain dans la direction du satellite ou dans celle du réémetteur de Terre. Cela exige, en outre, que le récepteur prenne la décision d'activer le commutateur placé sur l'antenne (en utilisant éventuellement une partie de l'information d'identification d'émetteur présente dans la voie de synchronisation). Toutefois, cette méthode n'est pas très pratique; elle manque d'efficacité dans les cas où l'on a des angles d'élévation voisins vers le satellite et vers les réémetteurs de Terre.

3.3 Radiodiffusion DSB en mode mixte satellite/de Terre

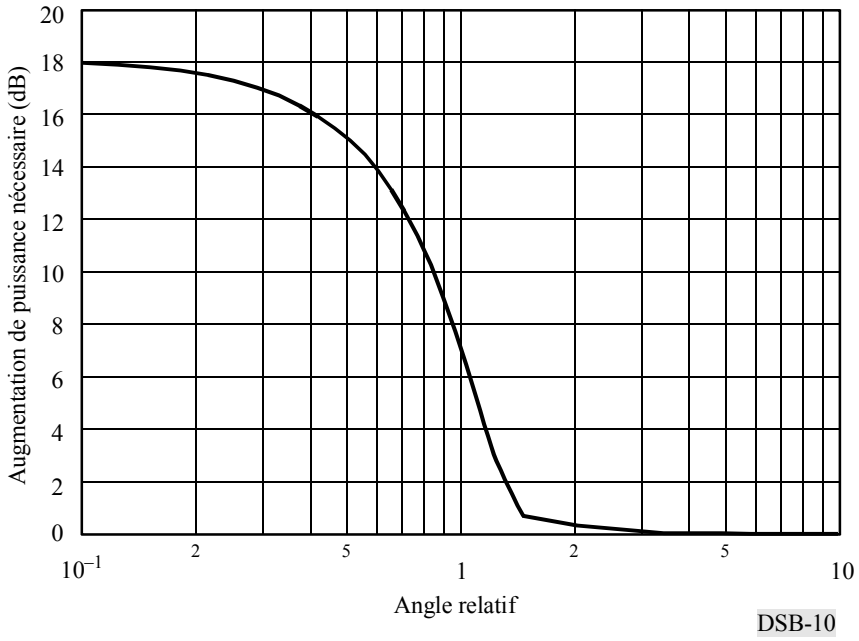
Le principe d'un tel service est l'utilisation d'une même bande de fréquences pour la radiodiffusion de Terre et la radiodiffusion par satellite. On a ici la possibilité d'avoir une plus grande souplesse d'utilisation du service, en ayant recours à un récepteur commun. Il est possible aussi de maximiser l'utilisation du spectre en faisant en sorte de coordonner étroitement le développement des deux services de radiodiffusion, au lieu de chercher à partager les fréquences entre deux services complètement indépendants l'un de l'autre. L'hypothèse de base est la suivante: d'une part, le même codage de voie et de source serait appliqué en radiodiffusion de Terre et par satellite; d'autre part, avec l'antenne de réception requise, qui est quasi équidirective, le récepteur pourrait capter les émissions de ces deux services de radiodiffusion. Avec les techniques modernes, il n'est pas nécessaire d'appliquer les mêmes procédés de modulation aux émissions de Terre et aux émissions par satellite à destination d'un même récepteur. Toutefois, l'emploi d'une modulation commune permettrait de réduire la complexité et le coût des récepteurs.

Toutes les voies non attribuées au SRS dans une zone de service donnée pourraient servir à la radiodiffusion de Terre dans ladite zone, sous réserve de la prise en compte de deux facteurs habituels: le facteur de réutilisation des fréquences dans la même voie et l'affaiblissement des voies

adjacentes dans les récepteurs. Il faudrait augmenter la puissance de la station de radiodiffusion de Terre pour compenser le brouillage causé à cette station par le satellite desservant la zone de couverture voisine; en effet, on pense que les niveaux de puissance surfacique du satellite ne diminueront pas rapidement au voisinage immédiat de la limite de sa zone de couverture. La Fig. 10 donne les valeurs de cette augmentation de la puissance d'émission requise, en fonction de la distance de séparation (séparation angulaire Φ/Φ_0 à l'emplacement du satellite) entre l'axe central du faisceau de rayonnement du satellite et le bord de la zone de couverture du service de radiodiffusion de Terre. Il convient de mentionner le cas, peu probable, où une station de radiodiffusion de Terre serait située près du bord de la zone de couverture du satellite, avec attribution de la même voie (il faudrait alors augmenter la puissance d'émission d'environ 15 dB pour compenser l'effet du brouillage causé par le satellite); dans ce cas, on devrait prévoir une certaine distance d'isolement pour prévenir les brouillages dans la zone de service satellite du pays voisin.

FIGURE 10

Augmentation de puissance (ΔP) nécessaire dans le système de Terre pour compenser l'effet du brouillage causé par le satellite



Cette réutilisation, pour la radiodiffusion de Terre, des voies comprises dans les faisceaux de satellite adjacents d'autres pays, ou du même pays, a deux conséquences: elle porte l'utilisation du spectre à un maximum et elle fournit un moyen souple pour faire évoluer un service du stade de la radiodiffusion de Terre purement locale au stade des services mixtes satellite/de Terre, par adjonction de services nationaux par satellite à vaste zone de couverture. La réutilisation pourrait aussi se développer à partir de services nationaux (ou même supranationaux) transmettant des programmes d'intérêt national et/ou de services spécialisés par satellite, complétés ultérieurement par des services de Terre locaux si cette formule est plus économique. Ce système pourrait être intéressant également pour la mise en oeuvre future de services commerciaux spécialisés par satellite, lorsque les récepteurs auront atteint un niveau de pénétration élevé.

L'hypothèse sur laquelle repose ce concept est qu'un même récepteur est capable de capter les émissions du service par satellite et aussi celles du service de Terre. Cette formule du service mixte satellite/de Terre pour la radiodiffusion sonore présente les avantages suivants: évolution plus satisfaisante et plus souple du service, meilleure utilisation du spectre et mise à la disposition du public d'options plus pratiques et plus économiques.

Une étude a été faite sur les conséquences du brouillage supplémentaire causé par un faisceau de satellite proche. On a admis l'hypothèse que le satellite géostationnaire utilisait la même voie et le même type de modulation que le service de Terre. Autre hypothèse: le brouillage en question est vu par le récepteur comme un bruit blanc gaussien additif (BBGA), c'est-à-dire un bruit qui s'ajoute au bruit thermique du récepteur. En se fondant sur le diagramme de référence copolaire de la CARR-83 pour une antenne de satellite, on a pu établir que l'augmentation apparente du bruit dans le récepteur est inférieure à 1 dB, pour un récepteur situé au-delà d'un angle relatif $\Phi/\Phi_0 = 1{,}4$, vu du satellite, Φ_0 étant l'ouverture de faisceau à mi-puissance. Cette augmentation apparente passe à 3 dB pour $\Phi/\Phi_0° = 1{,}2$ et à 7 dB pour $\Phi/\Phi_0 = 1{,}0$. A l'évidence, si l'on veut conserver la couverture du service de radiodiffusion DSB, il faudra augmenter la puissance de son émetteur de la quantité correspondante. S'agissant des distances géographiques, cet exemple révèle qu'une augmentation apparente du bruit de 3 dB correspond à environ 500 km à partir du bord d'un faisceau de satellite large de 1°. Il va de soi que cette distance peut être réduite si on met en oeuvre dans le satellite un modelage du faisceau qui conduit à une coupure plus franche du rayonnement hors bande.

A noter que, quand on utilise des émetteurs de complément pour améliorer la couverture du satellite, on peut admettre une diminution de la marge de liaison du satellite; il en résulte une diminution de la valeur requise de la puissance surfacique produite par le satellite sur la surface terrestre. Il en découle une diminution de la valeur requise de la puissance surfacique produite par l'émetteur de Terre dans un pays voisin où l'on utilise la même fréquence pour vaincre le brouillage causé par le satellite.

Si on emploie des réémetteurs comme émetteurs de complément ou comme unités d'extension de la couverture pour améliorer la couverture du service de Terre, on peut bénéficier d'une réduction supplémentaire de la puissance requise de l'émetteur de Terre. On obtient ainsi un profil de discrimination plus précis, grâce auquel il serait possible de réduire la distance de séparation de deux émetteurs de Terre qui utilisent la même fréquence; d'où une plus grande réutilisation des fréquences. Des antennes d'émission très directives permettraient d'affiner encore davantage le profil de discrimination.

On peut citer deux cas critiques de brouillage par la voie adjacente pour ce scénario d'exploitation du système. Soit un récepteur qui essaie de capter une voie de satellite alors qu'il se trouve très près d'un émetteur de Terre qui rayonne dans la voie adjacente; dans cette situation, le récepteur aurait les plus grandes difficultés à faire la discrimination par rapport à la voie adjacente, en raison de la grande différence existant entre les niveaux des signaux. Il est possible de remédier à cette difficulté en retransmettant la voie satellite à partir du même pylône, avec une puissance égale à une fraction de la puissance de l'émetteur de Terre, correspondant à la possibilité qu'a le récepteur de discriminer le brouillage de la voie adjacente. Cette fraction de puissance dépend dans une très grande mesure du filtrage et de la linéarité de la tête haute fréquence du récepteur.

CHAPITRE 4

ANALYSE DE LA PROPAGATION DANS LA GAMME DE FRÉQUENCES 30-3 000 MHz

La conception et par conséquent le coût d'un système de radiodiffusion sonore de Terre et par satellite dépendent étroitement des caractéristiques de la propagation le long du trajet de Terre et du trajet espace vers Terre, respectivement, en particulier vers un autoradio; ces caractéristiques sont un peu moins critiques pour les récepteurs portables. Les affaiblissements de propagation sont dus à l'effet d'écran des immeubles, des arbres et autres feuillages; la dispersion diffuse due au terrain et aux obstacles voisins, comme les arbres et les immeubles, cause des évanouissements par trajets multiples. Les chutes de niveau du signal reçu dépendent de la fréquence d'émission, de la hauteur de l'antenne de réception, de l'angle d'élévation du satellite et de l'environnement dans lequel on utilise le récepteur: emplacement dégagé, rural, boisé ou montagneux, suburbain ou fortement urbanisé.

4.1 Modèles de propagation

4.1.1 Trajets de Terre

On peut utiliser les courbes de propagation de la Recommandation UIT-R P.1546 (entre 50 et 800 MHz) pour calculer les champs d'un signal de radiodiffusion sonore numérique, en particulier dans des zones urbaines. Dans les calculs initiaux selon cette Recommandation (et selon l'ancienne Recommandation UIT-R P.370), à partir des résultats de mesure, on a considéré des zones de tailles extrêmement variées dans lesquelles il faut déterminer la moyenne des champs pour obtenir les statistiques relatives aux emplacements; cependant, les résultats indiqués sont assez cohérents pour une zone d'environ 200 m $\times$ 200 m.

En raison du pourcentage d'échec élevé dans les cas où le rapport *C*/*I* requis n'est pas atteint, il faut faire des calculs portant sur un très grand pourcentage du temps et des emplacements pour obtenir le champ utile (et un très petit pourcentage pour les signaux brouilleurs). Il est donc nécessaire d'apporter des corrections à la valeur de $E(50, 50)$ calculée à l'aide des courbes de la Recommandation UIT-R P.1546.

Pour les signaux utiles, on se servira de la méthode exposée dans la Recommandation UIT-R P.1546 pour calculer les valeurs du champ correspondant à 99% et à 90% du temps.

En ce qui concerne les statistiques relatives aux emplacements pour les systèmes numériques à large bande fonctionnant entre 450 et 1 000 MHz, l'écart type est de l'ordre de 5,5 dB. Ce résultat a été déduit d'études portant sur les fréquences inférieures à 250 MHz et sur la fréquence 1 500 MHz, études qui ont donné des résultats similaires. Il y a lieu de noter ce qui suit: les données expérimentales disponibles montrent que, pour ces systèmes, l'écart type de la variation en fonction des emplacements est nettement plus petit que pour les systèmes analogiques à bande étroite.

L'étude doit être poursuivie dans le cas des signaux qui sont corrélés avec les emplacements. Plusieurs études de corrélation ont été entreprises au Royaume-Uni.

Pour les zones bâties, la méthode exposée dans la Recommandation UIT-R P.1546 convient bien, car elle s'accorde étroitement avec le modèle très connu de propagation d'Okumura, sinon un modèle basé sur des données plus précises concernant la couverture du terrain, pourrait mieux convenir.

Un certain nombre de mesures ont été faites pour évaluer la propagation dans la gamme des 1 500 MHz. Les résultats de ces mesures sont donnés dans l'Appendice X.

4.1.2 Trajets espace vers Terre

Pour des angles d'élévation moyens du satellite, on sait que sur une grande étendue (de l'ordre de plusieurs centaines de longueurs d'onde), la valeur moyenne du champ suit une distribution log-normale. En revanche, sur de faibles étendues (de l'ordre de quelques longueurs d'onde) on peut appliquer deux modèles de distribution:

– une distribution de Rayleigh lorsque le satellite n'est pas en vue directe, ou

– une distribution de Rice lorsque le satellite est en vue directe, ce qui donne une composante d'amplitude constante.

Bien qu'en un grand nombre d'emplacements de réception, on trouve des ondes d'amplitude constante, le modèle de Rayleigh, qui est moins favorable, ne peut être laissé de côté car il est valable dans de nombreuses zones urbaines.

Les résultats de mesures récentes suggèrent la solution suivante: lorsqu'on veut évaluer la qualité de systèmes de radiodiffusion sonore par satellite perfectionnés à modulation numérique avec codage à correction d'erreur sans voie de retour: prendre pour le trajet de propagation satellite vers véhicule un modèle du type canal avec évanouissements à distribution de Rayleigh et un affaiblissement de propagation supplémentaire moyen qui dépende de l'environnement d'exploitation.

On considérera quatre sortes de trajet de propagation:

– récepteur portable placé dans une maison qui n'est pas masquée par des arbres;

– véhicule circulant en zone rurale quasiment exempte de trajets multiples et de masques dus au feuillage;

– véhicule circulant en zone rurale ou suburbaine où l'on trouve quelques trajets multiples et des masques dus au feuillage;

– véhicule circulant en zone fortement urbanisée où l'on trouve des trajets multiples dus à des bâtiments voisins, à des voitures et d'autres objets.

En général, la propagation à partir d'un satellite en bande décimétrique se caractérise par des effets de masque et la présence de trajets multiples dus à des réflexions. On parlera de voie sélective en fréquence où non sélective en fréquence selon la nature de la relation qui existe entre la dispersion des retards des ondes réfléchies et la largeur de bande du canal. La dispersion du retard sera minimale en zone rurale mais plus importante en zone suburbaine et surtout en zone urbaine. Des mesures effectuées à 910 MHz en zone rurale sur une simulation de trajet espace vers Terre ont montré qu'en général la dispersion des retards était inférieure à 1 μs et provenait essentiellement des réflexions et de la diffusion dues aux troncs d'arbre.

On peut supposer que, sur des trajets espace vers Terre en zone urbaine, on trouverait des résultats analogues mais des dispersions de délais quelque peu supérieures. Les caractéristiques de propagation par trajets multiples de la voie du satellite sont généralement décrites en fonction des temps de propagation associés aux trajets multiples et de la largeur de bande de corrélation correspondante. L'étalement du temps de propagation T_0 caractérise le retard d'une voie par l'écart type des retards pondérés par les puissances correspondantes. La largeur de bande de corrélation B_c est la largeur de bande pour laquelle le coefficient de corrélation entre deux composantes spectrales du signal émis prend une certaine valeur, par exemple 90%.

Dans une voie sélective en fréquence, exploitée avec une modulation numérique simple, le taux d'erreur dépend de la dispersion des délais le long des divers trajets ainsi que de l'amplitude des signaux correspondants. Si l'on admet que chaque onde subit un processus de Rayleigh

multiplicatif, avec une distribution exponentielle des retards (écart type T_0), le niveau de brouillage intersymbole dépendra du rapport de la dispersion des retards à la durée des symboles, (c'est-à-dire du rapport T_0/T, où T est la durée du symbole de modulation).

4.2 Variation dans le temps et en fréquence

Pour le cas difficile d'un récepteur mobile, le canal de radiodiffusion peut être représenté par une fonction de deux variables, la fréquence et le temps. Si l'on considère le domaine fréquentiel, la réponse du canal à un instant donné t est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle du canal où $h(t)$ désigne le temps de propagation dans le canal à l'instant t.

Considérons maintenant le domaine temporel. Pour une fréquence donnée f, ou une bande étroite autour de f, le champ s'exprime par une fonction aléatoire définie par:

– la distribution de Rayleigh:

$$S(t) = \frac{t}{P} \mathrm{e}^{-\frac{t^2}{2P}} \text{ si } t \geq 0$$

où P désigne la puissance moyenne du champ reçu sur une petite zone;

– le spectre Doppler, pour lequel la transformée de Fourier donne l'autocorrélation de la variation du champ:

$$\gamma(\eta) = \frac{P}{\pi\sqrt{\left(\frac{v}{c} f\right)^2 - \eta^2}} \quad \text{si} \quad -\frac{v}{c} f < \eta < \frac{v}{c} f$$

où $\frac{v}{c}$ est le rapport de la vitesse du mobile à la vitesse de la lumière et $\frac{v}{c} f$ désigne la fréquence Doppler maximale.

Dans la Fig. 11, on a associé la réponse en fréquence du canal et la variation temporelle, ce qui donne une représentation bidimensionnelle du canal, au-dessus de laquelle on a tracé un ensemble de carrés de taille différente:

– les petits carrés indiquent le domaine fréquence-temps dans lequel le canal peut être considéré comme localement invariant;

– les grands carrés indiquent la zone de séparation minimale pour laquelle deux petits carrés sont statistiquement indépendants.

La taille d'un petit carré dépend par conséquent de l'étalement des temps de propagation dans le canal pour l'axe des fréquences, et de la fréquence Doppler maximale pour l'axe des temps. Sur l'axe des fréquences, la longueur du carré représente une petite fraction de l'inverse de l'étalement temporel dans le canal car, sur l'axe des temps, la longueur est très inférieure à l'inverse de la fréquence Doppler maximale.

La taille d'un grand carré est définie par la corrélation mutuelle de deux fréquences espacées de ΔF:

$$\rho(\Delta F, \Delta T) = \frac{J_0{}^2\left(2\pi \frac{v}{c} f \Delta T\right)}{1 + (2\pi \Delta F T_0)^2}$$

où:

$J_0(x)$: fonction de Bessel d'ordre zéro

ΔT: décalage de temps entre les fréquences f et $f + \Delta F$

T_0: étalement moyen des temps de propagation.

Pour obtenir l'indépendance sur l'axe des fréquences, quelle que soit la vitesse du véhicule, il faut satisfaire la condition:

$$\frac{1}{1+(2\pi\Delta F T_0)^2} < 1$$

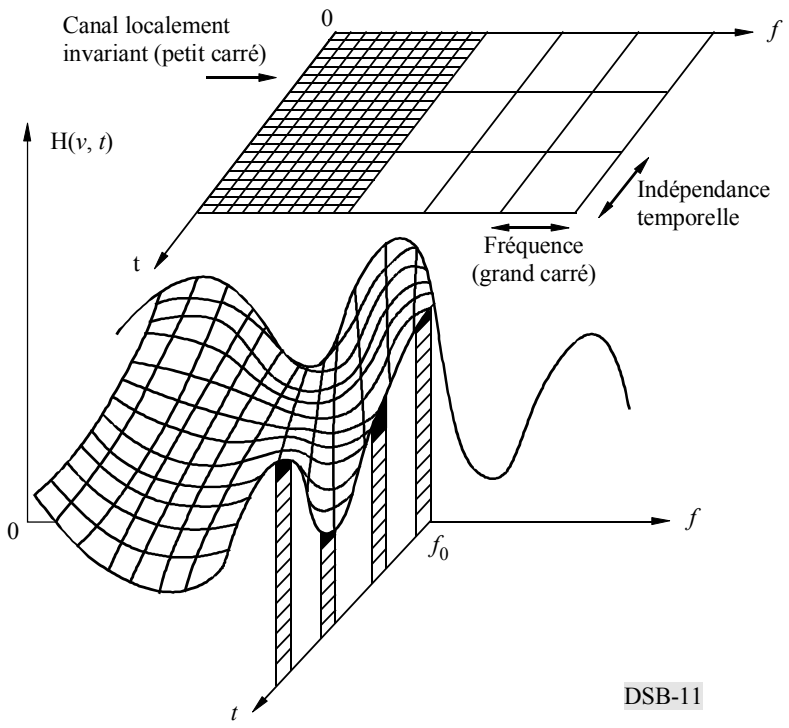
Ainsi, pour $\rho < 0{,}1$, la longueur d'un grand carré sur l'axe des fréquences c'est-à-dire ΔF est égale à environ $1/2\ T_0$.

L'indépendance à l'égard de l'axe des temps dépend uniquement de la fréquence Doppler maximale. La longueur d'un grand carré sur cet axe est donnée par le premier zéro de $J_0(x)$, soit:

$$\Delta T = \frac{2.5}{2\pi}\frac{c}{v}\frac{1}{f}$$

FIGURE 11

Réponse du canal en fréquence-temps pour la réception mobile



4.3 Variation locale

Les fonctions de distribution de probabilité relatives à la réception de signaux DSB correspondent à un certain nombre de distributions statistiques associées à une situation spécifique. Ces modèles de distribution diffèrent généralement selon que l'on considère les «zones de petite étendue» et les «zones de grande étendue». On définit généralement les premières comme s'étendant sur un certain nombre de longueurs d'onde (par exemple sur 40 longueurs d'onde, ce qui se traduit par une distance d'environ 10 m). Les secondes couvrent plusieurs zones de petite étendue.

4.3.1 Fonction de distribution: cas des zones de grande étendue

On a constaté expérimentalement que, dans des zones de grande étendue, la fonction de distribution de probabilité de la puissance moyenne du signal reçu prend la forme logarithmique normale suivante:

$$P_{LN}(S_0; \mu; \sigma) = \frac{K}{\sigma \quad S_0} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{L_{S_0} - \mu}{\sigma}\right)^2\right], \quad K = \frac{10}{\ln 10\sqrt{2\pi}} \tag{1}$$

où:

S_0(W): puissance moyenne reçue dans une petite zone

L_{S_0}(dB): 10 log $(S_0 / \overline{S_f})$, niveau de S_0 par rapport au niveau en espace libre

$S_0 / \overline{S_f}$: puissance moyenne du signal reçu en espace libre dans une grande zone

μ(dB): moyenne de L_{S_0} sur une grande zone

σ(dB): écart type de L_{S_0}sur une grande zone.

Dans l'équation (1), les moyennes et les écarts types sont tous deux exprimés en dB, par rapport au niveau de puissance en espace libre, pour faciliter la comparaison entre le modèle théorique et les données mesurées.

4.3.2 Fonction de distribution: cas des zones de petite étendue

Les données recueillies par des chercheurs européens et américains permettent d'établir le comportement du signal reçu dans une zone de réception de petite étendue au moyen d'une distribution de Rice (vecteur constant plus vecteurs à distribution de Rayleigh).

Si le rapport entre la puissance du signal direct C et du signal diffus M (trajets multiples) est noté C/M, l'enveloppe de la loi de probabilité dans une petite zone isolée est donnée par l'équation (2):

$$p(r) = (r/M) \exp(-r^2/2M - C/M) \cdot I_0\left[r\sqrt{2C/M}\right] \tag{2}$$

où I_0(z) désigne la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro du premier type.

Le terme C/M est important car il mesure les caractéristiques d'évanouissement du canal. Si ce rapport est élevé, l'enveloppe de la loi de probabilité $p(r)$ approche une distribution gaussienne avec un écart moyen $\sqrt{2C}$ et un écart type $\sqrt{M}$. Si C/M est faible, $p(r)$ s'approche d'une répartition de Rayleigh étant donné que la fonction de Bessel modifiée de premier type et d'ordre zéro tend vers 1 quand z tend vers 0.

La densité de probabilité de y correspondante est donnée par:

$$P_R(y) = (C/M + 1) \exp [-y(C/M + 1) - C/M] \cdot I_0 [2\sqrt{y(1 + C/M)\, C/M}] \quad (3)$$

où:

$$y = \frac{r^2}{\bar{r}^2} = \frac{r^2}{S_0}$$

$$LCR = \frac{b}{\sqrt{2\pi}} P_R(V) \quad (4)$$

où $P_R(V)$ est l'enveloppe de la fonction de densité de probabilité de Rice à la valeur V, et où b est la fonction de l'amplitude et des fréquences des signaux réfléchis:

$$b = 2\,\pi^2\, B_d^2\, M$$

où B_d est la dispersion Doppler.

L'équation (4) montre que le taux de croisement, LCR et la fonction de densité de probabilité sont en relation étroite. La mesure de *LCR* permet donc de déterminer le terme de l'élément C/M de $P_R(V)$.

La durée moyenne des évanouissements (AFD, *average fade duration*) au niveau V est donnée par:

$$AFD = \left(\frac{1}{LCR}\right) \int_0^V P_R(r)\, \mathrm{d}r \quad (5)$$

AFD est un facteur important pour la conception d'un système de diffusion numérique qui doit permettre d'éliminer les longs évanouissements grâce à un procédé complexe d'entrelacement.

La validité du modèle de Rice a été démontrée par l'expérience PROSAT à partir d'un modèle composite log-normal – Rice.

Etant donné que C/M est la seule variable dans la définition de $P_R(y)$ donnée par l'équation (3), la fonction de probabilité de Rice $P_R(y)$ est parfaitement caractérisée si on connaît C/M.

4.3.3 Modèle de propagation combiné

Des recherches européennes et américaines ont conduit à la conclusion que la fonction de densité de probabilité de la puissance reçue doit combiner les lois log-normale et de Rice (Rayleigh) pour tenir compte des variations dans les grandes et les petites zones. La répartition des valeurs instantanées dans une petite région s'obtient en considérant une variable de Rice ou de Rayleigh dont la valeur moyenne est elle-même une variable aléatoire suivant une loi log-normale. La distribution combinée de la puissance reçue S peut être exprimée comme ensuite dans l'équation (6):

$$p(S) = CF \int_0^{S_m} P_r(S, S_0) P_{LN}(S_0)\, \mathrm{d}S_0 + (1 - CF) \int_0^{S_M} P_R(S, S_0) P_{LN}(S_0)\, \mathrm{d}S_0 \quad (6)$$

où:

CF: facteur d'occultation, défini comme le pourcentage de temps pendant lequel le trajet direct est occulté en supposant un véhicule se déplaçant à vitesse constante

S_0: puissance moyenne du signal reçu dans une petite zone ($S_0 = C + M$)

$p(s)$: loi de densité de probabilité combinée de la puissance instantanée reçue dans une petite zone

$P_r(S, S_0)$: densité de probabilité de Rayleigh de moyenne S_0 dans une petite zone occultée

$P_{LN}(S_0)$: densité de probabilité log-normale de la puissance moyenne S_0 reçue sur une petite zone

S_m: maximum dans une grande zone de la puissance moyenne des petites zones occultées

$P_R(S, S_0)$: densité de probabilité de Rice, de moyenne S_0 dans une petite zone non occultée

S_M: maximum de la puissance moyenne des petites zones non occultées.

La § X.9 de l'Appendice X, donne à titre d'exemple, une simulation informatique d'un modèle de propagation combiné.

4.3.4 Effets de la sélectivité en fréquence

Une autre caractéristique importante du canal de propagation radioélectrique en ondes décimétriques dans les villes et les banlieues en cas de réception à bord de véhicule en mouvement est l'existence de trajets de propagation multiples ayant des retards différents et variables. Dans le cas de la radiodiffusion par satellite, le trajet direct le plus court entre le satellite et le récepteur est souvent occulté par des immeubles, de sorte que la propagation par diffraction ou réflexion sur les bâtiments entourant le récepteur est importante. On doit considérer deux cas:

– récepteur immobile: dans ce cas le canal radioélectrique, et donc les caractéristiques de propagation de la liaison, sont relativement stables. Les caractéristiques de propagation multiple peuvent être décrites en terme de dispersion par *trajets multiples* et de *bande passante de corrélation*;

– récepteur en mouvement: les statistiques de propagation de la liaison hertzienne sont variables en fonction du temps. Les trajets de diffraction atteignant le véhicule sous des angles différents sont affectés de décalage Doppler différents. Dans ce cas, les facteurs essentiels sont la *dispersion Doppler* et le *temps de corrélation*.

Les fonctions statistiques décrivant le canal radioélectrique sélectif en fréquence et dans le temps peuvent s'obtenir facilement en mesurant la réponse complexe aux impulsions de la liaison. Ces descripteurs statistiques et les valeurs des caractéristiques limitent les paramètres de performance dans un système de télécommunication numérique.

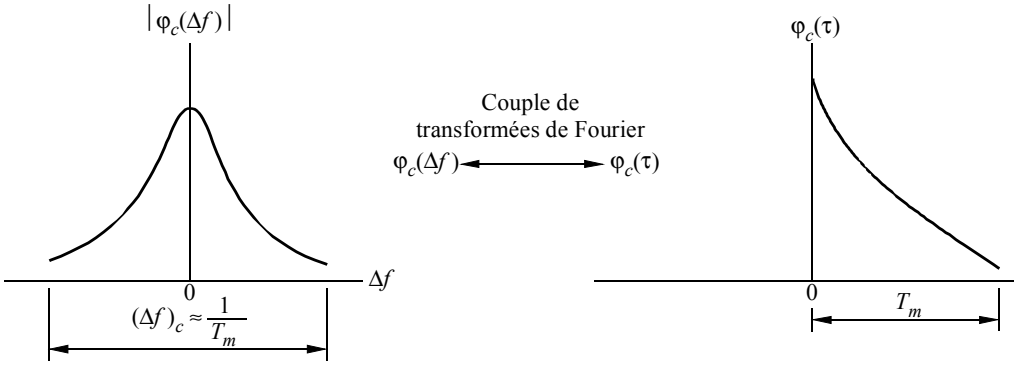
4.3.4.1 Dispersion des retards et bande passante de corrélation

On envisagera tout d'abord un canal statistiquement invariable. Deux composantes spectrales d'un signal modulé dont les fréquences sont proches subiront des évanouissements corrélés, c'est-à-dire que les deux ensembles de vecteurs résultant d'un type donné de propagation par trajets multiples seront semblables en amplitude et en phase. Quand la différence de fréquence entre les deux composantes spectrales augmente, la corrélation entre les deux ensembles de vecteurs se réduit, ce qui produit des variations d'amplitude (décorrélation) en fonction de la fréquence. Ce phénomène est dénommé évanouissement sélectif en fréquence. La bande passante pour laquelle se produit la décorrélation est dénommée la bande passante de corrélation.

Le spectre de puissance de retard (aussi dénommé profil d'intensité de propagation multiple) et la fonction de corrélation des fréquences décalées constituent un couple de transformées de Fourier (voir la Fig. 12).

FIGURE 12

Relation entre T_0 et B_c



a) Fonction de corrélation entre fréquences décalées

b) Profil d'intensité dû aux trajets multiples

DSB-12

La transformation de Fourier permet d'établir une relation entre la bande passante de corrélation d'un canal statistiquement invariable et la dispersion des retards du canal:

$$B_c >> 1/T_0 \tag{7}$$

où B_C est la bande passante de corrélation (Hz), et T_0 la dispersion de retard (s).

La dispersion des retards T_0 du canal mesure la largeur d'un profil de retard moyen en puissance. Il est défini comme la racine carré du deuxième moment central du profil:

$$T_0 = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{M} (\tau_k - D)^2 P(\tau_k)}{\sum_{k=1}^{M} P(\tau_k)}} \tag{8}$$

où:

$k = 1, ..., M$: k gammes sur l'axe des retards, et M: indice du dernier échantillon sur l'axe des retards,

$P(\tau_k)$: profil de retard moyen en puissance pour un ensemble de N profils individuels consécutifs,

D: délai excédentaire moyen.

On le définit comme étant le premier moment du profil par rapport au premier retard à l'arrivée τ_A:

$$D = \left[\frac{\sum_{k=1}^{M} \tau_k P(\tau_k)}{\sum_{k=1}^{M} P(\tau_k)} \right] - \tau_A \tag{9}$$

Si la bande passante de corrélation est faible par rapport à celle du signal diffusé, le canal est sélectif en fréquence. Dans ce cas, il inflige une grave distorsion au signal. Par contre, si la bande passante de corrélation est large par rapport à celle du signal diffusé, le canal est non sélectif en fréquence.

Afin d'éliminer la sélectivité du canal, qui peut causer des brouillages entre symboles, la dispersion des retards T_0 doit être très inférieure à la période de symbole T_s ou, en d'autres termes, le rapport entre la dispersion des retards et la période de symbole, c'est-à-dire $T_r = T_0/T_s$, doit être très inférieur à 1.

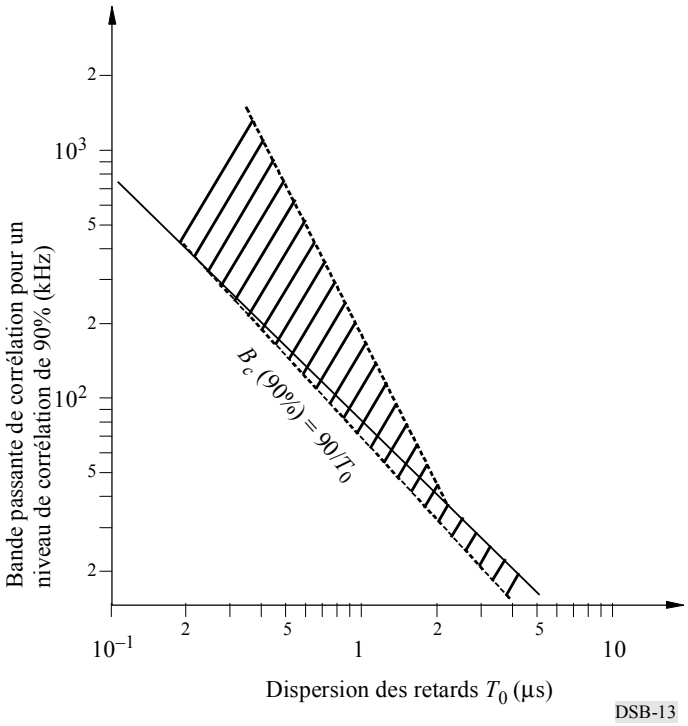
Il existe une relation empirique entre la bande passante de corrélation à un niveau de corrélation de 90% et la dispersion des retards (voir la Fig. 13):

$$B_c\,(90\%) = 90/T_0 \tag{10}$$

où B_c (90%) est la bande passante de corrélation à un niveau de corrélation de 90% entre deux composantes spectrales (kHz), et T_0 correspond à la dispersion des retards (µs).

FIGURE 13

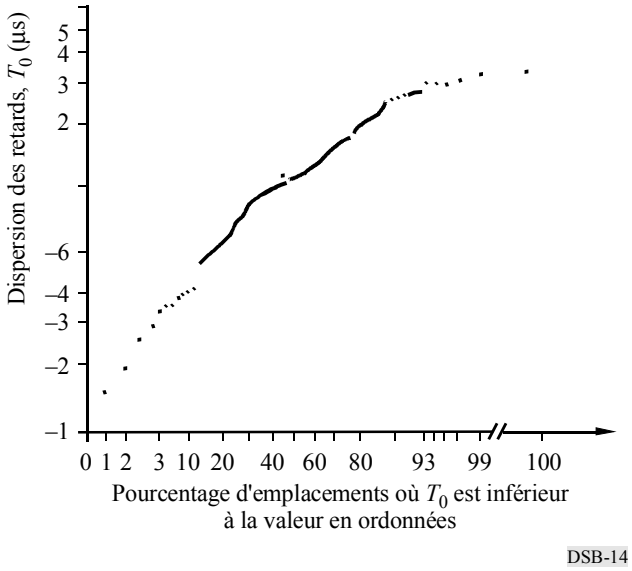
Bande passante de corrélation à un niveau de corrélation de 90% en fonction de la dispersion des retards



La Fig. 14 représente la répartition cumulée correspondante de la distribution des retards:

FIGURE 14

Répartition cumulée de la dispersion des retards

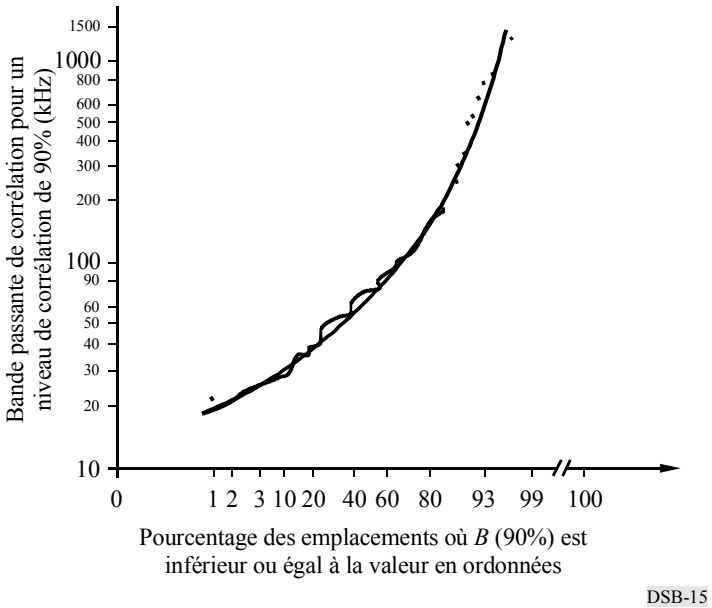


De la Fig. 14 on peut déduire qu'environ 10% des zones de petite étendue sont telles que $T_0 > 2{,}5$ µs, et 50% telles que $T_0 > 1{,}2$ µs.

La Fig. 15 représente la répartition cumulée pour B (90%):

FIGURE 15

Répartition cumulée de la bande passante de corrélation pour une corrélation de 90%



La dispersion des retards a été mesurée dans un immeuble de bureaux de taille moyenne et dans une zone résidentielle. La plus grande dispersion mesurée était inférieure à 325 ns lorsque le trajet de propagation était en vue directe. En l'absence de vue directe entre l'émetteur et le récepteur, la dispersion des retards augmentait jusqu'à 422 ns.

4.3.4.2 Dispersion Doppler et temps de corrélation

Dans le cas d'un récepteur en mouvement, les variations dans le temps de la liaison de propagation produisent par effet Doppler un élargissement du spectre reçu. Si on diffuse une fréquence pure, on peut mesurer l'élargissement Doppler B_d du canal.

Comme on l'a fait au paragraphe précédent, on peut définir comme suit le temps de corrélation T_c du canal:

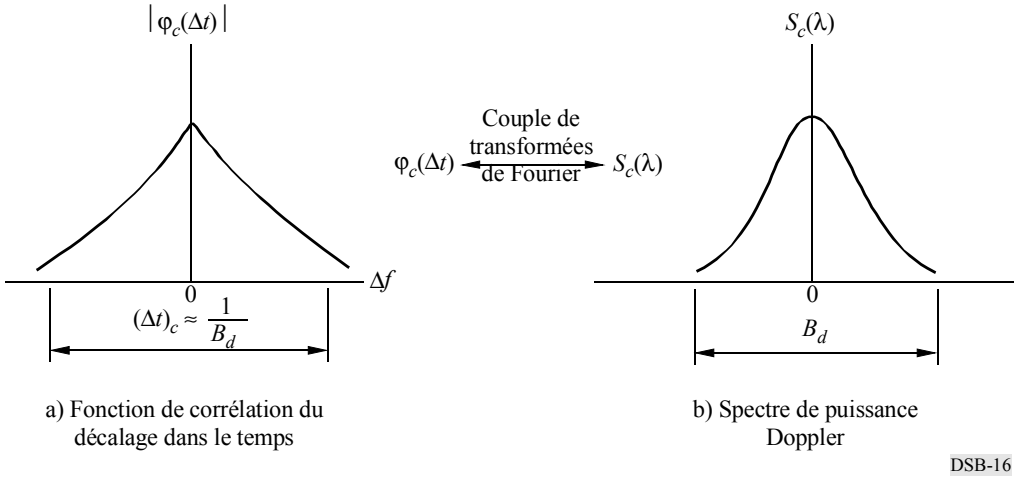
$$T_c = 1/B_d \tag{11}$$

où T_c est le temps de corrélation et B_d la dispersion Doppler.

Lorsque le canal se modifie lentement, le temps de corrélation est long et la dispersion Doppler faible. La Fig. 16 montre que le spectre de puissance Doppler et la fonction de corrélation dans le temps décalée constituent un couple de transformées de Fourier.

FIGURE 16

Relation entre B_d et T_c



La Fig. 17 présente l'enveloppe du spectre moyen du signal obtenu pendant une période d'environ 1 minute dans une région suburbaine (résidentielle boisée). Une fréquence de coupure nette au voisinage de 110 Hz est visible, ce qui correspond à deux fois la fréquence Doppler f_d donnée par:

$$f_d = v/\lambda = 55 \text{ Hz}$$

pour:

v: 40 km/h

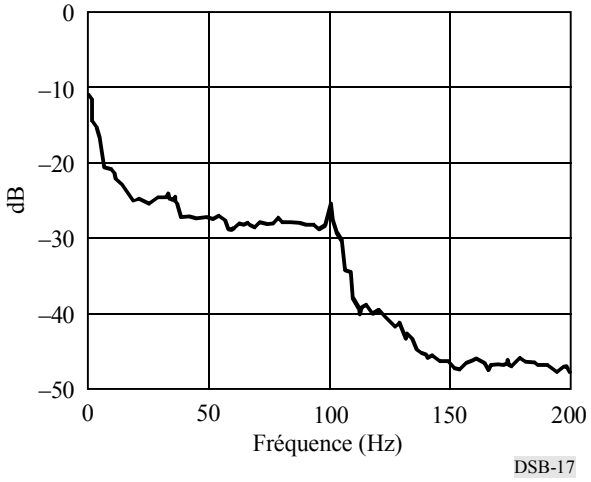
f: 1.5 GHz et

e: 27°.

Cela indique que dans un environnement urbain on peut s'attendre à une dispersion de fréquence pouvant atteindre deux fois la fréquence Doppler du fait de la diffraction par les obstacles avoisinants. La dispersion Doppler B_d est donc égale à 110 Hz.

FIGURE 17

Spectre Doppler de l'enveloppe du signal (zone suburbaine); vitesse du véhicule: 40 km/h, fréquence: 1,5 GHz



4.4 Distribution du champ en fonction de l'emplacement

Les distributions du champ en fonction de l'emplacement pour la radiodiffusion sonore numérique font l'objet de la Recommandation UIT-R P.1546, qui fixe des valeurs correspondant à des pourcentages d'emplacement différents de 50% pour des systèmes numériques dont la largeur de bande est supérieure à 1,5 MHz. Il y est par ailleurs indiqué que, pour la planification du service DSB, on peut établir à 5,5 dB l'écart type pour la variation du niveau du signal par rapport à l'emplacement.

4.5 Réception à l'aide de récepteurs portables à l'intérieur de bâtiments

Pour des trajets terrestres, la Recommandation UIT-R P.1546 indique des valeurs du champ pour une hauteur de l'antenne réceptrice par rapport au sol égale à la *hauteur représentative* des obstacles au sol autour de l'emplacement de ladite antenne. Pour une hauteur minimale de 10 m, les hauteurs de référence données à titre d'exemple sont de 20 m pour une zone urbaine, de 30 m pour une zone urbaine dense et de 10 m pour une zone suburbaine. (Pour des trajets maritimes, la valeur nominale est de 10 m.)

Si la hauteur de l'antenne réceptrice est différente de la hauteur représentative, on applique une correction au champ illustré dans la Recommandation UIT-R P.1546 suivant une procédure qui y est exposée.

Les affaiblissements de pénétration dans un bâtiment dépendent pour une part importante des matériaux de construction, de l'angle d'incidence et de la fréquence. Il convient également de voir si la réception se fait dans une pièce intérieure, ou dans une pièce adjacente à un mur extérieur. Il n'existe pas de formule générale pour calculer la valeur d'un affaiblissement de pénétration dans un bâtiment, mais on trouvera dans la Recommandation UIT-R P.679 d'utiles données statistiques fondées sur des affaiblissements mesurés dans plusieurs types de bâtiments, à des fréquences comprises entre 500 MHz environ et 5 GHz. Quant aux affaiblissements dus à la propagation sur les murs et les planchers, c'est-à-dire à l'intérieur du bâtiment, ils font l'objet de la Recommandation UIT-R P.1238.

4.6 Affaiblissements de pénétration dans des bâtiments à 1,5 GHz

Des mesures du champ réalisées en Australie ont montré que l'affaiblissement moyen de pénétration dans un bâtiment pour le Système numérique A, fonctionnant à 1,5 GHz, dans des immeubles d'habitation est en moyenne de 6,7 dB (à l'intérieur d'une fourchette comprise entre 6,1 dB et 9,4 dB, en fonction des matériaux de construction utilisés, comme il est indiqué dans le Tableau 5) alors qu'il est approximativement de 18,6 dB pour des bâtiments à usage commercial construits en béton armé.

TABLEAU 5

Affaiblissement de pénétration moyen et écart type (moyenne pour différentes structures d'immeubles d'habitation)

Structure du bâtiment	Nombre de sites	Affaiblissement moyen (dB)	Ecart type
Une seule épaisseur de briques	24	6,1	5,3
Deux épaisseurs de briques	5	8,6	5,8
Bois	1	9,4	6,5
Blocs de béton	1	6,2	5,9

On trouvera dans la Recommandation UIT-R P.679 de plus amples détails concernant l'affaiblissement de pénétration dans des bâtiments.

4.7 Résultats de mesures de propagation effectuées à l'aide de systèmes du SRS (sonore)

4.7.1 Introduction

Ces dernières années plusieurs organismes ont procédé à des mesures minutieuses par satellite des caractéristiques de propagation à l'intérieur des bandes de fréquences 1,5 GHz, 2,3 GHz et 2,5 GHz attribuées au SRS (sonore). Ces mesures ont débuté en 1991 aux Etats-Unis avec une toute première version du Système numérique B (voir l'Annexe B) à 1,5 GHz, juste au-dessus de la bande effectivement attribuée par la CAMR-92. Elles se sont poursuivies en 1996 à l'aide de satellites géostationnaires et avec le Système numérique B à 2 GHz. Des mesures utilisant le Système numérique A (voir l'Annexe A) à 1,5 GHz et deux satellites différents ont été réalisées en 1995 et 1996. En outre, des simulations, à l'aide d'un hélicoptère, d'émission par satellite ont été consacrés en 1997 au Système numérique D (voir l'Annexe D).

Enfin, des mesures de propagation ont été réalisées pendant de nombreuses années pour le compte du service terrestre mobile par satellite, essentiellement pendant les années 80. Même si elles n'étaient pas destinées à tester la qualité de la radiodiffusion sonore, ces premières expérimentations confirment les conclusions des lois de propagation de base constatées à peu près aux mêmes fréquences et exposées ci-après pour le SRS (sonore).

On doit insister sur le fait qu'aucune des expériences par satellite n'a été réalisée à l'aide d'un satellite «SRS(S)», pour la simple et bonne raison qu'à l'époque il n'en existait pas. Toutefois, plusieurs satellites ayant des liaisons descendantes à 1,5 GHz ou à 2,3 GHz ont fourni une puissance suffisante pour tester la qualité sonore d'un canal, même si la puissance totale disponible n'était pas suffisante pour un vrai service de radiodiffusion sonore, économique de surcroît. En ce qui concerne

les conditions de propagation, la puissance nécessitée pour un «canal d'une qualité CD», etc., les satellites en question étaient parfaitement bien adaptés; il est en effet facile de procéder à des extrapolations, au besoin, pour refléter les conditions correspondant à un satellite géostationnaire ou à un satellite sur une orbite elliptique fortement inclinée (HEO) d'un SRS(S) opérationnel.

Le reste de la présente section s'organise autour des systèmes numériques utilisés comme mécanismes d'émission/réception, à savoir:

– expériences consacrées au Système numérique B;

– expériences consacrées au Système numérique A;

– expériences (pas de satellite) consacrées au Système numérique D;

– expériences consacrées à divers systèmes de Terre.

La présente section traite exclusivement des caractéristiques de propagation, l'Appendice X étant quant à lui consacré aux mesures effectives de propagation du champ. Les systèmes d'émission/réception numériques, les simulations effectuées avec eux en laboratoire et les calculs analytiques consacrés aux questions des marges, des liaisons, etc., sont examinées pour les différents systèmes proposés dans les annexes correspondantes. Les résultats concernant un scénario de Terre sont également indiqués en ce qui concerne le système hybride envisagé, utilisant des répéteurs de Terre pour remplir les trous de la couverture par satellite.

4.7.2 Résumé des résultats d'expérience

Dans la présente section sur les «caractéristiques de propagation», on doit considérer l'utilisation des trois systèmes numériques différents, A, B et D, comme un outil propre à déterminer les caractéristiques de propagation dans les bandes du SRS (sonore), et non pas à comparer la qualité de fonctionnement des différents systèmes.

Au demeurant, les trois systèmes ne présentent que de petites différences de qualité de fonctionnement par rapport aux écarts importants constatés au niveau des effets de la propagation en fonction de facteurs environnementaux fondamentaux tels que la présence d'arbres, de bâtiments et d'autres objets faisant obstacle à la propagation électromagnétique à proximité des récepteurs de Terre.

Le Tableau 6 indique pour les différents systèmes numériques les bandes de fréquences et les satellites utilisés pour obtenir les renseignements indiqués.

TABLEAU 6

Expériences destinées à mesurer les caractéristiques de propagation

Système numérique	Fréquence	Satellite	Autre information
A	1,5 GHz	Optus	Australie
A	1,5 GHz	Solidaridad	Mexique/ Royaume-Uni
B	2 GHz	TDRS/NASA	Etats-Unis d'Amérique
D	1,5 GHz	–	Hélicoptère

NOTE – Des mesures par satellite et de Terre ont en outre été effectuées avec des signaux à ondes entretenues à 1,5 GHz ainsi qu'à 2 GHz.

Plusieurs conclusions générales découlent des résultats combinés des mesures réalisées depuis 1991; un résumé en est proposé dans la suite de la présente section.

Lorsque le trajet entre le satellite et l'antenne du récepteur est en visibilité directe, la réception et le décodage donnent des signaux audio qui sont exempts d'erreurs par rapport à la qualité audio qui correspond au niveau du code source utilisé. En d'autres termes, un signal d'entrée «de qualité CD» a la même sonorité dans le haut-parleur du récepteur, un signal d'entrée «de qualité MF» est préservé, et ainsi de suite, selon les capacités de sortie du codeur de la source. Les systèmes sonores numériques fonctionnent bien avec une valeur de E_b/N_0 égale à 3,5 dB; on peut obtenir des marges de liaison de 5 à 10 dB, ces marges étant rarement dépassées par les fluctuations sur le trajet en visibilité directe qui réduisent le niveau du signal.

1) Lorsque le trajet entre le satellite et l'antenne du récepteur n'est pas en visibilité directe, la réception et le décodage peuvent donner, dans certaines conditions, des signaux audio qui sont aussi exempts d'erreurs, mais il est plus que vraisemblable qu'ils produiront une qualité audio inacceptable.

   a) Des niveaux réalistes de techniques de réduction des brouillages (diversité de satellite, diversité d'antenne réceptrice, codage de correction d'erreur sur le trajet aller, entrecroisement temporel, «addition des puissances multitrajet COFDM», répétition de la radiodiffusion pendant de brefs intervalles de temps et égalisation adaptative) peuvent aider à résoudre certains des problèmes d'évanouissement et de blocage rencontrés avec des systèmes mobiles, portables et installés «à l'intérieur de bâtiments».

   b) Toutefois, fondamentalement, les puissances surfaciques que l'on peut obtenir dans la réalité avec un satellite de communication soit géostationnaire, soit HEO ne permettent pas de surmonter le blocage qui se produit dans de nombreuses situations types liées à la présence de bâtiments et d'autres obstacles tels que des groupes d'arbres. Ces blocages à 1,5 GHz et à 2,3 GHz interviennent fréquemment dans la gamme de 30 à 50 dB (ou plus).

   c) La seule solution pour «forcer» ces niveaux de blocage à partir du signal émis par un satellite consiste à adjoindre au système une composante de Terre, à supposer que le niveau de service de radiodiffusion souhaité exige bien l'accès du signal dans ces situations de blocage. C'est ce qui ressort clairement des deux expériences (avec satellite et configuration de Terre) réalisées avec les systèmes numériques A et B. Aux puissances surfaciques atteignables dans une configuration de Terre, les systèmes fournissent des signaux via des moyens de propagation de Terre qui assurent une couverture acceptable à l'intérieur de villes et de quartiers périphériques. Par contre, aux puissances que l'on peut atteindre avec des satellites, c'est-à-dire de l'ordre de un dix millionième de celle correspondant à un émetteur de Terre, la puissance n'est tout simplement pas suffisante pour obtenir une marge nettement supérieure à 10 dB avec une visibilité directe, ce qui n'est pas assez pour lutter contre des blocages (évanouissement) de 30 dB ou plus. Le problème de base n'est pas un problème d'évanouissement sélectif en fréquence, mais simplement celui d'un blocage total sur toute la bande de fréquences.

2) Pour ce qui est de la fourniture d'un service de radiodiffusion sonore par satellite, on ne constate pas de différence vraiment significative entre une utilisation à 1,5 GHz et une à 2,3 GHz. Dans les publications les plus réputées on lit souvent que les différences entre ces deux bandes de fréquences sont telles qu'on est lourdement pénalisé à 2,3 GHz par rapport à 1,5 GHz, mais les lois de la propagation ne confirment pas cette assertion. La différence, si différence il y a, tient simplement à l'ouverture «active» des antennes de réception; en effet, on spécifie normalement les antennes en termes de gain, de sorte que

pour un même gain, plus la fréquence est élevée, plus l'antenne est de petite taille, et moins efficace est l'ouverture, d'où évidemment une puissance de réception moindre. Toutefois, si on définit l'antenne par sa taille, et non plus en fonction de son gain, il y a alors peu de différence entre l'une et l'autre bande. A 1 500 MHz, la longueur d'onde du rayonnement est de 20 cm, alors qu'à 2 300 MHz elle est approximativement de 13 cm. L'affaiblissement excessif du rayonnement dans l'espace libre dû à cette différence peut s'expliquer par le fait qu'une antenne à 2,3 GHz de même taille qu'une antenne à 1,5 GHz a un meilleur gain, qui annule efficacement cette différence en termes de propagation. Par ailleurs, les mesures consacrées à la pénétration dans les bâtiments et au phénomène d'absorption par les arbres montrent parfois qu'à 2,3 GHz les conditions sont moins défavorables, bien qu'en général on puisse constater un affaiblissement supplémentaire de quelques dB dans la gamme de fréquences la plus élevée. Là encore, le meilleur gain d'antenne correspondant à un récepteur portable à 2,3 GHz peut annuler efficacement cette différence.

L'effet le plus fondamental, mentionné au 1 b) ci-dessus, est que les fréquences entre 1 500 et 3 000 MHz, avec leurs longueurs d'onde de 20 à 10 cm, sont sévèrement affectées par les obstacles avoisinants, à un degré qu'on ne constate pas par exemple en ondes métriques.

3) Les trajets multiples ont peu d'effet sur les émissions par satellite, comme l'ont montré des mesures réalisées en particulier avec le Système numérique B au moyen de signaux audio et de signaux en ondes entretenues. L'angle d'élévation entre le satellite et le récepteur, dans le cas d'une réception mobile par exemple, est tel que la quasi-totalité de la puissance reçue provient directement du signal émis. En effet, lorsque le signal est réfléchi par des bâtiments, des véhicules et le sol, il tend à arriver moins d'une microseconde plus tard, et à une puissance beaucoup plus faible. Aux fréquences en question, ce n'est qu'à des angles d'élévation très fermés qu'il est possible de constater d'importants effets dus aux trajets multiples, comme c'est le cas dans des émissions de Terre.

On trouvera à l'Appendice X un examen détaillé des résultats et mesures sur lesquels reposent ces conclusions.

4.8 Bibliographie

BULTITUDE, R. J. C. [février 1987] Measured characteristics of 800/900 MHz fading radio channels with high angle propagation through moderately dense foliage. *IEEE J. Selected Areas in Comm.,* SAC-5, 2, 116-128.

COX, D. C. et Leck, R. P. [novembre 1985] Correlation bandwith and delay spread multipath propagation statistics for 910 MHz urban mobile radio channels. *IEEE Trans. Ant. Prop.,* Vol. Com-23, N° 11.

DEVASIRVATHAM, D. M. J. [novembre 1986] Time delay spead and signal level measurements of 850 MHz radio waves building environments. *IEEE Trans. Ant. Prop.,* Vol. AP-32, N° 11.

GOLDHIRSH, J. et VOGEL, W. [février 1992] Propagation Effects for Land Mobile Satellite Systems: Overview of Experimental and Modeling Results, NASA Reference Publication 1274.

GOLDHIRSH, J. et VOGEL, W. [avril 1989] Mobile Satellite System Fade Statistics for Shadowing and Multipath from Roadside Trees at UHF and L-band. *IEEE Trans. Ant. Prop.,* Vol. 37, N° 4.

GUILBEAU, F. [août 1979] Radiodiffusion sonore par satellite aux alentours de 1 GHz. Simulation d'émission et réception en ville. *Revue de l'UER,* Cahier technique, N° 176.

HESS, G. C. [mai 1980] Land-mobile satellite excess path loss measurements. *IEEE Trans. Vehic. Techn.,* Vol. VT-29, N° 2.

JAKES, W. C. [1974] *Microwave Mobile Communications,* © 1974 by Bell Telephone Laboratories, J. Wiley.

JONGEJANS, A. et autres [mai 1986] PROSAT-phase 1 report, ESA-STR 216.

LOO, C. [août 1985], A statistical model for land-mobile satellite link. *IEEE Trans. on Vehic. Techn.,* Vol. VT-34, N° 3, p. 122-127.

LUTZ, E. et autres [mai 1986] Land mobile satellite communications – channel model, modulation and error control. Proc. of ICDSC-7, p. 537-543.

POMMIER, D. et YI WU [1986] Entrelacement ou étalement du spectre en radio numérique vers des véhicules. *Revue de l'UER,* Technique, N° 217.

PROAKIS, J. G. [1989] *Digital Communications.* Second edition, McGraw-Hill Book Co., New York, Londres.

SMITH, W. T. et STUTZMAN, W. L. [Août 1986] Statistical Modeling for land Mobile Satellite Communications, Virginia Tech Report EE Satcom 86-3 Virginia Tech, Blacksburg, VA.

CHAPITRE 5

TECHNIQUES DE COMPENSATION

Le recours aux techniques de diversité peut améliorer notablement le fonctionnement d'un récepteur de véhicule automobile lorsqu'il se trouve dans une zone fortement masquée et subit des évanouissements à distribution de Rayleigh. Il existe trois techniques principales de diversité:

– diversité de fréquence,

– diversité dans le temps,

– diversité d'espace.

Chacune de ces techniques peut être appliquée aux systèmes à modulation numérique. Ces méthodes de diversité sont décrites brièvement ci-dessous.

5.1 Diversité de fréquence

La diversité de fréquence met en oeuvre plusieurs porteuses dont l'espacement en fréquence est supérieur ou égal à la largeur de bande de corrélation du canal. L'efficacité d'utilisation du spectre est maintenue par entrelacement en fréquence d'un certain nombre de voies de programmes distincts, pour remplir complètement la bande de fréquences. L'occupation du spectre peut être optimisée par l'utilisation de porteuses orthogonales permettant leur recouvrement. Pour que les porteuses subissent des évanouissements indépendants, il faut que la dispersion des retards du canal soit supérieure à une certaine valeur. Pour un canal dont les retards suivent une distribution exponentielle (ce qui est le propre d'un trajet de Terre), la valeur moyenne de la dispersion des retards doit être typiquement supérieure à l'inverse de l'espacement des porteuses du programme.

En raison de cette influence de la dispersion des temps de propagation, la diversité de fréquence est optimale dans les zones urbaines très masquées, où la dispersion moyenne sera la plus grande et où les porteuses adjacentes subiront des évanouissements indépendants (évanouissements sélectifs). En zone rurale, la dispersion moyenne des retards sera moindre qu'en zone urbaine. Dans les zones rurales, la dispersion des temps de propagation ne suffit pas à assurer une largeur de bande de corrélation assez étroite. Dans ce cas, l'évanouissement dans le canal tendra à être uniforme et le gain réel de codage sera moins élevé que prévu; une technique efficace pour remédier à cela consiste soit à combiner diversité de fréquence et diversité dans le temps, soit à utiliser la diversité d'espace. L'Annexe A décrit un système à diversité de fréquence et à diversité dans le temps.

Des mesures effectuées au Canada dans la gamme des 1 500 MHz (voir l'Appendice X) permettent de formuler la conclusion suivante: il semble qu'un canal RF d'environ 2 MHz permettrait d'obtenir une diversité de fréquence suffisante pour remédier aux évanouissements uniformes dans plusieurs cas de figure.

5.2 Diversité dans le temps

La diversité dans le temps est une technique qui convient surtout lorsque la méthode de transmission est numérique. Avant émission, les symboles de données subissent un embrouillage méthodique et ils sont remis en ordre à la sortie du récepteur. Grâce à l'embrouillage et au désembrouillage méthodiques, on transforme en erreurs aléatoires un paquet d'erreurs qui survient au cours d'un évanouissement profond. Associée à un codage de correction des erreurs vers l'avant, la diversité dans le temps transforme un canal à paquets d'erreurs dues au masquage et aux évanouissements de Rayleigh en un canal à erreurs aléatoires; cela rétablit l'efficacité des codes de correction. En théorie, on peut réduire la marge de la liaison de 36 dB.

Les principaux inconvénients de la diversité dans le temps sont les suivants: nécessité d'avoir des circuits de désembrouillage dans tous les récepteurs (essentiellement des mémoires en circuits intégrés); retard non négligeable dans la voie d'émission, ce qui cause des difficultés dans les opérations de radiodiffusion en temps réel, par exemple les émissions interactives; fonctionnement défectueux si la vitesse du véhicule est inférieure à celle pour laquelle le système a été conçu; en pratique, le traitement du signal limite l'application de la méthode aux modulations numériques.

5.3 Diversité d'espace

5.3.1 Diversité d'espace à l'extrémité de réception

La diversité d'espace repose sur l'emploi de plusieurs antennes de réception suffisamment espacées pour que les signaux reçus subissent des évanouissements indépendants. On combine ces signaux de sortie des diverses antennes pour constituer un signal de sortie dont les évanouissements sont nettement moins profonds que ceux des signaux individuels. La combinaison peut se faire par la méthode de combinaison à rapport maximal. On peut mettre en oeuvre cette méthode avec *M* boucles de verrouillage de phase qui réalisent la cohérence de phase des signaux de sortie des *M* antennes. Les signaux sont alors pondérés en amplitude et additionnés pour former leur signal composite. Pour un système numérique, la diversité quadruple, avec combinaison à rapport maximal en présence d'évanouissements à distribution de Rayleigh, peut obtenir une diminution notable de la marge de liaison dans des conditions idéales.

Pour un système analogique MF, il est possible de réduire de 26 dB, avec une probabilité de 0,001, la profondeur d'un évanouissement en appliquant une diversité quadruple et une combinaison à rapport maximal. Les avantages de la diversité d'espace sont les suivants: elle s'applique aux systèmes tant analogiques MF que numériques et elle n'accroît pas la complexité de tous les récepteurs, mais seulement de ceux qui ont besoin de l'amélioration qu'elle apporte (récepteurs de véhicules). Son inconvénient est la nécessité d'avoir plusieurs antennes sur le véhicule, associées à une série de plusieurs boucles de verrouillage de phase interdépendantes. Des études complémentaires sont nécessaires pour évaluer dans le détail l'efficacité de la diversité d'espace appliquée aux systèmes numériques, en particulier dans les zones urbaines.

5.3.2 Diversité d'espace à l'extrémité d'émission

Comme indiqué au § 3.1.2, les techniques de modulation multiporteuse comme celle décrite dans l'Annexe A pour le Système numérique A permettent d'obtenir une couverture par plusieurs émetteurs fonctionnant dans la même voie. Cela est une forme de diversité d'espace qui découle de la diversité de fréquence au récepteur. Cette technique permet de réduire la marge de protection contre les évanouissements, d'une quantité égale au «gain de réseau».

Il existe un autre procédé qui permet d'obtenir la diversité d'espace à l'extrémité d'émission. Il consiste à émettre un même programme à partir de deux satellites géostationnaires très éloignés l'un de l'autre.

Dans un des systèmes du SRS (sonore) dont l'exploitation est proposée pour les Etats-Unis d'Amérique, on aura deux satellites espacés de 30° en longitude. Les émissions des répéteurs de satellite pour un programme de radiodiffusion viendront des deux satellites. Les fréquences seront différentes. Les signaux destinés à un point de réception donné arriveront de plusieurs directions différentes et le récepteur choisira le signal le plus fort. Grâce à cette combinaison de diversité d'espace au satellite et de diversité de fréquence, l'organisation qui propose ce système estime qu'il y aura un gain de plus de 10 dB en ce qui concerne les évanouissements dus aux trajets multiples, par rapport à un système avec un seul satellite; à cela s'ajoutera une très importante diminution de la probabilité de blocage total. L'Annexe A décrit en détail une expérimentation faite dans un système de Terre qui applique cette méthode de fonctionnement.

CHAPITRE 6

COMPOSANTES DES SYSTÈMES DE RADIODIFFUSION DSB

Les systèmes numériques permettent de résoudre les problèmes posés par les effets d'obstacle et par la présence de la propagation par trajets multiples, conséquence des réflexions spéculaires ou diffuses. Ce phénomène se produit sur les routes dans les zones rurales, où le trajet de propagation traverse des feuillages de végétation, et dans les zones urbaines, où existent de nombreux obstacles. Lorsque l'évanouissement a une distribution de Rayleigh et qu'il est sélectif en fréquence, le taux d'erreur d'un système numérique simple peut tomber au-dessous d'une certaine limite inacceptable, le résultat étant une qualité médiocre. Le seul moyen d'y remédier est d'augmenter la marge de liaison nécessaire, donc également la puissance de l'émetteur. Il est possible aussi de pallier les effets de la sélectivité en fréquence en utilisant des symboles de plus longue durée par rapport à l'étalement des temps de propagation des échos. On peut, dans ce cas, appliquer un mécanisme efficace de codage de voie (code convolutif avec décodage de Viterbi), mais il faut alors assurer l'indépendance entre les symboles successifs par rapport aux évanouissements de la voie. On peut y parvenir par un entrelacement des symboles en temps ou en fréquence (le débit binaire total est ainsi réparti entre plusieurs porteuses suffisamment espacées en fréquence. L'entrelacement temporel n'est cependant efficace que si le récepteur est dans un véhicule se déplaçant au-delà d'une certaine vitesse. Si le récepteur est à l'arrêt, il faut recourir à l'entrelacement de fréquences ou encore, à la réception en diversité d'espace. Lorsque l'on recourt à l'entrelacement en fréquence, on peut placer des porteuses modulées par d'autres voies son entre celles qui contiennent les parties d'une voie donnée, grâce au multiplexage par répartition orthogonale en fréquence (OFDM)

Enfin, certaines propositions de systèmes numériques de haute technologie supposent l'utilisation d'un codage de source offrant une réduction considérable du débit binaire (par exemple, codage en sous-bande). Avec cette technique, le débit binaire est d'à peine 220 kbit/s pour un programme stéréophonique de haute qualité.

L'un des grands avantages de la numérisation des systèmes de radiodiffusion est la possibilité d'obtenir une communauté de conception maximale des normes techniques appliquées dans des médias différents: radiodiffusion par satellite, radiodiffusion de Terre, distribution par câble, communication, informatique et support d'information, etc. Par ailleurs, considérée du point de vue de la radiodiffusion numérique avec intégration des services (RNIS), la radiodiffusion DSB devrait avoir la capacité de distribuer non seulement le son mais encore d'autres services à destination de récepteurs portatifs, fixes et à bord de véhicules, par exemple: multimédia, télétexte, images fixes, signaux vidéo à faible débit binaire, etc. Les normes internationales MPEG de l'ISO/CEI peuvent être considérées comme une approche valable pour le codage et le multiplexage de source en radiodiffusion DSB par satellite et de Terre.

L'évolution actuelle des systèmes numériques pour la transmission du son et de données montre que les systèmes numériques perfectionnés sont en train de devenir économiquement intéressants pour le grand public. Les types de signaux pouvant être transmis par les systèmes en question sont des signaux essentiellement souples; cette solution pourrait donc devenir plus intéressante que les systémes analogiques.

6.1 Codage de source audio

Les systèmes de radiodiffusion sonore numérique doivent fournir des programmes dont la qualité sonore soit comparable à des enregistrements numériques grand public de haute qualité («qualité CD»), que l'on obtient en MIC à 16 bits avec une fréquence d'échantillonnage de 44,1 ou 48 kHz. Cependant, si l'on veut utiliser le plus efficacement possible le spectre radioélectrique très limité dont on dispose pour la radiodiffusion sonore numérique, il faut appliquer une réduction au débit binaire maximum de la source audio.

Les nouvelles techniques de codage pour l'obtention de signaux son de haute qualité exploitent les propriétés de la perception des sons par l'homme, en mettant à profit les effets de masquage, spectral et temporel, de l'oreille. Les systèmes mis en oeuvre pour ce codage de source permettent de réduire le débit binaire, qu'ils font passer de 768 kbit/s, valeur utilisée pour les CD, à environ 100 kbit/s par voie monophonique, tout en conservant la qualité subjective du signal son reproduit. Cet important gain de codage est possible parce que le bruit de quantification est adapté aux seuils de masquage; il en résulte que seuls sont transmis les détails pouvant être perçus par l'auditeur.

Dans le cas des sources stéréophoniques, on peut obtenir une réduction supplémentaire du débit binaire en appliquant un codage du type «joint stéréo». Cette technique tire parti de la redondance et du manque de pertinence de programmes stéréophoniques types; on peut l'utiliser afin d'améliorer la qualité du son aux faibles débits binaires et/ou de réduire le débit binaire total pour une qualité donnée.

Les caractéristiques détaillées des diverses méthodes de codage de source sont décrites dans les Recommandations UIT-R BS.646 et UIT-R BS.1115.

Le développement des systèmes de codage de ce type est impossible sans évaluations subjectives du son. En effet, l'oreille humaine constitue la référence par rapport à laquelle on détermine la qualité du son.

De nombreux essais subjectifs et objectifs ont été effectués avec le système de codage audio Couche II MPEG-Audio de l'ISO, également appelé MUSICAM. Ces essais visaient essentiellement à déterminer la qualité audio subjective à plusieurs débits binaires différents, pour les signaux monophoniques ou stéréophoniques les plus sensibles.

D'autres essais importants ont porté sur l'image stéréophonique des signaux son décodés et sur des batteries de plusieurs codecs en série, c'est-à-dire le codage et le décodage multiple par utilisation du même système de codage. Ces essais subjectifs ont été complétés par une évaluation objective des caractéristiques suivantes: complexité du codeur et du décodeur, réponse en fréquence, durée du codage et du décodage, accès aléatoire et capacité de marche avant/arrière rapide. La liste du Tableau 7 donne un aperçu général des essais officiels qui ont été, ou seront effectués par le Groupe ISO/MPEG.

TABLEAU 7

Essais subjectifs et objectifs du codage audionumérique par ISO/MPEG

Juillet 1990	Premiers essais subjectifs et objectifs du système ISO/MPEG-Audio, effectués par la Swedish Broadcasting Corporation (SR) à Stockholm
Novembre 1990 - avril 1991	Essais d'écoute MUSICAM, effectués par le Communications Research Center (CRC) à Ottawa, Canada
Avril-mai 1991	Essais de vérification des Couches I, II et III ISO/MPEG-Audio, par la Swedish Broadcasting Corporation (SR) à Stockholm
Novembre 1991	Essais de vérification du «Joint Stereo Coding» et deuxième vérification de la Couche III ISO/MPEG-Audio, par l'Inst. für Theor. Nachrichtentechnik und Informations verarbeitung de l'Université de Hanovre, Allemagne, en coopération avec le Norddeutscher Rundfunk (NDR) et la Swedish Broadcasting Corporation (SR)
Janvier-juin 1992	Essais subjectifs menés par le Groupe d'action 10/2 du CCIR, pour évaluer les systèmes de codage du son à faible débit binaire
Janvier-juin 1993	Essais subjectifs de vérification de réseau, menés par le Groupe d'action 10/2 du CCIR, pour les Couches II et III ISO/MPEG-Audio

TABLEAU 7 (*fin*)

Novembre 1993 - février 1994	Essais subjectifs de ISO/MPEG-2 Audio sur les Couches I, II et III et le système de codage non compatible avec les matériels préexistants
Juillet-novembre 1995	Essais subjectifs de ISO/MPEG-2 Audio sur les systèmes de codage non compatibles avec les matériels préexistants
Novembre 1995 - mars 1996	Premiers essais de ISO/MPEG-4 sur les systèmes de codage audio à très faible débit binaire
Novembre 1996 - mars 1997	Deuxième série d'essais de ISO/MPEG-4 sur les systèmes de codage audio à très faible débit binaire

6.1.1 Codage à faible débit binaire

On peut réaliser le codage à faible débit binaire en appliquant la norme de codage audio MPEG-2, qui spécifie un codage de qualité des signaux monophoniques et des signaux stéréophoniques classiques pour les débits binaires égaux ou inférieurs à 64 kbit/s par voie. On y parvient en utilisant des fréquences d'échantillonnage réduites: 16, 22,05 ou 24 kHz pour des signaux sources audio ayant respectivement des largeurs de spectre de 7,5, 10,5 et 11,5 kHz. La seule différence par rapport à ISO/MPEG-1 est une modification du tableau des débits binaires et de l'attribution des bits. Les principes de codage et de décodage des Couches I, II et III de ISO/MPEG-1 sont intégralement respectés. On procède actuellement, aux Etats-Unis d'Amérique, à l'évaluation d'un système qui procède par codage conjoint des entrées stéréo et qui est utilisé comme codec source dans des systèmes d'émission (réception pour radiodiffusion DSB); ce système de codage serait capable de fournir un son de qualité CD, à des débits binaires compris entre 128 et 160 kbit/s par signal stéréophonique.

Certains signaux radiophoniques valorisent des algorithmes qui exploitent le masquage auditif à un degré plus élevé que d'autres algorithmes. Ces signaux audio dits critiques obligent les codecs à produire des perturbations audibles, généralement en laissant certaines composantes du bruit de quantification (le bruit de fond non uniforme) dépasser le seuil de masquage du signal radiophonique. Le problème devient plus aigu si on monte les codecs en cascade. On peut imaginer, intuitivement, que les perturbations produites par un codec deviendraient plus fortes lorsque le même signal traverserait plusieurs codecs similaires en cascade. Tous les signaux ne sont pas critiques au même degré; de ce fait, le nombre de codecs en tandem pouvant être toléré avant que les perturbations ne deviennent gênantes dépend du contenu du programme. Il est clair qu'il existe une limite au nombre de codecs pouvant fonctionner en cascade dans un système de radiodiffusion de haute qualité. Cette limite doit être spécifiée avec un assez grand coefficient de sécurité si l'on veut éviter d'avoir des situations dans lesquelles des signaux ultra-critiques produiraient des perturbations extrêmement gênantes.

Même si on fixe la limite dans ces conditions, on n'est pas sûr d'avoir trouvé une solution pratique. Plusieurs facteurs viennent compliquer la situation, au point qu'un radiodiffuseur n'est plus en mesure de la maîtriser à lui seul. Plusieurs compagnies mettent à la disposition des studios d'enregistrement des circuits de contribution à débit binaire réduit, pour permettre à ces studios d'utiliser des programmes produits par d'autres studios sans avoir à changer les bandes magnétiques. Ainsi, un CD original en apparence peut contenir un programme enregistré précédemment avec un débit réduit. Aucun radiodiffuseur n'est en mesure de contrôler le traitement préalable des

programmes qu'il reçoit d'une source extérieure. La marge de codage, ou la possibilité de tolérer des codecs supplémentaires en tandem, pour un CD original en apparence ou pour un programme fourni par un autre radiodiffuseur, peut être étonnamment faible.

Se fondant sur les résultats d'un certain nombre d'essais en laboratoire, l'UIT-R a adopté la Recommandation UIT-R BS.1115, qui stipule ce qui suit: pour pouvoir assurer la qualité CD dans une émission de radiodiffusion sonore numérique, il faut prévoir un débit binaire d'au moins 128 kbit/s par voie monophonique. Pour les liaisons de contribution et les liaisons de distribution, avec plusieurs codecs à faible débit binaire montés en tandem, il convient d'opérer avec un débit d'au moins 180 kbit/s par voie monophonique, afin de maintenir à un niveau acceptable les dégradations à la sortie de la chaîne des codecs en tandem.

6.1.2 Codage multivoie

Il peut être souhaitable de prévoir le son multivoie dans les systèmes de radiodiffusion sonore numérique, car ce type de son est disponible actuellement sur plusieurs supports grand public (son d'ambiance des téléviseurs/enregistreurs à cassette vidéo à usage domestique).

Considérons un système efficace pour son numérique multivoie, que l'on souhaite universel et compatible. Un tel système doit répondre à plusieurs exigences de base et posséder un certain nombre de caractéristiques techniques et d'exploitation. Tout d'abord, le système de codage du son multivoie doit fonctionner avec un débit binaire aussi petit que possible (< 384 kbit/s), fournir une qualité transparente, comparé à la modulation MIC à 16 bits et être équipé d'un codeur et d'un décodeur ayant un degré de complexité raisonnable. Il est aussi indispensable que ce système de codage ait la propriété de compatibilité avec les matériels préexistants pour la stéréophonie à deux voies.

Ces exigences sont satisfaites par le systèmes de codage audio ISO/MPEG-2. Grâce à la rétrocompatibilité de ce système, un décodeur à deux voies peut extraire du train de données audio multivoie un signal stéréo de base correct, et distribuer ce signal.

6.2 Multiplexage de services

Un service de programmes comprend en général un service audio et, facultativement, des composantes de service additionnelles audio/données. Un multiplexeur est un point où convergent des données provenant de toutes les composantes de programmes qui utilisent le multiplex. Un système SCPC (une seule voie par porteuse) contient en général un multiplex correspondant à un seul service de programmes. Les systèmes à large bande, tels que le Système numérique A, peuvent contenir un multiplex correspondant à plusieurs services de programmes. La capacité totale du multiplex peut être soit affectée à un seul prestataire de service, soit répartie entre plusieurs prestataires.

Les données multiplexées peuvent être soumises à un traitement numérique supplémentaire, nécessaire pour bien adapter le système à différentes caractéristiques des voies de propagation. Ce traitement peut être une dispersion d'énergie, un codage de voie, un entrelacement temporel et/ou fréquentiel, etc.

La configuration du multiplex est susceptible de varier en fonction du temps. Différentes composantes de service incluses dans le multiplex peuvent avoir une capacité de données variable dans le temps, en fonction du contenu des programmes et de la qualité requise. L'information relative à la configuration actuelle et future du multiplex doit être convenablement protégée (ou très répétitive); elle doit être envoyée au récepteur séparément.

A la sortie du multiplexeur, on recueille le plus souvent un train de bits série, soit structuré, soit organisé en paquets de façon appropriée. Ce train de bits est appliqué au modulateur.

6.3 Codage de voie et modulation

Un des procédés permettant de remédier aux effets des évanouissements sélectifs dans une voie du type Rayleigh est d'appliquer les techniques d'étalement du spectre. Ces techniques présentent cependant un inconvénient majeur, à savoir un faible rendement d'utilisation du spectre, généralement inférieur à 0,25 bit/s/Hz; une telle valeur est inacceptable en radiodiffusion, où le spectre disponible est extrêmement restreint.

On a imaginé une technique appelée multiplexage de fréquences orthogonales avec codage, ou technique COFDM. Cette technique convient bien pour une voie du type Rayleigh sélectif et donne une utilisation efficace des fréquences bien que ce soit une technique à large bande. Cette méthode de modulation est appliquée dans le Système numérique A décrit dans l'Annexe A.

La technique COFDM a été mise au point pour répondre aux exigences rigoureuses de la transmission à débit binaire élevé vers des récepteurs installés à bord de véhicules, portatifs et fixes. Son principe de base est de distribuer l'information à transmettre au moyen d'un grand nombre de porteuses ayant chacune un faible débit binaire, de telle sorte que la durée de symbole correspondante peut être supérieure à l'étalement du temps de propagation de la voie. Dans ces conditions, et sous réserve d'introduire un intervalle de temps de garde entre les symboles successifs, la sélectivité de fréquence de la voie ne causera pas de brouillages entre symboles et elle ne supprimera pas les évanouissements sélectifs; autrement dit, certaines des porteuses peuvent être renforcées par des interférences additives et d'autres peuvent être affaiblies par des interférences soustractives (évanouissements sélectifs). Pour pallier cet inconvénient, la technique COFDM prévoit des enchaînements multiples de signaux élémentaires (modulation d'une porteuse donnée par l'information pendant une durée de symbole donnée) reçus en des emplacements éloignés les uns des autres dans le domaine temps-fréquence. On obtient l'enchaînement au moyen d'un codage convolutif avec entrelacement temporel et fréquentiel à la source, avec utilisation dans les récepteurs d'un algorithme de décodage Viterbi à vraisemblance maximale.

La diversité obtenue grâce à l'entrelacement contribue beaucoup à maximaliser le rendement du décodage Viterbi, parce que les échantillons successifs présentés à l'entrée subissent seulement des évanouissements indépendants les uns des autres (non corrélés). Même si le récepteur est immobile, la diversité dans le domaine fréquentiel est suffisante pour garantir un comportement correct du système. La propagation par trajets multiples assure par conséquent une certaine forme de diversité qui, à la grande différence de la réception classique en MF, représente en fait un avantage dans la réception en COFDM. Qui plus est, cet avantage de robustesse dans les caractéristiques de qualité du système s'accroît encore lorsqu'on augmente la largeur de bande de la voie d'émission.

Le rapport signal/bruit augmente dès que la puissance du signal reçu augmente elle-même sous l'effet des échos qui ne peuvent pas se combiner par soustraction: il en est ainsi lorsque les échos sont séparés par un retard minimum égal à l'inverse de la largeur de spectre du signal.

Cela revient à dire que le système COFDM réalise une combinaison constructive (addition des puissances) des échos se propageant par trajets multiples. Il peut s'agir d'échos artificiels («échos actifs»), obtenus par retransmission dans le même bloc de fréquences. On a là une certaine forme de diversité en emplacement (à l'extrémité d'émission), qui permet de mettre en oeuvre des réseaux de type différent:

– réseau simple à un seul émetteur;

– réseau synchronisé à une seule fréquence, avec plusieurs émetteurs principaux pour la couverture d'une zone étendue;

– réseau non synchronisé monofréquence, avec plusieurs émetteurs pour réaliser une extension de la couverture, et modelage de la couverture;

– réseau hybride satellite/de Terre: réseau de configuration simple, dont l'émetteur principal se trouve à bord d'un satellite, complété par des émetteurs de Terre à faible puissance.

Dans un réseau monofréquence, des émetteurs convenablement répartis contribuent, par addition des puissances, au signal reçu. Comme les positions de ces émetteurs ne sont pas alignées dans une direction unique par rapport au point de réception, cette configuration est des plus utiles si l'on veut empêcher une occultation totale dans le cas où un obstacle obstrue une nouvelle direction dans le plan horizontal.

La conclusion est que le système COFDM fait largement appel à la diversité de temps, de fréquence et d'emplacement.

Outre le multiplexage COFDM, les systèmes de radiodiffusion DSB font appel à plusieurs autres méthodes de modulation et de codage de voie. Par exemple, certains de ces systèmes mettent en oeuvre les modulations MDP-4, MDM ou QPRS, selon les différents compromis choisis. On peut aussi recourir à divers systèmes de codage de voie, par exemple les codes à convolution (avec poinçonnage de bits), les codes treillis et différents codes concaténés (par exemple, turbo codes).

6.4 Information de service et services de données auxiliaires

Outre les services audio de qualité améliorée, les systèmes de radiodiffusion numérique sont capables de fournir de très nombreuses informations utiles pour les récepteurs et pour les auditeurs, par exemple des services à valeur ajoutée. On estime que ces services expliquent en très grande partie la faveur que la radiodiffusion DSB rencontre auprès du public. Certains services à valeur ajoutée parmi les plus attractifs doivent être considérés comme des parties intégrantes de cette radiodiffusion. Ces services ne contribuent pas seulement à accélérer l'extension de la DSB; ils sont aussi de nature à procurer des recettes non négligeables aux radiodiffuseurs. On peut se représenter la DSB comme étant essentiellement une «canalisation» de données numériques (bits) spécialement optimisée pour la distribution d'information à des usagers mobiles.

Les services susceptibles de s'adapter le mieux à la radiodiffusion sont les services d'information qui possèdent les trois caractéristiques suivantes:

– les usagers du service sont disséminés sur une zone géographique assez étendue et ont besoin d'accéder au service à partir de véhicules (ou, plus généralement, alors qu'ils sont éloignés de leur domicile ou de leur bureau). Ils ne peuvent donc pas avoir accès à des systèmes de communication par fil ou par câble;

– la même information est attendue par de nombreux usagers. Elle peut donc être distribuée par radiodiffusion d'une façon extrêmement efficace;

– normalement, la valeur de l'information diminue rapidement avec le temps, de sorte que les longs délais de distribution sont inacceptables.

Les systèmes de radiodiffusion DSB sont censés fournir une information de service (SI, *service information*), au sujet des services audio et des services de données assurés parallèlement dans le même multiplex. Cette information pourrait être élargie pour englober une information de référence croisée transportée dans d'autres multiplex, ou relative à des services analogiques MA/MF correspondants, de manière à réaliser des transitions sans à-coup. Normalement, les fonctions SI seraient facultatives; le critère de mise en oeuvre des options SI dans le service de programmes serait, d'une part, le degré de commodité additionnel perçu par les auditeurs et, d'autre part, le potentiel de commercialisation par l'industrie des récepteurs.

Les fonctions SI se répartissent en trois grandes catégories:

– fonctions liées aux services;

– services liés au programme;

– services indépendants du programme.

Fonctions liées aux services: Ces fonctions peuvent être les suivantes: présentation d'une liste de tous les services figurant dans le multiplex, étiquettes des services, information de fréquence sur les variantes de services pour un même service (en cas de diffusion simultanée) et accès conditionnel.

Services liés au programme: Une fois éliminées les limitations de largeur de bande propres aux systèmes de radiodiffusion de données, on a la possibilité de mettre en oeuvre de nombreux services de haute qualité liés au programme. Par exemple, il serait possible de transmettre des renseignements sur telles ou telles sélections musicales en cours de diffusion sur les voies audio stéréo. Bien entendu, on pourrait transmettre dans ce cadre des renseignements pour indiquer où il est possible de se procurer un enregistrement (ou de commander une transcription du programme, etc.) – les avantages commerciaux sont évidents. Chaque programme pourrait être identifié séparément et associé à une langue déterminée ainsi qu'à une classification de types de programmes. Les données associées au programme pourraient inclure une information de régulation de la dynamique; cette information serait transmise à un récepteur afin de régler la dynamique audio en fonction de différentes conditions d'écoute. La fonction musique/parole permet d'indiquer si le contenu principal du programme est constitué par de la musique ou par des séquences parlées, le but étant ici de faire en sorte que certains récepteurs puissent traiter différemment les présentations respectives de ces deux catégories de programme. On pourrait aussi diffuser des étiquettes de texte plus élaborées, présentées à la manière d'images de télétexte. Il y aurait également la possibilité de présenter des jeux de caractères différents, notamment le japonais et le chinois, ainsi que les alphabets des pays du Moyen-Orient.

Services de données indépendants: Parmi ces services indépendants, on peut citer l'information d'heure et de date, la radiorecherche, les messages sur la circulation routière et les renseignements sur l'emplacement des émetteurs. En particulier, la radiodiffusion DSB pourrait se révéler extrêmement compétitive dans la fourniture éventuelle des services de radiodiffusion de données ci-après:

– **Services d'informations routières:** diffusion, aux conducteurs de véhicules, d'informations sur la circulation automobile dans leur voisinage immédiat. Dans leur forme la plus simple, les voies d'informations routières (TMC, *traffic information channels*) peuvent transmettre aux automobilistes des avis de danger, des renseignements sur des incidents précis et sur les zones d'encombrement à éviter. Il existe aussi des systèmes plus perfectionnés dans lesquels on utilise des véhicules «sondes» et d'autres techniques pour vérifier les temps de circulation sur différents tronçons du réseau routier; ces informations sont ensuite diffusées à des véhicules possédant l'équipement approprié, dont les conducteurs peuvent ainsi prendre des décisions en mode «dynamique» pour choisir leur itinéraire.

– **Services d'information pour les voyageurs:** ces services présentent des informations du type «pages jaunes», concernant les hôtels, restaurants et autres commerces locaux, lieux touristiques, parkings, etc. Certains de ces services, à l'usage spécial des touristes, seraient vraisemblablement disponibles dans des véhicules de location. Les mêmes moyens pourraient servir aux fins de publicité à l'adresse de personnes qui seraient de passage.

– **Systèmes de repérage de véhicules et de navigation:** les systèmes de navigation de bord sont un élément clé du système de radioralliement entre véhicules ou système IVHS (*Inter-Vehicle Homing System*). Parmi les différentes techniques de navigation disponibles, le

système mondial de radiorepérage (GPS) s'est révélé comme le plus performant. Dans la plupart des applications de navigation, le système GPS doit être assorti de corrections différentielles (DGPS) pour donner une précision adéquate. La transmission de l'information DGPS est un service qui se prête parfaitement à la radiodiffusion. Le débit binaire nécessaire est faible (environ 50 bit/s).

– **Transfert d'information à destination de systèmes portables:** le récepteur DSB devra être doté d'une interface dans laquelle l'utilisateur pourra brancher son ordinateur portable ou son ordinateur de poche (PDA, *personal digital assistant*) aux fins de mémorisation de l'information pour utilisation ultérieure. Le PDA est destiné à devenir un dispositif très largement utilisé; on s'intéresse beaucoup à la mise en oeuvre de liaisons d'information radioélectriques pour ces dispositifs. Parmi les applications possibles, citons les journaux «personnalisés» et la réception des cotations en bourse.

Les systèmes de radiodiffusion sonore numérique ont une souplesse d'utilisation suffisante pour permettre la prise en compte d'autres besoins des usagers et l'adjonction de nouvelles fonctions. Mentionnons une possibilité intéressante pour l'avenir: l'insertion d'images fixes pour accompagner les programmes sonores, sous réserve que le système ait une capacité totale suffisante en données.

6.5 Considérations sur l'émission

Un certain nombre de considérations devront être prises en compte du côté émission du service DSB. On en trouvera la liste ci-après, avec quelques notes explicatives:

– **Dispersion de l'énergie:** le format d'émission doit être conçu de telle sorte qu'il n'y ait pas de crêtes d'énergie dans les domaines temporels et fréquentiels. On obtient ce résultat en insérant dans le signal une forme d'onde de dispersion d'énergie; dans le cas d'un signal numérique, on insère une séquence pseudo-aléatoire.

– **Linéarité des émetteurs:** cette condition est particulièrement importante pour les modulations multiporteuses avec enveloppe de signal variable.

– **Emission hors bande:** le gabarit de filtrage pour l'émetteur est important pour la minimisation du brouillage par la voie adjacente.

– **Identification des émetteurs:** l'information d'identification d'émetteur (TII, *transmitter identification information*) incluse dans le signal transmis est spécialement utile dans le cas d'une émission répartie avec plusieurs émetteurs, au moins pour la maintenance du réseau.

– **Implantation, hauteur et directivité des antennes d'émission:** tous ces facteurs sont importants, surtout dans le cas des émissions réparties.

– **Stabilité de fréquence des émetteurs:** cette caractéristique doit tenir compte de certaines tolérances. Celles-ci risquent d'être plus strictes dans le cas des émissions réparties, en particulier avec les réseaux monofréquence (voir le § 3.1.2.1).

– **Retards:** On pourra être amené à introduire des retards dans un certain nombre d'émetteurs pour l'émission répartie, au stade de la conception du réseau d'émetteurs.

– **Gabarit spectral:** pour limiter l'émission à l'extérieur de la voie choisie, il est nécessaire d'appliquer un gabarit spectral à l'émission de radiodiffusion DSB. On trouvera un exemple d'un tel gabarit dans l'Annexe A pour le Système numérique A.

6.6 Comparaison entre la qualité de fonctionnement de répéteurs de satellite pour une modulation multiporteuse (Système numérique A) et pour une modulation monoporteuse (Systèmes numériques B et D)

On a comparé les points de fonctionnement optimal d'un répéteur de satellite pour un système utilisant une modulation multiporteuse (comme celle utilisée dans le Système numérique A) et pour un système utilisant une modulation monoporteuse (comme celle utilisée dans les Systèmes

numériques B et D), et constaté une différence dans les bilans de liaison. On a en particulier étudié l'effet de saturation du répéteur produit par un signal à enveloppe non constante, provenant de la modulation multiporteuse, par rapport à celui que produit un signal à enveloppe quasi constante provenant de la modulation monoporteuse. On a utilisé la fonction de transfert de puissance de l'amplificateur pour caractériser l'abaissement de puissance en sortie (OBO, *output back-off*) de l'amplificateur de puissance (AP). Dans l'étude était également pris en compte l'effet d'augmentation de spectre dans l'émission hors bande (niveaux des lobes latéraux) lorsque les systèmes fonctionnent en étant proches d'une saturation de leurs répéteurs. Cette augmentation des lobes latéraux pourrait en effet brouiller les systèmes et les services utilisant des fréquences avoisinantes.

Les paramètres utilisés pour cette comparaison ont été empruntés à l'Annexe A dans le cas du Système numérique A et à l'Annexe D dans le cas du Système numérique D. On a pris pour hypothèse que les paramètres de modulation correspondant au Système numérique B étaient suffisamment proches de ceux du Système numérique D pour produire des effets et des résultats analogues.

On trouvera aux Fig. 18, 20 et 21 les résultats de l'étude paramétrique réalisée par simulation informatique pour comparer les deux modulations proposées. Les Fig. 18 et 20 présentent les résultats d'une étude paramétrique consacrée au Système numérique A pour laquelle on a pris en considération l'abaissement OBO du répéteur, l'augmentation apparente dans E_b/N_0 et l'augmentation du niveau des lobes latéraux dans les canaux adjacents («regain du spectre»), résultant de la non-linéarité du répéteur. La Fig. 18 correspond au cas d'un amplificateur à tube à ondes progressives (ATOP), tandis que la Fig. 19 représente, elle, le signal amplifié par un AP parfaitement linéarisé; quant à la Fig. 21, elle représente les données qu'on a pu déduire des spécifications du Système numérique D, puis vérifier et extrapoler par simulation informatique.

Lorsque le signal du Système numérique A traverse un ATOP type, le point de fonctionnement optimal de l'amplificateur se situe autour de 1,7 dB, ainsi qu'il ressort dans la courbe OBO + E_b/N_0 de la Fig. 18. Pour des valeurs moindres de l'OBO, le rapport E_b/N_0 apparent augmente plus rapidement que la puissance d'émission à cause de l'élévation de la non-linéarité de l'ATOP, proche du point de saturation. Les valeurs des différents paramètres à ce point de fonctionnement optimal sont indiquées dans le Tableau 8.

TABLEAU 8

Résumé de la comparaison entre une modulation multiporteuse (Système numérique A) et une modulation monoporteuse (Système numérique D)

Paramètres	**ATOP**		**AP parfaitement linéarisé**	
	Système A	**Système D**	**Système A**	**Système D**
Abaissement de puissance en sortie	1,7 dB	0,3 dB	2,0 dB	0,8 dB
Augmentation de E_b/N_0	1,7 dB	0,5 dB	1,0 dB	0,0 dB
E_b/N_0 de base	7,2 dB	2,7 dB	7,2 dB	2,7 dB
Total	10,6 dB	3,5 dB	10,2 dB	3,5 dB
Différence	**7,1 dB**		**6,7 dB**	

Pour établir le niveau du regain de puissance provoqué dans le canal adjacent par la non-linéarité du répéteur, on a dû établir les hypothèses suivantes: on a supposé que l'espacement par rapport au centre du canal était de 1,736 MHz dans le cas du Système numérique A; on a défini le rapport dans le canal/hors du canal comme étant le rapport entre la puissance mesurée à l'intérieur de la largeur

de bande nominale de 1,536 MHz et la puissance du signal hors bande retombant dans le premier canal adjacent supérieur de la même largeur de bande, auquel en d'autres termes elle s'intègre. La Fig. 19 illustre ce phénomène de regain du spectre pour différents OBO de répéteurs dans le cas d'un ATOP type. Le niveau de regain du spectre dans le canal adjacent au point de fonctionnement optimal (OBO = 1,7 dB), par rapport à la puissance du signal principal, est de −19 dB, mais atteint une valeur de −16,2 dB pour un OBO de 0,85 dB (voir l'illustration de la Fig. 18).

Dans le cas d'un AP parfaitement linéarisé (système d'écrêtage rigoureux), la dégradation totale est la moindre (~ 3 dB) lorsque l'OBO se situe entre 1 et 2 dB (voir la Fig. 20). On suppose que le point de fonctionnement optimal est atteint lorsqu'on a un OBO de 2 dB dans le cas d'un AP parfaitement linéarisé pour le Système numérique A; en effet, à ce point de fonctionnement optimal (OBO de 2 dB), le niveau de l'étalement dans le canal adjacent ne dépasse pas −21 dB par rapport au signal principal.

Le signal du Système numérique D est un signal MDP-4 formé par une impulsion en cosinus carré surélevé avec une décroissance de 40%. La rapidité de modulation des symboles est fixée à 1,84 Msymbole/s. Les valeurs de qualité de fonctionnement pour le point de fonctionnement optimal ont été empruntées au § 6.3, puis vérifiées, autant que possible, et extrapolées par simulation informatique (voir la Fig. 21).

Le point de fonctionnement optimal pour un ATOP amplifiant une seule porteuse modulée MDP-4 correspond à un OBO d'environ 0,3 dB et se traduit par une augmentation apparente d'environ 0,5 dB du E_b/N_0 requis, due à une certaine modulation résiduelle de l'enveloppe du signal provoquée par la formation de l'impulsion en cosinus carré surélevé du 40%, correspondant aux symboles MDP-4, évoquée ci-dessus. Pour ce point de fonctionnement optimal, l'auteur de la proposition relative au Système numérique D a documenté le spectre radioélectrique à la sortie de l'ATOP, spectre dont la forme a pu être confirmée par des simulations informatiques.

Là encore, en utilisant la même méthode de simulation que dans le cas du Système numérique A mentionné ci-dessus, on a établi la quantité d'accroissement du spectre correspondant au Système numérique D selon les hypothèses suivantes: on a supposé un espacement par rapport au centre du canal de 2,3 MHz; on a défini le rapport dans le canal/hors du canal comme étant le rapport entre la puissance mesurée à l'intérieur de la largeur de bande nominale de 1,84 MHz et la puissance du signal hors bande retombant dans le premier canal adjacent supérieur de la même largeur de bande; on a calculé une valeur de −18 dB pour le regain de spectre dans le canal adjacent au point de fonctionnement optimal (OBO de 0,3 dB). On a également calculé un certain nombre de valeurs autour de ce point pour confirmer la tendance que l'on peut observer dans la Fig. 21.

Dans le cas d'un AP parfaitement linéarisé, on n'observe pas de dégradation de E_b/N_0 par rapport à un signal monoporteuse à enveloppe quasiment constante, mais pour un abaissement de puissance en entrée de 0 dB (c'est-à-dire que l'amplificateur fonctionne au point d'angle, où le niveau de sortie commence à être écrêté pour un signal d'entrée supérieur à 0 dB), on a constaté que la puissance de sortie moyenne était de 0,8 dB (OBO) inférieure à la puissance maximale de l'AP, que l'on obtient avec un signal à enveloppe constante tel qu'un signal à ondes entretenues.

Les valeurs calculées à tous les points de fonctionnement optimaux sont récapitulées au Tableau 8.

Les résultats en question reflètent la différence intrinsèque en termes de puissance du satellite exigée entre les deux types de modulation:

– Différence entre une détection cohérente et une détection différentielle: 2,9 dB

– Présence de l'intervalle de garde dans le Système numérique A: 1,0 dB

– Utilisation d'un codage de bloc Reed-Solomon (223,255) par le Système numérique D: 0,6 dB

– Réduction de l'OBO du répéteur pour une modulation monoporteuse: 2,6 dB (ATOP)
2,2 dB (AP linéaire)

Les différences totales sont respectivement de 7,1 dB (ATOP) et de 6,7 dB (AP linéaire), mais compte tenu de la différence de débit digital entre les Systèmes numériques A et D, elles ne sont plus, en ce qui concerne la marge de protection contre les évanouissements, que de 5,3 dB et de 4,9 dB entre l'un et l'autre système pour une puissance du satellite et une qualité de fonctionnement RF du récepteur identiques.

FIGURE 18

Pertes dues à la non-linéarité d'un ATOP (dans des conditions de BBGA) et rapport dans le canal/hors du canal pour le Système numérique A

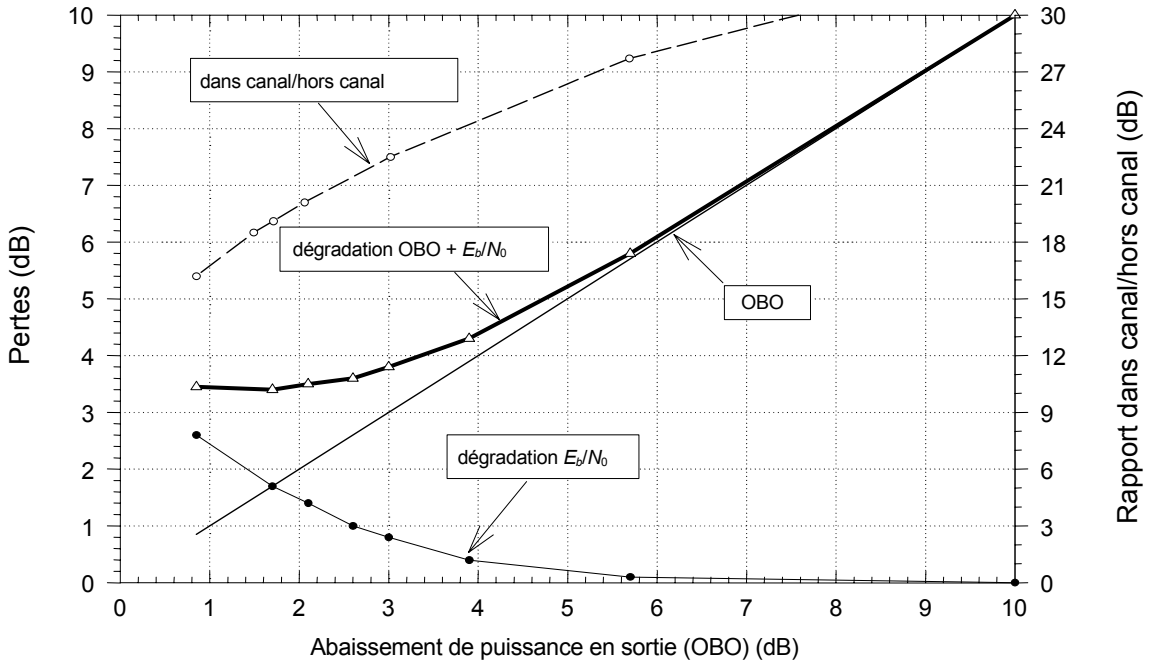


FIGURE 19

Spectre de puissance d'un signal multiporteuse à la sortie d'un ATOP amplifiant un Système numérique A

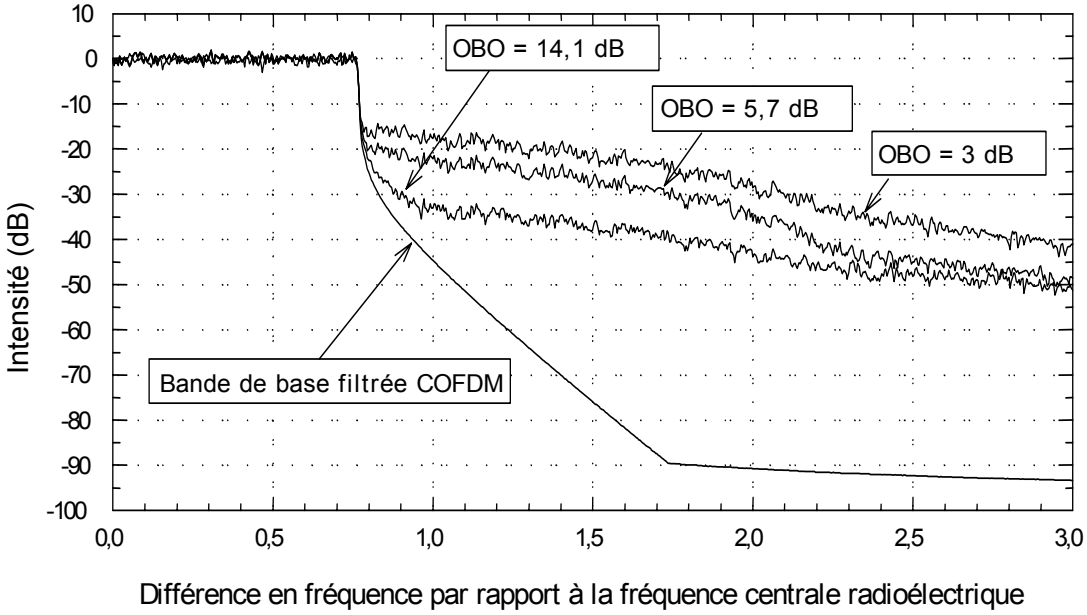


FIGURE 20

Pertes dues à la non-linéarité d'un AP parfaitement linéarisé (dans des conditions de BBGA) et rapport dans le canal/hors du canal pour le Système numérique A

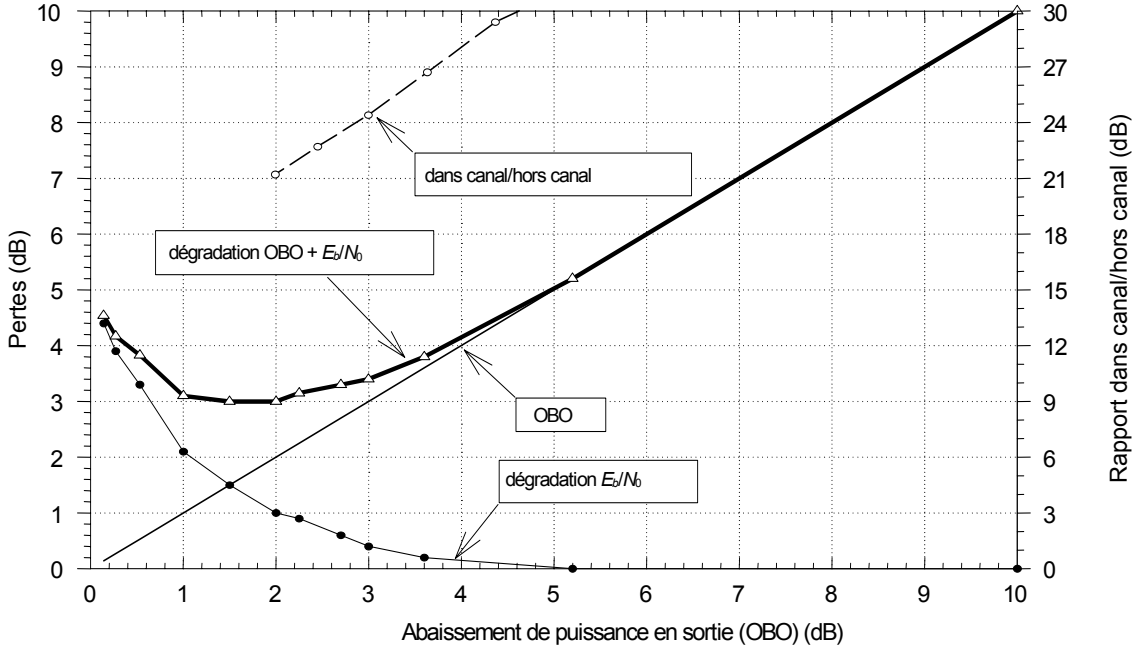
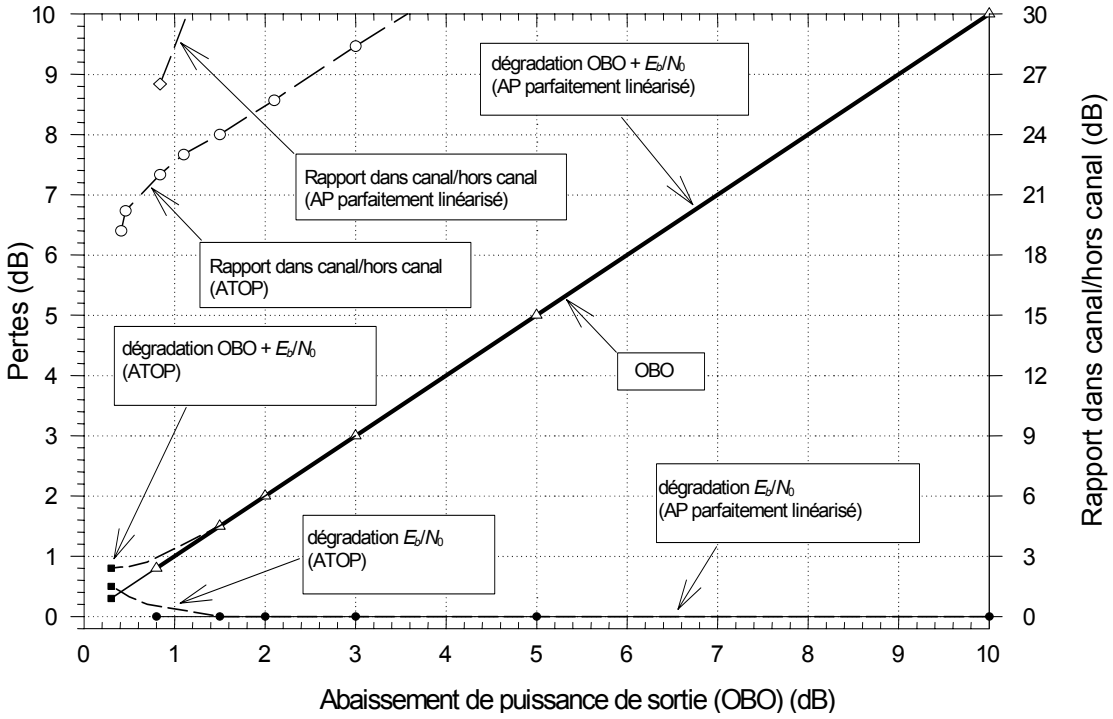


FIGURE 21

Pertes dues à la non-linéarité d'un AP (dans des conditions de BBGA) et rapport dans le canal/hors du canal pour le Système numérique A



6.7 Comparaison entre les Systèmes numériques A, B, D_H et E pour une radiodiffusion sonore hybride satellite/Terre

La mise en oeuvre d'une radiodiffusion sonore hybride satellite/Terre, qui suppose l'utilisation de répéteurs de Terre pour couvrir les trous dans la zone couverte directement par le signal provenant du satellite (par exemple, zones d'ombre dans les régions montagneuses ou dans les zones urbaines, interruptions du service dues à des échangeurs autoroutiers, des tunnels, des centres-villes inextricables ou de mauvaises conditions de réception à l'intérieur de bâtiments), est la seule solution reconnue qui permette de garantir une réception transparente des signaux de radiodiffusion sonore numérique (DSB).

Un système DSB hybride satellite/Terre peut être mis en oeuvre de deux façons, à savoir: a) le satellite et les répéteurs de Terre fonctionnent sur la même fréquence, ou b) le satellite et les répéteurs de Terre fonctionnent sur deux fréquences différentes, dans la même bande de radiodiffusion.

6.7.1 Fréquence identique pour les émissions par satellite et les émissions de Terre

Cette technique présente deux grands avantages: elle est efficace en termes d'utilisation du spectre et elle permet d'utiliser un seul récepteur, connecté à la parabole satellite et à l'antenne de réception de Terre, et ainsi d'obtenir une réception transparente à condition que ledit récepteur puisse opérer dans l'«environnement» multitrajet créé par ce double type de réception. Une limite doit toutefois être imposée à la puissance des répéteurs de Terre pour éviter qu'elle ne brouille la couverture du satellite dans les zones limitrophes (voir le § 3.2.2). Il est par ailleurs impératif de prévoir une isolation très importante entre l'antenne de réception et l'antenne d'émission du répéteur de Terre,

isolation que l'on peut obtenir en combinant avec soin l'effet d'écran procuré par des structures physiques environnantes et la limitation des lobes latéraux des deux types d'antenne (voir le § 3.1.2.4).

6.7.2 Fréquences différentes pour les émissions par satellite et les émissions de Terre

Ici, le besoin de spectre est deux fois plus élevé que dans le cas précédent et chaque récepteur a besoin de deux entrées RF calées sur deux canaux différents, la puissance provenant des répéteurs n'a toutefois pas besoin d'être limitée pour que soit préservée la couverture satellite dans les zones limitrophes. La mise en oeuvre des répéteurs est ici plus simple, étant donné la possibilité d'améliorer l'isolation par un filtrage des canaux, même si un convertisseur de fréquence doit intervenir pour modifier la fréquence du signal retransmis. Exploiter le satellite et les répéteurs de Terre sur des fréquences différentes permet également d'utiliser des modulations différentes sur chacun des deux canaux de diffusion.

Les avantages des trois systèmes numériques A, D_H et E, qui sont les mieux décrits, sont comparés dans le Tableau 9 pour la composante satellite, mais aussi pour la composante répéteur de Terre. On suppose que les paramètres de modulation correspondant au Système numérique B sont suffisamment proches pour produire des effets analogues et donner des résultats très similaires à ceux correspondant à la composante satellite du Système numérique D. Les paramètres utilisés dans cette comparaison ont été empruntés à l'Annexe A (Système numérique A) et à l'Annexe D (Système numérique D_H), tandis que ceux du Système numérique E proviennent de l'Annexe E du présent Manuel.

Comme il ressort du Tableau 9, il y a un avantage évident à utiliser pour les émissions par satellite la modulation monoporteuse en raison de l'amplitude quasi constante de la modulation MDP-4; en effet, cette modulation à enveloppe quasi constante permet de maintenir le répéteur dans un état proche de la saturation et donc de maximaliser la puissance disponible à la sortie de l'appareil.

On a vu au § 6.6 que l'avantage est de 7,1 dB dans le cas d'un ATOP type et de 6,7 dB dans le cas d'un AP parfaitement linéarisé en faveur du Système numérique D_S/D_H par rapport au Système numérique A en ce qui concerne la composante satellite; l'avantage du Système numérique E sur le Système numérique A est estimé à 5,3 dB environ dans le cas d'un ATOP type à cause de la présence d'une détection cohérente, de l'absence d'un intervalle de garde et du fait que l'enveloppe de ses signaux varie comme dans le cas d'une modulation multiporteuse.

La situation est toutefois très différente dans le cas du renfort de la composante de Terre, où la modulation multiporteuse présente un net avantage: dans un environnement multitrajet il suffit d'un récepteur beaucoup plus simple pour garantir une réception fiable; comme l'illustre en effet le Tableau 9, il faut dans le cas de la modulation multiporteuse une synchronisation temporelle juste suffisante pour que la plus grande partie de l'énergie libérée par les échos (passifs et actifs) des divers signaux cadre avec l'intervalle de garde. Dans le cas de la MRC, il faut pour pouvoir procéder au traitement du signal avoir une estimation complète par canal de l'amplitude, de la phase et du dépassement du temps d'attente. Pour un véhicule, cette estimation doit être actualisée en temps réel, d'où la nécessité de disposer au niveau du récepteur d'une puissance de calcul ... excessive. Il semble incontestable que la modulation la mieux adaptée à des réémetteurs de Terre est la modulation multiporteuse.

Bien qu'elle ne soit pas optimale en termes de transmission satellite étant donné ses signaux à enveloppe non constante et sa détection différentielle, la modulation multiporteuse n'en constitue pas moins, si on peut disposer de la puissance satellitaire nécessaire, la meilleure modulation d'ensemble pour la diffusion par satellite et par répéteurs de Terre du point de vue de l'efficacité de l'utilisation du spectre. Néanmoins, si on considère que la puissance nécessaire au niveau du satellite est excessive, la meilleure solution, pour autant qu'on puisse utiliser deux fréquences différentes, est de marier une modulation monoporteuse pour les émissions par satellite et une modulation multiporteuse pour les émissions de Terre.

6.8 Réception d'un système DSB hybride utilisant deux modulations différentes sur des répéteurs de satellite et de Terre

Pour permettre la réception de deux modulations différentes par un récepteur DSB dans le cadre d'un système du SRS sonore hybride, on peut, entre autres solutions, utiliser une «antenne passerelle» qui assurera un couplage simple entre la modulation monoporteuse, utilisée sur la liaison par satellite, et le récepteur DSB de Terre optimisé pour la modulation multiporteuse, utilisée elle sur la liaison de Terre ainsi que sur le renfort de Terre du service par satellite. Cette antenne passerelle doit être une antenne active, pourvue de toute l'électronique nécessaire pour démoduler le signal MDP-4 provenant du satellite et l'acheminer en bande de base à destination du récepteur DSB de Terre.

Pour permettre cette réception hybride satellite/Terre, on peut aussi faire en sorte que le récepteur à modulation monoporteuse du satellite soit à même de recevoir une modulation multiporteuse provenant du répéteur de Terre.

La Fig. 22 illustre une disposition type des antennes réceptrices dans une automobile en vue de la réception d'un signal hybride satellite/Terre grâce à l'utilisation d'une antenne passerelle évoquée ci-dessus. La Fig. 23 présente, sous forme de diagramme, les modules électroniques nécessaires au fonctionnement de l'antenne passerelle proposée, qui doit être installée physiquement à la base de l'antenne réceptrice du système à balayage électronique DSB du satellite. Les répéteurs de Terre doivent utiliser un format d'émission multiporteuse (par exemple, COFDM DAB EU-147, voir l'Annexe A) pour annuler les trajets multiples dans l'environnement de Terre; on suppose en outre qu'on utilisera sur le canal par satellite la même structure multiplex, en particulier les fonctions FEC, d'entrelacement temporel et FIC, ce qui permettra à l'antenne passerelle qui doit être ajoutée devant le récepteur DSB, de faire office tout simplement de démodulateur MDP-4 cohérent.

Pour permettre de mettre en oeuvre cette solution simple de l'antenne passerelle, on suppose par ailleurs que le récepteur DSB de Terre en acceptera le flux binaire directement par l'intermédiaire de son interface de données radioélectrique (RDI, *radio data interface*) bidirectionnelle; le flux de données pourra ainsi être transmis directement au récepteur DSB de Terre en bande de base ou par l'intermédiaire d'une liaison infrarouge. Il faut aussi que le récepteur DSB de Terre puisse permettre l'accordage des canaux DSB du satellite via son interface homme-machine et retour à l'antenne passerelle, garantissant ainsi une télécommande précise de l'opération d'accordage en question. Le récepteur DSB de Terre doit par ailleurs fournir un courant continu pour l'utilisation de l'antenne passerelle active.

Si ces exigences peuvent être satisfaites dans la fabrication des récepteurs DSB de Terre, l'antenne passerelle DSB par satellite sera considérée comme un simple équipement supplémentaire, facultatif, qu'il sera possible de se procurer ultérieurement une fois que le service par satellite sera devenu opérationnel. Inversement, le lancement du service serait une opération plus facile pour les fournisseurs de systèmes DSB par satellite étant donné qu'ils auraient ainsi la garantie de pouvoir aisément adapter les récepteurs DSB de Terre déjà sur le marché à une réception satellite moyennant l'adjonction de l'antenne passerelle en question.

Il convient par ailleurs d'observer que l'utilisation du même multiplex (par exemple, le Système numérique A) sur le signal MDP-4 monoporteuse transmis par l'intermédiaire du satellite permet de mettre en oeuvre très simplement les répéteurs de Terre étant donné qu'il suffit de remoduler par TFR interposé le train de données démodulé avant de le retransmettre.

TABLEAU 9

Comparaison des avantages respectifs des trois systèmes numériques proposés pour une radiodiffusion sonore hybride, satellite/Terre

	Paramètres	**Système numérique A (MediaStar) Modulation multiporteuse DAB EU-147**	**Système numérique D_H (WorldSpace) Modulation monoporteuse pour le système DSB par satellite et multiporteuse (OFDM) pour le système DSB de Terre**	**Système numérique E (ARIB) Multiplexage par répartition codée**
DSB par satellite	Modulation	MDP-4-COFDM	MDP-4-MRT	MDP-4-MRC
	Débit	1 152 kbit/s	1 584 kbit/s	30 * 236 kbit/s[(1)]
	Largeur de bande	1 536 kHz	1 840 kHz	25 MHz
	E_b/N_0 nécessaire dans le canal BBGA (TEB = 10^{-4})	7,2 dB	2,7 dB	2,8 dB (canal de Rice)
	Avantage de la modulation sur le bilan de liaison par satellite	0 dB (point de référence) (modulation multiporteuse, intervalle de garde, démodulation différentielle)	7,1 dB (ATOP) 6,7 dB (AP linéaire) (modulation enveloppe constante, démodulation cohérente)	5,3 dB (ATOP) (démodulation cohérente)
DSB de Terre	Incidence du répéteur de Terre sur la complexité du récepteur	Le COFDM exige un TFR partiel dans le récepteur. Il a été optimisé pour la propagation par trajets multiples de Terre	Les signaux du satellite et de Terre sont traités via des chaînes indépendantes et la diversité combinée avant le décodeur source	Nécessite acquisition et suivage de code de dé-étalement, une estimation complexe des canaux et un récepteur RAKE
	Niveau d'estimation des canaux exigé dans le récepteur (complexité)	Il faut connaître avec précision le moment du démarrage du symbole pour la fenêtre TFR. La plus grande partie de l'énergie provenant de la réponse en impulsion du canal à trajets multiples doit être contenue à l'intérieur de l'intervalle de garde	Il faut connaître avec précision le moment du démarrage du symbole pour la fenêtre TFR. La plus grande partie de l'énergie provenant de la réponse en impulsion du canal à trajets multiples doit être contenue à l'intérieur de l'intervalle de garde	Il faut une estimation complète des canaux (amplitude, phase, dépassement du temps d'attente) pour le fonctionnement du récepteur RAKE dans un environnement multitrajet
	Réception à bord d'un véhicule	Possible compromis entre l'immunité à l'étalement Doppler (pour une vitesse du véhicule et une fréquence porteuse données) et l'étendue de l'intervalle de garde dans le choix du mode de transmission	Sélection des paramètres du système pour optimiser le compromis entre la bande de garde, la vitesse du véhicule et le rapport signal/bruit de fonctionnement	La complexité des calculs pour le récepteur RAKE est indépendante de la vitesse du véhicule. La réponse en impulsion dans le canal est calculée toutes les 250 µs
	Utilisation de plusieurs répéteurs sur canal	L'espacement maximum entre deux répéteurs dépend de l'étendue de l'intervalle de garde	Tous les répéteurs à l'intérieur de la même zone de service peuvent fonctionner à une seule et même fréquence qui est différente de celle de la liaison descendante du satellite	Possible, mais il pourrait exister une ambiguïté au niveau des dépassements du délai d'attente de l'écho lorsqu'ils sont supérieurs à la durée d'un symbole pilote (125 µs). L'espacement maximum entre deux répéteurs est fonction de la durée de la fenêtre couverte par le récepteur RAKE

(1) Ce système pourrait autoriser l'utilisation de canaux MRC jusqu'à 63 × 236 kbit/s.

FIGURE 22

Véhicule équipé pour une réception DSB par satellite et pour une réception DSB de Terre

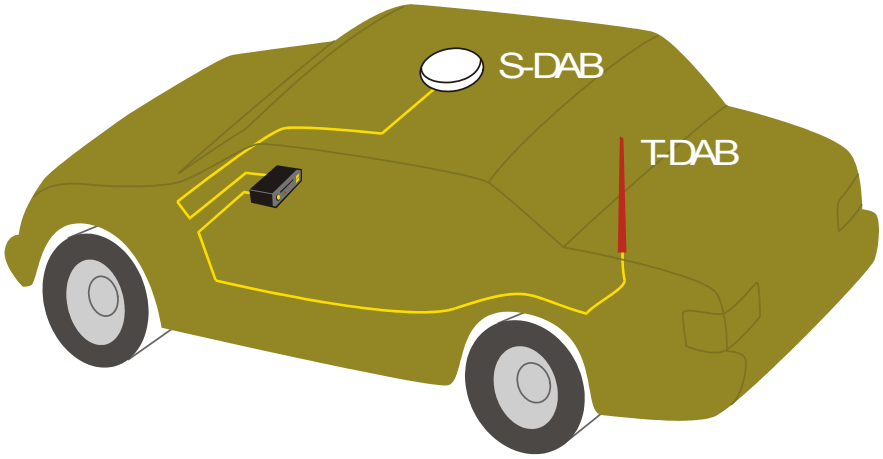
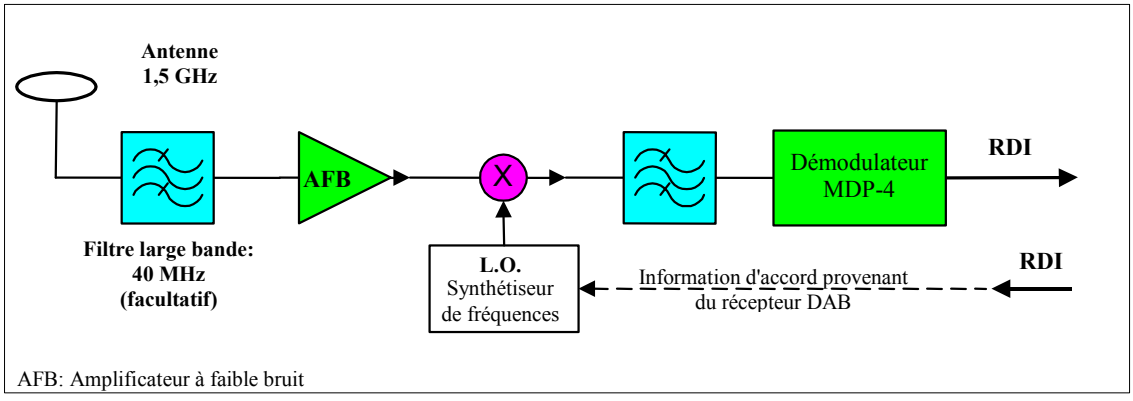


FIGURE 23

Antenne passerelle DSB par satellite simplifiée fournissant une structure multiplex commune à la DSB par satellite et à la DSB de Terre



6.9 Bibliographie

ETSI [février 1995] Norme européenne de télécommunications ETS 300 401: Radio broadcasting systems. Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers.

CHAPITRE 7

FRÉQUENCES POUR LA RADIODIFFUSION SONORE NUMÉRIQUE

7.1 Considérations d'ordre technique

On étudie actuellement la possibilité d'utiliser la gamme de fréquences 50-1 500 MHz pour le service de radiodiffusion sonore numérique de Terre. A cet effet, on a effectué des essais de couverture en vraie grandeur ainsi que des mesures du niveau des signaux reçus dans les bâtiments. Les résultats indiquent qu'il est possible de mettre en oeuvre ce service dans la gamme de fréquences considérée (voir le Tableau 10).

7.1.1 Couverture totale d'une zone avec des réseaux monofréquence (SFN)

La limite supérieure de la bande de fréquences utilisable est déterminée par la relation entre:

– la vitesse du véhicule; et

– la durée de l'intervalle de garde et celle du symbole, qui dépendent étroitement de la distance de séparation entre les émetteurs du réseau monofréquence ou réseau SFN.

Avec les hypothèses suivantes: distance moyenne de 60-70 km entre ces émetteurs et vitesse du véhicule de l'ordre de 150 km/h maximum, une analyse préliminaire a montré que si l'on a besoin d'un intervalle de garde de 250 µs, la bande de fréquences optimale pour un service de radiodiffusion sonore numérique se situerait entre 50 et 250 MHz. Compte tenu de ces hypothèses, on peut penser que, dans les conditions actuelles, la meilleure solution technique et économique serait l'utilisation de la Bande III. Il faut souligner, cependant, que les limites ainsi mises en évidence ne sont pas parfaitement nettes. Néanmoins, des simulations sur ordinateur et des mesures sur le terrain effectuées au Canada dans la bandes des 1,5 GHz ont montré qu'il est possible de faire fonctionner un réseau SFN avec des distances de séparation supérieures à 60-70 km. Ces résultats sont consignés dans l'Annexe A.

7.1.2 Couverture locale et couverture partielle de zone dans un réseau simple

Les bandes métriques et décimétriques jusqu'à 1,5 GHz peuvent être envisagées pour la couverture DSB locale et la couverture partielle de zone avec des réseaux simples.

7.1.3 Contraintes techniques pour la radiodiffusion par satellite

Les systèmes à satellites peuvent être mis en oeuvre dans une bande de fréquences voisine de 1 GHz. Les fréquences limites inférieure et supérieure sont déterminées par les considérations suivantes:

Pour la limite inférieure:

– le bruit artificiel est inversement proportionnel à la fréquence;

– le diamètre de l'antenne d'émission du satellite est inversement proportionnel à la fréquence.

Pour la limite supérieure:

– l'ouverture équivalente de l'antenne de réception pour la radiodiffusion sonore par satellite est inversement proportionnelle au carré de la fréquence. Dans le cas d'une antenne de réception équidirective, cela entraîne une augmentation de la puissance d'émission du satellite proportionnelle au carré de la fréquence.

Dans sa Résolution 520, la CAMR Orb-88 a étendu jusqu'à 500-3 000 MHz la plage de fréquences envisageable pour le service de radiodiffusion sonore par satellite.

Dans la Résolution 527 (CAMR-92), il est reconnu qu'il sera peut-être possible d'introduire de nouveaux services de type numérique dans les bandes d'ondes métriques attribuées à la radiodiffusion de Terre. Ce texte ouvre la voie à une étude plus approfondie.

La Résolution 528 (CAMR-92) donne des renseignements détaillés sur les procédures à suivre pour la mise en oeuvre des systèmes pendant la période intérimaire précédant une conférence de planification. Les sujets traités sont les suivants: nécessité d'une conférence de planification, mise en oeuvre des systèmes de radiodiffusion DSB par satellite uniquement dans les 25 MHz supérieurs de la bande appropriée, cela jusqu'à la conférence de planification, spécification des méthodes de calcul et des critères de brouillage (déterminés sur la base des procédures de la Résolution 703 (Rév.CAMR-92), ce qui signifie qu'il n'existe pas actuellement de procédures techniques officielles que l'on puisse appliquer).

La Résolution 522 (CAMR-92) donne des indications détaillées sur les types d'orbite pouvant être utilisés et sur les futurs travaux à accomplir avant que les systèmes non OSG puissent être mis en place.

La Fig. 24 illustre les bandes de fréquences attribuées dans le monde entier par la CAMR-92.

Le Tableau 10 fait la comparaison entre les caractéristiques des systèmes en fonction de la fréquence entre 1 500 et 2 500 MHz. On trouvera, entre autres, les valeurs de la puissance satellite requise et de la distance entre les émetteurs de complément de Terre dans un système fonctionnant en mode hybride.

7.1.4 Bandes de fréquences attribuées actuellement à la radiodiffusion

On s'accorde à penser qu'il serait difficile de trouver de nouvelles parties du spectre à l'usage de la radiodiffusion sonore numérique. Pour spécifier une bande de fréquences appropriée, il a été tenu compte des bandes qui pouvaient être mises à profit à court terme. Outre la Bande II d'ondes métriques en MF, il s'agit des Bandes I, III, IV/V, ainsi que des bandes des 1,5 GHz, 2,3 GHz et 2,6 GHz qui ont été attribuées par la CAMR-92.

7.1.5 Bande I

En règle générale, le nombre des émetteurs de télévision est plus petit dans tout canal de la Bande I que dans les autres bandes; il semble donc que la Bande I offre des conditions favorables à l'utilisation exclusive d'un canal de télévision. Dans la plupart des pays, la Bande I est utilisée en partage avec le service mobile terrestre (SMT). Le partage avec le SMT semble difficile car on utilise en général de très faibles puissances.

FIGURE 24

Représentation simplifiée, à l'échelle mondiale, des attributions de fréquences faites au SRS (sonore) et à la radiodiffusion (sonore) de Terre lors de la CAMR-92

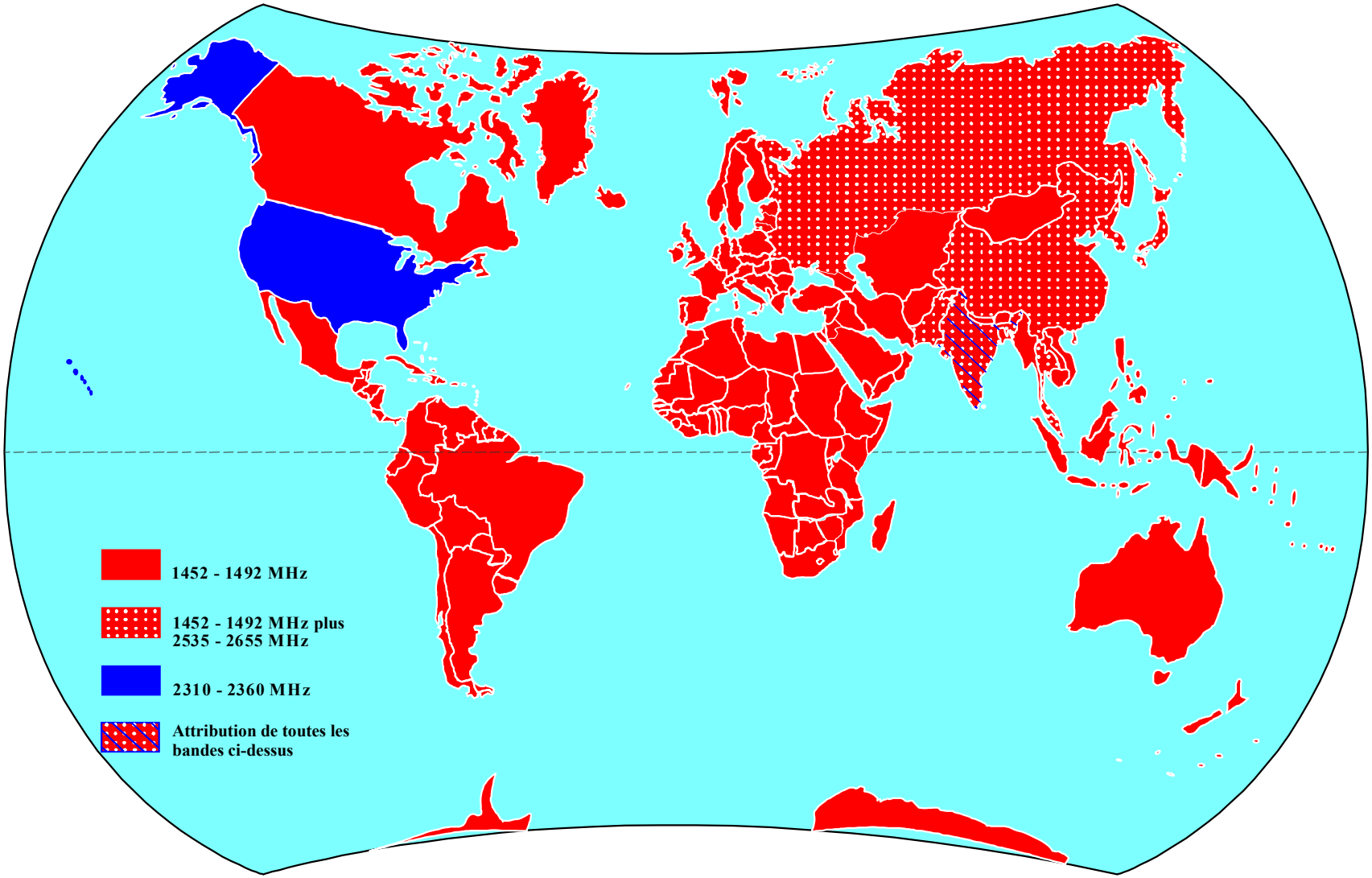


TABLEAU 10

Variation des caractéristiques en fonction de la fréquence pour le Système numérique A (valeurs similaires pour le Système numérique B)

Fréquence (GHz)		**1,5**	**2,0**	**2,5**
Rayon de couverture des émetteurs de complément sur voie commune dans le SRS pour C/I = 15,5 dB[a) b) c)]	(km)	3,3	2,5	2,0
Marge de protection contre les évanouissements dans le SRS par rapport à l'évanouissement à 1,5 GHz (= 5 dB)	(dB)	0	1	1,8
Ouverture équivalente de l'antenne de réception par rapport à l'ouverture à 1,5 GHz (gain d'antenne = 5 dBi)	(dB)	0	–2,5	–4,5
Facteur de qualité du système de réception	(dB(K^{-1}))	–22,2	–24,7	–26,7
Ouverture du faisceau = 1° Puissance satellite[d)] Diamètre d'antenne	(W) (m)	56 14	123 11	233 9
Ouverture du faisceau = 1,6° Puissance satellite[d)] Diamètre d'antenne	(W) (m)	148 9	315 7	594 5,4
Ouverture du faisceau = 3,5° Puissance satellite[d)] Diamètre d'antenne	(W) (m)	695 4,1	1 516 3,1	2 820 2,5
Distance entre unités d'extension de la couverture équidirectives sur voie commune dans le service de radiodiffusion[a) b) c)]	(km)	10,0	7,5	6,0
Marge de protection contre les évanouissements dans le service de radiodiffusion par rapport à l'évanouissement à 1,5 GHz (= 12 dB)	(dB)	0	2	3,8
Ouverture équivalente de l'antenne de réception par rapport à l'ouverture à 1,5 GHz (gain d'antenne = 0 dBi dans la direction de l'horizon)	(dB)	0	–2,5	–4,5
Facteur de qualité du système de réception	(dB(k^{-1}))	–27,2	–29,7	–31,7
p.a.r.[e)] de l'émetteur principal Rayon de couverture = 33 km; E = 100 m[f)] Rayon de couverture = 50 km; E = 150 m[f)] Rayon de couverture = 64 km; E = 150 m[f)]	 (kW) (kW) (kW)	 21 150 1 354	 56 402 3 666	 136 916 8 319

a) Le mode de transmission considéré est le Mode II avec intervalle de garde de 62 µs.

b) Pour des caractéristiques de système donnant un affaiblissement équivalent de 1 dB par décalage Doppler dans un véhicule se déplaçant à 100 km/h.

c) Le rayon de couverture peut être beaucoup plus grand avec des réémetteurs utilisant des fréquences différentes, mais on a besoin alors d'une plus grande largeur de spectre (voir le Chapitre 3).

d) Puissances indiquées pour un débit binaire utile de 1 150 kbit/s dans le multiplex.

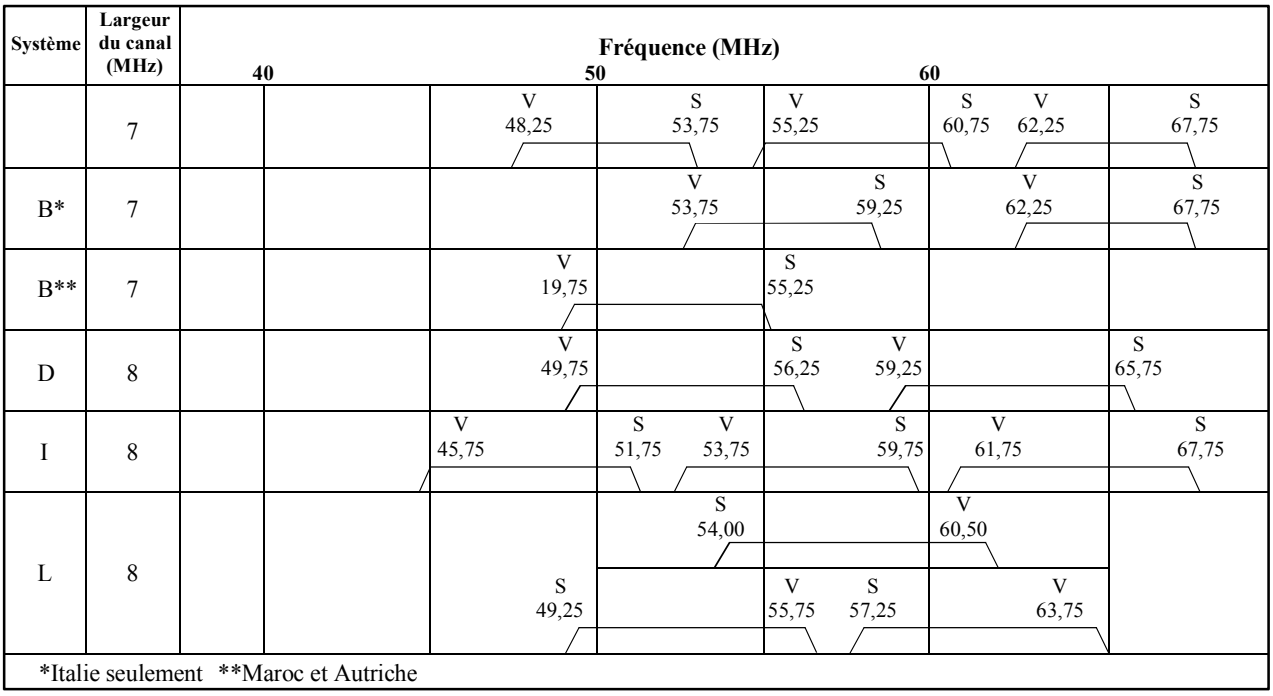
e) Les p.a.r. des stations de Terre sont indiquées pour un débit binaire utile de 1 150 kbit/s dans le multiplex. Ces p.a.r. correspondent à la même valeur de la température de bruit du système récepteur que pour le satellite, mais avec les hypothèses suivantes pour trois paramètres: gain d'antenne = 0 dBi; tolérance de brouillage = 3 dB; et tolérance nulle pour le bruit introduit par la liaison de connexion. Les p.a.r. calculées sont rapportées au centre de la bande d'ondes décimétriques, par utilisation des courbes de propagation F(50,50) pour une hauteur de 10 m au-dessus du sol. Un coefficient de correction a été appliqué pour ramener cette hauteur à 1,5 m, valeur plus typique pour la réception dans les véhicules. Pour obtenir les p.a.r. à des fréquences plus élevées, on a appliqué une similitude en fréquence, avec l'hypothèse suivante: la racine carrée du rapport des fréquences est basée sur une marge de protection contre les évanouissements de 12 dB à 1,5 GHz. Un complément d'étude est nécessaire pour vérifier si cette similitude peut s'appliquer à la radiodiffusion de Terre.

f) E = hauteur équivalente de l'antenne d'émission au-dessus du terrain moyen (hauteur HAAT).

La Fig. 25 indique la position des canaux de télévision entre 47 et 68 MHz. On voit qu'il y a des canaux qui se chevauchent et aussi des lacunes entre certains canaux. A noter que la position des porteuses diffère selon les systèmes utilisés, comme dans la Bande III. Le rapport de protection entre la radiodiffusion DSB et la télévision varie avec la position du bloc de fréquences DSB; de ce fait, on atteint l'optimum s'il est possible de choisir indépendamment la position de ce bloc à l'intérieur de la largeur de bande (donnée) du système. Cela n'est possible que si le récepteur est capable de fonctionner avec de petits incréments de réglage d'accord. Choisir la fréquence centrale du bloc présente l'inconvénient suivant: les pays voisins pourraient être dans l'obligation d'utiliser des blocs DSB en position de chevauchement, ce qui entraînerait une diminution du rendement spectral. L'idéal serait que les fréquences centrales des blocs soient aussi harmonisées, notamment dans la Bande I. Les Fig. 26 et 27 présentent des suggestions pour les positions des blocs DSB dans la Bande I.

FIGURE 25

Canaux de télévision en Bande I dans la zone européenne de radiodiffusion



DSB-25

Dans certains cas, il sera possible de remplacer un émetteur fonctionnant en Bande I. Il faut se rappeler, cependant, qu'il est impossible de remplacer le contour de couverture d'un émetteur Bande I de grande puissance par le contour d'un seul émetteur Bandes IV/V. Ce remplacement exigerait la mise en oeuvre d'un grand nombre d'émetteurs de télévision de complément.

Des études ont été faites au Royaume-Uni pour la Bande I.

Les principaux résultats sont les suivants:

– le bruit artificiel est le facteur le plus important pour la détermination du champ nécessaire;

– la puissance utilisable des émetteurs de radiodiffusion sonore numérique est limitée par le brouillage causé aux émissions de télévision d'Europe continentale en Bande I;

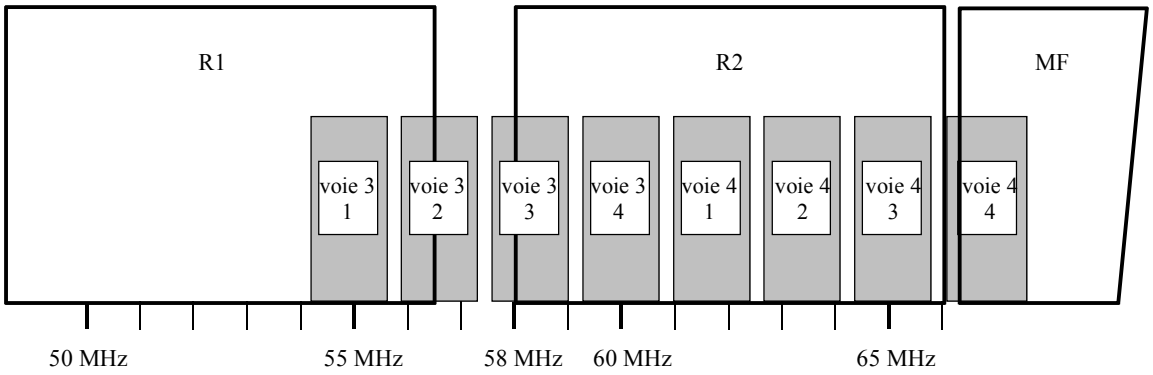
– en revanche, il ne semble pas que le brouillage causé par les émissions de télévision d'Europe continentale dans les zones de service de la radiodiffusion DSB soit un facteur de limitation;

– il devrait être possible d'utiliser de faibles puissances pour les services de radiodiffusion locaux;

– le meilleur endroit du spectre où loger les émissions de radiodiffusion DSB dans la Bande I serait le secteur des fréquences élevées. En effet, le bruit artificiel et les conditions de propagation anormales posent des problèmes aux fréquences plus basses.

FIGURE 26

Position des blocs de fréquences DSB dans les canaux de télévision R1 et R2

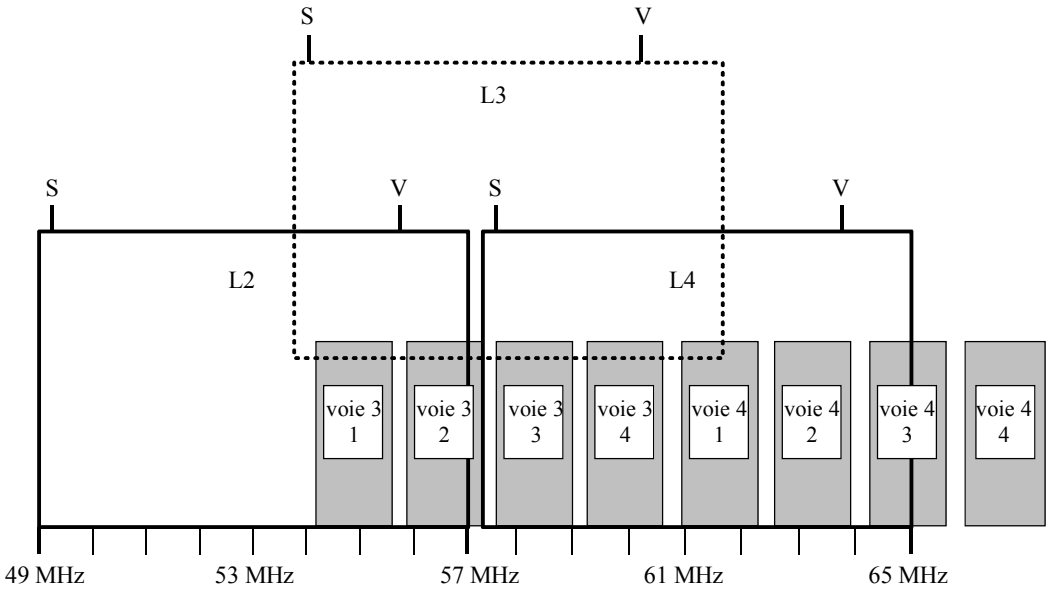


R1 et R2: canaux du système de télévision D

DSB-26

FIGURE 27

Position des blocs de fréquences DSB dans les canaux de télévision L1, L2 et L3



L2 et L4: canaux du système de télévision L

DSB-27

7.1.5.1 Bruit artificiel

Le niveau du bruit artificiel est beaucoup plus élevé que celui de nombreuses autres sources: bruit thermique, bruit de récepteur, bruit galactique, etc. Par ailleurs, ce bruit est plus fort à l'extrémité basse fréquence de la bande. Cela étant, on pourra être amené à utiliser des puissances de rayonnement plu élevées, ou à installer les émetteurs Bande I dans des zones urbaines afin de surmonter le bruit artificiel. En général, la température de bruit à 50 MHz est comprise entre 150 000 K et 300 000 K; à 65 MHz, elle se situe entre 80 000 K et 150 000 K. Dans chacun de ces deux intervalles, la valeur inférieure correspond à la température de bruit d'une zone résidentielle; la valeur supérieure correspond à un quartier d'affaires. Si l'on prend la valeur la plus défavorable pour le quartier d'affaires, on obtient, à 65 MHz, l'équivalent d'un niveau de signal nécessaire minimum de 38 dB (μV/m).

La BBC a effectué une étude relative au bruit artificiel et aux effets de ce bruit sur le champ minimal utilisable. La conclusion de cette étude est qu'il serait raisonnable de compenser ces effets en 99% des emplacements suburbains. Les chercheurs de la BBC ont constaté que les niveaux de bruit thermique dépassés en 1% des emplacements dépassaient eux-mêmes le bruit thermique de 27 dB (soit 145 000 K) à 58 MHz; ils dépassaient le bruit thermique de 17 dB (14 500 K) à 67 MHz. Les zones suburbaines considérées ici ne représentent pas le cas le plus défavorable; il ne faut donc pas les comparer directement avec les quartiers d'affaires, dont les niveaux de bruit ont été indiqués plus haut.

Une étude effectuée en France sur le bruit artificiel a donné le résultat suivant pour la bande 65-68 MHz: les niveaux de bruit dépassés en 1% des emplacements équivalent, à l'entrée d'un récepteur, à un facteur de bruit additionnel de 32 dB (soit 460 000 K). Ce chiffre est très supérieur à ceux qui ont été donnés précédemment; il faut toutefois considérer qu'on a affaire ici à un cas le plus défavorable et que ce résultat est en accord avec ceux que la BBC a obtenus à 67 MHz pour la zone fortement urbanisée, c'est-à-dire des niveaux de 31 dB au-dessus du bruit thermique (soit 360 000 K). Par ailleurs, l'étude française a abouti à la conclusion que le champ minimum nécessaire dans cette situation est de 42 dB (μV/m).

7.1.5.2 Conditions de propagation dans la Bande I

On peut rencontrer trois types de conditions de propagation anormales dans la Bande I: une condition troposphérique et deux conditions ionosphériques, qui sont caractéristiques de la Bande I à l'intérieur du spectre d'ondes métriques.

7.1.5.3 Propagation troposphérique

Ce mode de propagation apparaît dans toutes les bandes d'ondes métriques considérées ici (Bandes I, II et III). Il a pour origine des conditions météorologiques anormales et peut se produire à n'importe quelle période de l'année; toutefois, en Europe la période de plus grande probabilité d'occurrence va de mai à novembre. Il s'agit d'un effet qui s'exerce sur des distances moyennes (150-500 km). Les distances sont plus petites pour la Bande I que pour les Bandes II et III.

7.1.5.4 Propagation par la couche E sporadique

Il s'agit du deuxième problème majeur posé par la Bande I (à côté du problème du bruit artificiel). Ce phénomène consiste dans une propagation sur grande distance (500-2 400 km) due à l'ionisation sporadique de la couche E. Les niveaux atteints peuvent même dépasser ceux de la propagation troposphérique. En Europe, la saison la plus défavorable va de mai à août (8 h-22 h).

En Europe, à 50 MHz, on comptait un grand nombre de stations de télévision où les champs protégés pour les zones de couverture seraient dépassés par le champ brouilleur rayonné par les stations de radiodiffusion DSB de Terre. La situation est meilleure à 65 MHz en ce qui concerne le brouillage dû à la couche E sporadique, mais il reste encore en Europe un grand nombre d'emplacements où les valeurs sont dépassées. Néanmoins, plusieurs stations DSB à faible puissance, fonctionnant dans un petit réseau SFN, permettraient d'obtenir une couverture équivalente à celle d'un émetteur unique à grande puissance. Telle semble être à présent la solution qu'il convient de choisir, même pour la Bande III.

Considérons maintenant le problème en sens inverse, c'est-à-dire au point de vue des brouillages par la couche sporadique E que les stations de télévision en Bande I pourraient causer dans les zones de service de la radiodiffusion DSB: il ne semble pas qu'il y ait ici des difficultés majeures. Sous réserve que les porteuses image et son de ces émissions de télévision ne tombent pas dans les blocs de fréquences de la DSB, on pourra se contenter d'un rapport de protection de –2 dB seulement.

7.1.5.5 Propagation par la couche F2

Ce phénomène se produit sur de très grandes distances, 2 200 à 4 000 km. Heureusement, il survient uniquement au voisinage des crêtes d'activité des taches solaires et on peut le considérer comme négligeable au-dessus de 60 MHz environ. Néanmoins, les fréquences inférieures de la Bande I peuvent subir des brouillages pendant les périodes des maxima d'activité solaire.

7.1.6 Bande II

Dans la plupart des pays, presque tous les émetteurs MF prévus dans les bandes d'ondes métriques dans la gamme de fréquences 87,5-103,9 MHz sont en exploitation. Les fréquences de la gamme 104,0-107,9 MHz subissent encore des restrictions imputables à d'autres services (en particulier le service de radionavigation aéronautique), mais quelques pays sont en mesure d'utiliser la partie supérieure de la bande MF, en général pour des réseaux à faible puissance. Pour obtenir une meilleure utilisation du spectre dans l'avenir, il apparaît souhaitable de remplacer le service MF en ondes métriques, ou certaines parties de ce service, par un système numérique, mais cela exigerait une réorganisation de la Bande II. On voit donc que, dans de nombreux pays, la Bande II ne se prête pas à l'introduction immédiate de la radiodiffusion sonore numérique. A noter que, dans cette bande de fréquences, la qualité de fonctionnement du système est limitée par le bruit artificiel plutôt que par le bruit thermique.

Cependant, nombreux sont ceux qui considèrent que la Bande II pourrait être à long terme la bande des services de radiodiffusion DSB de Terre. Or, cette bande continue à être planifiée pour de nouveaux services MF; il ne sera donc pas possible de modifier la planification en faveur de la DSB tant que les récepteurs DSB n'auront pas suffisamment pénétré le marché. Pour y parvenir, il faut fournir une portion de spectre d'attente assez large pour permettre la diffusion simultanée des programmes MF, cela jusqu'à ce qu'un pourcentage suffisamment élevé d'auditeurs soit équipé de récepteurs DSB pour que l'on puisse libérer le spectre d'attente.

Même ainsi, on pense qu'une certaine largeur de spectre devra être conservée à long terme pour un service MF limité.

Une administration procède à des études très poussées en vue d'une utilisation simultanée de la Bande II pour des transmissions numériques et des transmissions analogiques en MF (voir l'Annexe C). Les systèmes correspondants sont appelés systèmes «dans la bande, dans la même voie» ou systèmes IBOC (in-band on-channel) si les deux types de transmissions utilisent les mêmes assignations de fréquences pour la diffusion simultanée. Ces méthodes sont extrêmement économiques en spectre, car on n'a pas besoin de nouvelles portions de spectre pour les signaux numériques. Ces signaux ont une puissance surfacique très inférieure à celle du signal MF qui leur est associé. Le plus souvent, les niveaux de puissance surfacique de la transmission numérique sont inférieurs d'environ 25 dB au niveau de la porteuse du signal MF.

7.1.7 Bande III

Les fréquences de cette bande sont très largement utilisées par des émetteurs de télévision. Dans certains pays, elles sont aussi utilisées en partage ou à titre exclusif par le service mobile terrestre (SMT). La suppression d'un canal de télévision aurait une influence sur un très grand nombre d'émetteurs.

La largeur des blocs de fréquences pour la radiodiffusion DSB est de 1,5 MHz et il est donc facile de placer quatre de ces blocs dans un canal de télévision de 7 MHz. C'est ce que montre l'exemple de la Fig. 28 pour le canal de télévision 12 et le système B/PAL. Dans cet exemple, les blocs sont équidistants et on a deux bandes de garde de même largeur aux deux extrémités. Ces bandes de garde ont été adaptées pour permettre l'insertion d'intervalles de réglage d'accord de 16 kHz dans le récepteur.

A l'intérieur de la Bande III, les systèmes utilisés par les divers pays ne sont pas les mêmes, avec des largeurs de bande différentes, donc avec des fréquences différentes pour l'image et pour le son (voir la Fig. 29). L'idéal, dans la Bande III, serait que la fréquence centrale de tous les blocs de fréquences pour la radiodiffusion DSB de Terre soit harmonisée pour chaque canal de télévision dans tous les pays. De cette façon, la bande de garde entre tous ces blocs sera garantie et il n'y aura pas chevauchement des blocs; d'où la possibilité d'utiliser des blocs DSB adjacents dans des zones de service avoisinantes, à condition de pouvoir les coordonner.

Dans certains pays européens, le canal 12 (223-230 MHz ou 222-230 MHz dans les systèmes L et K) est utilisé également par les services mobiles terrestres, ce qui impose des restrictions de puissance aux émetteurs de télévision. Pour cette raison, dans de nombreux cas, seuls des émetteurs de complément sont exploités dans ce canal (en Allemagne, par exemple). Dans d'autres pays (Scandinavie), le canal 12 est encore très peu employé pour la télévision. On prévoit que certains pays auront peut-être la possibilité d'utiliser ce canal. Il convient cependant de souligner qu'une nouvelle planification et un transfert des émetteurs existants, principalement dans les Bandes IV/V, entraîneraient des dépenses non négligeables aux emplacements de réception et d'émission.

Cependant, on considère que la Bande III fournit la solution optimale comme bande DSB, pour la fourniture d'un service DSB de Terre sur de vastes zones de couverture dans une configuration avec réseau SFN. Cette bande n'est pas grevée par les caractéristiques de propagation anormales qui posent problème dans la Bande I, par exemple l'ionisation sporadique de la couche E et la propagation par la couche F2. Le bruit artificiel y est nettement plus faible que dans la Bande I, mais les fréquences de la Bande III restent suffisamment basses pour que le décalage Doppler provoqué par des véhicules se déplaçant à des vitesses autoroute ne perturbe pas le fonctionnement du Système numérique A en Mode 1. Toutefois, certaines administrations rencontrent des difficultés à trouver du spectre dans cette bande.

Une autre solution envisageable, à l'étude dans quelques pays européens, est l'emploi de la bande 230-240 MHz (utilisée actuellement par les services mobiles militaires). Du fait de la présence du service mobile au-dessus de 230 MHz, il pourrait être nécessaire de prévoir une bande de garde plus large à cette extrémité de la bande de fréquences. Déplacer les blocs de fréquences vers le bas créerait des difficultés si l'on devait assurer la coexistence avec les émetteurs de télévision du canal 11 adjacent, surtout si ces émetteurs utilisent des porteuses son supplémentaires au-dessus de la porteuse son initiale (par exemple, NICAM ou deuxième son analogique). On a des raisons de penser que, dans certains cas, cette bande pourrait être libérée pour permettre le démarrage des émissions du Système numérique A dans un avenir proche. Le Royaume-Uni a attribué 12,5 MHz de spectre à la radiodiffusion DSB de Terre: 7,5 MHz à la limite supérieure de la Bande III et les 5 MHz restants dans la bande militaire adjacente.

FIGURE 28

Positions possibles pour les blocs DAB dans le canal 12

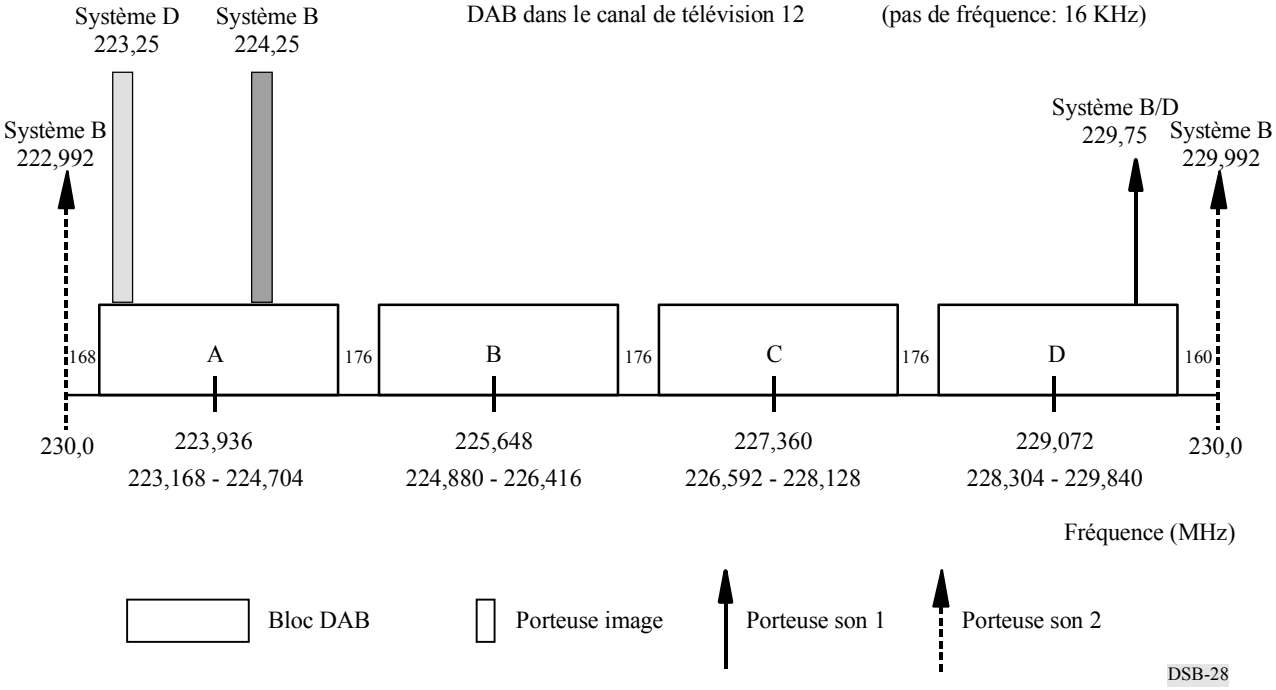
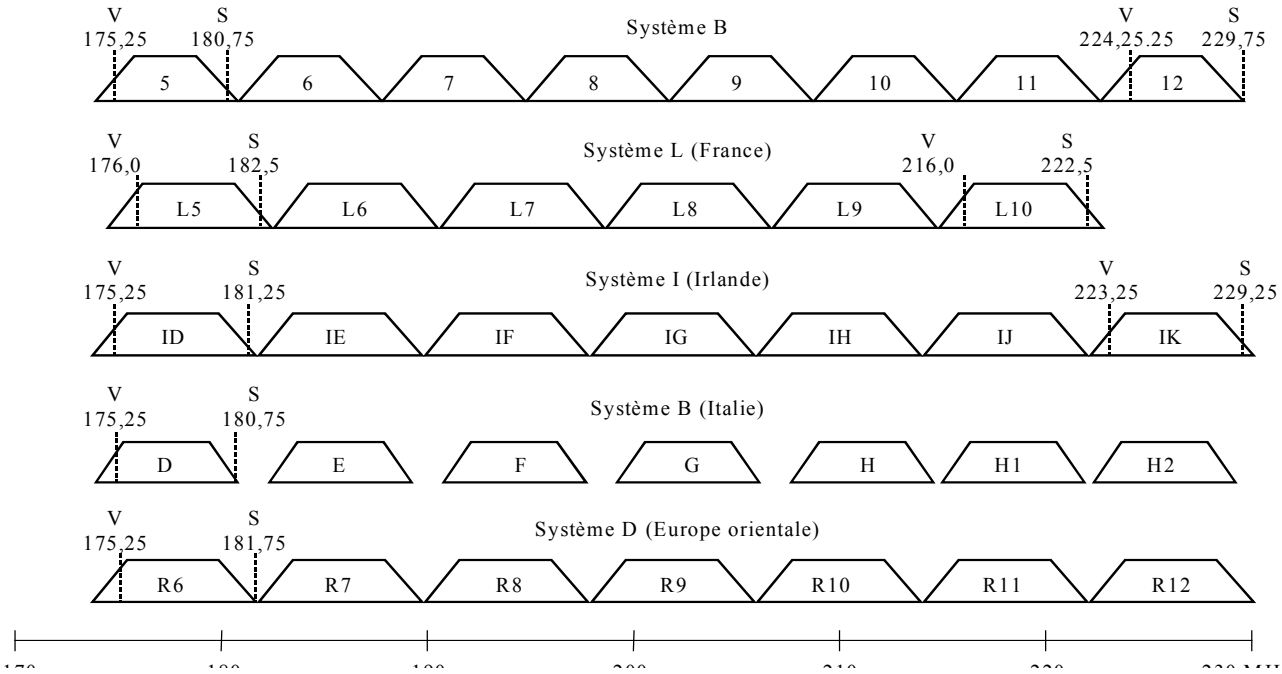


FIGURE 29

Attribution des canaux dans la Bande III



7.1.8 Bandes IV/V

Compte tenu des distances qui séparent actuellement les émetteurs de radiodiffusion, il ne semble pas que ces bandes conviennent pour les services de radiodiffusion DSB envisagés, s'agissant des réseaux monofréquence (réseau SFN) avec les emplacements d'émetteur actuels. En revanche, si on envisage un réseau plus dense, ces bandes ne sauraient être exclues. On ne peut pas les exclure non plus pour un service de radiodiffusion sonore numérique dans les cas où l'on prévoit des possibilités de couverture locale au lieu de la couverture totale d'une zone. On pourrait aussi avoir recours aux Bandes IV/V pour introduire la télévision numérique, à un stade ultérieur.

7.1.9 Bandes attribuées par la CAMR-92 à la radiodiffusion DSB

7.1.9.1 Bande 1 452-1 492 MHz

Cette bande a été attribuée dans le monde entier (Régions 1, 2 et 3), à l'exception des Etats-Unis d'Amérique, au SRS (radiodiffusion sonore) et au service de radiodiffusion sonore de Terre complémentaire à titre primaire. Cependant, quelques pays (la plupart situés en Europe et en Afrique) ont préféré conserver pour cette attribution le statut secondaire jusqu'au 1er avril 2007. Les Etats-Unis d'Amérique ont attribué cette bande aux services fixe et mobile à titre primaire. (Voir, plus loin, une autre attribution pour les Etats-Unis d'Amérique, dans la bande 2 310-2 360 MHz.)

La bande des 1,5 GHz peut être utilisée pour la radiodiffusion sonore numérique de Terre et pour la radiodiffusion DSB par satellite. Un certain nombre d'essais en vraie grandeur et de démonstrations ont été effectués avec succès dans plusieurs pays avec cette bande. On en trouvera les résultats dans l'Annexe A et l'Appendice X. Sur la base de ces résultats, on peut formuler les conclusions suivantes:

a) la bande des 1,5 GHz permet d'obtenir les types de couverture suivants, en supposant des conditions de terrain moyennes:
   - petites zones de couverture locales (rayon maximum: environ 35 à 40 km), avec utilisation d'un seul émetteur à puissance moyenne;
   - zones de couverture locales plus étendues (rayon maximum: environ 60 km), avec utilisation d'un seul émetteur principal à puissance moyenne, complété par plusieurs émetteurs de complément et unités d'extension de la couverture;
   - grandes zones de couverture (rayon > 60 km), avec utilisation de réseaux monofréquence constitués par un certain nombre d'émetteurs synchronisés séparés par des distances moyennes;
   - couverture le long de couloirs ou d'autoroutes, avec utilisation de réémetteurs équipés d'antennes très directives (unités d'extension de la couverture);

b) les facteurs suivants détermineront en grande mesure jusqu'à quel point la bande des 1,5 GHz pourra être utilisée pour la mise en oeuvre prochaine des services de radiodiffusion DSB de Terre et par satellite:
   - la faisabilité ou la facilité du partage entre, d'une part, la DSB de Terre et par satellite, d'autre part, les autres services qui utilisent cette bande. Si le partage n'est pas réalisable, il faudra déterminer le délai dans lequel les services utilisateurs actuels de la bande (par exemple, les liaisons du service fixe) seront déplacés sur d'autres fréquences. Le problème se pose, en particulier, pour l'implantation de services DSB par satellite provisoires pour lesquels il faudra vraisemblablement engager une procédure de coordination avec plusieurs administrations. Il sera sans doute plus facile d'introduire à une date rapprochée le service DSB de Terre, car il suffit généralement pour cela d'effectuer une coordination à l'échelon nationale et, dans quelques cas, une coordination bilatérale. Au demeurant, dans le cas de la DSB de Terre, on dispose d'un plus grand nombre de méthodes pour réduire le brouillage causé à d'autres services que dans le cas de la DSB par satellite;

– la Résolution 528 (CAMR-92) demande la réunion d'une conférence de planification chargée, entre autres, de planifier l'utilisation de cette bande à l'intention du service de radiodiffusion DSB par satellite et du service de Terre complémentaire. Cette Résolution prévoit aussi l'introduction de systèmes pendant une période intérimaire, après coordination réussie en application des procédures de la Résolution 703 dans le cas des systèmes DSB à satellites; elle prévoit aussi une coordination bilatérale dans le cas du service DSB de Terre.

7.1.9.1.1 Bande 2 310-2 360 MHz

Aux Etats-Unis d'Amérique et en Inde, la bande 2 310-2 360 MHz est attribuée, dans un renvoi du Tableau d'attribution, au SRS (sonore) et au service de radiodiffusion (sonore) complémentaire à titre primaire.

Plusieurs prestataires de services potentiels des Etats-Unis d'Amérique étudient actuellement des systèmes pour fournir des services de radiodiffusion DSB par satellite à destination de récepteurs sur véhicules dans cette bande. Ils procèdent à des essais de grande ampleur sur le matériel en tenant compte des caractéristiques de base des systèmes à satellites.

7.1.9.1.2 Bande 2 535-2 655 MHz

Pour quelques pays d'Asie et pour la Fédération de Russie, la bande 2 535-2 655 MHz est attribuée, dans un renvoi du Tableau d'attribution, au service de radiodiffusion (sonore) et au service de radiodiffusion (sonore) complémentaire à titre primaire.

Il est fort probable que la bande des 2,6 GHz sera utilisée au Japon. Cependant, des études préliminaires ont montré que la puissance de sortie des réémetteurs fonctionnant dans cette bande devra être beaucoup plus grande qu'à 1,5 GHz (de l'ordre du quadruple).

7.2 Scénarios d'utilisation des fréquences

Avant qu'une CMR n'adopte un plan officiel pour la radiodiffusion sonore numérique par satellite, il est probable que des radiodiffuseurs souhaiteront expérimenter et, éventuellement, mettre en place des services de radiodiffusion sonore numérique de Terre dans la bande qui sera choisie. Au cours de la CAMR-92, beaucoup de radiodiffuseurs ont signalé les grandes possibilités qui s'offrent à la radiodiffusion sonore par satellite; ils avaient élaboré des propositions pour la mise en oeuvre de services. D'autres radiodiffuseurs se sont dits intéressés par cette mise en oeuvre éventuelle s'ils pouvaient disposer d'une capacité de transmission sur les satellites.

Il est évident que le problème qui se pose réside dans le fait que les bandes indiquées plus haut sont déjà très fortement mises à contribution par des services existants. Les procédures de coordination seront efficaces seulement si l'on parvient à faire en sorte que d'autres services ne soient pas brouillés.

La décision appartient à ceux qui opèrent dans les 25 MHz situés à la limite supérieure de la nouvelle bande. Comme les utilisateurs ne sont pas les mêmes dans les divers pays, les négociations pourraient se révéler difficiles. Elles seront encore accrues s'il s'avérait nécessaire de trouver des portions de spectre différentes suivant les pays.

On n'a pas encore déterminé les niveaux de brouillage considérés comme inacceptables. Les procédures de coordination envisagées sont celles décrites dans la Résolution 703 (CAMR-92), à savoir: utiliser les Recommandations UIT-R, selon les cas.

Plusieurs administrations envisagent de mettre en place des services de radiodiffusion sonore, par voie de Terre et par satellite, dans une même zone géographique. Il pourrait y avoir une grande différence de niveau des signaux dans le récepteur, entre le service par satellite et les services de Terre. Il pourrait en être de même dans la mise en oeuvre des services de Terre. Il sera possible d'atténuer ce problème potentiel si les récepteurs ont une grande dynamique et un faible facteur de bruit. Cette question est traitée également au § 3.3.

7.3 Options en matière de fréquences pour les liaisons de connexion

Comme indiqué au numéro 1.21 du RR, le SFS comprend les liaisons de connexion vers d'autres services à satellite et, en particulier, les liaisons de connexion vers le SRS, y compris le SRS (sonore).

Un certain nombre de bandes des liaisons de connexion ou du SFS (Terre vers espace) ont été attribuées à titre exclusif au SRS. Il s'agit en particulier des attributions indiquées au Tableau 11.

Les points suivants sont à prendre en considération s'agissant de la mise en oeuvre de liaisons de connexion pour le service de radiodiffusion DSB par satellite:

– les interruptions de fonctionnement survenant sur la liaison de connexion (dues, par exemple, à des pannes des équipements, à la propagation, etc.) affecteront tous les récepteurs en service dans la zone de couverture. La liaison de connexion doit donc être conçue et réalisée avec une grande disponibilité;

– l'antenne d'émission d'une liaison de connexion fonctionne avec une grande discrimination, d'où la possibilité d'avoir un très grand facteur de réutilisation du spectre sur ces liaisons. Par comparaison, la discrimination est faible ou nulle avec les antennes de réception des liaisons descendantes (antennes essentiellement équidirectives). Cela étant, les besoins en spectre des liaisons de connexion devraient être très inférieurs à ceux des liaisons descendantes. Les liaisons de connexion de la radiodiffusion DSB par satellite ont donc des largeurs de bande relativement petites; c'est la principale raison pour laquelle on n'a pas inscrit d'attribution spécifique pour ce service dans le Tableau d'attribution des bandes de fréquences.

TABLEAU 11

Bandes des liaisons de connexion SFS destinées au SRS

Bande (GHz)	Régions de l'UIT	Observations
14,5-14,8	1, 2 et 3	Sauf Malte et l'Europe
17,3-18,1	1, 2 et 3	Voir le numéro 5.516 du RR pour l'utilisation en Région 2
18,1-18,4	1, 2 et 3	Voir le numéro 5.520 du RR
24,75-25,25	2 et 3	Voir le numéro 5.535 du RR
27,5-30,0	1, 2 et 3	Voir le numéro 5.539 du RR (cette bande n'est pas à l'usage exclusif des liaisons de connexion du SRS (sonore))

NOTE – Pour des renseignements complets sur ces attributions, le lecteur est invité à consulter le Tableau d'attribution des bandes de fréquences.

7.4 Bandes de fréquences attribuées actuellement à d'autres services

Les bandes de fréquences non attribuées à la radiodiffusion sont pour la plupart largement utilisées par d'autres services. Même dans les portions de ces bandes qui ne font pas l'objet d'une large utilisation, il faudra peut-être prévoir de longues périodes transitoires avant de pouvoir transférer les services qui y sont exploités actuellement. Dans certains pays, il pourrait se révéler difficile d'introduire les services de radiodiffusion DSB avant l'an 2000. S'il s'avère impossible de changer cette situation, il faudra envisager d'autres options pour l'introduction rapide de la radiodiffusion sonore numérique et, dans certains pays notamment, le recours aux bandes de radiodiffusion partagées.

7.5 Bibliographie

TOWLER, G.O. [mars 1994]: Sharing studies at VHF for the introduction of Terrestrial DAB in the United Kingdom. Comptes rendus du deuxième Symposium international sur la radiodiffusion numérique (Son 2000), Toronto, Canada.

CHAPITRE 8

PLANIFICATION DU SERVICE DE RADIODIFFUSION DSB

8.1 Systèmes de Terre à bandes de fréquences réservées

8.1.1 Polarisation

8.1.1.1 Facteurs de propagation influant sur le choix de la polarisation

En règle générale, des signaux de radiodiffusion arrivant en un point de réception sont formés de plusieurs composantes, dont la plus forte est une onde directe ou une onde diffractée. L'amplitude de cette onde directe ou diffractée est sensiblement indépendante de la polarisation, sauf si la diffraction se produit sur des collines arrondies au relief régulier (absence de végétation ou d'obstacles plus hauts qu'une petite fraction de la longueur d'onde); dans ce cas, une onde polarisée verticalement sera moins affaiblie qu'une onde polarisée horizontalement.

En revanche, si les signaux se propagent au-dessus de collines couvertes de forêts de conifères, les arbres ont davantage tendance à absorber le champ polarisé verticalement. L'affaiblissement de cette polarisation sera donc plus important.

Certains pays dont le territoire est recouvert de vastes forêts ont indiqué qu'ils utiliseraient la polarisation horizontale afin de remédier aux pertes par absorption dues aux arbres.

8.1.1.2 Aspects pratiques

Il convient de planifier la radiodiffusion sonore numérique par voie de Terre (T-DSB) en vue de la réception sur appareils portatifs ou mobiles. Ce type de réception se fait principalement près du niveau du sol. Pour les petites hauteurs d'antenne, en raison de conditions aux limites réfléchissantes, la polarisation verticale donne des signaux plus forts que la polarisation horizontale, lorsque toutes les autres caractéristiques du rayonnement sont les mêmes. Pour le type d'antenne utilisé avec des récepteurs portatifs et des autoradios, les résultats dont on dispose donnent à penser que, dans de nombreuses circonstances, la polarisation verticale permet de gagner en intensité de signal. C'est donc cette polarisation qui convient le mieux pour la radiodiffusion de Terre. Elle permet par ailleurs de maintenir l'alignement de polarisation dans le cas des récepteurs portatifs et à bord de véhicules. Enfin, la polarisation verticale permet l'emploi de mâts verticaux à l'émetteur et au récepteur, avec des diagrammes de rayonnement raisonnablement équidirectifs, comme ceux que l'on utilise largement de nos jours en radiodiffusion MF.

8.1.1.3 Brouillages

Le plus souvent, les émetteurs de télévision à grande puissance sont polarisés horizontalement. Dans les cas où l'on choisit la polarisation verticale pour le service de radiodiffusion T-DSB, on pourra appliquer une discrimination de polarisation de 16 dB (voir la Recommandation UIT-R BT.419) pour améliorer la compatibilité entre les deux services. On prévoit que cette valeur sera dépassée en plus de 90% des emplacements.

8.1.1.3.1 Brouillages causés par la télévision

Le recours à la polarisation verticale pour les émetteurs de radiodiffusion T-DSB permettra d'obtenir une discrimination de polarisation contre les signaux de télévision, tout au moins dans la réception fixe des signaux T-DSB sur antennes extérieures (montées sur des toits). La réception mobile de ces signaux, surtout dans les véhicules, sera aussi protégée jusqu'à un certain point contre les brouillages causés par le service de télévision. On pourrait adopter la valeur 5 dB, mais il convient de procéder à d'autres mesures pour déterminer une valeur définitive.

8.1.1.3.2 Brouillages causés à la télévision

Du fait que les récepteurs de télévision sont généralement raccordés à des antennes directives fixes qui donnent une bonne discrimination contre des champs à polarisations orthogonales, l'emploi de la polarisation verticale dans le service de radiodiffusion T-DSB assurera une protection de base d'environ 16 dB (voir la Recommandation UIT-R BT.419) pour le service de télévision.

8.1.2 Antennes de réception

Pour recevoir les signaux de radiodiffusion T-DSB, il sera généralement souhaitable ou nécessaire de mettre à profit des réflexions de type «constructif», ainsi que le gain de réseau dans des réseaux monofréquence.

En polarisation verticale, l'antenne équidirective la plus simple est l'antenne unipolaire $\lambda/4$ placée au-dessus d'un réseau de terre de grande surface et donnant un gain de 0 dBd par rapport à une antenne doublet (ce système ne sera peut-être pas réalisable dans la Bande I). Le prototype d'une telle antenne a été développé pour des essais en grandeur réelle à 1,5 GHz; il a donné un diagramme quasiment équidirectif pour les angles d'élévation compris entre 0° et 14°, intervalle dans lequel on a procédé aux mesures. Le gain moyen de l'antenne était de 2,4 dBi dans cet intervalle.

Pour la polarisation horizontale, l'antenne équidirective la plus simple est constituée de deux doublets croisés, reliés électriquement par un combineur 90°. Ce type d'antenne affiche un gain d'environ –3 dB.

Dans certains cas, on peut utiliser une antenne un peu plus simple, un doublet-quadrant, si un diagramme de rayonnement horizontal de forme ovale est acceptable.

Dans la gamme des ondes métriques, ces deux derniers types d'antenne ne peuvent être utilisés que dans des installations fixes à usage domestique, en raison de leurs dimensions.

La seule façon d'obtenir un gain d'antenne, si nécessaire, consiste à empiler les doublets, ceci afin de conserver le diagramme de rayonnement horizontal équidirectif. En polarisation verticale, il pourrait être intéressant d'avoir un réseau colinéaire de doublets verticaux pour les installations fixes.

Le § 8.3.4.5 traite des antennes de réception convenant à la réception en mode mixte satellite/de Terre.

8.1.2.1 Récepteurs portatifs

Dans le cas des récepteurs portatifs (tenus à la main ou format de poche), le diagramme de rayonnement sera souvent imprévisible. Le gain variera entre 0 dB et une valeur nettement inférieure (peut-être –10 dB) dans la direction la «plus favorable», selon le type de récepteur et les conditions d'utilisation.

Pour les récepteurs en format de poche, il serait peut-être préférable de monter l'antenne sur le casque afin de limiter l'absorption par le corps de l'auditeur.

8.1.2.2 Récepteurs d'automobile

Lorsque l'on utilise un récepteur d'automobile en polarisation verticale, la meilleure solution consiste à monter l'antenne au centre du toit du véhicule. En polarisation horizontale, cette position sera la moins favorable car l'intensité du champ est minimale en ce point. Il vaut alors mieux placer l'antenne près du bord du toit ou sur l'une des ailes. On peut aussi la monter sur le pare-brise.

Dans le cas de la polarisation horizontale, les données dont on dispose indiquent qu'une antenne simple sur un véhicule est généralement incapable de fournir un diagramme de rayonnement horizontal équidirectif. Il faudra donc vraisemblablement mettre au point des antennes plus complexes pour recevoir des signaux de radiodiffusion T-DSB à polarisation horizontale sur un récepteur d'automobile.

8.1.2.3 Récepteurs à usage domestique

Dans certains cas, on pourrait utiliser des antennes directives pour la réception à usage domestique (antenne fixe). Cette formule pourrait être adoptée dans les zones frontalières ou dans les cas où le brouillage causé par des émetteurs de télévision doit être éliminé (voir le Chapitre 3).

8.1.3 Antennes d'émission

8.1.3.1 Antennes à faisceau en cosécante

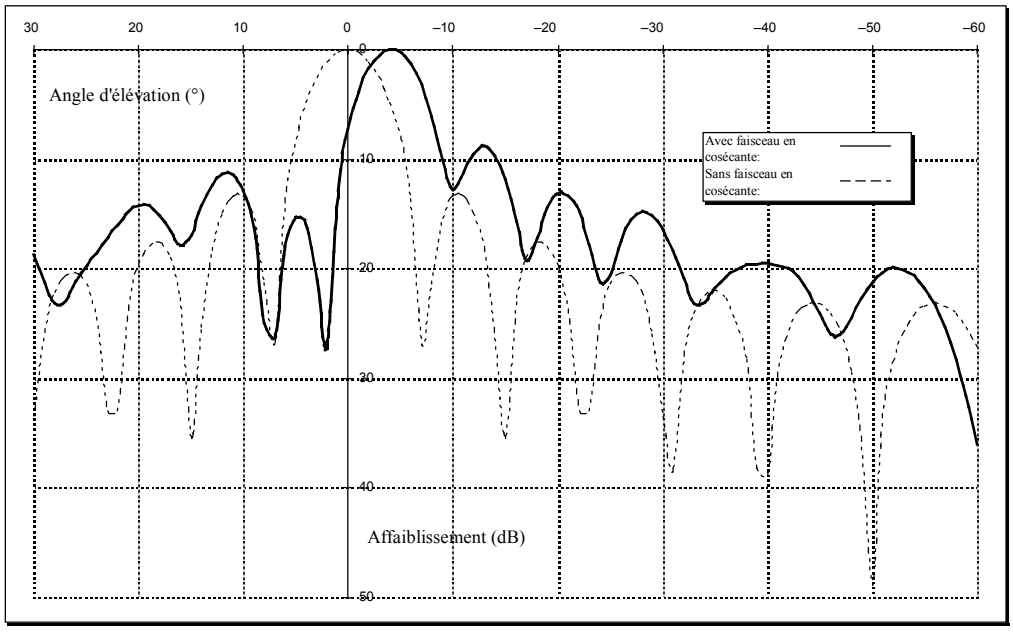
Lorsque l'on étudie la conception du diagramme de rayonnement d'une antenne d'émission, il convient de limiter autant que possible deux inconvénients: la puissance émise au-dessus de l'horizon et les extinctions entre les lobes des plans verticaux. La première peut créer des perturbations sur de longues distances, les secondes d'importantes variations d'intensité du champ, surtout aux environs d'un émetteur.

Si l'on utilise des émetteurs de complément, il importe de prendre ces deux éléments en considération. Dans ce cas précis, une solution consisterait à employer une antenne à faisceau en cosécante qui peut remplir deux fonctions: diminuer la puissance émise au-dessus de l'horizon, et combler les zéros au-dessous de l'horizon.

La Fig. 30 illustre les résultats des simulations effectuées sur une antenne de ce type comportant 8 éléments rayonnants superposés. Pour cela, on a pris pour hypothèse une fréquence de travail de 1 472 MHz.

FIGURE 30

Diagrammes verticaux calculés pour une antenne doublet à huit éléments



Le diagramme vertical tracé en gras résulte à la fois d'un agencement spatial particulier des antennes doublets et d'une alimentation non uniforme de ces éléments. On peut le comparer à l'autre diagramme vertical, en pointillé, qui est le diagramme «classique». Nous constatons ainsi que «l'effet de remplissage des zéros» est particulièrement sensible et que le gain d'antenne juste au-dessus de l'horizon est réduit (on remarquera l'écart de 7 dB à un angle d'élévation de 0°). Ce gain est illustré sur les Fig. 31 et 32, qui donnent les résultats des simulations des variations d'intensité du champ (en dBμV/m) sur de longues distances réalisées pour des antennes avec et sans faisceau en cosécante respectivement.

Précisons que ces simulations sur les zones de couverture prennent pour hypothèse une antenne d'émission située à 300 m au-dessus d'un terrain plat. Par ailleurs, l'utilisation du modèle de propagation se fonde sur la Recommandation UIT-R P.1546.

FIGURE 31

Variations d'intensité du champ à longue distance avec une antenne sans faisceau en cosécante

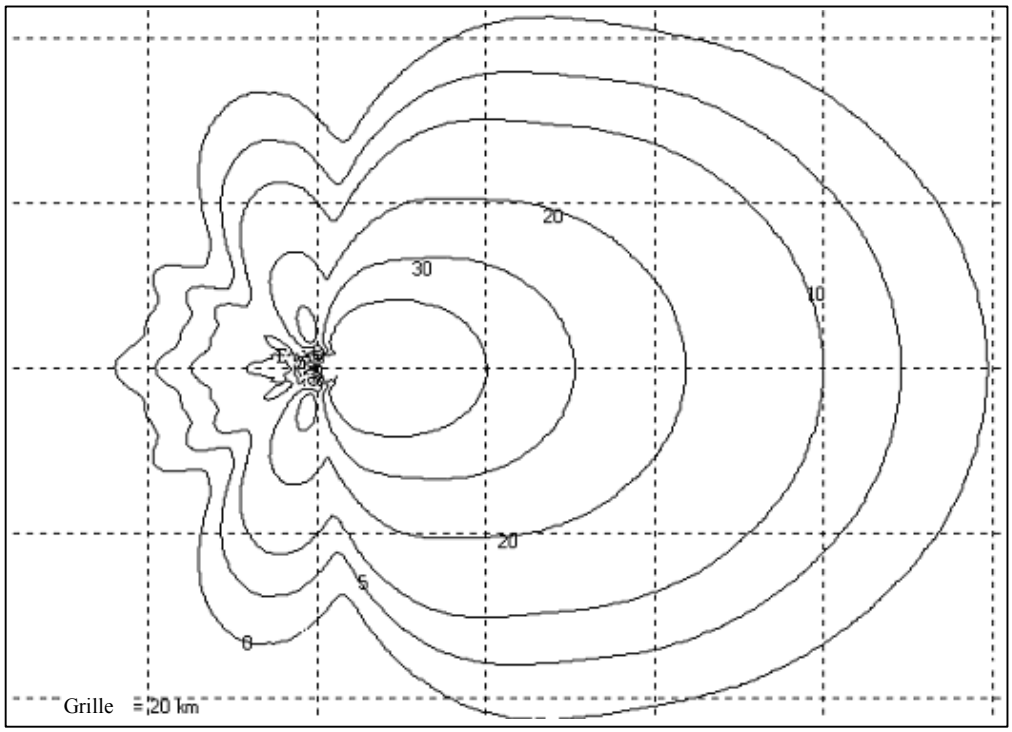
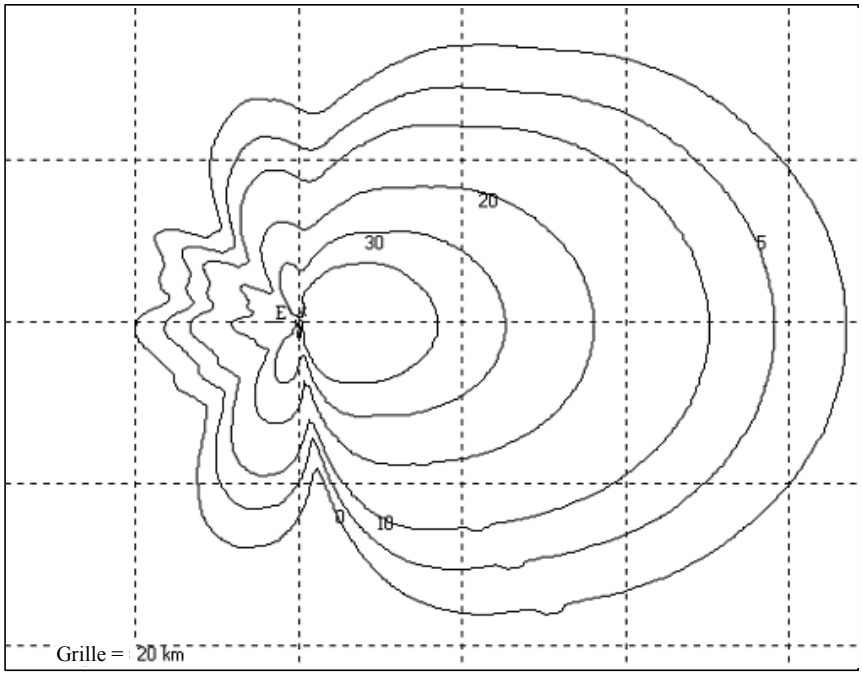


FIGURE 32

Variations d'intensité du champ à longue distance avec une antenne à faisceau en cosécante



8.1.3.2 Radiateurs à ruban cylindriques

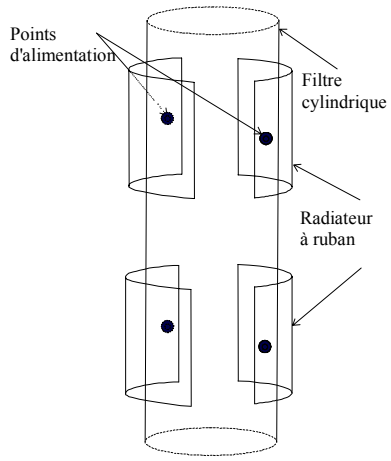
En règle générale, la directivité des antennes d'émission des systèmes DSB sera faible dans le plan horizontal. L'uniformité du diagramme de rayonnement est normalement obtenue par des radiateurs en tourniquet. Le diagramme de rayonnement est produit par un ensemble d'éléments rayonnants empilés et par la mise en phase adéquate des courants d'excitation de manière à fournir une directivité et un gain verticaux. Un élément rayonnant permettra éventuellement de construire une structure rigide au moyen du mât d'antenne: le radiateur à ruban cylindrique. Une étude théorique portant sur ce type d'élément a été réalisée en Ukraine en vue d'une utilisation dans le réseau SFN en radiodiffusion DSB.

Des recherches sur l'application des radiateurs à ruban cylindriques en remplacement des antennes à tourniquet ont été conduites. Le mât d'antenne fait fonction de filtre cylindrique en métal sur lequel des éléments à ruban cylindriques, séparés par une fine couche de diélectrique, sont montés coaxialement. La structure matérielle (un mât tubulaire en métal vide) fait simultanément fonction de structure de support et de filtre d'antenne (voir la Fig. 33).

Dans les bandes des 1,5 et 2,3 GHz prévues pour les systèmes DSB, la taille des éléments rayonnants est plutôt insignifiante (le diamètre du filtre cylindrique mesure environ 0,30 λ_0…0,60 λ_0); celle du radiateur est de quelque 0,5 λ_0…0,45 λ_0; l'épaisseur approximative du substrat est de 0,0250 λ_0, et l'arrimage des radiateurs peut s'effectuer de manière simple et fiable. Ceux-ci peuvent aisément être alimentés par les lignes coaxiales installées à l'intérieur du mât; la correspondance avec la ligne d'excitation peut ainsi être assurée en choisissant un point d'alimentation pour chaque radiateur. Les antennes ne sont pas soumises à l'influence des facteurs météorologiques et ont une grande capacité de résistance au vent. Il convient de noter que la largeur de bande de fonctionnement des radiateurs à ruban représente un faible pourcentage de la fréquence d'exploitation, ce qui limite généralement leur application dans les gammes basse fréquence. A 1,5 et 2,3 GHz, cela correspond néanmoins à des valeurs comprises entre 30 et 70 MHz environ.

FIGURE 33

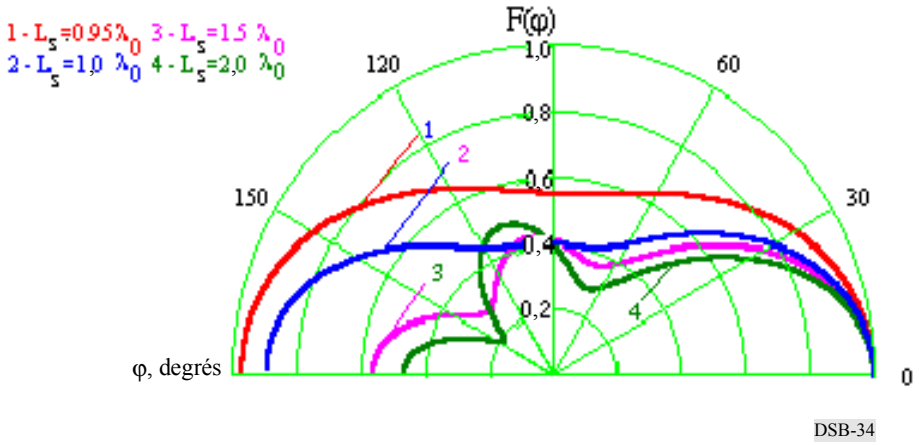
Schéma de l'antenne



Des calculs ont permis de définir les courants de surface pour des antennes comportant un et deux éléments. Les diagrammes de rayonnement, les champs diffusés et d'autres caractéristiques ont été obtenus par intégration numérique. Les différentes courbes tracées à la Fig. 34 représentent les diagrammes de rayonnement obtenus pour l'antenne à un élément en fonction du périmètre du filtre cylindrique L_s. Les variations de la taille du filtre ont une incidence assez limitée sur le diagramme de rayonnement. Ainsi, quand $L_s = 0{,}95\ \lambda_0$, celui-ci est quasiment circulaire, avec une non-uniformité d'environ 3 dB. Quand le diamètre du filtre augmente, le rayonnement progresse vers l'avant.

FIGURE 34

Diagrammes de rayonnement de l'antenne à un élément

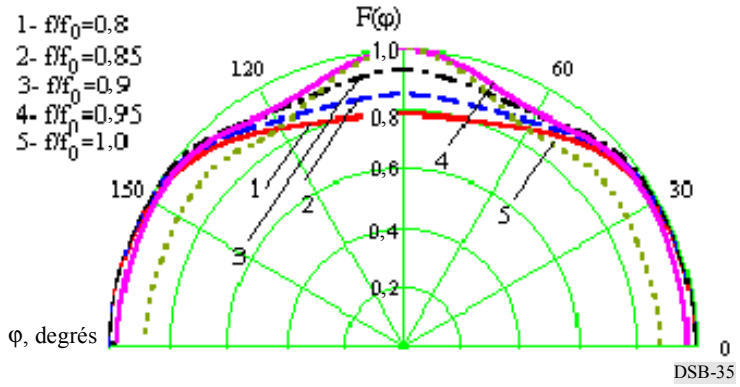


Il serait par conséquent pertinent, lors de la mise en place de réseaux SFN, d'installer l'antenne ci-dessus, équipée d'un filtre de petite dimension, à l'émetteur central, et les antennes dotées de filtres plus importants à la limite de la zone de service.

L'augmentation du nombre de radiateurs et de la taille du filtre permet d'obtenir une plus grande uniformité circulaire du diagramme de rayonnement. C'est ce qu'illustre la Fig. 35, qui présente divers diagrammes de rayonnement calculés pour plusieurs fréquences dans le cas d'une antenne à deux éléments ($L_s = 2\,\lambda_0$). On peut observer que les caractéristiques de rayonnement de ce type d'antenne ne sont que faiblement associées à la fréquence d'exploitation. D'après les estimations, une largeur de bande de 3 dB devrait se situer à 5-6% environ pour une antenne à un élément, et entre 8 et 10% dans le cas de l'antenne à deux éléments.

FIGURE 35

Diagrammes de rayonnement de l'antenne à deux éléments



8.1.4 Champ minimal utilisable

L'Annexe A donne les résultats de mesure les plus récents des caractéristiques de fonctionnement du Système numérique A dans des voies gaussiennes et des voies de type Rayleigh. On voit que, dans la bande des ondes métriques, des rapports *C/N* de 7 dB et de 15 dB sont nécessaires respectivement dans une voie gaussienne et une voie Rayleigh, pour un TEB de 10^{-4} (vitesse du véhicule: 130 km/h). A 1,5 GHz, il faut un *C/N* de 12 dB dans une voie Rayleigh si l'on prévoit une marge de 1 dB pour tenir compte de la dégradation par étalement Doppler aux grandes vitesses de déplacement du véhicule. A ces valeurs, il est proposé d'ajouter 2 dB pour contrer le brouillage et améliorer ainsi l'efficacité d'utilisation du spectre (possibilité de réduire les distances de séparation entre émetteurs brouilleurs dans la même voie) parce que l'on peut adopter alors un rapport de protection de –4,18 dB entre le signal utile pendant 99% du temps et le signal brouilleur dépassé pendant 1% du temps, pour un écart type de 5,5 dB (voir le § 8.1.6).

En supposant les facteurs de bruit exacts du récepteur (voir plus loin), on peut calculer la puissance du bruit dans le récepteur. En ce qui concerne la bande de fréquences encombrée dans la gamme des ondes métriques, un récepteur DSB devrait être équipé d'un étage d'entrée très sélectif et linéaire, qui ne peut être réalisé qu'avec un facteur de bruit accru. Pour la bande des ondes métriques, une hypothèse prudente conduit à adopter un facteur de bruit égal à 10 dB (2 610 K).

Le bruit artificiel peut avoir une influence notable sur la valeur requise du champ minimal utilisable dans les récepteurs des bandes des ondes métriques, surtout en milieu urbain. Les résultats figurant à l'Appendice X indiquent qu'il conviendrait de prévoir une marge même dans les zones suburbaines dans les Bandes I et II, et une plus réduite dans la Bande III. Par exemple, il faut un supplément de 20 dB (par rapport à 290 K) à 100 MHz. De fait, on constate que l'augmentation du bruit artificiel a tendance à compenser l'augmentation de l'ouverture équivalente de l'antenne de réception, d'où un champ minimal utilisable quasiment constant avec la fréquence en ondes métriques.

Pour la bande des 1,5 GHz, un facteur de bruit de 1 dB est possible pour le récepteur. On utilise cependant la valeur plus modérée de 3 dB compte tenu de la nécessité d'une vaste gamme dynamique et, éventuellement, d'une grande sélectivité dans les premiers étages RF dans un système de Terre et un système mixte. Quoi qu'il en soit, dans le cas du satellite, il est très important de réduire à un minimum la puissance d'émission requise en réduisant aussi à un minimum le facteur de bruit du récepteur. A 1,5 GHz, la contribution du bruit artificiel est négligeable. Des essais en grandeur réelle ont été effectués au Canada sur un réseau SFN fonctionnant à 1 468,75 MHz (voir l'Annexe A) avec, dans le Système numérique A, un récepteur de deuxième génération ayant un facteur de qualité de –26,1 dB; ces mesures ont mis en évidence une valeur seuil du champ égale à 39,5 dB(μV/m).

Le Tableau 12 donne le calcul des valeurs du champ minimal utilisable, compte tenu du gain et de l'ouverture équivalente de l'antenne.

8.1.5 Marges de propagation

L'Appendice X contient des informations sur les caractéristiques de la propagation et des voies.

Pour calculer les champs relatifs à un signal de radiodiffusion sonore numérique, en particulier dans les zones rurales, on peut utiliser les courbes de propagation figurant dans la Recommandation UIT-R P.1546 (pour les Bandes de I à V).

Compte tenu du taux de défaillance extrêmement élevé lorsque l'on n'obtient pas la valeur requise pour le rapport *C*/*I*, des calculs portant sur un très grand pourcentage du temps et des emplacements doivent être effectués pour le champ utile (et sur un pourcentage très faible en ce qui concerne les signaux brouilleurs). En conséquence, des corrections doivent être apportées à la valeur de E (50, 50) calculée d'après les courbes de la Recommandation UIT-R P.1546.

S'agissant des signaux utiles, les valeurs du champ correspondant à 99% du temps doivent être calculées à l'aide des courbes données dans cette Recommandation.

Dans le cas d'un signal brouilleur provenant d'un émetteur qui rayonne un programme différent ou qui n'est pas synchronisé avec l'émetteur utile, on utilisera les courbes de la Recommandation UIT-R P.1546 tracées pour 1% du temps, même si le brouillage est de nature continue, parce que le rapport de protection est le même quel que soit le pourcentage de temps.

Il faut ajouter une marge au signal utile pour assurer la fourniture du service à un pourcentage élevé des emplacements. La valeur requise du pourcentage de couverture des emplacements n'a pas encore été spécifiée; elle sera probablement fixée ultérieurement dans le cas de la radiodiffusion T-DSB. Toutefois, l'affaiblissement du signal étant très brusque dans le système DSB, la disponibilité de service sera vraisemblablement de l'ordre de 90% à 99%. La marge dépendra de la bande de fréquences et de la nature du terrain. Sur la base d'une disponibilité de 99%, la Recommandation UIT-R P.1546 permet de spécifier une valeur type de 19 dB. Cependant, des mesures récemment effectuées en Europe ont montré que, en raison de divers facteurs – grande largeur du spectre du signal COFDM (1,5 MHz), faible hauteur de l'antenne de réception et utilisation d'une antenne de réception équidirective – la marge peut être ramenée à 13 dB dans les bandes des ondes métriques. La valeur mesurée de l'écart type de la distribution de probabilité du champ est substantiellement inférieure à la valeur prédite par la Recommandation UIT-R P.1546. Les résultats obtenus (voir l'Appendice X) montrent qu'une estimation prudente de la diminution de l'écart type est de l'ordre de 3 dB quand on compare un signal COFDM avec un signal d'ondes entretenues. Cela donne une diminution de 6 dB du facteur de correction lorsque l'on passe de 50% à 99% des emplacements, à savoir 13 dB au lieu de 19 dB dans le cas des ondes entretenues (ces résultats s'appliquent à la réception mobile sur une antenne de réception placée à 1,5 m au-dessus du sol).

TABLEAU 12

Calcul du champ minimal utilisable pour le Système numérique A (largeur de bande de 1,5 MHz) à 100 MHz et 1 450 MHz

Fréquence d'exploitation	**100 MHz**		**1 450 MHz**	
Polarisation	rectiligne verticale		rectiligne verticale	
Protection contre les erreurs dans la voie	code convolutif ($R = 1/2$)		code convolutif ($R = 1/2$)	
Largeur de bande de la voie	1,5 MHz		1,5 MHz	
Débit binaire utile	1 152 kbit/s		1 152 kbit/s	
Durée des symboles	1 246 µs		312 µs	
Intervalle de garde	246 µs		62 µs	
Rapport C/N requis pour un TEB de 10^{-4} (y compris les marges de mise en service du système et du matériel)	7 dB (Gaussien)	15 dB (Rayleigh)	7 dB (Gaussien)	12 dB (Rayleigh)
Limite de brouillage	2 dB	2 dB	2 dB	2 dB
Valeur minimale de C/N requise dans le récepteur	9 dB	17 dB	9 dB	14 dB
Récepteur				
Gain de l'antenne de réception	0 dBi		0 dBi	
Température de bruit de l'antenne, y compris le bruit artificiel	29 000 K		105 K	
Pertes par couplage et dans les filtres	1 dB		1 dB	
Facteur de bruit du récepteur	10 dB (2 610 K)		3 dB (290 K)	
Facteur de qualité du récepteur	$-45{,}1$ dB(K^{-1})		$-27{,}4$ dB(K^{-1})	
Champ minimal				
Constante de Boltzman	$1{,}38 \times 10^{-23}$ ($W \cdot Hz^{-1}$)K^{-1}			
Puissance minimale à l'entrée du récepteur	$-112{,}7$ dBW	$-104{,}7$ dBW	$-130{,}4$ dBW	$-125{,}4$ dBW
Ouverture équivalente de l'antenne	$-1{,}4$ dB/m^2	$-1{,}4$ dB/m^2	$-24{,}7$ dB/m^2	$-24{,}7$ dB/m^2
Puissance surfacique minimale	$-111{,}3$ dB(W/m^2)	$-103{,}3$ dB(W/m^2)	$-105{,}7$ dB(W/m^2)	$-100{,}7$ dB(W/m^2)
Champ minimal utilisable pour un bloc de fréquences de 1,5 MHz (dB(W/m^2) + 145,8 dB → dB(µV/m))	34,5 dB(µV/m)	42,5 dB(µV/m)	40,1 dB(µV/m)	45,1 dB(µV/m)

De plus, à l'intérieur d'un réseau monofréquence (mais non à la périphérie), on pourra éventuellement inclure un «gain interne de réseau» dans le bilan de puissance du signal utile.

Des mesures ont été effectuées au Canada pour évaluer la propagation dans la gamme des 1 500 MHz (non couverte par la Recommandation UIT-R P.1546). On en trouvera les résultats à l'Appendice X.

Il est nécessaire d'étudier et de mettre au point un modèle de propagation approprié, applicable aux systèmes de radiodiffusion qui font appel aux techniques d'émission numériques à large bande pour la radiodiffusion sonore numérique exigeant des disponibilités de service allant jusqu'à 99% des emplacements. Le modèle devra convenir à toutes les bandes de fréquences de radiodiffusion, y compris les nouvelles qui ont été attribuées par la CAMR-92. Cette demande a été transmise à la Commission d'études des radiocommunications compétente.

8.1.6 Réutilisation des fréquences

Pour le signal brouilleur, la marge nécessaire pour prendre en compte la condition de couverture de 99% des emplacements est aussi de 13 dB. Quant à la marge cumulée requise pour deux signaux non corrélés, à distribution log-normale, elle a pour valeur:

$$13\sqrt{2} = 18{,}1 \text{ dB}$$

S'il y a corrélation, cette valeur peut être réduite (voir le Tableau 13). Ainsi, pour une corrélation de 0,5, le facteur de correction est ramené de 18,1 à 12,8 dB.

Cela suppose $\sigma_1 = \sigma_2 = 5{,}5$ dB dans la formule qui donne le coefficient 50%-99% (2,33 est le facteur de conversion qui fait passer de la probabilité pour 50% des emplacements à la probabilité pour 99%):

$$2{,}33\ (\sigma_1 2 + \sigma_2^2 - (2\rho\ \rho_1\ \rho_2))^{1/2}$$

où sigma (σ) désigne l'écart type du signal de radiodiffusion DSB. A noter que la corrélation est une fonction de l'écart angulaire entre la source utile et la source brouilleuse. Le Tableau 13 montre comment la valeur de la correction varie en fonction du coefficient de corrélation (ρ).

TABLEAU 13

Marge de protection requise en fonction de ρ dans le cas DSB/DSB

ρ	Facteur de correction	Rapport de protection	Marge de protection
0,0	18,1	10	28,1
0,25	15,7	10	25,7
0,5	12,8	10	22,8
0,75	9,1	10	19,1
1,0	0	10	10

Le cas des signaux corrélés en emplacements nécessite un complément d'étude. Plusieurs études de corrélation ont été entreprises au Royaume-Uni.

De manière plus générale, les paramètres de planification devraient autoriser un compromis raisonnable entre, d'une part, la densité d'implantation des émetteurs requise pour obtenir la couverture recherchée et, d'autre part, la possibilité d'utiliser le même bloc de fréquences avec un programme différent dans d'autres zones.

Un moyen efficace de tenir compte du brouillage cocanal par des multiplex DSB différents consiste à inclure une marge dans la définition du champ minimum pour le brouillage admissible. Comme indiqué plus loin, on pourra alors prendre convenablement en compte le bruit et le brouillage qui s'exercent lorsque l'on appliquera les courbes de propagation de la Recommandation UIT-R P.1546 ou tout autre modèle de prévision de la propagation.

Jusqu'à présent, lorsque l'on étudiait la disponibilité de service des systèmes de radiodiffusion analogique, on traitait séparément l'influence du bruit et celle du brouillage et l'on donnait une définition distincte aux contours limités par le bruit et à ceux limités par le brouillage. Avec les nouveaux systèmes de radiodiffusion numérique, il se trouve que le brouillage cocanal causé par une émission numérique produit une élévation apparente du niveau de bruit thermique dans le récepteur, ce qui donne une plus grande marge de souplesse pour la conception des systèmes et une certaine latitude pour la répartition du bruit et du brouillage dans un bilan de liaison.

Des équations ont été établies pour calculer la somme stochastique du bruit et du brouillage dans un récepteur. Elles représentent une convolution numérique de deux distributions gaussiennes que l'ordinateur peut utiliser pour produire d'autres courbes donnant la correspondance entre les deux éléments suivants: d'une part, la marge à inclure dans le bilan d'une liaison C/N en vue d'obtenir une disponibilité de service ($C/(N+I) > T_h$) en un pourcentage donné d'emplacements (on suppose souvent une variation dans le temps en cas de réception à bord d'un véhicule) pour rendre le brouillage acceptable; d'autre part, la nécessité de limiter effectivement le brouillage (valeur du rapport I/N à ne pas dépasser pour un pourcentage d'emplacements donné).

La Fig. 36 donne les valeurs du rapport I/N à ne pas dépasser pour 50% des emplacements, en fonction de la marge introduite dans le bilan de la liaison pour rendre le brouillage admissible. Les valeurs requises de C/N et $C/(N+I)$ sont spécifiées pour 99% du temps. On a supposé un écart type de 5,5 dB pour le signal utile et le signal brouilleur, à savoir une valeur couramment utilisée pour les mesures de propagation du signal DSB.

La courbe continue de la Fig. 36 représente la règle de répartition du bruit et du brouillage en cas d'évanouissements sans corrélation sur le trajet du signal utile et sur celui du signal brouilleur. La ligne pointillée représente la règle de répartition du bruit et du brouillage dans le cas où il y a corrélation parfaite des évanouissements sur ces deux trajets.

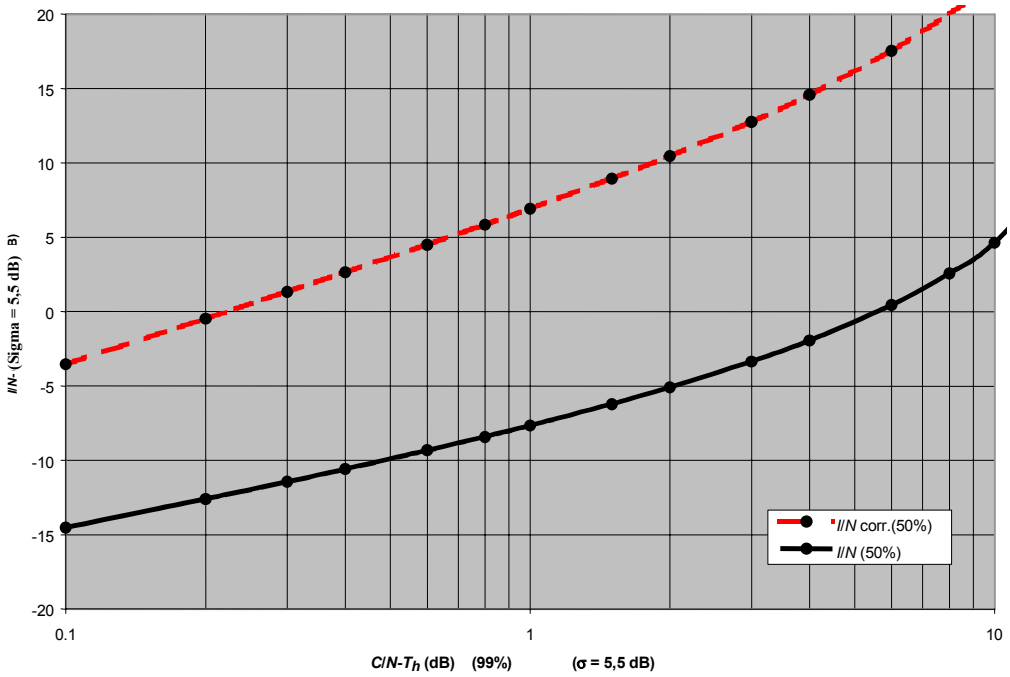
Exemple: si une marge de 1 dB est prévue dans le bilan de bruit, le niveau de I/N à ne pas dépasser pour 1% des emplacements si $\sigma = 5{,}5$ dB et si la corrélation est nulle se calculera comme suit:

$$I/N(1\%) = -7{,}66 + 5{,}5 * 2{,}33 = 5{,}16 \text{ dB}$$

En réalité, comme il existera un certain degré de corrélation entre les évanouissements respectifs du signal utile et du signal brouilleur, le niveau admissible de brouillage devrait être légèrement supérieur à 5,16 dB. De fait, pour une tolérance de 1 dB dans le bilan de C/N, la différence entre les deux moyennes des fonctions de distribution, corrélée et non corrélée, est de 14,6 dB. Cette valeur représente la marge d'amélioration possible lorsque l'on passe d'une corrélation nulle à une corrélation parfaite.

FIGURE 36

Niveau de *I*/*N* dépassé pour 50% des emplacements afin de maintenir le *C*/(*N*+*I*) au-dessus du seuil de fonctionnement du système (T_h) à 99% des emplacements



La Fig. 37 illustre les résultats correspondants pour la médiane du *C*/*I* normalisé (c'est-à-dire (C/I-T_h) à 50% de disponibilité). Même si l'on devait prévoir une marge très importante pour le brouillage dans le bilan de bruit, la réduction du niveau médian de brouillage serait limitée asymptotiquement à (C/I-T_h) = 18,1 dB.

Là encore, si l'on prévoit une marge de 1 dB dans le bilan de bruit et que le seuil du système est de 10 dB, le *C*/*N* à protéger pour 99% des emplacements est de 11 dB, et le niveau de *I*/*N* maximal pour 1% des emplacements pour σ = 5,5 dB est de 5,16 dB, comme on l'a vu plus haut. De ce fait,

$$C(99\%)/I(1\%) = 11 - 5{,}16 = 5{,}84 \text{ dB}$$

qui correspond à:

$$C(50\%)/I(50\%) = 5{,}84 + 2 \times (5{,}5 * 2{,}33) = 31{,}47 \text{ dB}$$

à savoir l'écart entre le *C*/*N* médian et le *I*/*N* médian indiqué à la Fig. 37:

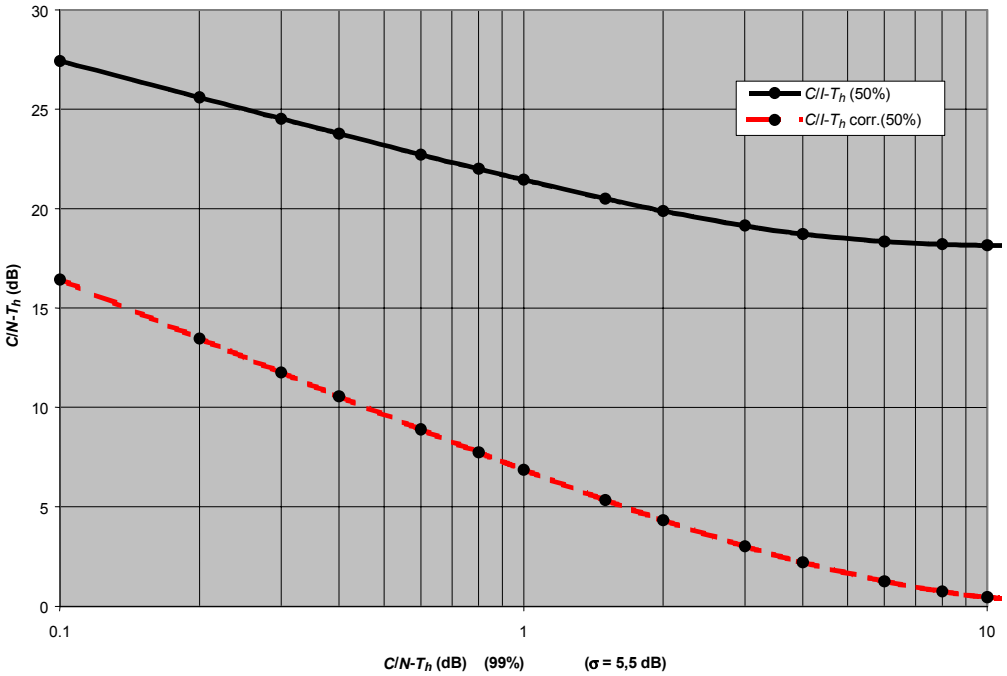
$$C/I\text{-}T_h(50\%) = 21{,}47 \text{ dB}$$

On voit par conséquent que lorsque l'on connaît l'écart type des deux mécanismes d'évanouissement de la porteuse utile et de la porteuse brouilleuse, la disponibilité de service nécessaire, et la marge à prévoir dans le bilan de la liaison *C*/*N* pour le brouillage, il est possible de calculer le niveau *I*/*N* à ne pas dépasser pour un pourcentage d'emplacements donné. On peut en déduire la valeur du rapport *C*/*I* requise dans le cas où la corrélation entre les évanouissements subis respectivement par le signal utile et par le signal brouilleur est nulle.

Les résultats de ce calcul dépendent en grande part de la valeur supposée pour l'écart type des deux mécanismes d'évanouissement agissant respectivement sur la porteuse utile et sur la porteuse brouilleuse. Il est indispensable que cet écart type soit spécifié dans les mesures de propagation.

FIGURE 37

Niveau normalisé du *C*/*I* dépassé pour 50% du temps pour maintenir la valeur du *C*/(*N* + *I*) au-dessus du seuil d'exploitation du système (T_h) 99% du temps (σ = 5,5 dB)



8.1.7 Puissance de l'émetteur

En principe, il est inutile d'imposer des limitations ou des restrictions à la puissance maximale des émetteurs de radiodiffusion DSB, à condition que les pays n'utilisent pas des puissances supérieures à celles nécessaires pour donner la qualité requise du service DSB (voir le numéro 23.3 du Règlement des radiocommunications). Cela dit, compte tenu de la largeur de spectre limitée qui sera vraisemblablement allouée aux services DSB, tout au moins pendant la phase de démarrage, il importe au plus haut point d'utiliser les fréquences attribuées de manière aussi productive que possible.

En règle générale, il convient de faire appel à un nombre assez important d'émetteurs à faible puissance dans un réseau SFN de Terre à mailles serrées (technique des petites cellules). Dans un réseau de ce type, il est aussi plus facile d'adapter la zone de couverture au réseau DSB et d'empêcher le brouillage dans les zones de service voisines. Les stations à faible puissance sont en outre plus acceptables sur le plan écologique. Autre avantage de la technique des petites cellules: elle permet d'obtenir un gain de réseau SFN en de nombreux points du réseau et, partant, d'améliorer encore la couverture. Dans les villes où des niveaux élevés de bruit artificiel sont enregistrés, l'utilisation d'émetteurs à grande puissance dans un réseau SFN n'est peut-être pas le meilleur moyen d'obtenir un service de qualité. On obtiendra éventuellement une meilleure couverture avec un réseau serré d'émetteurs à puissance plus faible. Le coût de mise en service d'un tel réseau risque cependant d'être prohibitif pour les radiodiffuseurs compte tenu des investissements financiers supplémentaires que nécessiterait l'extension des réseaux de radiodiffusion classiques existants.

De manière générale, au-dessous de 1 GHz, les radiodiffuseurs souhaiteront introduire la DSB en utilisant l'infrastructure existante de leurs réseaux MF et de télévision, à savoir les sites, émetteurs et canaux déjà en place. Pour cela, il leur faudra parfois faire appel à des émetteurs DSB de puissance assez élevée compte tenu des distances entre les sites d'émission et du pourcentage élevé de couverture des emplacements requis pour un système numérique tel que le système DSB. Dans

certains pays, l'espacement entre les émetteurs est de l'ordre de 60 à 80 km dans les réseaux MF et les réseaux de télévision. Dans quelques cas exceptionnels, il peut dépasser 100 km. On peut voir que, pour couvrir 99% des emplacements dans un réseau SFN théorique en Bande III où les émetteurs sont espacés de 60 km, la p.a.r. nécessaire est de l'ordre de 1 kW pour chacun des émetteurs du SFN, si l'on utilise les courbes de propagation de la Recommandation UIT-R P.1546 (Δh = 50 m; hauteur équivalente des antennes = 300 m). La puissance nécessaire variera considérablement selon le type de terrain, et aussi en cas de niveaux élevés de bruit artificiel. Une p.a.r. plus importante sera généralement requise en milieu urbain (valeur médiane proposée pour le supplément de puissance: 9 dB).

Il est possible de diminuer la puissance requise et, partant, la distance de réutilisation des fréquences entre les émetteurs d'un réseau SFN en employant, dans la mesure du possible, des antennes d'émission directives.

Par ailleurs, du fait que le système DSB doit fonctionner avec une grande linéarité et une faible intermodulation, le coût afférent aux amplificateurs de puissance pour la radiodiffusion DSB augmentera rapidement lorsque les puissances de sortie dépasseront 1 kW.

8.1.7.1 Distances de séparation des émetteurs

Il est nécessaire de connaître les distances de séparation minimales des émetteurs pour entreprendre la planification des fréquences. Les paragraphes qui suivent donnent les résultats de calculs de base concernant les distances de séparation, respectivement entre deux émetteurs DSB et entre un émetteur DSB et un émetteur de télévision. Tous ces calculs portent sur la Bande III.

8.1.7.1.1 Distance de séparation: DSB-DSB, cas d'un émetteur unique en ondes métriques

On suppose que l'écart type pour un signal à large spectre est de 5,5 dB dans les bandes en ondes métriques. On suppose, par ailleurs, qu'il n'y a pas de corrélation entre les valeurs de champ correspondant respectivement au signal utile et au signal brouilleur (les calculs montrant l'effet de la corrélation sont donnés au § 8.1.6). Les paramètres utilisés figurent au Tableau 14, et les résultats au Tableau 15.

TABLEAU 14

Paramètres de calcul des distances de séparation DSB-DSB, cas d'un émetteur unique en ondes métriques

Paramètre	Valeur
Champ utile minimum à protéger (DSB, Bande III)	58 dB(μV/m)
Rapport de protection, DSB-DSB	10 dB
Facteur de correction pour passer de 50% à 99% des emplacements, DSB-DSB	18 dB
Modèle de propagation pour les bandes en ondes métriques: Recommandation UIT-R P.1546	Trajets terrestres, signal brouilleur 1% du temps Trajets terrestres, signal utile 50% du temps Trajets maritimes, signal brouilleur 1% du temps Δh = 50 m
Hauteur EHAAT de l'émetteur DSB	300 m et 150 m

TABLEAU 15

Exemples de distances de séparation pour DSB-DSB (de site à site)

Emission DSB p.a.r. (kW)	Espacement des émetteurs (km)					
	Rayon de la zone de couverture (km)		100% trajet terrestre		50% terrestre + 50% maritime	
HAAT	150 m	300 m	l50 m	300 m	150 m	300 m
0,1	16	23	95	115	120	145
1,0	25	35	165	190	205	235
10,0	40	55	265	300	320	355

8.1.7.1.2 Distance de séparation: DSB-télévision, cas d'un émetteur unique en ondes métriques

Dans le cas d'un émetteur DSB brouillé par une émission de télévision, la marge requise pour protéger la radiodiffusion DSB dans les blocs B, C, D pour 99% des emplacements est calculée comme suit:

$$2{,}33\left(\sqrt{(5{,}5^2 + 5{,}5^2)}\right) = 18\,\text{dB}$$

Etant donné la coïncidence des porteuses image avec le bloc A, la marge nécessaire sera peut-être légèrement supérieure.

Les paramètres sont présentés au Tableau 16, et des exemples de distances de séparation figurent au Tableau 17.

Les exemples se rapportent à la position la moins favorable du bloc de fréquences DSB par rapport au canal de télévision. Seuls des trajets terrestres ont été pris en considération. Les distances de séparation augmentent si l'on prend en compte des trajets maritimes ou des trajets mixtes terrestre-maritime.

8.1.7.2 Distance de réutilisation entre deux réseaux SFN transportant des programmes différents[1]

Avec des réseaux monofréquence, il est possible de réduire considérablement la distance de réutilisation en radiodiffusion DSB par rapport aux exemples présentés au § 8.1.7.1.1, qui supposaient l'utilisation d'un émetteur unique DSB.

La distance de réutilisation dépend de plusieurs paramètres qui définissent le réseau SFN en radiodiffusion DSB. Certains sont brièvement exposés ci-après.

– La distance entre les émetteurs du SFN. Plus l'espacement entre les émetteurs est réduit, moins il faut de puissance. On peut ainsi obtenir une distance de réutilisation plus réduite.

– La hauteur d'antenne des différents émetteurs du SFN.

---

[1] Dans le cas de deux réseaux SFN, la distance de réutilisation se calcule comme étant la distance de séparation (minimale) entre les limites des zones de couverture des SFN.

– La puissance des émetteurs du SFN n'est pas un facteur important dans ce contexte, pour autant que l'on calcule les distances de réutilisation entre deux réseaux SFN équivalents, et que la puissance utilisée soit suffisante pour que les zones de couverture des SFN ne soient pas limitées par le bruit. La puissance de la radiodiffusion DSB est évidemment importante dans le cas général où le réseau DSB SFN de ce service de radiodiffusion est entouré par d'autres services, par exemple la télévision.

– En utilisant des antennes directives pointées sur le centre du réseau SFN, il est possible de diminuer le brouillage causé à des SFN voisins.

– En règle générale, le gain de réseau augmente en même temps que le nombre d'émetteurs du SFN, à condition que la distance entre les émetteurs ne dépasse pas l'intervalle de garde de radiodiffusion DSB. Une valeur plus élevée du gain de réseau dans le SFN a pour corollaire une diminution de la puissance nécessaire.

– Théoriquement, une diminution de l'écart type entraîne une diminution de la distance de réutilisation.

On trouvera ci-après deux exemples de distances de réutilisation des blocs de fréquences pour les réseaux SFN. Ces exemples concernent des réseaux SFN théoriques. Les résultats donnent une idée des améliorations obtenues en matière de distance de réutilisation de SFN à SFN, par rapport au cas de l'émetteur unique présenté au Tableau 15.

TABLEAU 16

Paramètres de calcul des distances de séparation DSB-télévision, cas d'un émetteur unique en ondes métriques

Paramètre	**Valeur**
Champ minimum à protéger (TV, PAL)	55 dB(μV/m)
Rapport de protection pour le brouillage DSB → TV Cas le plus favorable Cas le moins favorable	 32 dB 42 dB
Rapport de protection pour le brouillage TV → DSB Cas le plus favorable Cas le moins favorable	 0 dB –32 dB
Discrimination de polarisation, le cas échéant	16 dB
Modèle de propagation: Recommandation UIT-R P.1546	Trajets terrestres, signal brouilleur 1% du temps Trajets terrestres, signal utile 50% du temps Δh = 50 m
DSB, hauteur équivalente d'antenne	300 ou 150 m
TV, hauteur équivalente d'antenne	300 ou 150 m

TABLEAU 17

Exemples de distances de séparation minimales entre sites d'émetteurs de télévision et de DSB (cas le moins favorable)

DSB p.a.r. (kW)	TV p.a.r. (kW)	$H_{éq}$ (m)	Rayon de la zone de couverture DSB (km)	Rayon de la zone de couverture TV (km)	TV → DSB (km)	DSB → TV copolaire (km)	DSB → TV contrapolaire (km)
01	100	150	10	67	186	86	27
1	100	150	16	67	186	148	52
1,0	100	150	25	67	186	238	94
1,0	10	150	25	45	90	217	73
10,0	1	150	40	29	25	290	124
01	100	300	14	83	190	99	38
10	100	300	23	83	190	162	62
1,0	100	300	36	83	190	247	102
1,0	10	300	36	60	116	247	102
10	1	300	54	41	66	331	169

La distance de réutilisation a été calculée pour plusieurs configurations de réseaux théoriques différentes (voir le Tableau 18). Ces configurations sont définies par des valeurs différentes des hauteurs d'antenne et des distances entre émetteurs. Elles sont dites «ouvertes» ou «fermées» sur la base de la définition suivante:

Configuration fermée: configuration d'émetteurs d'un réseau SFN dans lequel les émetteurs occupent des emplacements périphériques, la discrimination d'antenne étant orientée vers l'extérieur de la zone de couverture. La discrimination d'antenne est supposée égale à 15 dB, valeur jugée raisonnable pour des émetteurs usuels.

Configuration ouverte: configuration avec émetteurs individuels (non SFN), ou avec émetteurs SFN, antennes non directives, à savoir des émetteurs externes, c'est-à-dire à l'intérieur de la zone de couverture et non à la périphérie.

Les paramètres utilisés sont les mêmes que ceux de l'exemple cité au § 8.1.7.1.1.

Le modèle de propagation utilisé est celui de la Recommandation UIT-R P.1546. Les champs brouilleurs sont déterminés à partir des courbes tracées pour 50% des emplacements et 1% du temps; les champs utiles à partir des courbes pour 50% des emplacements et 50% du temps. Pour calculer la probabilité en fonction des emplacements (couverture en 99% des emplacements), on a procédé par addition statistique des champs, en appliquant une version modifiée de la méthode log-normale. Le Tableau 19 donne un résumé des résultats relatifs aux distances de réutilisation dans les diverses configurations.

TABLEAU 18

Configurations étudiées

Configuration	Ouverte (C1)	Ouverte (C2)	Fermée (C3)	Fermée (C4)	Fermée (C5)
Distance de transmission dans le SFN (km)	60	40	60	60	40
Hauteur d'antenne (m)	300	150	150	300	150
Directivité d'antenne	non directive	non directive	directive	directive	directive
Rayon de la zone de couverture (km)					
Emetteur unique	29	20	–	–	–
Réseau SFN	81	54	52	52	34
Puissance émetteurs (kW)					
Emetteur unique	1	1	–	–	–
Réseau SFN (émetteur central)	1	1	0,1	0,01	0,01
Réseau SFN (émetteur périphérique)	1	1	1	0,1	0,1

TABLEAU 19

Distances de réutilisation (km) pour les diverses configurations

Configuration	Ouverte (C1)	Ouverte (C2)	Fermée (C3)	Fermée (C4)	Fermée (C5)
Réseau SFN	143	125	67	53	41
Emetteur unique	114	101	–	–	–

8.1.8 Méthodes de planification assistées par ordinateur

Dans la phase initiale de mise en œuvre de la radiodiffusion DSB, il est possible qu'on ne dispose que d'une largeur de spectre limitée, ce qui confère une très grande importance à la méthodologie utilisée pour l'assignation ou l'allotissement des blocs de fréquences.

On aura recours, chaque fois qu'on le pourra, aux méthodes de planification assistées par ordinateur, qui permettent une utilisation aussi efficace que possible du spectre disponible.

Le logiciel à utiliser devra éventuellement tenir compte de plusieurs paramètres, par exemple:

– la distance de réutilisation pour le même bloc de fréquences DSB;

– les différentes zones de service et les frontières de ces zones;

– les emplacements des émetteurs ayant une p.a.r. donnée et une hauteur équivalente d'antenne donnée;

– les antennes d'émission directives;

– le modèle de propagation pour la bande des ondes métriques: Recommandation UIT-R P.1546. Pour les propositions relatives à la bande des 1,5 GHz, on consultera les futurs amendements à cette Recommandation;

– les modèles de propagation nationaux;

– la protection des divers services existants, avec leurs zones de service et leurs rapports de protection différents;

– la disponibilité des blocs de fréquences attribués à la radiodiffusion DSB dans les différentes zones; et

– la topographie des terrains.

Pour la planification internationale, il convient de prévoir de longs temps de passage en machine si on utilise des programmes très évolués avec banques de données de terrain. Ce type de programme conviendrait mieux à la planification des réseaux nationaux et locaux.

8.2 Systèmes MF de Terre superposés

La planification des systèmes MF de Terre superposés requiert la protection simultanée de plusieurs signaux de diffusion: 1) le signal numérique par rapport à son signal MF hôte, et inversement; 2) le signal numérique par rapport aux canaux MF adjacents (dénommés premier canal adjacent (espacement de 200 kHz) et second canal adjacent (espacement de 400 kHz)) compte tenu de la proximité du signal IBOC en question, et inversement. Ces impératifs comptent parmi les plus complexes de l'exploitation IBOC. Les concepteurs de systèmes ont recours à plusieurs techniques: 1) éviter le chevauchement des fréquences entre le signal analogique MF hôte et le signal numérique et 2) donner une très faible densité de puissance spectrale au signal numérique. Dans le premier cas, le signal numérique est placé, par exemple, à l'extérieur du canal de diffusion de 200 kHz en Bande II et apparaît en bordure du premier canal adjacent à un niveau de puissance inférieur au «masque» limiteur de puissance de cette fréquence prescrit par l'autorité de gestion du spectre d'une administration. Cette faible puissance doit également permettre aux canaux de diffusion adjacents autorisés, situés dans le second canal adjacent et plus loin dans le spectre, de ne pas être influencés par le signal numérique. En revanche, le signal numérique devra être assez puissant pour ne pas être influencé par la puissance résiduelle hors canal de ces stations de diffusion adjacentes dans la localité ou aux distances prescrites pour les villes avoisinantes.

8.3 Radiodiffusion DSB par satellite

8.3.1 Polarisation

La polarisation des ondes radioélectriques subit une rotation lorsque les ondes traversent le champ magnétique terrestre. Ce phénomène, appelé rotation de Faraday, n'est pas négligeable pour les fréquences comprises entre 1 000 et 3 000 MHz. Compte tenu de la géométrie du trajet allant d'un satellite à une station terrienne de réception, l'angle de polarisation d'un signal reçu par rapport au signal local varie en fonction de l'emplacement géographique du récepteur par rapport au satellite. Par ailleurs, dans le cas des récepteurs d'automobile et des récepteurs portatifs, l'angle de polarisation du signal reçu varie avec l'orientation locale de l'antenne de réception, donc aussi en fonction du temps. Comme il n'est pas question de réguler l'angle de polarisation dans un récepteur de prix modique, il est clair que le choix se portera sur la polarisation circulaire pour le SRS (sonore).

8.3.2 Rapport porteuse/bruit

Dans le cas des systèmes numériques, l'objectif est défini en termes de rapport porteuse/bruit (C/N) pour une valeur donnée de la largeur de bande de bruit. Le rapport C/N peut ici s'exprimer sous la forme du rapport E_b/N_0 nécessaire pour un taux d'erreur donné, où E_0 désigne l'énergie moyenne reçue pour les bits d'information utiles et N_0, la puissance spectrale du bruit. La relation entre le C/N et le E_b/N_0 s'exprime comme suit:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{R}\left(\frac{B_N}{N}\right) = \frac{C}{N}\left(\frac{B_N}{R}\right)$$

où B_N désigne la largeur de bande du bruit et R le débit binaire utile.

Pour le Système numérique A, la valeur requise de E_b/N_0 dans une voie gaussienne pour un taux d'erreur binaire (TEB) de 10^{-4} est d'environ 8,0 dB, dans le cas d'une démodulation différentielle et d'un code ayant un débit moyen de 1/2. Pour un TEB de 10^{-5}, la valeur requise de E_b/N_0 est d'environ 9,2 dB (voir l'Annexe A, § A.1.10).

Dans une voie du type Rayleigh, une valeur caractéristique de E_b/N_0 est de l'ordre de 11 dB pour un TEB de 10^{-4} (9,5 dB pour un TEB de 10^{-3}).

8.3.3 Caractéristiques des liaisons de connexion

Les liaisons de connexion utilisées dans le SRS présentent les grandes caractéristiques suivantes:

– on peut faire appel à la discrimination de polarisation pour réduire la largeur de bande totale nécessaire;

– les antennes d'émission des stations terriennes sont très directives et ont un gain élevé. Plus la directivité est poussée, plus l'espacement orbital nécessaire à la réutilisation des fréquences est petit. Comme la directivité croît avec la fréquence, il faudra éventuellement mettre en oeuvre un système de poursuite sur l'antenne d'émission des stations terriennes;

– la disponibilité de la liaison de connexion ne doit pas influencer la qualité de service de la liaison descendante. Ce paramètre détermine directement la puissance nécessaire de la station terrienne, en fonction de la gamme de fréquences.

La largeur de bande totale nécessaire dépend de l'orbite choisie (orbites elliptiques fortement inclinées ou orbite géostationnaire) et de la stratégie appliquée pour répartir les satellites sur les positions orbitales.

Le choix de la bande de fréquences pour la liaison de connexion permettra de déterminer si une discrimination de polarisation est disponible. Si tel est le cas, la largeur de bande totale pourrait être réduite de moitié. De surcroît, la directivité de l'antenne de la liaison montante permet d'introduire une discrimination entre des satellites très proches les uns des autres.

Par ailleurs, la quantité de spectre nécessaire pour les liaisons de connexion est déterminée par le nombre de voies (ou de blocs) pouvant être transmis par un satellite. Cela dépend du diamètre de l'antenne du satellite et de la puissance radioélectrique maximale du satellite. Selon ces paramètres, on pourra disposer à court terme d'une antenne de satellite de 10 m et d'une puissance radioélectrique de 1,5 kW et, à plus long terme, d'une antenne de 20 m et une puissance de 2,5 kW.

Des études canadiennes portant sur le Système numérique A ont conclu qu'à court terme, la quantité maximale de spectre pour liaisons de connexion pouvant être utilisée dans un satellite est limitée par les contraintes indiquées ci-dessus: elle est de 30 MHz pour les liaisons descendantes sur 0,5 GHz et s'abaisse à 4 MHz pour les liaisons descendantes sur 3 GHz, quelle que soit la capacité

spectrale nécessaire pour ces liaisons. Il en va de même, à long terme, pour les fréquences 1,5 GHz et 2 GHz, la quantité maximale de spectre étant alors respectivement de 44 MHz et 18 MHz; quant aux fréquences voisines de 1 GHz et au-dessous, le spectre maximum dépend du nombre de faisceaux de liaison descendante dans lesquels on peut réutiliser la même fréquence.

8.3.4 Antennes de réception

Ce paragraphe traite des antennes des récepteurs fixes, portables et des autoradios.

8.3.4.1 Antennes pour récepteurs fixes

A poste fixe (maisons ou immeubles d'habitation ou de bureaux), on peut assurer un service de meilleure qualité au moyen d'antennes extérieures fixes à gain plus élevé (de 15 dB environ par exemple) que celles des récepteurs portables ou d'automobiles. Ainsi, une antenne de type hélicoïdal conviendrait parfaitement.

8.3.4.2 Antennes de récepteurs portables

Les études ont généralement pris pour hypothèse des antennes simples, comme des doublets croisés, à fente ou à cavité affichant un gain de l'ordre de 3 dBi à 5 dBi.

8.3.4.3 Antennes pour récepteurs portables format de poche

On dispose désormais, pour le système de positionnement global (GPS), de récepteurs portables pour communications par satellite. Ces récepteurs sont généralement équipés d'une antenne en hélice à quatre fils, longue de 5 à 10 cm, qui permet d'obtenir une couverture quasi hémisphérique. Avec les petits récepteurs portables, il est difficile de réaliser un gain fiable en raison de la proximité du corps humain. On peut envisager de monter une antenne hélicoïdale sur le casque d'écoute, position dans laquelle les variations du gain se trouveraient considérablement réduites, mais il faudrait alors utiliser un casque de conception spéciale et plus volumineux. Il est vraisemblable que le gain sera limité à 2-3 dBic[2] dans la direction du satellite et à 0 dBi à l'horizon.

8.3.4.4 Antennes d'autoradios

Les possibilités de partage et les coûts d'un système de radiodiffusion sonore par satellite dépendent en bonne part des antennes d'autoradios. En un mot, plus le gain de cette antenne est élevé, plus la p.i.r.e. par canal du satellite est faible. Les études réalisées à ce jour ont généralement supposé que le gain de l'antenne de l'autoradio était de l'ordre de 5 dBi. On a cependant mis au point des antennes en polarisation circulaire à réseaux orientables, adaptées aux automobiles et aux camions, dont les gains atteignent 6 à 12 dBi. Dans des cas particuliers, elles pourraient trouver une application dans les systèmes de radiodiffusion sonore par satellite.

Des études portant sur les antennes extérieures orientables par dispositif mécanique ou électronique ont été conduites. Elles donnent, aux latitudes moyennes et élevées, des gains acceptables et réduisent les évanouissements dus aux trajets multiples. Il peut être intéressant de remplacer les antennes d'autoradios équidirectives à faible gain par des antennes orientables à gain moyen (6 à 12 dBi). Le coût supplémentaire qu'entraînent des antennes de ce type est compensé par une plus faible p.i.r.e. du satellite, une plus grande facilité de partage avec d'autres services et une utilisation plus efficace de l'orbite et du spectre.

---

[2] dBic: dB par rapport à une source isotrope polarisée circulairement.

8.3.4.5 Réception mixte satellite/de Terre

Si on l'envisage dès le stade initial des études, la réception d'émissions de satellite et de Terre sur un même récepteur et dans la même bande de fréquences (comme dans le cas d'un service en mode mixte satellite/de Terre) a des chances de n'occasionner qu'un accroissement minimum de la complexité d'une antenne de réception commune. Il est possible de réaliser couramment des antennes de coût modique donnant un gain de 5 dBic dans la direction du satellite et de 0 dBi dans la direction horizontale. Deux possibilités se présentent pour la structure d'antenne: des antennes-mâts longues et effilées, semblables aux antennes-fouets utilisées actuellement, et des antennes imprimées à structure surbaissée. Dans le cas de l'antenne-mât, on propose un modèle en hélice à quatre fils, donnant un diagramme conique à polarisation circulaire pour un angle d'élévation donné (gain maximum: 6 dBic), avec les dimensions types suivantes: diamètre de 1 cm et longueur de 30 cm. Cette antenne serait encore capable de donner un gain appréciable dans le plan horizontal (0 dBi). La seconde structure préférée est une antenne imprimée à structure surbaissée, réalisée par un cadre à polarisation circulaire donnant un diagramme conique. Une telle antenne, avec un diamètre de 21 cm et une épaisseur de 1,5 cm, peut fournir un gain maximal de 6 dBic dans une largeur de bande de 8%, à 45°. Toutefois, les dimensions augmentent rapidement si l'on doit maximiser le gain pour un angle d'élévation plus petit. Le gain dans le plan horizontal (> 0 dBi) serait obtenu soit par une simple antenne unipolaire 1/4 (5 cm à 1,5 GHz), soit par une plaquette (*patch*) au centre de l'antenne plane circulaire, la commutation à distance étant couplée avec le sélecteur de voies du récepteur. Il existe des structures d'antenne plus complexes (par exemple, antennes orientables mécaniquement ou électroniquement), capables de donner des gains plus élevés dans la direction du satellite et dans celle de l'horizon. Le recours aux antennes actives permettra de réduire la taille des ces équipements et d'obtenir des performances comparables à celles des plus grandes antennes passives utilisées actuellement.

8.3.4.6 Antennes de coût modique pour le SRS (sonore)

Faciles à produire, les antennes de réception de coût modique sont l'un des éléments clés de la diffusion directe de programmes radiophoniques à partir de satellites. Dans le cas des récepteurs mobiles, le diagramme de rayonnement doit être équidirectif en azimut, avec un gain modeste dans la direction verticale pour un large intervalle d'angles d'élévation à la réception, par exemple de 20° à 50° aux latitudes tempérées. En revanche, s'agissant de récepteurs portatifs («récepteurs de table»), le gain d'antenne doit être aussi élevé que possible pour remédier à l'absorption par les matériaux de construction, dans les limites imposées par les dimensions physiques d'un récepteur véritablement portatif.

Des chercheurs américains ont réalisé des antennes répondant à ces spécifications et les ont testées avec succès dans des transmissions par satellite avec le Système numérique B.

Pour la réception mobile, ces antennes sont le dipôle du type *drooping* (à brins tombants) et l'antenne circulaire à plaquettes (mode TM_{21}) qui donne des gains d'environ 5 dBic. Pour la réception sur appareil portatif à l'intérieur des bâtiments, des systèmes d'antennes plates à quatre petits raccords assurent un gain de l'ordre de 13 dBic. On trouvera ci-après des renseignements plus complets sur les caractéristiques et les données techniques de ces antennes.

Les essais en grandeur réelle avec satellite ont été effectués avec un satellite-relais de poursuite et d'acquisition de données (TDRS) de la NASA, qui fonctionne à 2,05 GHz. Les antennes ont donc été réalisées pour cette fréquence et non pour l'une des fréquences attribuées au service SRS (sonore).

8.3.4.6.1 Doublets type «drooping» équidirectifs

Deux doublets de type «drooping» (S1 et S2) ont été conçus sur la base des antennes utilisées dans le service mobile par satellite (MSAT) à 1,5 GHz. Cette antenne se compose de quatre bras recourbés vers le bas; elle comporte deux bras courts (de longueur inférieure à un quart de longueur d'onde) et deux bras longs (plus d'un quart de longueur d'onde) pour assurer une meilleure polarisation circulaire, un anneau mobile de réglage d'accord pour améliorer l'adaptation d'impédance, et le dispositif est complété par un réseau de terre réglable en hauteur, pour adapter la forme du diagramme. La Fig. 38 illustre la configuration matérielle de cette antenne. Les différentes caractéristiques, à savoir l'anneau de réglage pour l'adaptation d'impédance, la longueur des doublets (bras court: 3,048 cm; bras long: 4,572 cm) et leur hauteur (8,128 cm – mesurée entre le réseau de terre et le centre des bras), ont été déterminées de manière à obtenir une performance radioélectrique optimale à 2,05 GHz. On a constaté que la hauteur de 8,128 cm permettait d'orienter le maximum du faisceau à 60° par rapport au zénith. La Fig. 39 donne un diagramme de rayonnement (mesuré) représentatif d'une de ces antennes.

FIGURE 38

Doublets «drooping» croisés

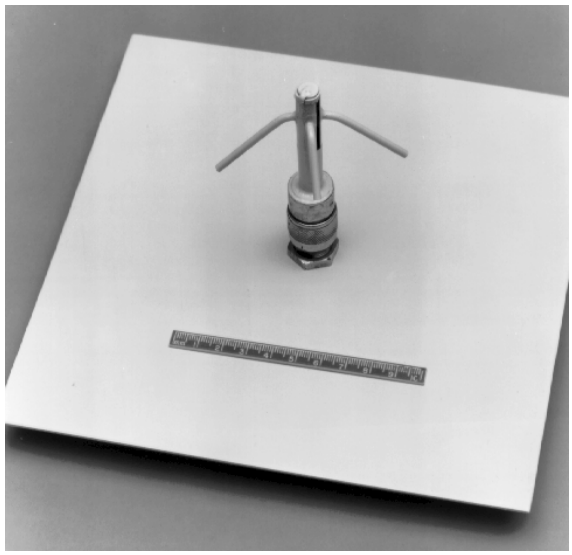
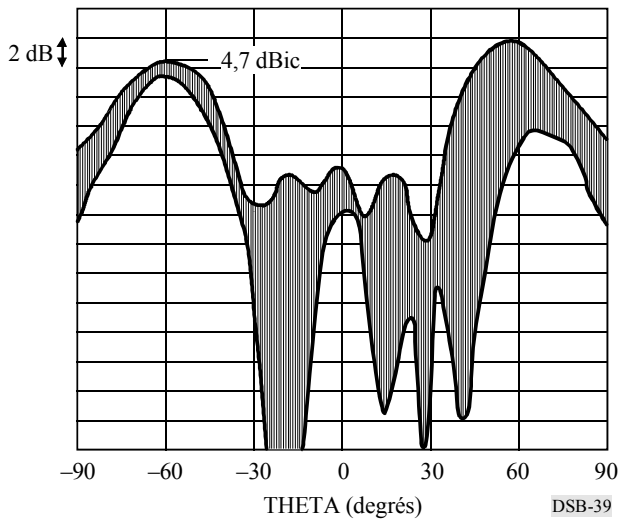


FIGURE 39

Diagramme de gain d'un doublet «drooping»



8.3.4.6.2 Antennes équidirectives à plaquettes

L'antenne circulaire à raccords (voir la Fig. 40) est une variante d'une antenne à plaquettes pour mode TM_{21} réalisée à l'origine pour la fréquence 2,295 GHz. Elle présente un diamètre de 15,24 cm, et une plaquette rayonnante supérieure de 13,21 cm de diamètre imprimée sur une plaque alvéolaire en Nomex de 1,27 cm d'épaisseur avec interposition de feuilles de Micaply de 0,127 mm. Les mesures de l'antenne à plaquettes d'origine ont été effectuées au moyen d'un système d'alimentation externe composé d'un diviseur de puissance à deux branches et de deux compteurs hybrides 90°. Pour réduire les pertes dans le circuit d'alimentation et obtenir une amplitude et une phase précises à l'entrée des quatre accès d'alimentation, on a conçu et réalisé une alimentation en ligne à ruban sur carte de circuit imprimé (PCB, *printed circuit board*) (voir la Fig. 41). Cette antenne circulaire à plaquettes comporte quatre points d'alimentation spécialisés reliés aux quatre accès de sortie de la carte PCB, qui a été conçue de manière à fournir les amplitudes et les quadratures de phase correctes (pour la polarisation circulaire droite ou RHCP) aux quatre points d'alimentation. Ainsi, l'antenne a été mesurée soit avec une alimentation à carte PCB, soit avec une alimentation externe. De fait, l'antenne avec alimentation PCB dénote un avantage de gain d'environ 1 dB et montre la conformité de l'ensemble du système d'antenne. Par ailleurs, il est possible de ramener la taille de cette antenne à raccords mode TM_{21} au diamètre de 9,525 cm en remplaçant la plaque alvéolaire à faible constante diélectrique par un substrat de 0,32 cm d'épaisseur composé de téflon et de fibres de verre (constante diélectrique = 2,17). La Fig. 42 montre un diagramme de rayonnement (mesuré) représentatif pour cette antenne.

FIGURE 40

Antenne circulaire à plaquettes mode TM_{21}

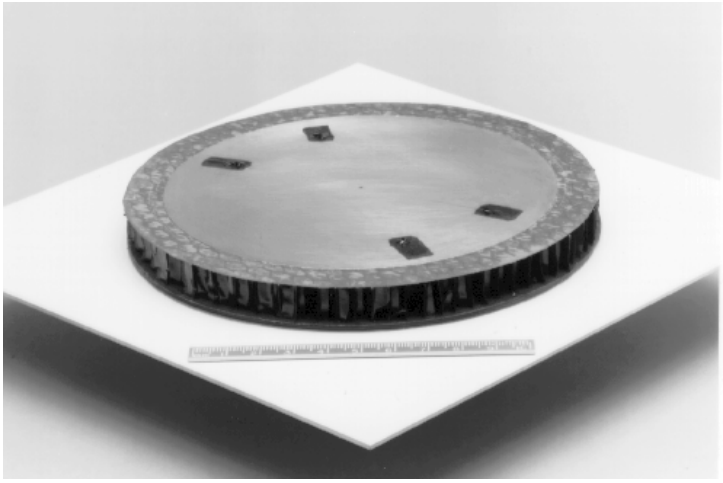


FIGURE 41

Alimentation à circuit imprimé pour antenne mode TM_2

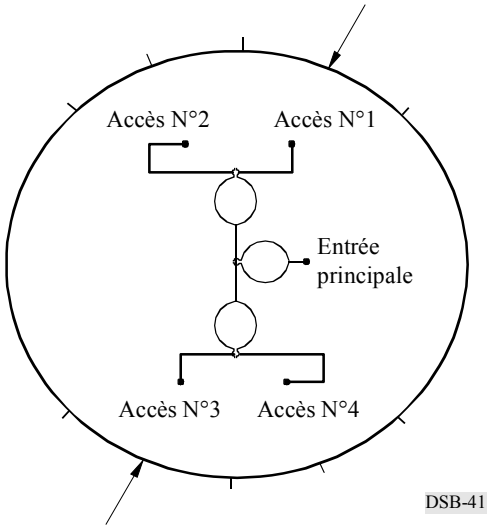
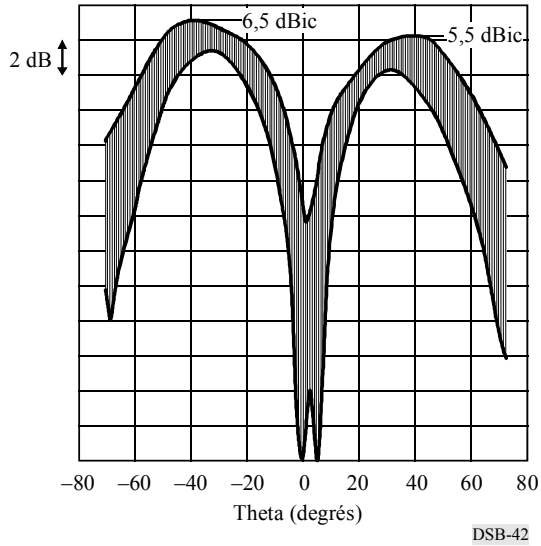


FIGURE 42

Diagramme de gain de l'antenne mode TM_{21}



Le Tableau 20 résume les valeurs du gain de crête (mesuré), la direction des maxima du faisceau et le rapport d'ondes stationnaires de tension VSWR pour les deux antennes équidirectives.

TABLEAU 20

Caractéristiques mesurées à 2,05 GHz

Type d'antenne	VSWR	Max. de rayonnement du faisceau (degrés par rapport au zénith)	Rapport axial (dB)	Gain (dBic)
Doublet «drooping» S1	1,12	60	0,6	4,8
Doublet «drooping» S2	1,22	60	1,0	4,7
Plaquette sans alimentation par PCB	1,4	36	2,0	5,5
Plaquette avec alimentation par PCB	1,56	36	2,0	6,5

8.3.4.6.3 Antennes à gain moyen

Deux antennes-réseau à plaquettes (mesurant 21,59 cm × 21,59 cm et gravées sur un substrat diélectrique de 0,32 cm d'épaisseur) ont été mises au point pour obtenir un gain maximum d'au moins 12 dBic (en rayonnement transversal). Les deux réseaux portent quatre plaquettes carrées alimentées par deux lignes microbandes orthogonales pour l'obtention d'une polarisation circulaire. L'un des réseaux est pourvu d'un système d'alimentation classique [Huang, 1986, Teshirogi *et* autres, 1985] qui assure la polarisation circulaire (voir la Fig. 43). Les quatre plaquettes carrées (côté: 4,67 cm; espacement: 10,16 cm) sont alimentées par des lignes de transmission microbande, les systèmes d'alimentation orthogonaux étant identiques. Les dimensions hors tout de l'antenne sont de 21,59 cm × 21,59 cm.

L'autre réseau (voir la Fig. 44) fait appel à la technique de l'alimentation séquentielle: les quatre éléments de plaquettes sont espacés de 8,04 cm et excités par quatre séries d'alimentations disposées dans la configuration 0°, 90°, 180° et 270°. Cette structure n'a pas seulement pour effet de rendre les

quatre séries d'alimentations symétriques; elle élimine également les modes parasites d'ordre plus élevé qui sont générés par toutes les plaquettes. On obtient ainsi une polarisation circulaire de meilleure qualité sur une largeur de bande plus étendue. On notera que l'unique sonde d'alimentation du réseau est décentrée de 90° en phase. De ce fait, les deux plaquettes supérieures sont déphasées de 180° par rapport aux deux plaquettes inférieures. La dimension hors tout de ce réseau est de 21,59 cm × 21,59 cm, les lignes de transmission imprimées du type microbande étant comprises. Les Fig. 45 et 46 illustrent les diagrammes de rayonnement mesurés de ces réseaux.

FIGURE 43

Réseau à plaquettes avec alimentation classique

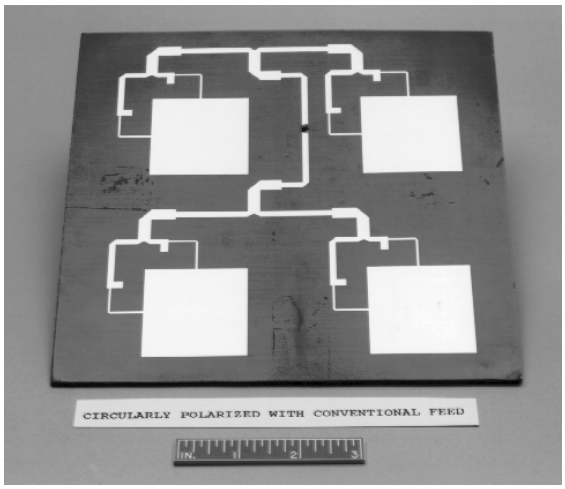


FIGURE 44

Réseau à plaquettes avec alimentation séquentielle

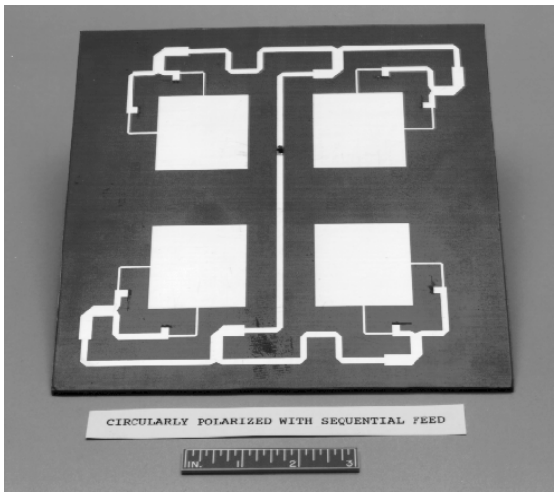


FIGURE 45

Diagramme de gain avec alimentation classique

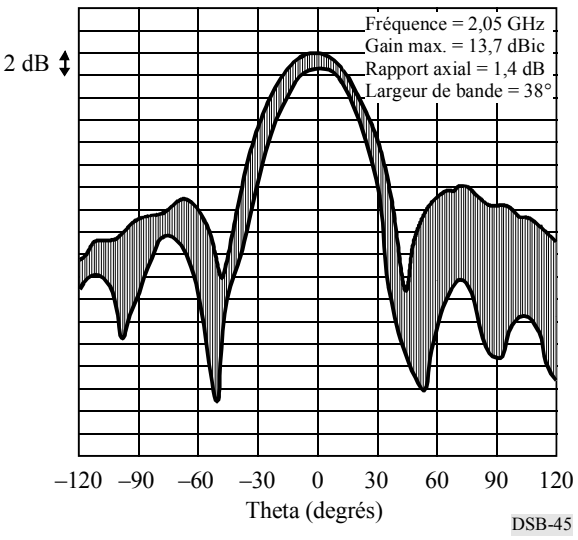
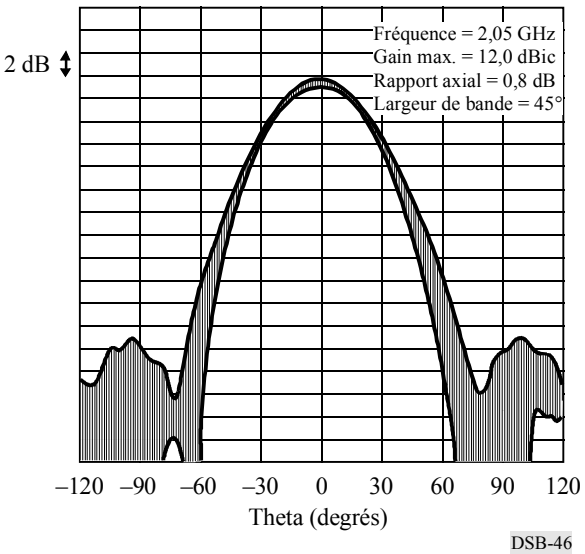


FIGURE 46

Diagramme de gain avec alimentation séquentielle



Le Tableau 21 présente la valeur mesurée des caractéristiques de ces réseaux. Il apparaît clairement que le réseau à alimentation séquentielle est supérieur au réseau à alimentation classique en termes de VSWR, de largeur de bande, de rapport axial, et de niveau des lobes latéraux. En raison de l'espacement plus serré de ses éléments, son gain maximum est légèrement inférieur à celui du dispositif à alimentation classique. A noter qu'il est possible de réduire encore la taille de l'antenne et de la ramener à 15,24 cm × 15,24 cm, en remplaçant les lignes d'alimentation par un circuit d'alimentation sur carte PCB placé derrière les éléments plaquettes rayonnants.

TABLEAU 21

Caractéristiques de l'antenne à gain moyen à 2,05 GHz

Type de réseau		Alimentation classique	Alimentation séquentielle
Gain maximum	(dBic)	13,7	12,0
VSWR		1,13	1,48
Largeur de bande	(MHz)	82	132
Ouverture de faisceau	(degrés)	38	46
Niveau des lobes latéraux	(dB)	–13	–24
Rapport axial	(dB)	1,4	0,8

8.3.5 Marges (de liaison) de propagation

Les calculs du bilan de liaison (voir le § 8.3.6) doivent prendre en compte la marge nécessaire pour remédier à des conditions de propagation défavorables. Ce paramètre, appelé marge de liaison (ou de propagation, ou de protection contre les évanouissements) est une estimation de l'affaiblissement du signal (au-delà de l'affaiblissement en visibilité directe) qui se produit sur la liaison de propagation, entre l'émetteur et le récepteur.

La marge de liaison est fonction des principaux facteurs suivants:

– fréquence d'émission;
– valeur minimum requise du rapport *C*/*N* pour un système DSB donné;
– pourcentage du nombre requis d'emplacements où le service DSB est fourni (par exemple, 50%, 90%);
– nature de la zone de couverture (rurale, suburbaine, urbaine, fortement urbanisée);
– nature des obstacles (feuillages, bâtiments);
– type de réception (mobile, appareil portatif dans un bâtiment, fixe);
– type d'antenne de réception (équidirective, directive);
– angle d'élévation (dans le cas des services de radiodiffusion DSB par satellite);
– système de modulation (analogique, numérique simple, numérique évolué);
– type de système de diffusion (terrestre, satellitaire, hybride).

Dans les calculs des bilans de liaison, la valeur spécifiée pour la marge de liaison nécessaire à l'obtention d'un rapport *C*/*N* donné dans le récepteur correspond à la limite de la zone de couverture.

A titre d'exemple, la marge de liaison relative aux systèmes analogiques peut s'échelonner de 6 dB à 25 dB (voir les cas A à E figurant dans le Rapport UIT-R BO.955-2).

Pour les systèmes numériques, ce même Rapport définit deux cas:

Cas F: il correspond aux systèmes numériques et à un véhicule qui circule dans une zone rurale très masquée, voire dans une zone très urbanisée où la sélectivité de fréquence doit être prise en compte. Le modèle retenu est la voie avec évanouissements à répartition de Rayleigh avec un affaiblissement de propagation supplémentaire moyen de 10 dB.

Pour les systèmes numériques, le cas F est directement comparable au cas B des systèmes analogiques. La marge de liaison est réduite de 5 dB car les systèmes numériques perfectionnés éliminent l'effet de l'évanouissement de Rayleigh; de ce fait, seul le facteur (10 dB) représentant la distribution log-normale du champ dans les zones de grande étendue doit être pris en compte.

Dans le cas des systèmes hybrides, la marge de liaison peut être ramenée à 5 dB pour un angle d'élévation compris entre 20° et 30°, en raison de l'utilisation d'émetteurs de complément de Terre pour combler les lacunes de la zone de couverture du satellite. Si l'on utilise un satellite en orbite elliptique très inclinée, la marge peut même être ramenée à 3 dB pour les angles d'élévation supérieurs à 60°.

Cas G: il s'applique au fonctionnement d'un récepteur portable dans une maison d'un étage. Le modèle retenu est celui de la voie à bruit blanc gaussien additif (BBGA) avec un affaiblissement de propagation supplémentaire moyen de 12 dB.

Des études complémentaires s'imposent, notamment des essais approfondis en grandeur réelle, pour obtenir des évaluations quantitatives des marges de liaison à prévoir dans différentes situations.

8.3.6 Exemples de bilans de liaison

Le Tableau 22 donne, à titre d'exemple, le bilan de liaison de Systèmes numériques A et B fonctionnant à 1,5 GHz, l'angle d'élévation étant de 17° et l'ouverture de faisceau de 1°. Il est tenu compte d'une marge de liaison (tolérance d'évanouissement) de 5 dB, car, dans les zones urbaines, le système à satellites reçoit l'appoint d'émetteurs de complément ou de réémetteurs de Terre.

8.3.7 Valeurs paramétriques des systèmes de radiodiffusion sonore par satellite projetés

L'UIT-R a adopté les Recommandations UIT-R BO.789 et UIT-R BO.1130, qui décrivent les caractéristiques souhaitables et les paramètres recommandés des systèmes de radiodiffusion sonore par satellite. Par ailleurs, plusieurs autres systèmes ont été proposés et sont utilisables dans la pratique. Le Tableau 23 présente certaines des caractéristiques de 13 systèmes envisagés pour le SRS (sonore). Il en indique les différentes valeurs lorsque celles-ci varient selon les systèmes. On trouvera une liste plus précise des paramètres de chaque système dans l'Annexe correspondante jointe au présent Rapport.

Des systèmes ont été proposés dans deux des bandes attribuées au SRS (sonore) lors de la CAMR-92: 1 452-1 492 MHz et 2 310-2 360 MHz. Le Tableau 23 indique les valeurs maximales de la densité spectrale de puissance surfacique et du seuil de puissance surfacique pour chaque bande de fréquences séparément. Il n'établit pas cette distinction pour les valeurs des autres caractéristiques systémiques.

TABLEAU 22

Bilan de liaison pour le service SRS (sonore)
(Systèmes numériques A et B) à 1,5 GHz

SYSTÈME	A	B	Unités
Polarisation	Circulaire	Circulaire	
Protection contre les erreurs dans la voie	Conv. (R = 1/2)	Conv. (R = 1/2)	
Débit binaire utile par voie[1]	256	256	kbit/s
Valeur requise de E_b/N_0	8,0[2]	3,3	dB
Valeur (théorique) de C/N_0 sur la liaison descendante	62,1	57,4	dB(Hz)
Marge de mise en service du système	1,0[3]	1,0	dB
Marge de mise en service du matériel	0,5	0,5	dB
Dégradation due à la liaison montante	0,4	0,4	dB
Tolérance de brouillage[4]	2,0	2,0	dB
Valeur requise de C/N_0 sur la liaison descendante	66,0	61,3	dB(Hz)
RECEPTEUR			
Gain de l'antenne de réception	5,0	5,0	dB
Température de bruit de l'antenne[5]	90	90	K
Pertes par couplage et dans les filtres[6]	1,0	1,0	dB
Facteur de bruit du récepteur[7]	3,0	3,0	dB
Facteur de qualité du récepteur	–22,2	–22,2	dB(K^{-1})
PROPAGATION			
Tolérance d'évanouissement[8]	5,0	5,0[9]	dB
Puissance surfacique en bordure de faisceau en visibilité directe (–3 dB)[10]	–110,6	–115,3	dB(W/m^2)
Affaiblissement par étalement (élév. = 17°)	163,0	163,0	dB
SATELLITE			
p.i.r.e sur l'axe[11]	55,4	50,7	dBW
Gain de l'antenne du satellite pour un faisceau de 1°	44,4	44,4	dB
Puissance à l'entrée de l'antenne du satellite pour un faisceau de 1° et un seul programme stéréo	11,5 12,5	6,3 4,3	dBW W

(1) Dans les conditions actuelles, l'intervalle des débits de données de sortie pour des codes sources compatibles avec un facteur de dégradation du son égal à 4,5 est de 180 kbit/s à 256 kbit/s par programme stéréo. Il est prévu de réduire encore le débit de données à l'avenir.

(2) Valeur vérifiée par la théorie et par l'expérience pour le Système numérique A. Des mesures réalisées sur un équipement prototype dans une voie gaussienne ont donné pour valeur requise de C/N 7,5 dB dans une voie à 1,5 MHz pour un TEB de 10^{-4} (voir le § A.1.10 de l'Annexe A).

(3) Inclut une perte équivalente de 1 dB provoquée par l'étalement Doppler dans un véhicule se déplaçant à 100 km/h dans une voie de Rice, dans l'hypothèse d'un facteur K de 10 dB.

Notes relatives au Tableau 22:

(4) Dans le bilan de liaison, la tolérance correspond à 37% du bruit apparent dans le récepteur; ce bruit est produit par le brouillage et contribue à un rapport de protection global de 12,7 dB contre le brouillage, ce qui permet une importante réutilisation des fréquences du service SRS (sonore). S'agissant du Système numérique A, il est possible de réduire encore de 1 dB le rapport de protection pour le ramener à 11,7 dB, en tenant compte du fait que le brouillage reçu pendant l'intervalle de garde ne doit pas être pris en considération. Lorsque l'on examine les effets du brouillage sur la performance, on peut obtenir des renseignements utiles en établissant des budgets de liaison distincts basés sur deux cas limites: d'une part, le cas où les évanouissements du signal brouilleur sont les mêmes que ceux du signal utile; d'autre part, celui où le niveau du signal brouilleur ne subit pas d'évanouissements alors que le signal utile en subit. Le fonctionnement réel d'un système SRS (sonore) représentera une combinaison statistique de ces deux cas.

(5) Inclut le bruit thermique dû au milieu ambiant, le bruit artificiel et le bruit du ciel dû à l'oxygène et à la vapeur d'eau dans un environnement suburbain (d'après la Recommandation UIT-R P.372), compte tenu de la directivité de l'antenne de réception.

(6) Il faudra éventuellement envisager des pertes plus importantes dans les filtres pour le fonctionnement dans des bandes proches de celles utilisées par les services à grande puissance, ceci afin de permettre l'emploi de filtres introduisant de grands affaiblissements et des coupures brusques.

(7) Il convient de prévoir une certaine marge dans le facteur de bruit du récepteur afin de pouvoir optimiser la linéarité de l'étage d'entrée haute fréquence en raison de la présence d'émetteurs de complément de Terre.

(8) Cette tolérance d'évanouissement est jugée suffisante pour la réception, à l'extérieur des bâtiments, d'un signal de satellite dans les milieux ruraux et suburbains. Il est recommandé d'utiliser cette valeur dans les calculs de bilan des liaisons par satellite, en tant que marge à introduire en bordure des zones de couverture. Des émetteurs de complément ou des réémetteurs devront être mis en service pour compléter la réception dans les zones urbaines. Certains prestataires de services seront peut-être amenés à augmenter la tolérance d'évanouissement afin d'être moins tributaires des émetteurs de complément de Terre.

(9) Cette valeur suppose que ce système permet (sous réserve de vérification) l'utilisation d'émetteurs de complément ou de réémetteurs de Terre dans la même voie.

(10) Aux alentours des 1,5 GHz, les différentes versions de faisceaux des satellites fourniront peut-être une zone de couverture définie, à la limite de couverture, par un niveau de signal inférieur de 2,0-2,5 dB au niveau de puissance de crête du faisceau. Il en résulte une diminution de la puissance que doit fournir le répéteur du satellite.

(11) Lorsque l'on détermine les performances globales du service SRS (sonore), il faut tenir compte du recul de puissance du répéteur de satellite requis pour assurer une bonne linéarité de fonctionnement. En l'absence de mesures effectives ou de simulations, il serait utile d'adopter une valeur de recul de 2,5 dB pour les calculs préliminaires, en supposant l'utilisation d'un répéteur linéarisé équipé d'un ATOP.

TABLEAU 23

Synthèse des valeurs paramétriques proposées pour la radiodiffusion sonore par satellite

Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	1 452-1 492, 2 310-2 360
Information concernant l'orbite	OSG, HEO
Information concernant les satellites	1 à 4 satellites par système
Polarisation	Circulaire
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	0,2; 0,3; 1,536; 2,0; 3; 5,4; 10; 20; 25; 48
Caractéristiques du signal (densité spectrale)	Diverses (pas toujours définies)
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	28 à 50 (diagramme généralement non défini) Selon la couverture 0,5 × 3,5 × 5 degrés
Densité spectrale de puissance surfacique maximale[(1)] (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	1 452-1 492 MHz –122 à –139 2 310-2 360 MHz –132 à –138
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	Pas toujours définie. De 90 à 99% des emplacements et du temps
Caractéristiques de l'antenne de réception	Généralement 0 dBi dans le plan horizontal, antenne équidirective. Normalement de 3 à 11 dBi dans le plan vertical
Brouillage admissible entre services	Pas d'informations disponibles
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	1 452-1 492 MHz –136 à –152 2 310-2 360 MHz –137 à –147,5

[(1)] Ces valeurs dépendent de la marge d'évanouissement; des valeurs de puissance surfacique supérieures pourraient donc être requises dans certains cas.

8.3.8 Paramètres notifiés à l'UIT-R pour les systèmes SRS (sonore)

8.3.8.1 Introduction

On trouvera ci-après des données relatives aux paramètres de quatorze conceptions représentatives de systèmes du SRS (sonore). Ces dernières sont décrites aux Tableaux 25 à 38; elles comprennent diverses conceptions théoriques ainsi que des propositions «fermes», dont plusieurs ont été communiquées au Bureau des radiocommunications.

Les valeurs paramétriques présentées aux Tableaux 25 à 36 sont résumées au Tableau 24.

8.3.8.2 Définition des paramètres des systèmes du SRS (sonore)

8.3.8.2.1 Paramètres d'émission

Bande de fréquences: définit laquelle des trois bandes attribuées au SRS (sonore) et au service de radiodiffusion (sonore) doit être utilisée par le système envisagé.

Orbite: le type d'orbite (OSG, HEO, LEO) et les paramètres orbitaux pertinents (inclinaison, apogée, périgée).

Satellites: le nombre et l'espacement orbital des satellites de ce système qui fonctionnent sur la même fréquence.

Polarisation: le type de polarisation utilisé pour les transmissions (circulaire, rectiligne).

Largeur de bande en RF nécessaire: c'est une mesure de la quantité de spectre contigu occupé par un signal RF type du système en fonctionnement normal. Certains systèmes peuvent émettre plusieurs signaux de cette nature.

Caractéristiques du signal: elles décrivent le spectre de puissance d'un signal type, ainsi que le nombre et l'espacement des fréquences de ces signaux. Si ces informations ne sont pas connues, une simple description du système de modulation suffira.

Diagramme et gain maximal de l'antenne: il s'agit du gain maximal ou du gain sur l'axe de l'antenne d'émission. Dans le cas des systèmes du SRS (sonore), le diagramme de l'antenne peut être défini en termes d'ouverture à mi-puissance du faisceau et d'enveloppe des lobes latéraux. Pour les antennes à faisceaux multiples, on précisera le nombre, la dimension et les directions relatives des faisceaux dans le plan horizontal.

Densité spectrale de puissance surfacique maximale: c'est la puissance surfacique maximale produite par le satellite à la surface de la Terre, en supposant un affaiblissement en espace libre, exprimée dans une largeur de bande de 4 kHz. Les valeurs indiquées dans le tableau ont été calculées à partir de la puissance surfacique totale, en admettant que la puissance rayonnée est répartie également sur l'ensemble de la largeur de bande RF occupée par le signal (cette hypothèse est raisonnable dans le cas des signaux numériques). La largeur de bande de 4 kHz est certes assez rarement employée pour définir des signaux à spectre relativement large, mais elle est fréquemment utilisée pour les services avec lesquels les systèmes du SRS (sonore) devront éventuellement partager les fréquences.

8.3.8.2.2 Paramètres de réception

Disponibilité de service requise: le pourcentage de temps, pour un pourcentage donné d'emplacements, pendant lequel le signal de radiodiffusion doit dépasser le seuil de puissance surfacique indiqué ci-dessous.

Caractéristiques de l'antenne de réception: gain, diagramme de rayonnement, discrimination de polarisation croisée.

Brouillage admissible entre services: le rapport de protection requis ou la dégradation admissible de la marge $C/(N + I)$.

Seuil de puissance surfacique: la puissance surfacique minimale qui doit être produite à l'antenne de réception, exprimée dans une largeur de bande de 4 kHz, pour que le système de réception fonctionne correctement avec l'antenne de réception décrite plus haut.

8.3.8.2.3 Exemples de systèmes du SRS (sonore)

Les tableaux qui suivent correspondent aux quatorze systèmes du SRS (sonore) donnés à titre d'exemple:

– Tableau 24 Valeurs paramétriques concernant les systèmes à satellites présentés aux Tableaux 25 à 38
– Tableau 25 Système à satellites utilisant le Système numérique A avec des satellites OSG
– Tableau 26 Système à satellites utilisant le Système numérique A avec des satellites HEO
– Tableau 27 Système à satellites utilisant le Système numérique B avec des satellites OSG
– Tableau 28 Système BSS I national projeté par les Etats-Unis d'Amérique en OSG

– Tableau 29 Système BSS II national projeté par les Etats-Unis d'Amérique en OSG
– Tableau 30 Système OSG AFRIBSS
– Tableau 31 Système OSG CARIBSS
– Tableau 32 INDOSTAR (INS)
– Tableau 33 TONGASAT-RADIO/TU-8 (TON)
– Tableau 34 ASIASAT-DAB (G)
– Tableau 35 DBSTAR 151ES (AUS)
– Tableau 36 Système OSG ASIABSS OSG
– Tableau 37 ARIB (OSG)
– Tableau 38 N-SAT-HEO1 (HEO)

TABLEAU 24

Valeurs paramétriques des systèmes du SRS (sonore) à prendre en considération dans les études portant sur le partage des fréquences

Source: Tableaux 25 à 38 du présent document	Date: 6 août 1995	
Paramètres d'émission		
Bande de fréquences (MHz)	1 452-1 492, 2 310-2 360	
Information concernant l'orbite	OSG, HEO	
Information concernant les satellites	1 à 4 satellites par système	
Polarisation	Circulaire	
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	0,2; 0,3; 1,536; 2,0; 3; 5,4; 10; 20; 25; 48	
Caractéristiques du signal (densité spectrale)	Diverses (pas toujours définies)	
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	28 à 50 (diagramme généralement non défini) Selon la couverture 0,5 × 3,5 × 5 degrés	
Densité spectrale de puissance surfacique maximale[1] (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	1 452-1 492 MHz –122 à –139	2 310-2 360 MHz –132 à 136[2]
Paramètres de réception		
Disponibilité du service requise	Pas toujours définie. De 90 à 99% des emplacements et du temps	
Caractéristiques de l'antenne de réception	Généralement 0 dBi dans le plan horizontal; antenne équidirective Normalement de 3 à 11 dBi dans le plan vertical	
Brouillage admissible entre services	Pas d'informations disponibles	
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/m^2 · 4 kHz))	1 452-1 492 MHz 136 à –152	2 310-2 360 MHz –137 à –147,5[2]

[1] Ces valeurs dépendent de la marge d'évanouissement; des valeurs de puissance surfacique supérieures pourraient donc être requises dans certains cas.

[2] Ne concerne que les mises en oeuvre des systèmes proposés décrits aux Tableaux 28 et 29.

TABLEAU 25

Système numérique A (OSG)

Source: Documents 10/73 + 10-11S/69	Date: 6 décembre 1994
Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	1 452-1 492
Information concernant l'orbite	Géostationnaire
Information concernant les satellites	
Polarisation	Circulaire
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	1,536
Caractéristiques du signal (densité spectrale)	Nominalement plat sur toute la largeur de bande en RF
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	Dépendent de la couverture demandée. Se reporter aux Fig. 47 et 48
Densité spectrale de puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · Hz)))	–122[(1)]
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	90-99%
Caractéristiques de l'antenne de réception	5 dBi. Equidirective dans le plan horizontal. 0 dBi dans le plan horizontal
Brouillage admissible entre services	2 dB
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–136

(1) Cette valeur assure une marge d'évanouissement de 5 dB.

NOTE – Se reporter aux Fig. 47 et 48 – Ces empreintes se fondent sur le plan de radiodiffusion de la CAMRSAT-77 pour la bande des 12 GHz. Le GT 6S estime cependant que le même diagramme d'antenne de référence est applicable au service SRS (sonore) dans la gamme de 1 à 3 GHz.

FIGURE 47

Exemple de faisceau OSG pour le Royaume-Uni, centré sur –2,91° E, 54,37° N

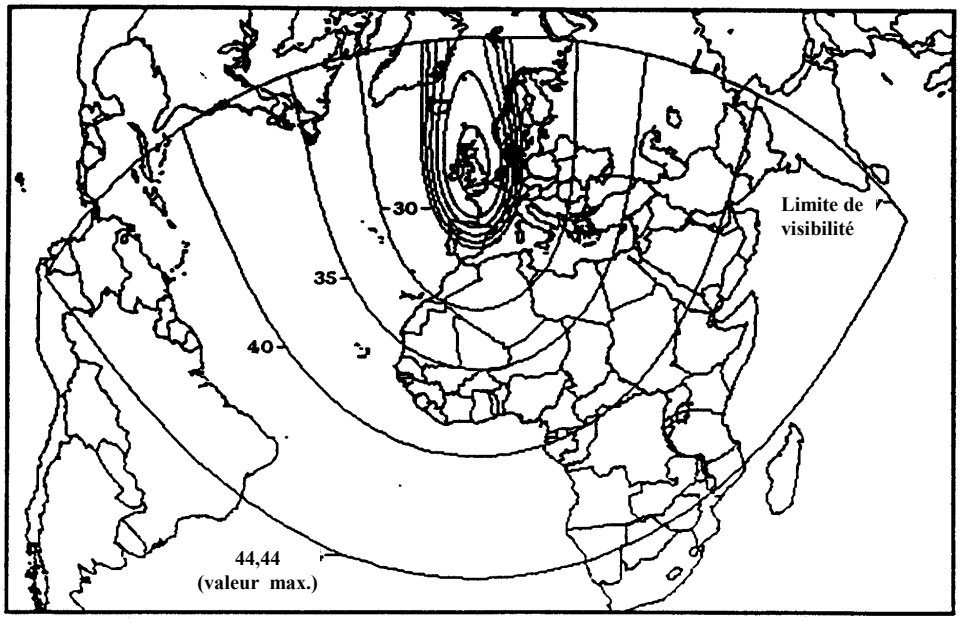


FIGURE 48

Exemple de faisceau OSG paneuropéen, centré sur 5,97° E, 45,03° N

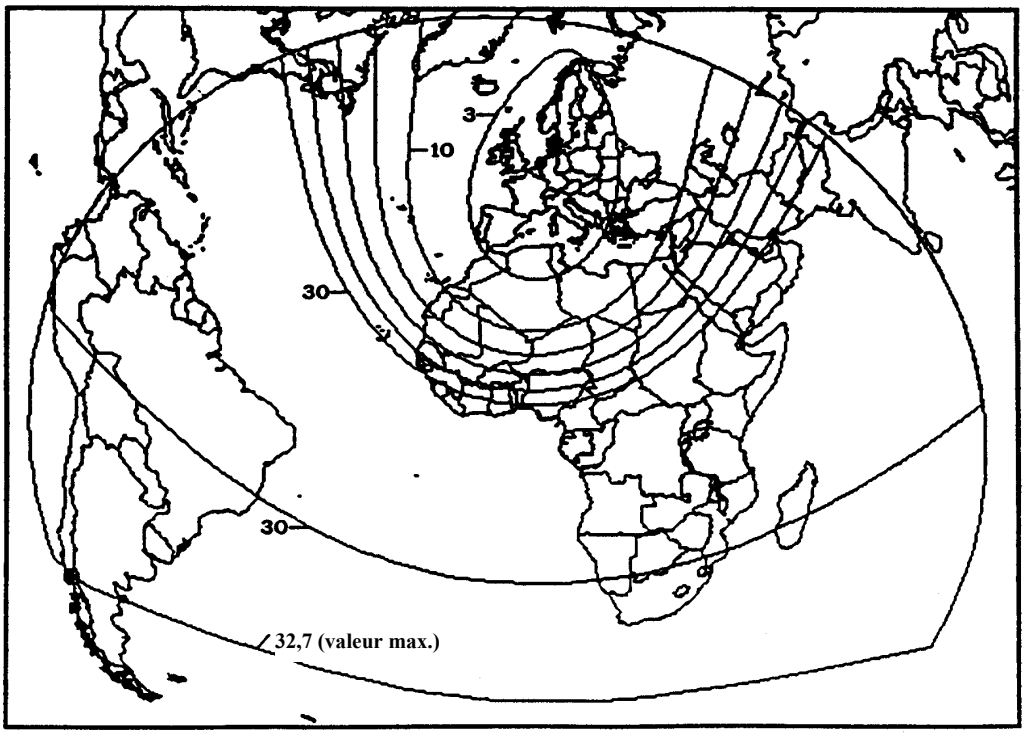


TABLEAU 26

Système numérique A (HEO)

Source: Bilans de liaison de référence de la mission ARCHIMEDES DAB, Version 2, Agence spatiale européenne, 6 juin 1994	Date: 6 décembre 1994
Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	1 452-1 492
Information concernant l'orbite	Emission directe vers l'Europe et limitée à une période de huit heures autour de l'apogée
Information concernant les satellites	
Polarisation	Circulaire
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	2,0
Caractéristiques du signal (densité spectrale)	COFDM: Multiplexage de nombreuses porteuses MDP-4. La densité spectrale est nominalement plate sur 1,5 MHz
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	32 dBi
Densité spectrale de puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–132
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	90-99%
Caractéristiques de l'antenne de réception	> 5 dBi
Brouillage admissible entre services	Aucune information n'est disponible
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–138

TABLEAU 27

Système numérique B (OSG)

Source: Doc. 10/73	Date: 28 novembre 1994
Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	2 310-2 360
Information concernant l'orbite	OSG
Information concernant les satellites	
Polarisation	Circulaire
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	0,2
Caractéristiques du signal (densité spectrale)	Aucune information, sauf en ce qui concerne la modulation MDP-4
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	Normalement 32 dB pour les faisceaux de 3/5 × 5 degrés et 50 dB pour les faisceaux ponctuels de 0,5°
Densité spectrale de puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–127
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	90-99% pour les récepteurs portatifs ou d'automobiles
Caractéristiques de l'antenne de réception	Gain de 3 à 8 dBi en direction du satellite. Equidirective dans le plan horizontal. Gain de 0 dBi en direction de l'horizon
Brouillage admissible entre services	Pas d'informations disponibles
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–138,1

TABLEAU 28

BSS I

Source: Doc. 2-2/71	Date: 7 septembre 1994
Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	2 310-2 360
Information concernant l'orbite	OSG
Information concernant les satellites	2 satellites: l'un à 93° O, l'autre à 101° O
Polarisation	Circulaire
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	5 MHz par satellite (soit 10 MHz au total)
Caractéristiques du signal	Porteuses AMRF-MDP-4
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	Généralement 32 dB sur le territoire continental des Etats-Unis d'Amérique, des faisceaux ponctuels étant dirigés vers l'Alaska, Porto Rico, Hawaii et les Iles vierges américaines
Densité spectrale de puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–132 pour chaque satellite
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	Aucune information disponible
Caractéristiques de l'antenne de réception	4-5 dBi
Brouillage admissible entre services	Aucune information disponible
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–137

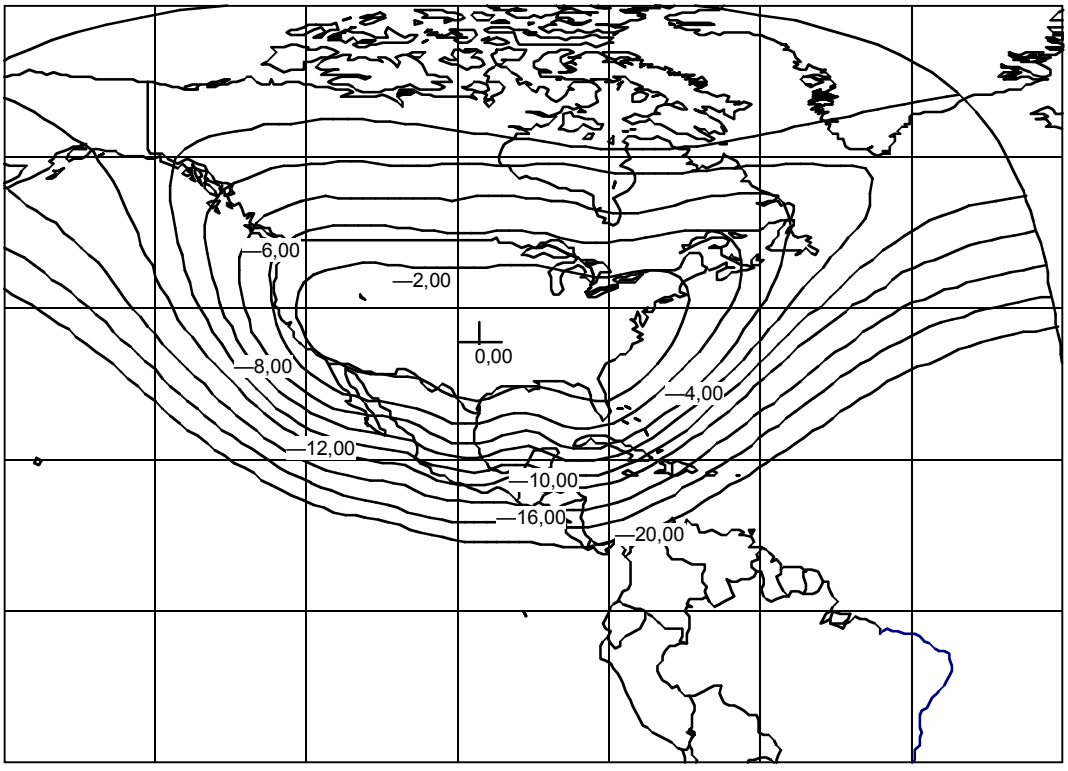
TABLEAU 29

BSS II

Source: Doc. 2-2/71	Date: 7 septembre 1994
Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	2 310-2 360
Information concernant l'orbite	OSG
Information concernant les satellites	2 satellites, l'un à 80° O, l'autre à 110° O
Polarisation	Circulaire
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	10 MHz pour chaque satellite (soit 20 MHz au total)
Caractéristiques du signal	MRT 8 Mbit/s MDP-8
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	32 dBi sur le territoire continental des Etats-Unis d'Amérique (se reporter à la Fig. 49)
Densité spectrale de puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–136 pour chaque satellite
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	> 99% à tous les emplacements non masqués
Caractéristiques de l'antenne de réception	3 dBi pour une élévation située entre 20° et 60°; équidirective en azimut
Brouillage admissible entre services	Aucune information disponible
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–143

FIGURE 49

BSS II en OSG
Gain d'antenne et contours de la zone de service



DSB-49

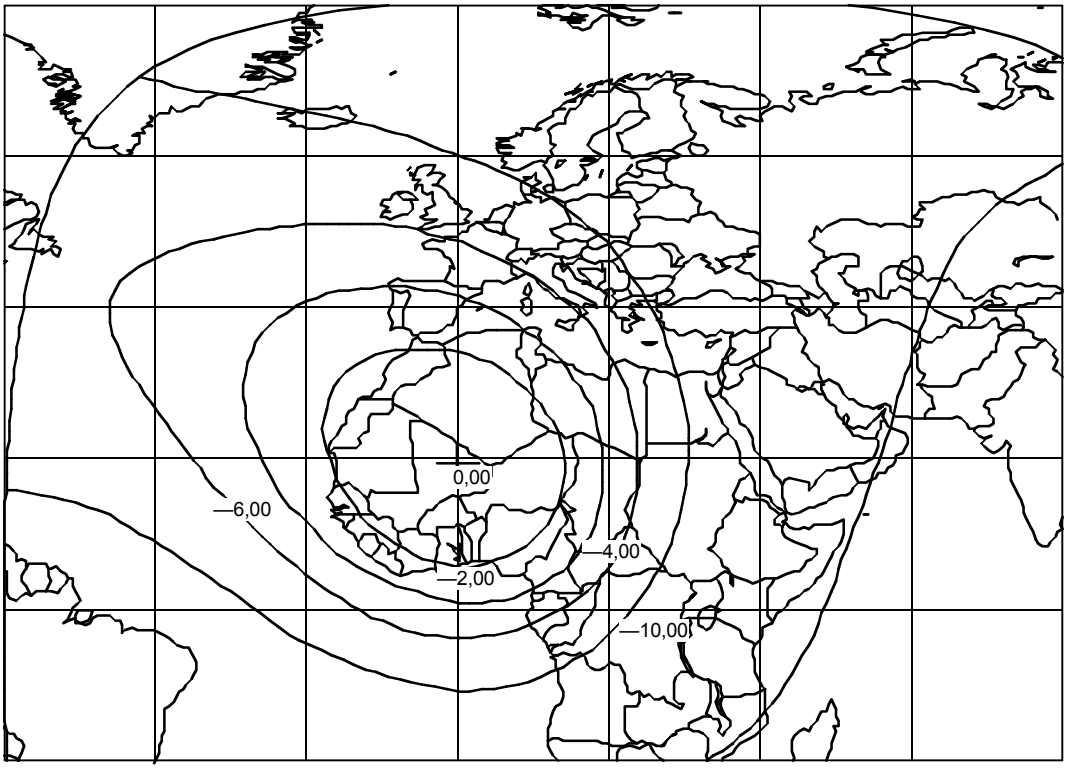
TABLEAU 30

AFRIBSS en OSG

Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	1 467-1 492
Information concernant l'orbite	Géostationnaire 21°
Information concernant les satellites	Une station spatiale
Polarisation	Polarisation circulaire gauche et droite
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	3,22
Caractéristiques du signal	96 voies temporelles de 16 kbit/s par porteuse, MDP-4, p.i.r.e. de 49,8 dBW par porteuse (en bordure de la zone de couverture)
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	29,7; 3 faisceaux; ouverture de faisceau de 5,8° (voir la Fig. 50)
Densité spectrale de puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · 4kHz)))	–138
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	99% du mois le plus défavorable pour les récepteurs fixes
Caractéristiques de l'antenne de réception	11 dBi. Ouverture à mi-puissance du faisceau: 60°
Brouillage admissible entre services	C/I = 16 dB; $C/N + I$ = 12 dB
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4kHz)))	–152

FIGURE 50

AFRIBSS en OSG
Gain d'antenne et contours de la zone de service



DSB-50

TABLEAU 31

CARIBSS en OSG

Source: Doc. 10-11S/55-E	Date: 6 décembre 1994
Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	1 467-1 492
Information concernant l'orbite	Géostationnaire à 95 °O
Information concernant les satellites	Une seule station spatiale
Polarisation	Circulaire
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	3
Caractéristiques du signal (densité spectrale)	Modulation MDP-4, 24 voies temporelles, p.i.r.e. de 49,8 dBW par multiplex
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	29,7 (voir la Fig. 51)
Densité spectrale de puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–139
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	90 à 99% des emplacements et du temps pour les récepteurs portatifs et automobiles
Caractéristiques de l'antenne de réception	Gain de 4 à 11 dBi (voir la Fig. 52)
Brouillage admissible entre services	Rapport de protection *C*/*I*: 16 dB
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–152

FIGURE 51

CARIBSS en OSG

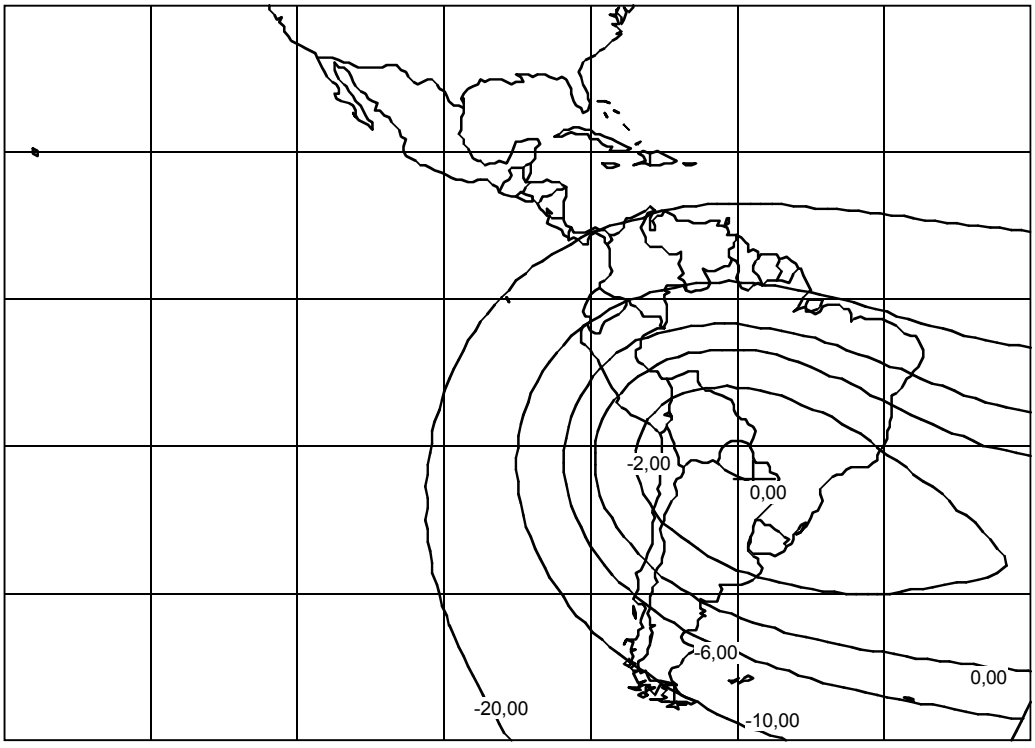


FIGURE 52

INTBSS-1: Diagramme de rayonnement de l'antenne de la station terrienne

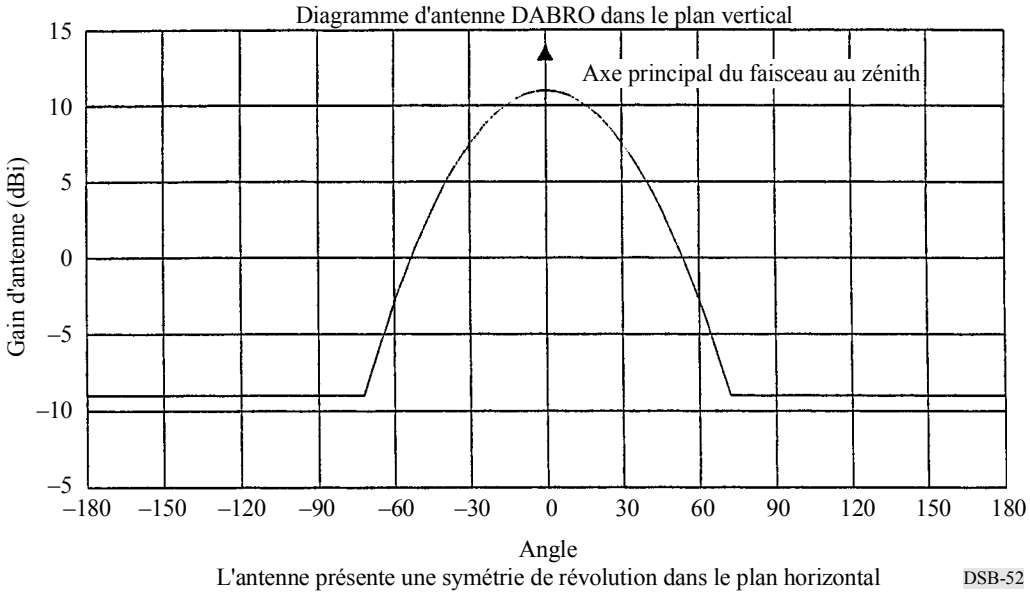


TABLEAU 32

INDOSTAR (INS)

Source: RES 33/C/17-20, Doc. 2-2/123	Date: 6 décembre 1994
Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	1 467-1 492
Information concernant l'orbite	OSG 107,6° E et 119° E
Information concernant les satellites	Quatre stations spatiales (deux à chaque emplacement)
Polarisation	Circulaire
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	300 kHz/porteuse
Caractéristiques du signal (densité spectrale)	Porteuses numériques de 300 kHz
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	28 dBi, se reporter aux Fig. 53 à 56
Densité spectrale de puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–137
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	90 à 99% des emplacements et du temps pour les récepteurs portatifs et automobiles
Caractéristiques de l'antenne de réception	2,0 à 9,8 dBi
Brouillage admissible entre services	Aucune information disponible
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–148 à –140 (selon le gain de l'antenne)

FIGURE 53

INDOSTAR-1 – Contours de gain de l'antenne d'émission et zone de service de la station spatiale

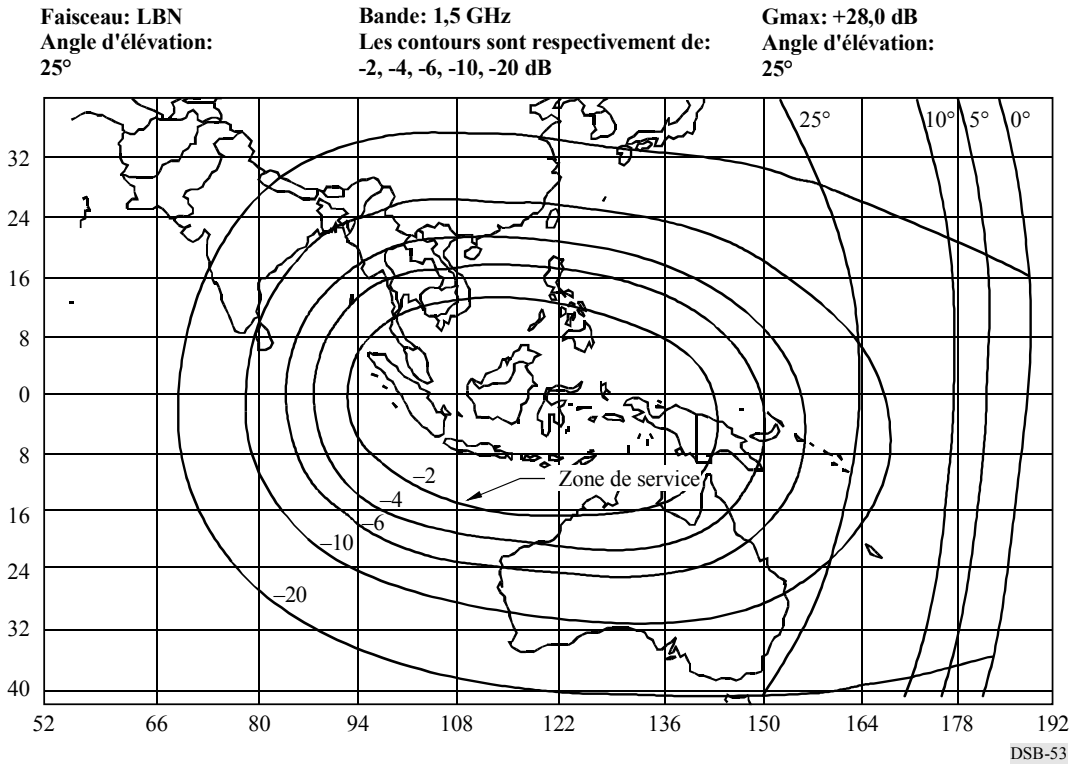


FIGURE 54

INDOSTAR-2 – Contours de gain de l'antenne d'émission et zone de service de la station spatiale

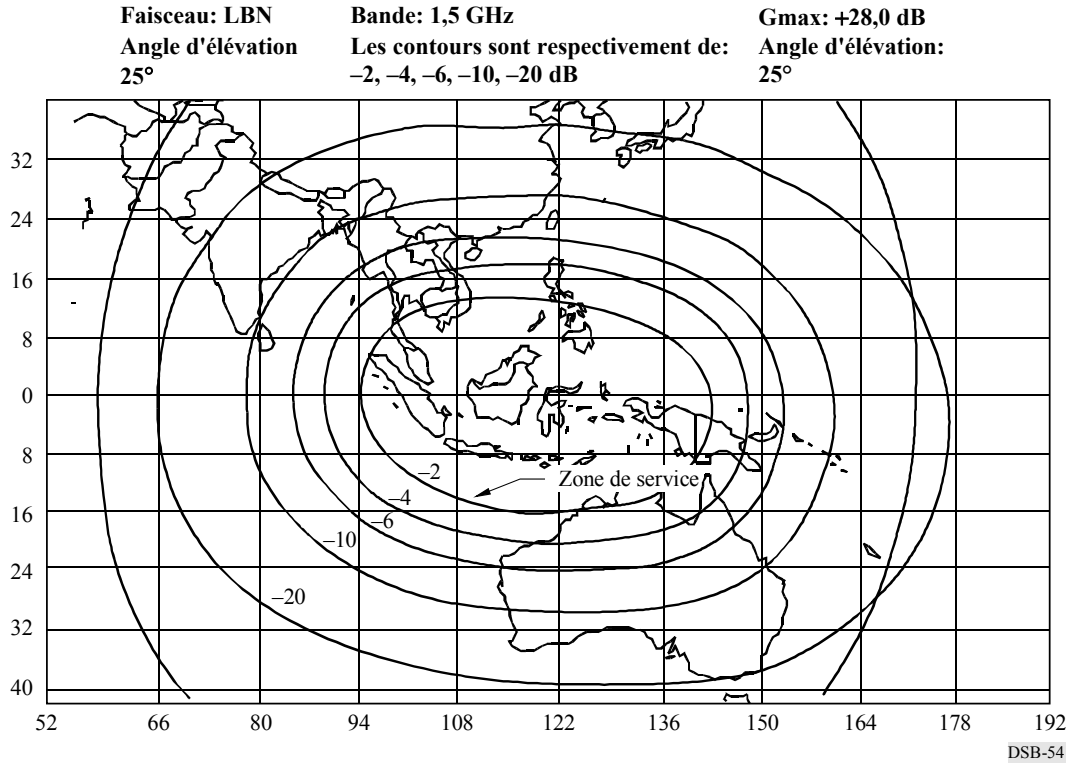


FIGURE 55

INDOSTAR-3 – Contours de gain de l'antenne d'émission et zone de service de la station spatiale

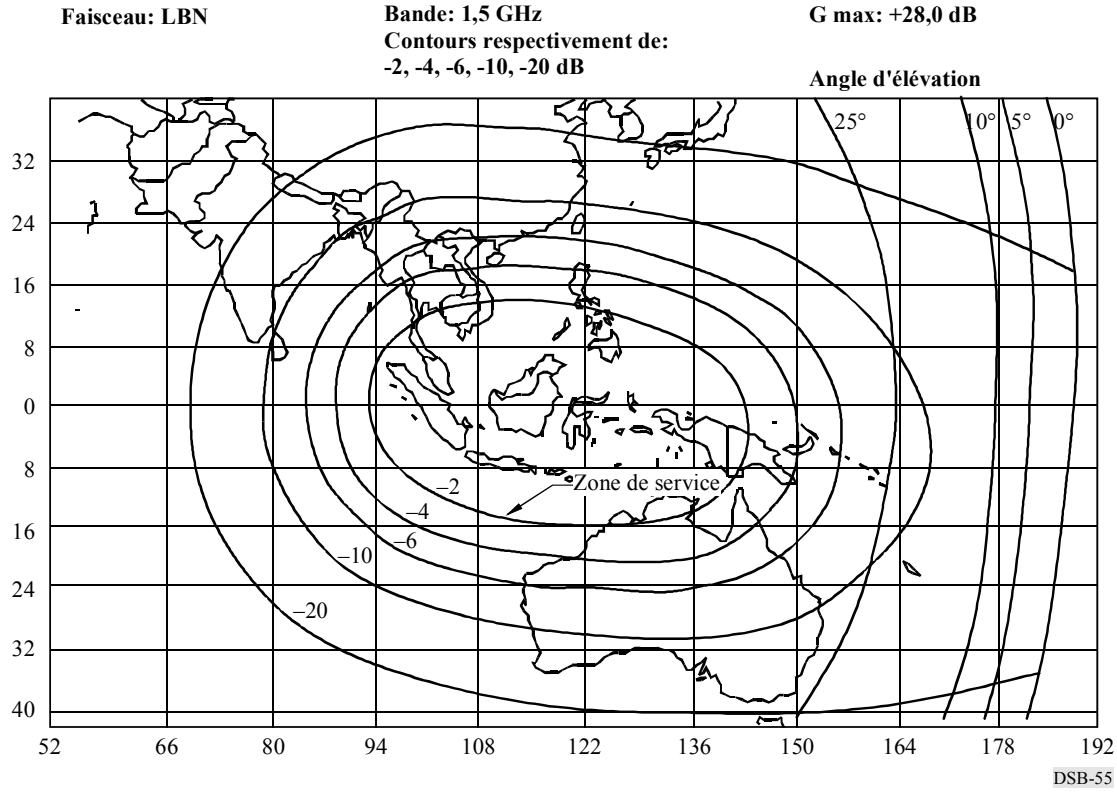


FIGURE 56

INDOSTAR-4 – Contours de gain de l'antenne d'émission et zone de service de la station spatiale

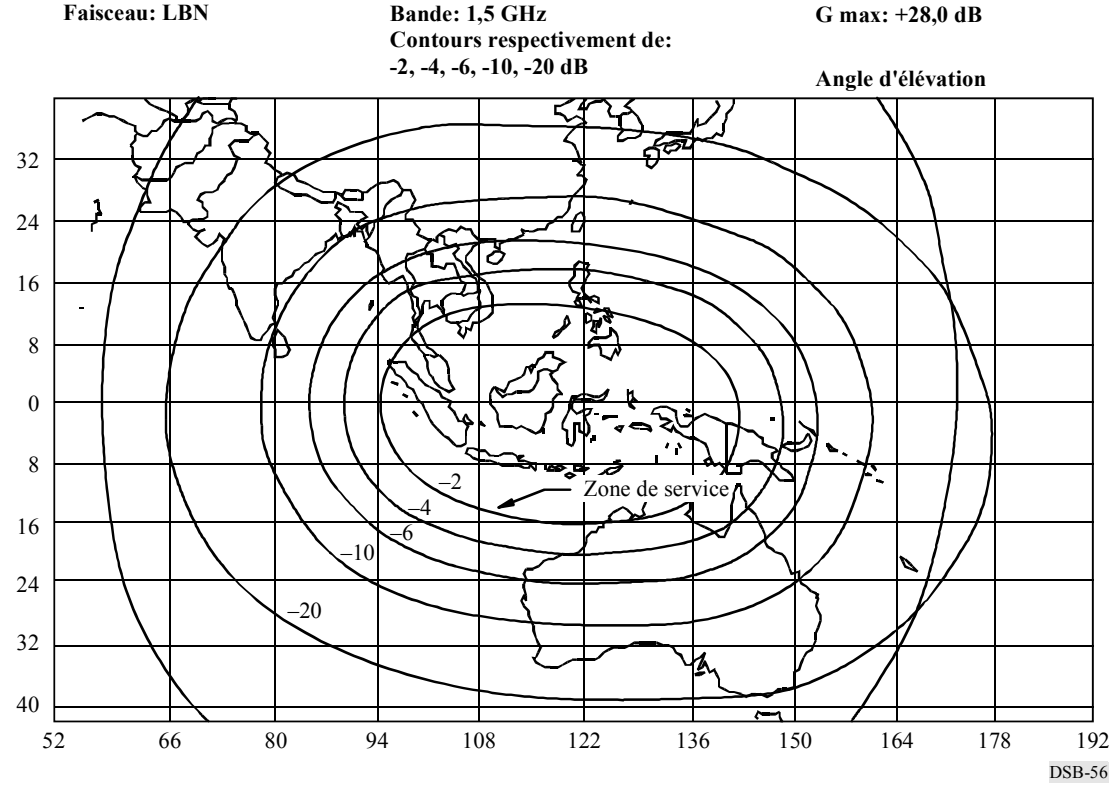


TABLEAU 33

TONGASAT-radio/TV-8 (TON)

Source: RES 33/A/23	Date: 17 novembre 1992
Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	1 467-1 492
Information concernant l'orbite	HEO (35 786 km), inclinaison de 15° à 45°
Information concernant les satellites	De 1 à 6
Polarisation	Aucune information disponible
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	Aucune information disponible
Caractéristiques du signal	Aucune information disponible
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	25 dBi, faisceau orientable
Densité spectrale de puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–123,1
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	Aucune information disponible
Caractéristiques de l'antenne de réception	Non directive, 545 K et 600 K
Brouillage admissible entre services	Aucune information disponible
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	Aucune information disponible

TABLEAU 34

ASIASAT-DAB (G)

Source: RES 33/A/33-34	Date: 10 mai 1994
Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	1 467-1 492
Information concernant l'orbite	OSG (inclinaison de 9°)
Information concernant les satellites	2 satellites, l'un à 100,5° E, l'autre à 105,5° E
Polarisation	Aucune information disponible
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	300 kHz par voie
Caractéristiques du signal	Modulation hybride: porteuses de 300 kHz
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	30,0 dBi, faisceau orientable
Densité spectrale de puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–131,1
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	Aucune information disponible
Caractéristiques de l'antenne de réception	7,5 dBi, 230 K
Brouillage admissible entre services	Aucune information disponible
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	Aucune information disponible

TABLEAU 35

DBSTAR 151E5 (AUS)

Source: RES 33/A/35	Date: 6 décembre 1994
Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	1 467-1 492
Information concernant l'orbite	OSG (inclinaison de 5°)
Information concernant les satellites	1 satellite à 151,5° E
Polarisation	Circulaire
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	1,536 MHz par émission
Caractéristiques du signal	Normalement plat sur toute la largeur de bande radioélectrique
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	29,5; 37,0; 36,0; 35,0 et 36,0 dBi. Se reporter aux Fig. 57 à 60
Densité spectrale de puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–122
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	90 à 99%
Caractéristiques de l'antenne de réception	5 dBi, équidirective dans le plan horizontal; 0 dBi dans le plan horizontal
Brouillage admissible entre services	2 dB
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–136

NOTE 1 – Sur la base du Tableau 5 du Document 2-2/TEMP/44(Rév.2).

FIGURE 57

DBSTAR 151E5 – Contours de gain de l'antenne d'émission de la station spatiale

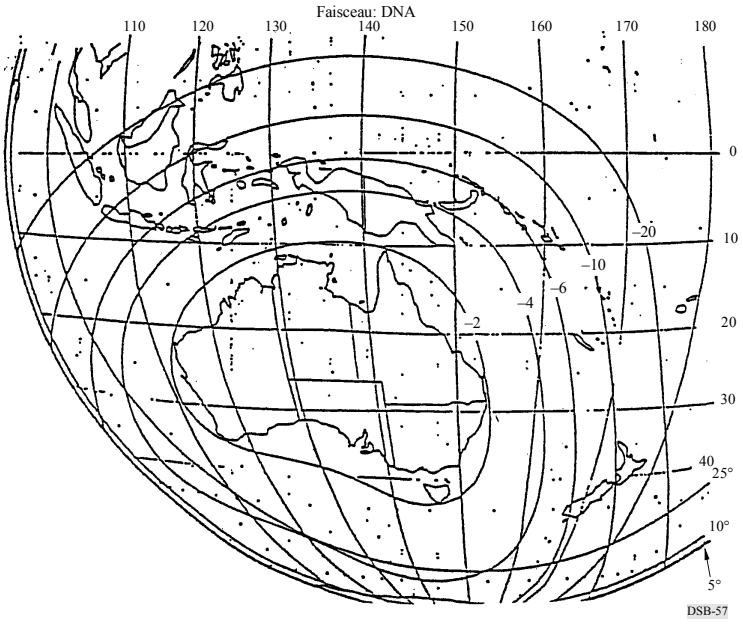


FIGURE 58

DBSTAR 151E5 – Contours de gain de l'antenne d'émission de la station spatiale



FIGURE 59

DBSTAR 151E5 – Contours de gain de l'antenne d'émission de la station spatiale



FIGURE 60

DBSTAR 151E5 – Contours de gain de l'antenne d'émission de la station spatiale

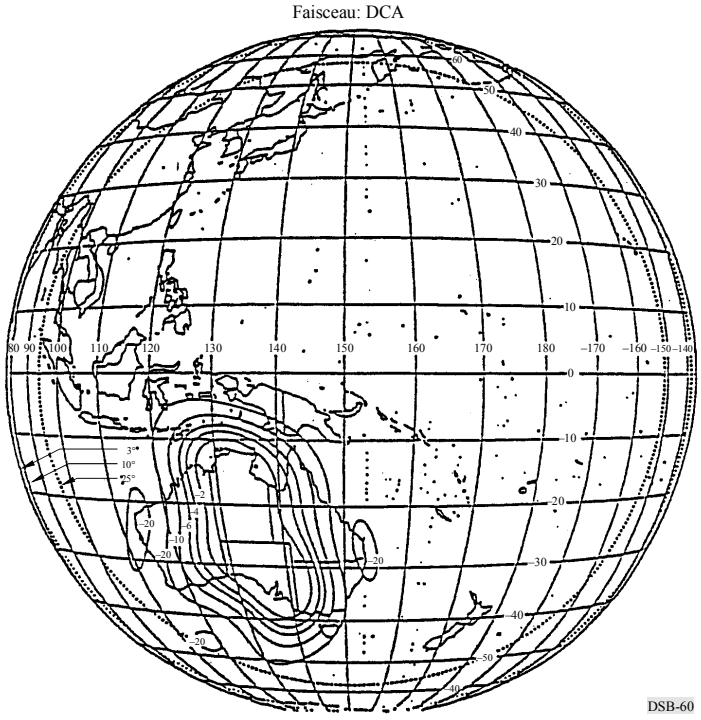


TABLEAU 36

ASIABSS (OSG)

Source: réunion de janvier 1998 du GT 10-11S	Date: 20 janvier 1998
Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	1 467-1 492
Information concernant l'orbite	Géostationnaire à 105 °E
Information concernant les satellites	Une seule station spatiale
Polarisation	Circulaire
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	3
Caractéristiques du signal (densité spectrale)	Modulation MDP-4; 24 voies temporelles, p.i.r.e. de 49,8 dBW par multiplex
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	29,7
Densité spectrale de puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–139
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	90-99% des emplacements et du temps pour les récepteurs portatifs et automobiles
Caractéristiques de l'antenne de réception	Gain de 4 à 11 dBi (se reporter à la Fig. 52)
Brouillage admissible entre services	Rapport de protection *C*/*I*: 16 dB
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–152

TABLEAU 37

ARIB (OSG)*

Source: Document 10-11S/215-E	Date: 10 septembre 1999
Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	Bande de 2,6 GHz assignée au service SRS (sonore)
Information concernant l'orbite	Géostationnaire
Information concernant les satellites	Une seule station spatiale
Polarisation	Circulaire
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	25
Caractéristiques du signal (densité spectrale)	Modulation MDP-4, multiplexage MRC
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	40 dBi
Densité spectrale de puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–128,5
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	plus de 99% en visibilité directe
Caractéristiques de l'antenne de réception	2,5 dBi, équidirective en azimut
Brouillage admissible entre services	Etudes approfondies
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–136,5

* Les données présentées ici se fondent sur le système E décrit à l'Annexe E.

TABLEAU 38

N-SAT-HEO1 (HEO)*

Source: Document 10-11S/236(Rév.1)	Date: 29 septembre 1999
Paramètres d'émission	
Bande de fréquences (MHz)	Bande de 2,6 GHz attribuée au service SRS (sonore)
Information concernant l'orbite	HEO. Se reporter au Tableau 39
Information concernant les satellites	De 3 à 5 satellites par système
Polarisation	Circulaire
Largeur de bande en RF nécessaire (MHz)	25
Caractéristiques du signal (densité spectrale)	Modulation MDP-4, multiplexage MRC
Diagramme et gain (dBi) maximal de l'antenne	42 dBi
Densité spectrale de puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–127,7
Paramètres de réception	
Disponibilité du service requise	Plus de 99% en visibilité directe
Caractéristiques de l'antenne de réception	7 dBi vers le zénith; équidirective en azimut
Brouillage admissible entre services	Etudes approfondies nécessaires
Valeur seuil de la puissance surfacique (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	–141

* Calculs effectués à titre d'exemple sur la base de satellites HEO avec une inclinaison orbitale de 40 à 50° et des paramètres du système E.

Le système sommairement décrit au Tableau 38 suppose une orbite HEO qui fournit l'angle d'élévation le plus élevé à l'arc de service actif à l'intérieur d'une zone de service située dans une région de latitude moyenne. Du fait que l'arc actif est proche du zénith au-dessus de la zone de service, les systèmes SRS qui utilisent une orbite elliptique très inclinée fournissent en permanence des angles d'élévation opérationnels élevés. Cette situation est avantageuse pour les régions comprenant de grandes villes hérissées de bâtiments élevés, ainsi que pour les régions très montagneuses.

Le Tableau 39 indique les caractéristiques d'une orbite optimisée pour les pays de latitude moyenne. Avec un système composé de trois à cinq satellites, cette orbite peut assurer un service permanent, 24 heures sur 24, à tous les points de la zone de service de latitude moyenne, avec des angles d'élévation élevés.

La Fig. 61 montre la trace au sol du système décrit au Tableau 39. La pointe de la «goutte d'eau», dessinée en gras, indique l'arc actif dans lequel, à tout moment, l'un des satellites au moins est situé.

Le graphique présenté à la Fig. 62 donne l'angle d'élévation, selon les heures de la journée, d'une constellation de trois satellites affichant les paramètres orbitaux indiqués au Tableau 39, tel qu'il apparaît depuis Tokyo. On constate que chaque satellite serait visible huit heures par jour, avec un angle d'élévation supérieur à 79°, ce qui assurerait une couverture ininterrompue, 24 heures sur 24, avec le même angle d'élévation minimum.

TABLEAU 39

Caractéristiques d'une orbite elliptique fortement inclinée (HEO) type optimisée pour les régions de latitude moyenne

Paramètres orbitaux	Valeur
Forme de l'orbite	Elliptique
Altitude de l'apogée	44 640,5 km
Altitude du périgée	26 931,55 km
Excentricité	0,21
Argument du périgée	270° nominal
Angle d'inclinaison	42,5°
Période	23 h et 56 min
Nombre de satellites	De 3 à 5

La Fig. 63 illustre l'incidence de l'angle d'élévation sur la qualité des communications. Elle compare la profondeur de l'évanouissement provoqué par les arbres en bordure de route quand un satellite est exploité à 40°, 45° et 70° respectivement. Ce graphique a été établi d'après des calculs fondés sur la méthode décrite dans la Recommandation UIT-R P.681-3 pour le système SRS à 2,6 GHz. On peut constater, par exemple, qu'une liaison de communication affichera une profondeur d'évanouissement de 1 dB avec une probabilité de 10% quand l'angle d'élévation est de 70°, et de 10 dB, avec la même probabilité de 10%, quand cet angle est de 40°. La définition d'une marge de liaison appropriée au niveau du satellite permettra d'accroître la disponibilité du service.

FIGURE 61

Exemple de trace au sol d'une orbite elliptique fortement inclinée (l'arc actif est dessiné en gras)

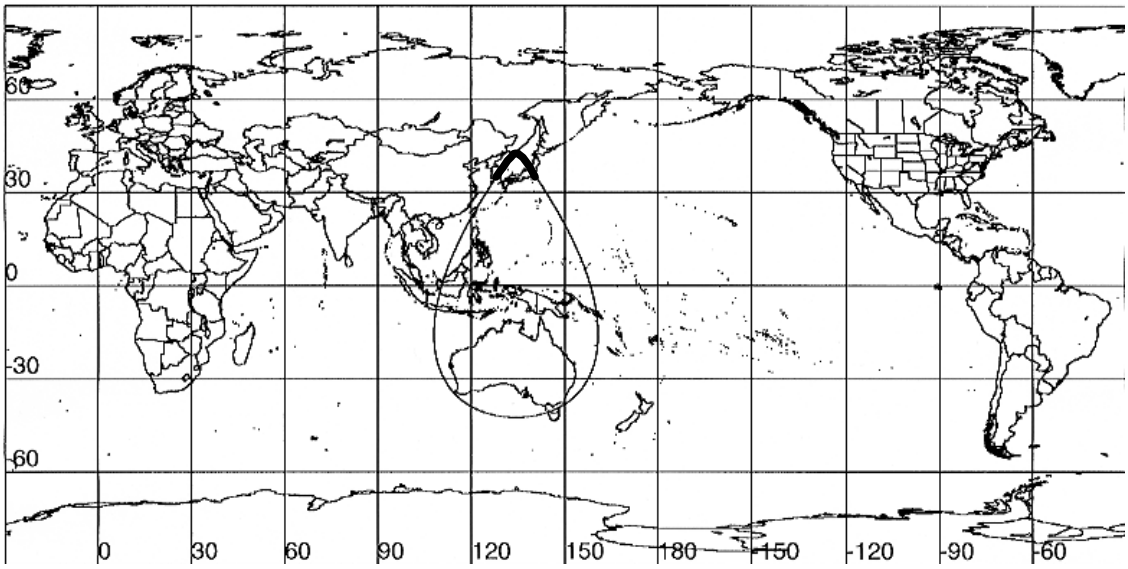


FIGURE 62

Angle d'élévation obtenu à partir d'un système à satellites HEO type à Tokyo

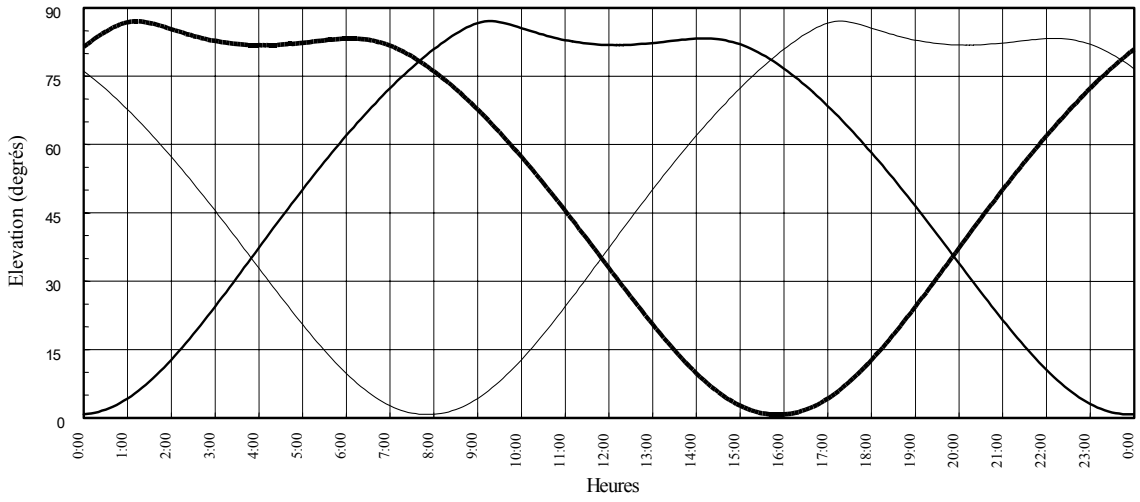
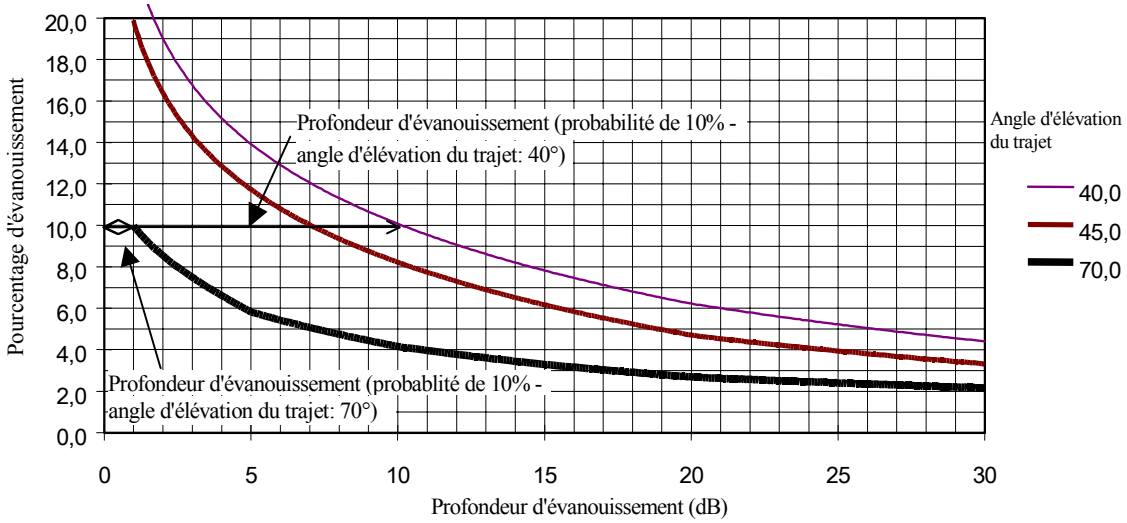


FIGURE 63

Profondeur de l'évanouissement provoqué par les arbres plantés en bordure de route dans les systèmes SRS à 2,6 GHz



8.4 Radiodiffusion DSB en mode mixte satellite/de Terre

8.4.1 Scénarios de couverture

Il s'agit d'augmenter au maximum le spectre et la souplesse dans l'exploitation d'un service de radiodiffusion sonore, en utilisant la même bande de fréquences pour la radiodiffusion par satellite et pour la radiodiffusion de Terre. Toutes les voies non attribuées au SRS pour une zone de service donnée pourraient être utilisées pour la radiodiffusion de Terre à condition d'assurer, d'une part, la distance habituelle de réutilisation des fréquences dans une même voie dictée par la robustesse du format de transmission et, d'autre part, la séparation des voies adjacentes, qui dépend de l'affaiblissement produit par les filtres et de la linéarité des étages d'entrée des récepteurs. Il faudra

accroître la puissance de l'émetteur de radiodiffusion de Terre pour contrebalancer le surcroît de brouillage que lui causera le satellite qui dessert les zones de couverture voisines. Si un radiodiffuseur exploitant un service de Terre est disposé à augmenter sa puissance d'émission ou à accepter une diminution de sa couverture, la fréquence pourra être réutilisée très près de la limite de la zone de couverture d'un satellite; cette distance peut par exemple ne pas dépasser une centaine de kilomètres moyennant une augmentation de quelque 15 dB de la p.a.r. requise dans le service de Terre. A des distances inférieures, le service de Terre commencerait à perturber la réception des signaux du satellite. Ce problème est traité plus en détail au § 3.3.

L'utilisation conjointe de la bande des 1 500 MHz par la radiodiffusion par satellite et la radiodiffusion de Terre signifie qu'au stade de la planification des services, et surtout au stade initial de l'attribution des fréquences, il faut savoir quels seront les faisceaux du satellite de manière à pouvoir déterminer les fréquences que le service de Terre pourra utiliser. Ce surcroît de complexité au stade de la planification est largement compensé par l'amélioration du rendement spectral résultant de l'utilisation de la bande en mode mixte.

Afin de démontrer que l'utilisation de la bande des 1 500 MHz en mode mixte satellite/de Terre permet une utilisation plus efficace du spectre, plusieurs exercices de couverture ont été réalisés. Pour cela, on a porté au maximum la couverture d'une région à partir d'un satellite et défini la zone dans laquelle la réutilisation du même spectre était possible dans le service de Terre.

On trouvera ci-après la description de deux scénarios de couverture qui mettent en évidence la possibilité de réutilisation des fréquences de satellite par le service de radiodiffusion de Terre.

8.4.1.1 Brouillage entre satellites

Pour maximiser la couverture des satellites géostationnaires, on a recherché le groupe le plus proche de zones de couverture dans lesquelles la réutilisation des fréquences serait possible. Il a tout d'abord fallu définir une discrimination minimale requise à partir de l'antenne du satellite de manière à déterminer le plus petit espacement compatible avec la réutilisation. En prenant pour base la valeur du rapport de protection contre le brouillage total (11,7 dB) pour la marge de 2 dB figurant dans le bilan de la liaison par satellite (voir le Tableau 22), il convient d'ajouter 5 dB pour le cas où le satellite brouilleur est en position de visibilité directe et où le signal du satellite utile est reçu avec l'évanouissement le plus profond admis dans le bilan de la liaison (soit 5 dB). On doit ajouter encore 3 dB pour tenir compte du fait que le brouillage peut être causé par plus d'un satellite (le satellite le plus brouilleur produit 50% du brouillage total). La discrimination totale nécessaire pour la réutilisation de la fréquence dans une zone de couverture voisine du satellite est donc de 19,7 dB.

La Fig. 64 illustre un exemple hypothétique pour l'Amérique du Nord. On voit que les faisceaux les plus proches dans lesquels on peut réutiliser la même fréquence dans l'Est du Canada sont le faisceau des provinces maritimes et celui qui couvre la province du Manitoba et la moitié du Saskatchewan. La figure montre que les deux contours à –19,7 dB du satellite passent juste à côté de ces deux zones de service. De la même manière, le faisceau du Mexique nord est le faisceau nord-américain le plus proche dont le contour à –19,7 dB passe juste à côté des contours précédents. Il s'agit donc des trois faisceaux les plus proches les uns des autres dans lesquels le satellite peut réutiliser la même fréquence. Il convient de noter que ce raisonnement est fondé sur une hypothèse assez prudente: 37% du bilan de bruit sont réservés pour la tolérance de brouillage, ce qui entraîne une augmentation de 2 dB de la puissance satellite requise. Si l'on partait d'une hypothèse plus risquée – par exemple, une marge de brouillage de 1 dB au lieu de 2 dB (c'est-à-dire une diminution de 1 dB de la puissance satellite) – il faudrait prévoir un espacement plus important entre les zones de couverture où la même fréquence pourrait être réutilisée, ce qui augmenterait les possibilités de réutilisation par le service de Terre.

8.4.1.2 Brouillage du service de Terre par le satellite

Avec les valeurs admises dans le Tableau 22, on calcule comme suit la valeur de *C*/*N* nécessaire pour obtenir une réception satisfaisante des signaux du satellite:

6,5 dB	(valeur de base du *C*/*N* demandée, mesurée, voir l'Annexe A)
1,0 dB	(marge Doppler)
0,5 dB	(marge de mise en service du matériel, voir l'Annexe A)
0,4 dB	(puissance admissible de bruit sur la liaison montante)
2,0 dB	(limite de brouillage)
10,4 dB	(valeur de *C*/*N* requise pour réception satisfaisante des signaux du satellite)

La valeur maximale effective de *C*/*N* pour la réception en visibilité directe sera supérieure de 5 dB à ce total (dans l'hypothèse d'une marge de protection maximale contre les évanouissements pour le satellite), soit 15,4 dB. Cette valeur correspond à la puissance surfacique maximale pouvant être reçue d'un satellite en bordure du faisceau. Elle sera utilisée comme niveau maximal du brouillage causé par le satellite. La valeur de seuil d'un récepteur fonctionnant dans un environnement Rayleigh de Terre peut être calculée comme suit à partir des valeurs proposées au § 8.1.3:

12,0 dB	(*C*/*N* minimum requis dans un environnement Rayleigh de Terre)
2,0 dB	(limite de brouillage)
14,0 dB	

La différence entre le *C*/*N* requis de l'émetteur de Terre et le *C*/*N* équivalent dans le récepteur, correspondant au cas du brouillage maximal produit par le satellite, est la suivante:

15,4 dB – 14,0 dB = 1,4 dB

Le calcul de la discrimination de faisceau satellite nécessaire pour donner le même niveau de brouillage que le bruit thermique dans le récepteur se calcule donc comme suit:

3,0 dB	(du centre vers le bord du faisceau du satellite)
1,4 dB	(différence entre le *C*/*N* du satellite et le *C*/*N* de Terre)
14,0 dB	(valeur minimum nécessaire du *C*/*N* de Terre)
18,4 dB	(discrimination demandée du faisceau satellite)

A ce niveau de discrimination, il faudrait augmenter la puissance de l'émetteur de Terre de 3 dB pour contrebalancer le brouillage produit par le satellite puisque celui-ci représente nominalement 50% de la puissance de bruit présente à l'entrée du récepteur.

L'utilisation d'un logiciel d'adaptation du faisceau satellite a permis de déterminer le faisceau elliptique minimal de satellite nécessaire pour fournir le service de radiodiffusion DSB dans des zones de couverture données. Les hypothèses suivantes ont été retenues pour définir les faisceaux: 0,6° pour l'ouverture de faisceau minimale de l'antenne d'émission du satellite, et 10° pour l'angle d'élévation minimal du satellite. Sur chaque carte, les surfaces ombrées indiquent les zones de service visées. Comme l'indiquent les Fig. 64 et 65, la totalité de la zone de service doit être contenue à l'intérieur du contour à 3 dB du faisceau du satellite.

La Fig. 64 présente, à titre d'exemple, un scénario de couverture pour l'Amérique du Nord qui indique les trois faisceaux les plus proches capables d'éviter mutuellement leurs contours respectifs de –19,7 dB. C'est là le critère pour que chacun de ces faisceaux puisse réutiliser la même fréquence sans provoquer de brouillage. La Figure fait également apparaître, pour les trois faisceaux, les contours de discrimination à –18,4 dB au-delà desquels la même fréquence peut être utilisée par la radiodiffusion de Terre. Pour des raisons de lisibilité, on n'a pas tracé les contours à –19,7 dB; les contours à –18,4 dB en donnent toutefois une idée approximative. On voit que dans la majeure partie de l'est des Etats-Unis d'Amérique, la région la plus peuplée du pays, il est possible de

réutiliser pour la radiodiffusion de Terre la même fréquence que celle des trois faisceaux de satellite; au pire, il faudra augmenter de 3 dB la puissance de l'émetteur de Terre si celui-ci se trouve près des contours des faisceaux. Cette augmentation, de 3 dB au départ, décroît lentement à mesure que le point d'implantation de l'émetteur de Terre s'éloigne des contours à –18,4 dB. On comprend aisément que ces conditions peuvent représenter un accroissement important de l'utilisation du spectre.

FIGURE 64

Amérique du Nord: faisceaux de satellite les plus proches utilisant la même voie, et zones d'utilisation possible de la même fréquence par la radiodiffusion de Terre

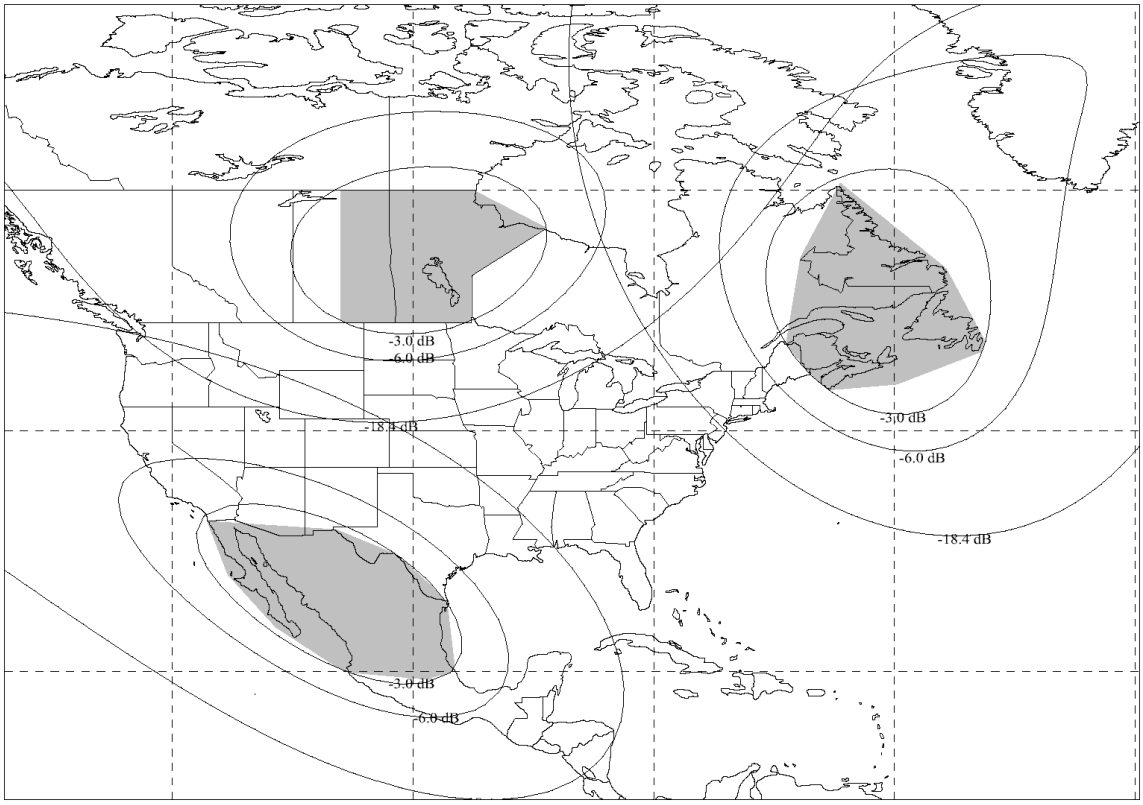
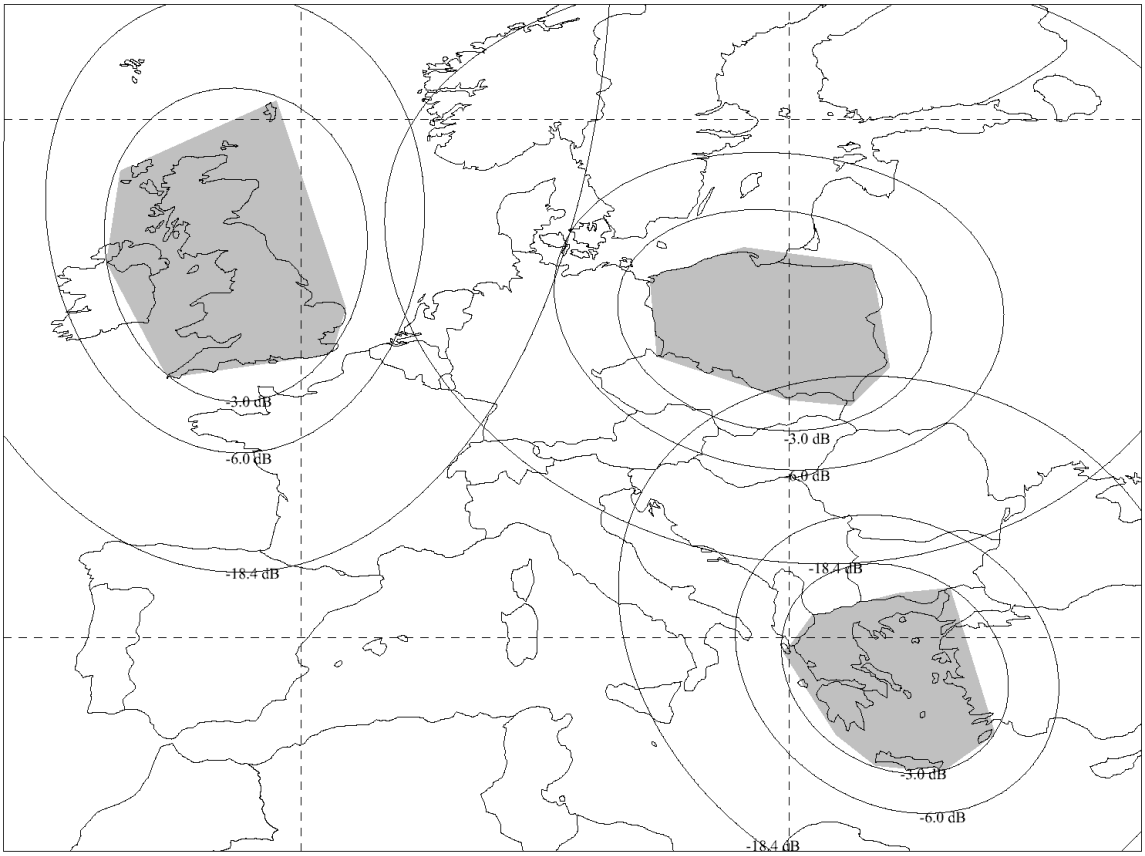


FIGURE 65

Europe: faisceaux de satellite les plus proches utilisant la même voie, et zones d'utilisation possible de la même fréquence par la radiodiffusion de Terre



Le même exercice a été réalisé pour l'Europe (voir la Fig. 65) en supposant que le service est assuré par un satellite géostationnaire. La Figure montre que les pays européens les plus proches les uns des autres où la même fréquence est réutilisable – compte tenu de la discrimination nécessaire de 19,7 dB pour l'antenne du satellite – sont le Royaume-Uni, la Pologne et la Grèce. On notera, d'après les contours à –18,4 dB, que la même fréquence peut être réutilisée pour la radiodiffusion de Terre dans la majeure partie de l'Espagne, dans le sud de la France et sur la plus grande part du territoire de la Suisse et de l'Italie. Ces exercices ont été à nouveau réalisés pour les mêmes zones, en supposant des satellites placés sur une orbite elliptique fortement inclinée, telle celle envisagée dans le programme «Archimède» de l'Agence spatiale européenne (ESA). Les résultats obtenus en matière de réutilisation des fréquences sont très voisins de ceux indiqués plus haut.

8.4.2 Réutilisation des fréquences

On a généralement besoin de plusieurs faisceaux de satellite pour assurer la couverture de zones étendues dans un pays de grande superficie ou sur un continent. Dans chaque faisceau, on utilise un bloc de fréquences déterminé pour diffuser un seul programme radiophonique (dans le cas du SCPC) ou plusieurs d'entre eux. Ce bloc de fréquences peut être réutilisé dans un autre faisceau couvrant une zone géographique éloignée, à condition que les deux faisceaux ne se brouillent pas mutuellement. La distance de séparation entre deux faisceaux utilisant le même bloc de fréquences dépend de l'ouverture des faisceaux et des rapports de protection contre le brouillage nécessaires pour un système de radiodiffusion DSB. En règle générale, plus le faisceau est étroit, plus la gamme de fréquences peut être réutilisée. Tous les blocs de fréquences mis en oeuvre dans une zone de

couverture donnée peuvent être additionnés pour fournir la largeur de bande totale requise. Le facteur de réutilisation des fréquences se définit comme le rapport du nombre de faisceaux au nombre de blocs de fréquences utilisés.

Dans le cas du multiplexage OFDM, le bloc de fréquences doit être assez large pour neutraliser la sélectivité en fréquence de la voie. Les différentes porteuses associées à un programme donné doivent être nettement séparées en fréquence, de manière à ce qu'elles soient décorrellées et ne subissent par d'évanouissements simultanés. Il a été démontré qu'un bloc de fréquences de quelque 1,75 MHz (bandes de garde comprises) est satisfaisant sur le plan technique et peut loger six programmes stéréophoniques de haute qualité. On peut élaborer des scénarios de couverture afin de déterminer le nombre de voies nécessaires pour couvrir plusieurs zones de service; bien entendu, ce nombre dépendra des hypothèses faites en matière de couverture et de rapports de protection.

En Europe, l'UER a élaboré un programme informatique qui produit des scénarios de couverture à partir des hypothèses suivantes:

– le diagramme d'antenne de satellite spécifié par la CAMR-77 et jugé réalisable à 1 GHz; et

– un rapport de protection dans la même voie de 15 dB, et un rapport de protection vis-à-vis de la voie adjacente de 6 dB.

Les principaux résultats de cette étude sont consignés dans le Tableau 40.

TABLEAU 40

Réutilisation des fréquences

Scénarios de couverture	National	Supranational	Paneuropéen
Nombre de faisceaux	35 (Europe) ou 70 (Europe et Afrique)	11 (Europe)	1 (Europe)
Nombre de blocs par pays (1 bloc = 1,75 MHz, c'est-à-dire un maximum de six programmes stéréophoniques)	2	2	2
Facteur de réutilisation de la voie	16	8	1
Largeur de bande totale (MHz)	56	70[(1)]	105[(2)]

[(1)] Pour attribuer un bloc à chaque pays, il faut disposer d'un supplément de voies égal à environ 12 voies.

[(2)] Pour attribuer un bloc à chacun des 30 pays couverts.

Du point de vue technique, les possibilités de réutilisation des fréquences diminuent quand l'ouverture du faisceau augmente. A l'autre extrême, la réutilisation devient plus difficile avec les faisceaux très étroits en raison du nombre supérieur de faisceaux et de la multiplicité des brouilleurs. Etant donné la limitation en puissance, qui rend les très grands faisceaux inutilisables, il semble qu'il existe, pour un continent comme l'Europe, un optimum technique pour l'ouverture du faisceau qui se situerait entre 1° et 1,5°, ce qui correspond à peu près à une couverture nationale.

Au Canada, une étude a été réalisée pour estimer les besoins en spectre du service de radiodiffusion sonore numérique en mode mixte satellite/de Terre.

Cette étude a évalué qu'une largeur de spectre de 48 MHz répondrait aux besoins du seul service de radiodiffusion sonore numérique de Terre canadien. D'après les estimations, cette portion de spectre permettrait de fournir une voie de programme stéréophonique à chacune des stations de radiodiffusion MA et MF existantes tout en assurant une marge pour le développement futur.

Par ailleurs, compte tenu des effets imputables à la frontière Canada/Etats-Unis d'Amérique, il faudrait prévoir un supplément de spectre de 25%, ce qui donnerait au total 48 MHz + 12 MHz = 60 MHz pour le service de Terre.

Les résultats de l'étude portant sur le spectre nécessaire pour la radiodiffusion par satellite sont présentés au Tableau 41.

TABLEAU 41

Besoins en spectre (*étude canadienne*)

Scénarios de couverture	Faisceaux circulaires uniformes	Canada	Amérique du Nord[1]
Nombre de faisceaux	Large	8	17
Facteur de réutilisation de la voie	4	6	9
Largeur de bande requise par zone de service (24 programmes stéréo) (MHz)	8	8	8
Spectre total nécessaire (MHz)	32	48	72

(1) Huit faisceaux pour le Canada, quatre faisceaux pour le territoire continental des Etats-Unis d'Amérique et un pour l'Alaska, deux faisceaux pour le Mexique et deux faisceaux supranationaux pour les Caraïbes ou un plus grand nombre de petits faisceaux pour cette zone.

Les deux catégories de besoins sont regroupées au Tableau 42.

TABLEAU 42

Conditions de couverture globales (*étude canadienne*)

Scénarios de couverture	Faisceaux circulaires uniformes	Canada	Amérique du Nord[1]
Spectre pour SRS sonore (MHz)[2]	32	48	72
Spectre pour le service de radiodiffusion sonore (MHz)	48	48	60
Scénarios de couverture	Faisceaux circulaires uniformes	Canada	Amérique du Nord[1]
Voies SRS supplémentaires pour compatibilité dans le même pays (MHz)	8	8	8
Voies SRS supplémentaires pour compatibilité avec le pays voisin (MHz)	–	–	8
Spectre total nécessaire (MHz)	56	56	76

(1) Huit faisceaux pour le Canada, quatre pour le territoire continental des Etats-Unis d'Amérique et un pour l'Alaska, deux faisceaux pour le Mexique et deux faisceaux supranationaux pour les Caraïbes ou un plus grand nombre de petits faisceaux pour cette zone.

(2) Pour fournir 24 programmes stéréophoniques à chaque zone de service. Avec seulement 12 programmes stéréo par zone de service, la largeur de spectre nécessaire au SRS serait réduite de moitié environ. Cependant, les besoins totaux en spectre resteraient à peu près les mêmes, en raison du spectre à prévoir pour le service de radiodiffusion.

Aux Etats-Unis d'Amérique, la Federal Communications Commission (FCC) a été saisie de demandes de permis de construction portant sur quatre systèmes de SRS (sonore). Ces systèmes utiliseront certaines parties de la bande de fréquences 2 310-2 360 MHz, attribuée au SRS (sonore) aux Etats-Unis d'Amérique pour les besoins de la radiodiffusion intérieure. Le Tableau 43 contient les valeurs numériques choisies par chaque concepteur de système pour plusieurs caractéristiques de base en rapport avec la conception du secteur spatial.

TABLEAU 43

Caractéristiques des systèmes proposés aux Etats-Unis d'Amérique (1993)

	Système			
	I	II	III	IV
Spectre total nécessaire (MHz)	10	16	25	50
Spectre nécessaire par faisceau (MHz)	5	16	8	25
Nombre de satellites par système	2	2	1	2
Diamètre de l'antenne principale de la liaison descendante (m)	3	3	20	3
Puissance de sortie RF par satellite (kW)	1	1	1,8	1,2
p.i.r.e. par faisceau sur la liaison descendante à la limite de couverture (dB(W))	62	57	57	52
Puissance surfacique maximale (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))[1]	−132	−136	−126	−128
Marge de liaison équivalente (dB)	5,2	16[1]	14[2]	4

[1] Le concepteur du Système II justifie la valeur élevée de son estimation pour la marge de liaison équivalente par le fait que chaque programme sera diffusé simultanément à partir des deux satellites sur des fréquences radioélectriques différentes et que les satellites seront espacés de 30° sur l'orbite géostationnaire. On aura donc une forme de diversité d'espace, de fréquence et de temps, avec deux fronts d'onde indépendants arrivant de directions différentes, vues du récepteur et de l'environnement proche.

[2] Pour les faisceaux ponctuels, la marge de liaison varie de 8 à 14 dB environ, selon l'angle d'élévation du satellite.

En ce qui concerne le secteur spatial, la différence essentielle entre ces systèmes est que le Système III sera doté d'une antenne de 20 m à 2,3 GHz pour permettre la formation de 31 petits faisceaux ponctuels d'environ 330 km de diamètre aux points à mi-puissance, alors que les trois autres systèmes disposeront d'antennes de 3 m à 2,3 GHz. Le Système III n'utilisera donc que trois blocs de fréquences différents de 8 MHz pour 31 faisceaux (soit un facteur de réutilisation des fréquences de l'ordre de 10). (On trouvera à l'Annexe G les données relatives à un système américain SRS (sonore) plus actuel opérant à 2,3 GHz.)

8.4.3 Segmentation des bandes ou application du principe de l'utilisation mixte

Pendant la préparation de la CAMR-92, on a pensé que les bandes à attribuer au SRS (sonore) devraient être utilisées à la fois par la radiodiffusion par satellite et par la radiodiffusion de Terre afin d'obtenir une utilisation maximale du spectre, ainsi que la souplesse maximale dans l'exploitation du service de radiodiffusion. Ce principe a été entériné par la CAMR-92, qui a attribué les bandes de fréquences aux deux services à titre primaire avec égalité des droits. Depuis,

d'aucuns ont pensé qu'il pourrait être judicieux de segmenter la bande en vue d'une utilisation indépendante par les deux services. Il semblerait que cette segmentation serait contraire à l'objectif d'un rendement spectral potentiel maximal, objectif qui aurait été atteint avec l'utilisation de la bande par les deux services.

Les deux scénarios de couverture décrits au § 8.4.1 mettent en évidence les avantages découlant de l'utilisation mixte des bandes pour les émissions de radiodiffusion par satellite et de Terre, par opposition à la segmentation dans laquelle chaque segment serait utilisé par un seul des deux services. Dans ces deux scénarios, le bon rendement spectral de l'utilisation mixte est démontré par les zones relativement étendues dans lesquelles la radiodiffusion de Terre peut réutiliser la fréquence du satellite. La segmentation de la bande entraîne une perte de rendement spectral puisque, dans ce cas, les deux zones dans lesquelles il serait techniquement possible d'utiliser la même fréquence que pour les faisceaux du satellite n'exploiteront pas cette possibilité. Préalablement à la mise en oeuvre du service de radiodiffusion DSB, il conviendra d'évaluer de façon approfondie les avantages du mode mixte satellite/de Terre avant de décider de la segmentation de la bande.

Cependant, l'application du principe de l'utilisation mixte suppose que la couverture réalisée par le satellite et les fréquences diffusées par le satellite soient prises en compte dans la mise en œuvre du service de Terre. Elle suppose aussi que l'on tienne compte, à ce stade, de l'augmentation éventuelle de la puissance requise dans le service de Terre, en raison de la couverture future des zones de service avoisinantes par le satellite.

8.5 Méthodes de planification assistées par ordinateur

8.5.1 Introduction

La panoplie d'outils logiciels actuellement disponible sur le marché permet de modéliser et de simuler aisément, aux fins de planification, les systèmes de radiodiffusion classiques, qui utilisent un seul émetteur pour envoyer un signal analogique ou numérique. Ces outils ne permettent toutefois pas de modéliser les systèmes de radiodiffusion modernes qui, grâce aux techniques de modulation multiporteuse comme la COFDM, peuvent employer des réémetteurs dans la même bande. C'est le cas du Système numérique A.

Pour ces systèmes, il ne suffit pas de calculer l'affaiblissement le long du trajet à partir de chaque site d'émission. Il importe d'examiner également de quelle manière le récepteur va traiter les signaux multiples, dont les niveaux relatifs et les retards doivent être pris en considération.

On trouvera ci-après une définition des caractéristiques qu'un outil de planification devrait présenter pour les systèmes DSB de Terre à bande de fréquences réservées (Système numérique A), ainsi que pour les systèmes MF de Terre superposés (Système numérique C) et les systèmes mixtes de Terre/satellite.

8.5.2 Plate-forme matérielle

Compte tenu des besoins en termes de calculs et d'affichage, l'outil logiciel doit, dans un souci de portabilité, fonctionner sur une plate-forme puissante et d'utilisation courante.

8.5.3 Emetteurs

La configuration des émetteurs doit être facilement modifiable pour permettre la simulation de plusieurs scénarios.

Il faut que la synchronisation temporelle des différents émetteurs soit possible, de manière à pouvoir établir des configurations de réseau monofréquence.

L'outil logiciel doit permettre d'étudier les effets du brouillage dans la même voie ou par la voie adjacente sur la couverture.

8.5.4 Modélisation de la propagation

On devra disposer de plusieurs modèles de propagation, à commencer par les courbes de référence de la Recommandation UIT-R P.1546, notamment les améliorations qu'elle prévoit pour la signalisation en large bande et la réception mobile avec une hauteur d'antenne de 1,5 m, ainsi que l'augmentation projetée pour une utilisation à 1,5 GHz. Un modèle de propagation plus complexe, tenant compte de la topographie du terrain (élévation et couverture du sol) pour calculer la diffraction, est souhaitable pour obtenir des résultats plus réalistes. Il convient de noter que la plupart des modèles de propagation de ce type sous-estiment généralement l'intensité de champ prédite dans les environnements présentant des zones d'ombre et des surfaces réfléchissantes importantes, comme les régions montagneuses; la méthode retenue pour résoudre les problèmes associés à de tels environnements devra être simple. D'autres modèles, comme ceux de Okumura/Hata et Longley-Rice, s'avèrent également utiles dans certains cas.

Tous les modèles devront être applicables aux bandes de fréquence dans lesquelles le système DSB est envisagé. Dans le cas du Système numérique A, il s'agira des Bandes I, II et III, et des bandes de 1,5 GHz, 2,3 GHz, et 2,5 GHz.

Afin de tenir compte de la nature statistique du signal reçu dans un environnement de réception mobile, il faut pouvoir modéliser la répartition des signaux. Les courbes de la Recommandation UIT-R P.1546 qui indiquent les valeurs de la disponibilité des services autres que F (50%, 50%) ne s'appliquent pas forcément à la signalisation en large bande, comme dans le cas du Système numérique A. Qui plus est, l'adjonction de signaux provenant de plusieurs réémetteurs dans la voie doit être effectuée de manière statistique. A cette fin, il importe donc de prévoir un dispositif statistique extérieur au modèle de propagation.

Il conviendrait également de pouvoir définir les réponses impulsionnelles du canal pour représenter les signatures types de la voie dans un environnement donné.

8.5.5 Modélisation du récepteur

On doit pouvoir modéliser le comportement du récepteur, notamment la façon dont l'intervalle de garde est synchronisé par rapport à la réponse impulsionnelle du canal, et celle dont les signaux qui se produisent à l'intérieur ou à l'extérieur de cet intervalle sont perçus.

La définition de l'entrée du récepteur doit être simple mais complète, ce qui permettra de conduire des études à partir de différentes configurations.

8.5.6 Résultats

La représentation des résultats généraux, par exemple la densité de champ, la disponibilité du service ou le rapport *S*/*N*, devra être disponible mais, pour procéder à un réglage minutieux, il conviendrait également d'avoir accès à d'autres représentations, notamment celles concernant le gain de réseau, à savoir le gain obtenu grâce à l'utilisation de réémetteurs dans la voie ou de plusieurs émetteurs dans un SFN synchrone, et le rapport porteuse/brouillage (*C*/*I*), qui fait apparaître les limites de brouillage d'un système.

Lorsque l'on met un réseau DSB en service sous forme de SFN, il est particulièrement utile de pouvoir afficher la couverture d'un sous-ensemble d'émetteurs dans un «océan de brouilleurs», provoqués par exemple par l'ensemble des émetteurs du réseau final. Ainsi, la couverture indiquée pour les émetteurs ne rétrécit pas à mesure que d'autres émetteurs, susceptibles de provoquer du brouillage, entrent en service dans le réseau.

8.5.7 Instruments d'analyse

Lorsque les résultats seront disponibles, des outils interactifs faciles à utiliser devront être fournis afin de procéder à leur analyse.

8.5.8 Interface usager

Une interface usager graphique, comportant des menus et des boîtes de dialogue, serait l'outil le plus pratique pour l'usager.

8.5.9 Fonctions de SIG

Une assistance à l'utilisation du système d'information géographique (SIG) est souhaitable. Il est utile de pouvoir se servir des bases de données géographiques et topographiques, tant pour l'affichage que pour le calcul de la couverture. La possibilité d'exporter les résultats pour les traiter en profondeur ou les intégrer à des documents est également très intéressante.

8.6 Bibliographie

HUANG, J. [septembre 1984] Circularly polarized conical patterns from circular microstrip antennas. *IEEE Trans*., Vol. TAP-32, N° 9, p. 991-994.

HUANG, J. [septembre 1986-1], A technique for an array to generate circular polarization with linearly polarized elements. *IEEE Trans*., Vol. TAP-34, p.1113-1124.

TESHIROGI, T. *et autres* [1985] Wideband circularly polarized array antenna with sequential rotations and phase shifts of elements. Proc. Int. Symp. on Ant. and Propag., Japon, p. 117-120.

WOO, K. et autres [1990], Performance of a family of omni and steered antennas for mobile satellite applications. IMSC, Ottawa, Canada, p. 540-546.

CHAPITRE 9

PARTAGE POUR LES SERVICES DSB

9.1 Rapports de protection

Pour pouvoir fixer des critères de partage, d'une part entre des réseaux DSB (partage à l'intérieur du service) et, d'autre part, entre des réseaux DSB et d'autres services qui utilisent les mêmes bandes et des bandes adjacentes, il faut connaître les rapports de protection nécessaires pour les divers systèmes DSB et pour les systèmes des autres services. On trouvera dans les paragraphes qui suivent la spécification des rapports de protection qu'il y a lieu d'établir pour pouvoir effectuer avec succès la planification et la coordination entre ces divers services.

9.1.1 Rapports de protection intraservice

Pour la planification à l'intérieur du service, il faut définir des rapports de protection pour les divers systèmes considérés: systèmes de Terre et systèmes à satellites.

9.1.1.1 Radiodiffusion DSB de Terre

Dans le cas de la radiodiffusion DSB de Terre, on définit les rapports de protection intraservice ci-après:

– Rapports de protection dans la même voie et vis-à-vis de la voie adjacente pour les diverses bandes de fréquences (voir l'Annexe A).

– Rapports de protection pour des systèmes fonctionnant dans la bande et appliquant le partage avec le Système A (voir l'Annexe A).

– Rapports de protection pour des systèmes fonctionnant dans la bande et appliquant le partage avec le Système B (voir l'Annexe B).

9.1.1.2 Radiodiffusion sonore numérique par satellite

Dans le cas de la radiodiffusion DSB par satellite, on a défini les rapports de protection suivants en relation avec les possibilités de partage:

9.1.1.2.1 Système A brouillant le Système A

L'Annexe A donne, pour ce cas, les rapports de protection dans la même voie et vis-à-vis de la voie adjacente.

9.1.1.2.2 Brouillage entre le Système A et le Système B

L'Annexe A donne les rapports de protection dans la même voie et vis-à-vis de la voie adjacente, pour le brouillage du Système A par le Système B. Parallèlement, l'Annexe B donne les mêmes rapports de protection pour le brouillage du Système B par le Système A.

9.1.1.2.3 Système B brouillant le Système B

L'Annexe B donne les rapports de protection dans la même voie et vis-à-vis de la voie adjacente pour le brouillage entre Systèmes B de radiodiffusion DSB par satellite.

9.1.1.2.4 Brouillage entre systèmes DSB superposés (fonctionnant dans la bande)

L'Annexe C donne les rapports de protection dans la même voie et vis-à-vis de la voie adjacente pour le brouillage entre systèmes *superposés*.

9.1.2 Rapports de protection entre services

Il faudra déterminer un certain nombre de rapports de protection entre services lors de la planification des services de radiodiffusion DSB. Si l'on passe en revue les bandes de fréquences disponibles pour la radiodiffusion DSB par satellite et de Terre, on constate que les services suivants peuvent être envisagés pour le partage dans la même bande ou dans la bande adjacente:

9.1.2.1 Radiodiffusion DSB de Terre

– DSB par satellite (service en mode mixte)
– Radiodiffusion télévisuelle (tous systèmes)
– Radiodiffusion MF
– Services mobiles (y compris les services mobiles militaires)
– Services fixes (point à point et point à multipoint)
– Radioastronomie
– Service aéronautique (y compris mobile aéronautique)
– Service fixe par satellite.

9.1.2.2 Radiodiffusion DSB par satellite

– DSB de Terre (service en mode mixte)
– Services fixes (point à point et point à multipoint)
– Service mobile (y compris télémesure aéronautique)
– Détecteurs hyperfréquences passifs et actifs
– Radioastronomie
– Recherche spatiale et service d'exploitation spatiale
– SRS (réception communautaire).

Les rapports de protection dans la même voie et vis-à-vis de la voie adjacente pour ces divers scénarios de partage sont donnés dans l'Annexe A pour le Système A, dans l'Annexe B pour le Système B et dans l'Annexe C pour les systèmes du type *superposé*.

9.2 Cas de partage

On étudie actuellement un certain nombre de bandes de fréquences en vue d'y loger la radiodiffusion DSB de Terre (T-DSB) et la radiodiffusion DSB par satellite (S-DSB). Pour chacune de ces bandes, on a envisagé plusieurs scénarios de partage, dont un résumé est donné ci-après. Des cas spécifiques de partage intraservice et interservices entre services DSB sont traités dans l'Annexe A (Système A), dans l'Annexe B (Système B) et dans l'Annexe C (systèmes du type *superposé*).

9.2.1 Bande I

Le partage entre T-DSB/T-DSB et télévision de Terre/T-DSB est possible dans cette bande. Par ailleurs, il pourrait être nécessaire dans certains pays d'effectuer le partage entre T-DSB et services fixe et mobile. Certaines parties de cette bande sont attribuées au service d'amateur.

9.2.2 Bande II

Scénarios de partage possibles dans cette bande:

– T-DSB/T-DSB
– T-DSB/radiodiffusion (MF), et
– T-DSB/fixe et mobile.

9.2.3 Bande III

Scénarios de partage possibles dans cette bande:

– T-DSB/T-DSB

– T-DSB/télévision

– T-DSB/fixe, mobile, radionavigation aéronautique.

Certaines parties de cette bande sont attribuées au service d'amateur.

9.2.4 Bandes IV/V

Ces bandes sont utilisées principalement pour la radiodiffusion télévisuelle. Toutefois dans plusieurs pays certaines parties sont attribuées à titre primaire aux services suivants: fixe, mobile, radioastronomie et radionavigation.

9.2.5 1 452-1 492 MHz

Les scénarios de partage éventuels dans cette bande sont les suivants:

– T-DSB/T-DSB

– T-DSB/S-DSB

– S-DSB/S-DSB

– T-DSB et S-DSB/services fixes, et

– T-DSB et S-DSB/mobile, y compris télémesure aéronautique.

9.2.6 2 310-2 360 MHz

Les scénarios de partage éventuels dans cette bande sont les suivants:

– T-DSB/T-DSB

– T-DSB/S-DSB

– S-DSB/S-DSB, et

– T-DSB et S-DSB en partage avec les services suivants: fixes, mobiles (y compris télémesure aéronautique) et radiolocalisation.

9.2.7 2 535-2 655 MHz

Les scénarios de partage éventuels dans cette bande sont les suivants:

– T-DSB/T-DSB

– T-DSB/S-DSB

– S-DSB/S-DSB, et

– T-DSB et S-DSB en partage avec les services suivants: fixes, mobiles (y compris télémesure aéronautique), radiodiffusion par satellite (réception communautaire) et service fixe par satellite.

9.2.8 Autres aspects du partage

9.2.8.1 Mise en oeuvre de systèmes de radiodiffusion DSB avant la CMR-97

La Résolution 528 (CAMR-92) définit un cadre réglementaire pour la mise en oeuvre de systèmes S-DSB avant la CMR-97.

Jusqu'à ce que les services soient planifiés officiellement, le fonctionnement des systèmes de radiodiffusion par satellite est limité aux 25 MHz supérieurs de la bande envisagée. L'exploitation des services par satellite et de Terre est limitée par l'obligation de ne pas causer de brouillage aux services préexistants.

Avant qu'une CAMR adopte un plan officiel pour la radiodiffusion sonore par satellite, il est vraisemblable que les radiodiffuseurs souhaiteront expérimenter et peut-être mettre en place des services de radiodiffusion sonore numérique de Terre dans la bande. A la CAMR-92, nombre de radiodiffuseurs qui avaient élaboré des propositions de services ont pris conscience des grandes possibilités de la radiodiffusion sonore par satellite. D'autres radiodiffuseurs se sont intéressés à la possibilité de mettre en oeuvre des services, sous réserve de disposer de la capacité nécessaire sur les satellites.

Il se pose un problème indéniable, à savoir que les bandes désignées sont largement utilisées par des services existants. Les procédures ne seront efficaces que si l'on parvient à faire en sorte que d'autres services ne soient pas brouillés.

La décision appartient à ceux qui opèrent dans les 25 MHz supérieurs de la nouvelle bande. On pourrait rencontrer des difficultés dans les négociations, puisque les utilisateurs ne sont pas les mêmes d'un pays à un autre. Ces difficultés seront encore accrues par le fait que l'on devra peut-être trouver des portions de spectre différentes selon les pays.

On n'a pas encore déterminé les niveaux de brouillage qui sont considérés comme étant inacceptables. Les procédures de coordination proposées sont celles de la Résolution 703 (CAMR-92), à savoir l'utilisation des Recommandations de l'UIT-R, selon les cas.

Plusieurs administrations envisagent d'exploiter des services DSB de Terre et par satellite dans la même zone géographique. On pourrait avoir, à l'entrée du récepteur, un écart important entre les signaux respectifs du service par satellite et des services de Terre. Il pourrait en être de même dans la mise en oeuvre des services de Terre. Il est possible de réduire ce problème potentiel à un minimum en mettant en oeuvre des récepteurs à grande dynamique et à faible facteur de bruit.

9.2.8.2 Partage entre les services mobiles de télémesure aéronautique (MAT, *mobile aeronautical telemetry*) et les services fixes

Le principe suivant a été proposé pour le partage entre les services: utiliser des niveaux de seuil pour déterminer si une coordination est nécessaire entre les deux services.

Cependant, il y a une très grande différence entre les niveaux proposés pour déclencher la coordination et les niveaux types qui sont nécessaires pour la radiodiffusion DSB.

Des techniques de compensation ont été proposées pour faciliter la coordination. Toutefois, une étude a montré que, sauf en ce qui concerne la renonciation à telle ou telle fréquence, la somme des améliorations attendues de ces techniques est loin d'être suffisante pour garantir le succès de la coordination à l'échelle universelle.

L'étude a porté sur les techniques de compensation suivantes dont on peut envisager l'application:

– Positionnement orbital
– Modulation et mise en oeuvre
– Etalement du spectre
– Performance des récepteurs
– Antenne d'émission et zone de couverture des satellites
– Systèmes du SRS (sonore) avec HEO
– Renonciation à certaines fréquences.

Les niveaux de seuil déclenchant la coordination sont inférieurs de 30 à 70 dB environ aux niveaux types envisagés pour la radiodiffusion DSB. Il est donc probable qu'une coordination devra être faite pour la très grande majorité des sites du service mobile de télémesure aéronautique et du service fixe qui seront «arrosés».

Les considérations qui précèdent concernent le partage entre, d'une part, le SRS (sonore) et, d'autre part, le service MAT et le service fixe. Dans le cas de la radiodiffusion DSB de Terre, les contraintes imposées au partage avec le MAT et le service fixe sont loin d'être aussi rigoureuses, grâce à l'utilisation d'un certain nombre de techniques. Au demeurant, ce partage se ferait généralement sur une base bilatérale.

9.2.8.2.1 Coordination avec les systèmes du MAT dans les bandes 1 452-1 492 MHz et 2 310-2 360 MHz

Des études ont été effectuées sur la possibilité d'une coordination entre les systèmes du SRS (sonore) et les systèmes d'autres services qui partagent ces bandes de fréquences, à savoir le service MAT, les systèmes du service fixe et du service mobile de Terre. Les conclusions obtenues sont résumées ci-après.

Une conclusion générale s'applique à toutes les situations: à savoir, la coordination avec les récepteurs du SRS (sonore) ne devrait pas constituer un cas limite puisque les contraintes de partage dans le sens opposé sont en principe plus strictes.

Etant donné l'écart important qui existe dans les niveaux de puissance surfacique nécessaires pour mettre en place un service SRS (sonore) et les niveaux requis pour protéger les systèmes du MAT comme cela est spécifié par les niveaux permettant de déclencher la coordination, il y a lieu de tirer les conclusions suivantes: ce type de partage n'est généralement pas possible et en l'occurrence:

– il ne l'est pas en cas de couverture commune avec cofréquence;

– il est possible dans certains cas de cofréquence sans couverture commune;

– il est possible sans cofréquence mais avec couverture commune.

La conclusion générale que l'on peut tirer des trois affirmations précédentes est la suivante: pour mettre en oeuvre des systèmes du SRS (sonore), au terme d'une coordination réussie entre un grand nombre d'administrations, il est indispensable de pouvoir appliquer la technique de renonciation à certaines fréquences dans le cas des bandes de fréquences mises à disposition des deux services. Sachant que le SRS (sonore) dispose d'un spectre limité et qu'un grand nombre de systèmes du MAT ont besoin d'une coordination, la renonciation à certaines fréquences par le service SRS (sonore) pourrait limiter sensiblement la fourniture des services et ne devrait être envisagée qu'en dernier ressort.

9.2.8.2.2 Coordination avec les systèmes du service fixe dans les bandes 1 452-1 492 MHz, 2 310-2 360 MHz et 2 535-2 655 MHz

Les études effectuées sur les besoins de coordination entre les systèmes du SRS (sonore) et les systèmes du service fixe permettent de tirer les conclusions suivantes:

– les niveaux de seuil spécifiés pour déclencher la coordination sont nettement inférieurs aux niveaux de puissance surfacique maximum nécessaires pour mettre en oeuvre un service SRS (sonore);

– bien que la technique d'évitement orbital puisse entraîner un assouplissement de 10 à 15 dB, cette technique de compensation ne semble pas se prêter à une application générale et ne peut être utilisée pour les systèmes fixes point à multipoint qui ont recours à des antennes équidirectives;

– la renonciation à certaines fréquences est la seule méthode réalisable qui garantit une bonne coordination en toute circonstance. Toutefois, comme dans le cas du service MAT, si les systèmes du SRS (sonore) appliquaient la renonciation à certaines fréquences à des assignations faites au service fixe dans les bandes du SRS (sonore), il en résulterait des contraintes importantes au niveau de la fourniture du service SRS (sonore), si bien que cette technique ne devrait être envisagée qu'en dernier ressort.

Ces conclusions s'appliquent au partage avec les systèmes OSG du SRS (sonore). Il importe d'élaborer de nouveaux modèles et de nouveaux critères de partage pour évaluer la possibilité d'assurer la coordination entre les systèmes du service fixe et les systèmes HEO du SRS (sonore).

9.2.8.2.3 Coordination avec le SMT dans la bande 1 452-1 492 MHz

A l'heure actuelle, l'utilisation de la bande 1 452-1 492 MHz par le SMT est limitée à une administration. Cela étant, et sachant qu'il est nécessaire d'avoir un niveau de seuil de -150 dB(W($m^2 \cdot 4$ kHz) pour déclencher la coordination, le partage entre le SRS (sonore) et le SMT peut être possible actuellement à condition d'utiliser les techniques de compensation suivantes:

– renonciation à certaines fréquences de sorte que le SMT n'utilise pas des portions de la bande que le SRS (sonore) utilise dans des zones géographiques avoisinantes;

– séparation géographique des zones de service du SRS (sonore) et du SMT. Cette technique peut être réalisable actuellement puisque le niveau de seuil permettant de déclencher la coordination est relativement élevé et que l'utilisation géographique de la bande par le SMT est limitée.

En conclusion, bien qu'il soit actuellement possible, à l'aide des techniques de compensation susmentionnées, de procéder à une coordination bilatérale satisfaisante entre les administrations concernées, toute augmentation de l'utilisation, par le SMT, de cette bande partagée pourrait modifier cette possibilité.

9.2.8.3 Partage géographique

Le partage géographique peut servir à résoudre des problèmes de partage difficiles. Dans ces cas-là, les deux services concernés ne peuvent pas partager la même bande de fréquences au même endroit. En revanche, le partage sera possible entre réseaux des deux services si leurs zones de service sont géographiquement séparées. Lorsque les deux services sont des services de Terre, la séparation géographique doit, en bandes décimétriques, atteindre quelques dizaines ou centaines de kilomètres. Par contre, si l'un des services est spatial (il s'agit ici du SRS (sonore)), il faudra quelques centaines ou milliers de kilomètres.

Le partage géographique entre le SRS (sonore) et un service de Terre dépend du flux admissible venant de la station spatiale de radiodiffusion sonore et affectant le réseau de Terre. Le niveau réel dépend de la puissance surfacique nécessaire dans la zone de service du satellite de radiodiffusion sonore et du niveau de protection exigé par le service de Terre. L'écart entre ces deux niveaux détermine la protection entre ces deux services pour que le service de Terre ne soit pas affecté. Si la zone de service du réseau de Terre est assez loin de la zone de couverture du faisceau du satellite, la discrimination de l'antenne d'émission du satellite peut suffire à donner la protection nécessaire. Si au contraire leur distance est faible, le réseau de Terre risque de brouiller les récepteurs du SRS (sonore).

Plusieurs administrations envisagent d'exploiter des services de radiodiffusion sonore, de Terre et par satellite, dans la même zone géographique. Il pourrait alors y avoir incompatibilité entre le service de Terre et le service par satellite. Il est possible de réduire la gravité de ce problème à un minimum en mettant en oeuvre des récepteurs à grande dynamique et à faible facteur de bruit. Cela est particulièrement important pour les administrations qui prévoient la mise en oeuvre des services S-DSB et T-DSB en mode mixte.

L'Appendice Y décrit les techniques appliquées pour les antennes d'émission des satellites. Il indique qu'on pourra obtenir dans l'avenir une meilleure réjection des lobes latéraux, grâce à des antennes à coupure plus rapide. Par ailleurs, on peut estimer que le diagramme de référence du plan utilisé par la CAMR SAT-77 pour le SRS à 12 GHz, convenablement adapté à la gamme de fréquences 500-3 000 MHz, est réaliste.

Le Tableau 44 donne les distances de séparation nécessaires pour diverses discriminations d'antenne dans le cas le moins critique où le faisceau du satellite couvre une zone proche du point sous-satellite, et dans les cas les plus critiques où le faisceau n'est pas dirigé vers le point sous-satellite et où l'emplacement auquel le brouillage se manifeste est juste là où le signal brouilleur du satellite arrive à incidence rasante. Ces distances de séparation indiquent la distance, par rapport au centre du faisceau, au-delà de laquelle la seule discrimination de l'antenne du satellite suffit à permettre la réutilisation de fréquence par d'autres services.

Les distances indiquées ci-dessus montrent qu'on peut tirer parti de la séparation géographique dans tous les cas où la protection fournie par l'antenne de réception n'est pas suffisante pour que l'exploitation du SRS (sonore) soit possible sans affecter les services de Terre. Il en résulte des distances de séparation propres à chaque cas de partage.

TABLEAU 44

Distances nécessaires sur la Terre à partir du centre du faisceau du SRS (sonore) pour assurer une discrimination donnée de l'antenne du satellite pour des faisceaux d'antenne de 1° ou 2° de large

Discrimination nécessaire de l'antenne (dB)	Distance de séparation (km)				
	Ecart angulaire par rapport à l'axe ($x\ \varphi_0$)	$\varphi_0 = 1°$		$\varphi_0 = 2°$	
		Minimum	Maximum	Minimum	Maximum
3	0,5	312	2 108	624	2 965
10	0,91	570	2 835	1 142	3 990
20	1,29	807	3 362	1 620	4 742
30	1,58	989	3 716	1 988	5 251
30,1	3,19	2 007	5 275	4 098	7 578
35	5,01	3 183	6 655	6 740	9 876
40	7,94	5 183	8 573	12 938	14 464

9.2.8.4 Partage entre les systèmes OSG et les systèmes non OSG

Comme indiqué dans les paragraphes précédents, il faut faire en sorte que les services (liaisons montantes et descendantes) ne se brouillent pas mutuellement et ne brouillent pas non plus les services de radiodiffusion sonore numérique de Terre. Il est possible techniquement de radiodiffuser à partir de satellites OSG et de satellites non OSG; le problème fondamental est de savoir si la coexistence est possible.

Si l'on s'en tient à une théorie simple, tout plan établi pour un système du type OSG peut être modifié en vue d'y inclure des satellites non OSG. En raison des changements d'ordre géométrique, il est probable que le brouillage sera moins fort dans beaucoup de régions du monde. Il pourrait y avoir des effets défavorables en certains points de la surface terrestre pour lesquels des satellites se trouveraient à l'horizon radioélectrique. Il faut aussi prendre en considération le fait que le brouillage varie dans le temps. On doit donc tenir le plus grand compte des dispositions d'ordre réglementaire concernant les satellites du type non OSG.

La Résolution 46 (Rév.CMR-97) traite du même problème, mais pour les services mobiles par satellite. Elle décrit une procédure qui ne couvre pas directement les aspects techniques. Il pourrait donc être nécessaire de prendre en compte un certain nombre de questions supplémentaires pour spécifier une méthode applicable à la radiodiffusion par satellite.

9.2.8.5 Protection contre le brouillage pour les systèmes du SRS (sonore)

Chacune des trois bandes de fréquences que la CAMR-92 a attribuées au SRS (sonore) et au service de radiodiffusion de Terre pour la DSB est aussi attribuée à d'autres services. Autrement dit, quand on déterminera les critères pour le partage de ces bandes, il faudra tenir compte des critères de protection applicables aussi bien à la radiodiffusion DSB qu'aux systèmes fonctionnant dans les services existants; les services en question pouvant être différents d'une administration à une autre. Ces critères de protection existent, ou se trouvent à divers stades de spécification, pour nombre de services existants exploités dans les bandes attribuées au SRS (sonore).

Toute une série de systèmes DSB ont été étudiés et les résultats de ces études sont consignés dans des publications de l'UIT-R élaborées pour répondre à des demandes diverses s'agissant de la qualité du son et des services. Le type de service et la qualité de son souhaitée pour chaque système détermineront un certain nombre de paramètres: la puissance requise du signal reçu, la largeur de bande de la voie et le taux d'erreur binaire à ne pas dépasser pour obtenir la qualité de service souhaitée; de leur côté, ces paramètres déterminent le niveau admissible de la puissance brouilleuse tolérable. En conclusion, si l'on veut établir des critères de partage adéquats pour les systèmes DSB, on doit tenir compte du type de service et du niveau de qualité sonore à réaliser.

On trouvera ci-après la description d'une méthode qui permet de déterminer les limites de la puissance surfacique brouilleuse au bord d'une zone de service du SRS (sonore), limites nécessaires pour protéger les systèmes du SRS contre le brouillage causé par les services de Terre.

La formule suivante donne la puissance surfacique limite à ne pas dépasser au bord de la zone de service du SRS:

$$F_S = F_{tqp} - R_q + D + P - M_r - M_i \qquad (12)$$

où:

F_S: valeur maximale admissible de la puissance surfacique brouilleuse (dB(W/m^2)) à l'intérieur de la largeur de bande nécessaire du satellite de radiodiffusion;

F_{tqp}: valeur minimale de la puissance surfacique utile (dB(W/m^2)) au bord de la zone de service, à l'intérieur de la largeur de bande nécessaire du satellite de radiodiffusion (c'est-à-dire: puissance surfacique qui, en présence d'un bruit thermique seulement, donne un signal de sortie de qualité q qui doit être dépassée pendant un grand pourcentage de temps, p);

R_q: rapport de protection (dB) entre le signal utile et le signal brouilleur à l'entrée du récepteur pour un brouillage à peine décelable, lorsque la qualité du signal de sortie a été abaissée jusqu'à q par le bruit thermique (R_q dépend des facteurs suivants: les largeurs de bande RF et les spectres de puissance des signaux utile et brouilleur, et le décalage de fréquence éventuel entre les porteuses correspondantes);

D: discrimination angulaire (dB) à l'encontre du signal brouilleur fourni par le diagramme de rayonnement de l'antenne de réception du satellite de radiodiffusion;

P: discrimination (dB) à l'encontre du signal brouilleur dû à la polarisation de l'antenne de réception;

M: marge (dB) pour tenir compte d'une réflexion éventuelle au sol du signal brouilleur;

M: marge (dB) pour tenir compte des effets de plusieurs brouilleurs éventuels.

L'équation (12) n'est pas forcément valable si le signal en provenance du satellite se présente sous une incidence voisine de l'incidence rasante, auquel cas il faut ajouter une marge supplémentaire. On notera, par ailleurs, qu'un complément d'étude est nécessaire pour déterminer la validité de l'équation (12) dans le cas de la réception sur autoradios et récepteurs portatifs. Une méthode statistique sera peut-être nécessaire dans ce cas (par exemple, utilisation d'un coefficient de corrélation pour établir une relation entre les évanouissements respectifs du signal utile et du signal brouilleur, en fonction du pourcentage des emplacements et/ou du temps).

En appliquant la valeur limite de la puissance surfacique brouilleuse, exprimée par l'équation (12), on a l'assurance que la qualité du signal de sortie du récepteur du SRS (sonore) sera égale à 2, même si la puissance surfacique du système a diminué jusqu'au niveau minimum, F_{tqp}. Pendant p% du temps, la puissance surfacique du système sera supérieure à F_{tqp} et la qualité du signal de sortie dépassera q.

On notera que R_q est la marge de protection totale pour le service SRS (sonore) et que cette marge est constituée par un grand nombre de contributions dues au partage interservices et intraservice. Il reste à répartir la tolérance de brouillage globale entre ces diverses sources.

Si l'on suppose que les marges M_r et M_i sont englobées dans la marge de brouillage totale servant à déterminer R'_q, l'équation (12) se réduit à:

$$F_s = F_{tgp} - R'_q + D + P \tag{13}$$

Si l'on possède suffisamment de données pour calculer les valeurs nécessaires, d'une part, de la puissance surfacique utile du système, d'autre part, du rapport de protection contre le brouillage, l'équation (13) permet de calculer la puissance surfacique limite, F_s, qui protégerait les systèmes du SRS (sonore) contre le brouillage préjudiciable causé par les émetteurs de Terre. La puissance surfacique produite par le système de Terre à l'entrée d'un récepteur du SRS (sonore) dépend de la puissance isotrope rayonnée équivalente de l'émetteur de Terre dans la direction du récepteur du SRS; elle dépend aussi de l'affaiblissement par dispersion, qui est fonction de la longueur du trajet, et d'autres facteurs propres au terrain. Connaissant ces données, on peut alors calculer les distances de séparation nécessaires entre les émetteurs de Terre et les récepteurs du SRS (sonore).

La fixation de critères de partage appropriés pour tous les services est compliquée par le fait que les systèmes du SRS (sonore) ont besoin de puissances surfaciques relativement élevées. Ces puissances surfaciques élevées sont nécessaires, en partie, pour créer une marge suffisante afin de contrebalancer les effets des évanouissements profonds dus au blocage introduit par les bâtiments et les feuillages des arbres. Les techniques de diversité – par exemple, diversité de fréquence, d'espace et de temps – permettent de réduire les effets des évanouissements, avec comme conséquence une diminution de la marge nécessaire. Une utilisation plus intensive des émetteurs de complément de Terre en voie commune (systèmes en mode hybride) serait aussi de nature à réduire la marge nécessaire pour remédier aux effets du masquage.

On peut citer un autre facteur qui influe sur la valeur élevée de la puissance surfacique nécessaire: c'est le faible gain (donc la discrimination minimale) des antennes de réception du service SRS (sonore), surtout dans la réception sur autoradio. Des antennes réalisées selon des techniques de pointe, par exemple les antennes-réseaux à commande de phase et pointage électronique, pourraient donner un gain plus élevé, propre à abaisser les niveaux nécessaires de puissance surfacique. On pourrait aussi mettre en oeuvre des moyens capables de réduire la sensibilité des récepteurs du SRS (sonore) à l'égard du brouillage se propageant dans le plan horizontal.

Enfin, on pourrait faciliter le partage avec les services existants par le recours à l'entrelacement des fréquences et aussi en évitant d'utiliser certaines portions du spectre dans les bandes attribuées. Toutefois, ces techniques pourraient avoir comme conséquence de modifier le nombre des voies de programmes disponibles dans une zone de service donnée.

CHAPITRE 10

ORBITES DES SATELLITES

Le présent Chapitre traite brièvement de trois catégories d'orbite de satellite, du point de vue de leurs caractéristiques en relation avec la radiodiffusion sonore à partir de satellites: l'orbite des satellites géostationnaires, les orbites elliptiques très inclinées et les orbites terrestres basses.

10.1 Orbite des satellites géostationnaires (OSG)

A quelques exceptions près actuellement, les satellites de télécommunication autres que ceux servant à la défense utilisent l'orbite des satellites géostationnaires, qui se trouve à une altitude de l'ordre de 36 000 km au-dessus de l'équateur. A cette altitude, moyennant une certaine consommation de carburant pendant la durée de vie utile du satellite évoluant sur cette orbite, l'engin spatial paraîtra immobile par rapport à un point donné de la surface terrestre. Il en résulte que les antennes directives des liaisons montantes et descendantes peuvent rester pointées dans une direction invariable, en azimut comme en élévation.

Le service de radiodiffusion sonore par satellite (SRS (sonore)), avec diffusion directe vers les récepteurs, suppose, dans le pire des cas, l'emploi d'antennes non directives pour les récepteurs mobiles. Par ailleurs, pour la réception dans les bâtiments, on ne sera généralement pas en position de visibilité directe, sans obstacles, avec le satellite. En fait, les mesures de propagation (telles que celles qui sont résumées dans l'Appendice X pour la réception dans les bâtiments) mettent clairement en évidence la présence de diagrammes de rayonnement avec «ondes stationnaires» à l'intérieur des locaux. Ces diagrammes ne sont pas nécessairement liés de très près au rayonnement des ondes planes entrantes en provenance du satellite, ou au rayonnement dû aux signaux réfléchis, par exemple, dans une zone occupée par de grands bâtiments, avant l'«entrée» dans une pièce.

Pour toutes ces raisons, les satellites géostationnaires «à poste fixe» se prêtent bien aux applications du service SRS (sonore). Les faisceaux de rayonnement des liaisons descendantes peuvent être modelés pour épouser la forme des zones de radiodiffusion souhaitées; moyennant un minimum de maintien en position du satellite, ces faisceaux sont capables de donner une couverture fixe. L'énergie électromagnétique arrive là où l'on veut qu'elle aille.

Depuis quelques années, pour économiser le carburant servant au maintien en position, on laisse beaucoup de satellites de télécommunication dériver un peu à partir d'une position géostationnaire strictement régulée. Les orbites ainsi obtenues sont appelées orbites «légèrement inclinées». Le satellite peut décrire une dérive «nord/sud» de quelques degrés. L'orbite demeure géosynchrone, avec une période de 24 h. L'avantage est que la dérive autorisée entraîne une diminution considérable du carburant nécessaire au maintien en position.

Les orbites géosynchrones légèrement inclinées ne posent pas vraiment de problèmes pour le service SRS (sonore). La couverture assurée par la liaison descendante, si elle est suffisamment étendue, restera essentiellement «ciblée» sur les zones de radiodiffusion planifiées. Si, comme c'est le cas dans une proposition concernant les Etats-Unis d'Amérique, les faisceaux des liaisons descendantes sont très étroits (environ 0,5°), il faudra prévoir un maintien en position rigoureux ou une régulation d'orientation stricte du satellite.

10.2 Orbites elliptiques très inclinées (HEO, *highly-inclined elliptical orbit*)

Au cours des deux dernières décennies, les opérateurs se sont le plus souvent servis de l'orbite des satellites géostationnaires pour transmettre des signaux dans les deux sens entre les satellites et la Terre. Cette orbite permet une couverture continue de la Terre avec un déplacement minime du satellite vu de la surface terrestre. Cependant, aux latitudes élevées les satellites sont vus sous de petits angles d'élévation.

L'angle d'élévation des satellites joue un rôle majeur dans la planification des systèmes. Son influence est particulièrement importante aux latitudes septentrionales, où l'on trouve de grands centres de population au-dessus de 40° N.

Récemment, on a atteint le stade où il devient possible d'envisager des systèmes capables d'établir des communications avec des stations ou des récepteurs du service mobile terrestre, et de radiodiffuser vers ces stations ou ces récepteurs. Pour l'essentiel, le problème a consisté à remédier aux performances médiocres des équipements mobiles; la raison de cette médiocrité étant que ces systèmes, et en particulier ceux utilisés en radiodiffusion, s'adressent à un très vaste public et doivent par conséquent avoir des caractéristiques simples. Par ailleurs, il est impossible de monter de grandes antennes sur les stations mobiles. Enfin, quand les angles d'élévation diminuent, le blocage des satellites par les bâtiments et les accidents de terrain commence à devenir un facteur prédominant dans les bilans de liaison.

Pour ces raisons, plusieurs organisations ont décidé de réexaminer la question de l'utilisation d'orbites autres que l'orbite des satellites géostationnaires. Ces études ont pris comme point de départ les orbites utilisées pour le système Molniya.

Il existe de nombreux types d'orbites elliptiques. Celles qui ont été étudiées le plus en détail sont les orbites les plus utilisées en Europe, pour lesquelles on postule une gamme de latitudes allant de 35° N à 70° N aux fins de la planification. Ces orbites sont de deux types, caractérisés par la hauteur du périgée, c'est-à-dire que certaines d'entre elles traversent les ceintures de Van Allen, d'autres non.

Pour les orbites du premier type, qui correspondent au système Molniya, les valeurs types de hauteur de l'apogée et du périgée sont respectivement 11 500 km et 39 000 km, avec une période orbitale de 12 h. Un système utilisant une telle orbite elliptique très inclinée ou orbite HEO comprendrait en général trois satellites fonctionnant chacun pendant huit heures. Tous les satellites traverseraient les ceintures de Van Allen deux fois par orbite et des mesures spéciales devraient être prises pour protéger leur équipement. Avec un système de ce genre, on pourrait avoir des angles d'élévation supérieurs à 60° au-dessus de la zone de service. Compte tenu de la géométrie de l'orbite, il serait possible de desservir une seconde zone de couverture espacée de la première de 180° en longitude.

Les orbites du second type ont un périgée et un apogée situés respectivement à 26 000 et 46 000 km, ce qui donne une période orbitale de 24 h. Dans cette configuration, appelée «Toundra», il faudrait au minimum deux satellites pour assurer une couverture continue, sans possibilité de desservir une seconde zone de couverture. Pour les deux types d'orbite, l'inclinaison serait d'environ 63°.

Il existe une différence fondamentale entre les systèmes à satellites géostationnaires et les systèmes à orbite HEO: cette différence tient à la nécessité de transférer le trafic entre les satellites qui pénètrent dans la zone de couverture et qui sortent de cette zone. Ce transfert doit être prévu dès le stade de la conception des systèmes, même s'il est probable, d'une part, que la période opérationnelle active sera différente pour chaque satellite et, d'autre part, que le décalage Doppler sera important et différent pour chaque satellite également.

Dans la plupart des applications des orbites HEO, sinon toutes, on utilisera des faisceaux modelés uniques ou des faisceaux ponctuels groupés. En raison des différences de distance pendant la période opérationnelle de l'orbite, la couverture de la surface terrestre varie pour un faisceau d'antenne d'ouverture angulaire donnée.

Pour assurer une couverture constante de 3 dB sur la surface terrestre, on aura besoin d'une antenne à reconfiguration ou antenne zoom, fonctionnant avec ouverture de faisceau variable. Une autre solution est l'antenne à ouverture de faisceau fixe, capable de donner une puissance surfacique constante sur une certaine distance au bord de la zone de couverture; pour ce faire, l'antenne tire parti de la pente de la caractéristique de gain en bordure de faisceau pour compenser la différence d'affaiblissement le long du trajet.

Indépendamment de l'effet zoom, certaines configurations de satellite – par exemple, pointage dans la direction du nadir – entraîneront une rotation et un dépointage des faisceaux non circulaires ou des faisceaux ponctuels groupés. Cet effet s'apparente au passage lent entre cellules dans un système cellulaire; il pourrait se révéler inacceptable dans les opérations où la couverture est exactement adaptée au territoire d'un pays ou d'une région, par exemple la radiodiffusion.

On peut adopter une solution de genre mécanique pour compenser l'effet de rotation et de dépointage; quant aux effets du zooming, ils seront généralement compensés par les techniques des antennes-réseaux à commande de phase. Ces antennes permettent aussi de corriger les effets de la rotation et du dépointage.

En ce qui concerne les bilans de liaison, les orbites très inclinées offrent les avantages suivants pour les pays situés aux latitudes élevées, du fait de l'augmentation des angles d'élévation:

– diminution de la marge de liaison, en raison de la réduction des effets de propagation par trajets multiples et des effets de masquage; et

– possibilité d'utiliser une antenne de réception ayant un gain un peu plus élevé.

10.2.1 Etude européenne

L'Agence spatiale européenne a étudié un système appelé «Archimède». On a choisi un système du type Molniya pour cette étude, sur la base de considérations de coût minimum pour l'application en Europe. Dans ce système, quatre engins spatiaux évoluent sur des orbites très elliptiques avec inclinaison d'environ 63°, la période orbitale étant de 12 h. Chaque engin gravite dans un plan orbital qui lui est propre, les quatre plans orbitaux présentant entre eux un espacement angulaire de 90°. Chacun des engins spatiaux est actif pendant six heures au-dessus de la zone de couverture européenne choisie et il revient 24 h plus tard.

10.3 Comparaison entre orbites de satellite pour la fourniture du SRS (sonore) dans des pays situés à haute et à moyenne latitudes

L'angle d'élévation disponible pour un service DSB par satellite donné dépend de l'emplacement du service sur la Terre mais aussi de l'orbite utilisée. Pour les satellites de télécommunication on utilise en général l'orbite géostationnaire circulaire (OSG) qui permet d'obtenir des angles d'élévation moyens/élevés à des latitudes inférieures à 45°, en fonction de la longitude relative du satellite. Toutefois, pour les latitudes moyennes et supérieures, l'orbite elliptique très inclinée (HEO) présente un avantage en matière d'angle d'élévation par rapport à l'orbite OSG.

Lorsqu'on utilise un seul système à satellites OSG pour desservir des pays très étendus situés à des latitudes élevées comme le Canada, du fait de la position centrale qu'il occupe par rapport à la zone de service, les angles d'élévation obtenus sont compris entre 10° et 40° sur la quasi-totalité de cette zone. Lorsqu'on utilise un système à deux satellites OSG, dans lequel les deux satellites sont

positionnés de façon à maximiser les angles d'élévation dans leurs zones de couverture respectives, par exemple les moitiés est et ouest de la zone de service, les angles d'élévation restent compris entre 20° et 40° sur la quasi-totalité de la zone de service.

Pour le système HEO, une inclinaison d'orbite de 63° a été envisagée, six satellites gravitant dans des plans orbitaux séparés de 60° et disposant chacun d'une durée active de 4 h. La commutation entre satellites peut intervenir à tout moment mais doit être optimisée de façon à garantir les angles d'élévation les plus élevés possible, avec une variation minime dans le temps. En optimisant le sous-point d'apogée pour les zones à haute latitude considérées, on peut obtenir des angles d'élévation qui sont toujours supérieurs à 50°.

Par ailleurs, parmi les systèmes adaptés aux pays de moyenne latitude, on a envisagé des systèmes HEO dont l'inclinaison orbitale est comprise entre 40° et 50°. Ce type de système HEO comprend entre trois et cinq satellites gravitant sur des plans orbitaux de même séparation angulaire (c'est-à-dire que les 360° sont divisés par le nombre de plans orbitaux), chaque satellite disposant d'une durée active d'environ 5 à 8 h en fonction du nombre de satellites.

Si l'on optimise le point d'apogée d'une zone de service située dans des régions de moyenne latitude par rapport à une latitude comprise entre 25 et 50° Nord (ou Sud) et une longitude d'environ 25°, on obtient des angles d'élévation qui sont toujours supérieurs à 70°.

Si l'on se fonde uniquement sur l'angle d'élévation, le système HEO présente incontestablement un avantage par rapport au système OSG dans les pays à moyenne et haute latitudes. Il est important de maximiser les angles d'élévation dans la zone de service pour garantir que la marge d'évanouissement au niveau du satellite soit aussi faible que possible.

10.4 Autres orbites (par exemple, orbites terrestres basses LEO)

Un certain nombre d'organisations projettent de fournir des services mobiles par satellite à partir d'orbites circulaires très inclinées sur l'équateur et situées à des altitudes très inférieures à celle de l'orbite géostationnaire. Dans la plupart des cas, ces altitudes sont de l'ordre de 1 000 km (période orbitale d'environ 2 h). Il existe aussi des propositions concernant des satellites placés à environ 10 000 km d'altitude (période orbitale d'environ 6 h). Ces orbites sont extrêmement intéressantes pour un service mobile par satellite (par exemple, la téléphonie), à condition de lancer un nombre de satellites donnant une configuration assez dense. Par exemple, un des systèmes proposés aura 66 satellites sur orbites quasi polaires.

La situation est toutefois différente dans le service de radiodiffusion par satellite. La capacité nécessaire pour ce service, en terme de largeur de bande totale (ou de débit binaire), dépasse de loin les possibilités des petits satellites; pour les systèmes avec orbites à 1 000 km, les zones de couverture par satellite sont très petites. En résumé, la radiodiffusion se prête mal à l'utilisation des orbites terrestres basses.

Il y a quelques années, on a effectué aux Etats-Unis d'Amérique une série d'études qui portait, entre autres, sur l'efficacité de nombreux types d'orbites non géostationnaires pour le service SRS (sonore). Conclusion de ces études: il est certes possible de réaliser des systèmes avec orbites «héliosynchrones» caractérisées par des périodes orbitales de 2 ou 4 h et une inclinaison de 0° sur l'équateur, mais, dans tous les cas, la complexité de ces systèmes et leur coût de revient par heure d'émission étaient inacceptables.

10.5 Bibliographie

GALLIGAN, K.P., GONZÁLEZ-NUÑEZ, J.I., et VIOLA, R [1994] Satellite DAB using multi-regional highly-inclined orbits, 2ème Symposium international sur la radiodiffusion numérique, Toronto, Canada.

CHAPITRE 11

DISTRIBUTION DES SIGNAUX DE RADIODIFFUSION DSB AUX STATIONS D'ÉMISSION

11.1 Distribution des signaux de radiodiffusion DSB à une ou plusieurs stations d'émission

Les services de radiodiffusion sonore numérique fournis par le prestataire de services doivent être mis à la disposition d'une ou de plusieurs stations d'émission. La liaison de distribution ne devrait causer aucune dégradation au signal distribué. En général, on utilise à cette fin des liaisons numériques qui transmettent à $N \times 64$ kbit/s, le facteur N dépendant du débit binaire brut des signaux son et des données associées. Dans certains cas, il peut être nécessaire de prévoir une protection limitée du son et des données dans la voie.

11.2 Distribution de signaux multiprogrammes aux stations d'émission

La structure du réseau de distribution dépend dans une large mesure du type de système audio utilisé. Dans le cas d'un système à une seule voie par porteuse (SCPC, *single-channel-per-carrier*), la distribution du signal son et des données associées se fait en mode classique. Pour un système multiprogramme (par exemple, les signaux du Système numérique A), il faut prévoir, entre le studio et les émetteurs, un point nodal supplémentaire pour rassembler les divers signaux son et de données dans un signal «ensemble». Ce point nodal s'appelle le multiplexeur d'ensemble.

Le multiplexeur d'ensemble est exploité par le fournisseur d'ensemble, qui gère la capacité en données de l'ensemble complet en tenant compte de l'information relative aux différents services, information qui lui est fournie par un grand nombre de prestataires de services différents. L'ensemble est transmis au fournisseur du réseau de transmission, chargé d'émettre l'ensemble.

L'interface entre le fournisseur d'ensemble et le fournisseur du réseau de transmission porte le nom d'interface de transport d'ensemble. Elle assure la distribution efficace des signaux du multiplexeur d'ensemble aux modulateurs et aux émetteurs du fournisseur du réseau de transmission.

On trouvera dans l'Annexe A des renseignements détaillés sur la distribution d'un signal du Système numérique A aux stations d'émission.

Des précautions doivent être prises si le réseau de distribution comprend plusieurs codecs audio en cascade. Comme on l'a vu au § 6.1, cette configuration en cascade peut entraîner une baisse de la qualité du son.

CHAPITRE 12

SITES WEB POUR RENSEIGNEMENTS ACTUALISÉS SUR LA MISE EN OEUVRE DE LA RADIODIFFUSION DSB

La liste des sites web qui a été établie (voir ci-après) permet d'obtenir des renseignements actualisés sur les divers projets de déploiement de la radiodiffusion DSB menés dans différents pays du monde:

Canada:	http://www.digitalradio.ca/
	http://www.magi.com/~moted/dr
France:	http://www.dabfrance.com/site.htm
Japon:	http://www.nhk.or.jp/strl/index-e.html
Singapour:	http://www.sba.gov.sg/
Suède:	http://www.teracom.se/
Suisse:	http://www.dab.ch/
	http://www.ebu.ch/
Royaume-Uni:	http://www.dabdirectory.co.uk/
	http://www.bbc.co.uk/digitalradio
	http://www.dab.org/
	http://www.digitalone.co.uk/
Etats-Unis d'Amérique:	http://www.ibiquity.com/
	http://www.nab.org/
	http://www.lucent.com/ldr
	http://www.worldspace.com/
	http://www.siriusradio.com/
WorldDAB:	http://www.worlddab.org/

CHAPITRE 13

LISTE DES ACRONYMES

ARIB	Association of Radio Industries and Business (Japon)
ESA	Agence spatiale européenne
Bande II	87,5-108 MHz (bande de radiodiffusion sonore MF)
Bande L	Gamme de fréquences 1-2 GHz, ancienne dénomination de la bande attribuée aux forces armées des Etats-Unis
BBGA	Bruit blanc gaussien additif
CAMR ORB-88	Conférence admnistrative mondiale des radiocommunications sur l'utilisation de l'orbite des satellites géostationnaires et la planification des services spatiaux utilisant cette orbite (seconde session – Genève, 1988)
CAMR-92	Conférence administrative mondiale des radiocommunications, Torremolinos, 1992
CARR-83	Conférence administrative régionale des radiocommunications, Genève, 1983 (a planifié la radiodiffusion télévisuelle à 12 GHz dans la Région 2)
CD	Disque compact (*compact disk*)
CEPT	Conférence européenne des administrations des postes et télécommunications
Codec	Ensemble codeur-décodeur (par exemple, codec audio)
COFDM	Multiplexage par répartition en fréquence orthogonale codée (*coded orthogonal frequency division multiplex*)
DAB	Radiodiffusion audionumérique (*digital audio broadcasting*)
DAT	Bande magnétique audionumérique (*digital audio tape*)
DGPS	Système mondial de radiorepérage différentiel (*differential global positioning system*)
DME	Durée moyenne des évanouissements
DSB	Radiodiffusion sonore numérique (*digital sound broadcasting*)
Eureka-147	Projet de la Commission européenne dans le cadre duquel le Système numérique A a été mis au point (normalisé ETS 400 301)
MF	Modulation de fréquence
GIS	Système d'information géographique (*geographical information system*)
GPS	Système mondial de radiorepérage (*global positioning system*)
HEO	Orbite elliptique fortement inclinée (*highly-inclined elliptical orbit*)
HNM	Hauteur au-dessus du niveau moyen

IBiquity	Organisation des Etats-Unis d'Amérique responsable de l'achèvement de la mise au point du Système numérique C
IBOC	Dans la même voie, dans la même bande, voir l'Annexe C (*in-band on-channel*)
ISO/MPEG	Groupe d'experts pour les images animées/Organisation internationale de normalisation
IVHS	Système intelligent de régulation de la circulation sur les autoroutes (*intelligent vehicle highway system*)
JPL	Laboratoire Jet Propulsion (Californie)
LCR	Rythme de franchissement de niveau (*level crossing rate*)
LEO	Orbites terrestres basses (*low Earth orbits*)
LGM	Marge du gain de la boucle (*loop gain margin*)
LOS	Visibilité directe (*line-of-sight*)
MA	Modulation d'amplitude
MDM	Modulation à déphasage minimal
MDP-4	Modulation par déplacement de phase quadrivalente
MIC	Modulation par impulsion et codage
MPEG	Groupe d'experts pour les images animées (ISO)
MRC	Multiplexage par répartition en code
NICAM 728	Norme de transmission du son numérique MIC
OCR	Réémetteur sur canal (*on-channel repeater*)
OSG	Orbite des satellites géostationnaires
p.a.r.	Puissance apparente rayonnée (rapportée à une antenne-doublet)
p.i.r.e.	Puissance isotrope rayonnée équivalente
PDA	Ordinateur de poche
PROSAT	Projet de satellite expérimental de l'ESA
QPRS	Transmission du signal de réponse incomplète en quadrature (*quadrature partial response signaling*)
RNIS	Radiodiffusion numérique à intégration de services, voir l'Annexe F
RNIS-T_{SB}	Radiodiffusion numérique à intégration de services – Radiodiffusion sonore de Terre, voir l'Annexe F
SCPC	Une seule voie par porteuse
S-DAB	Radiodiffusion audionumérique par satellite
S-DARS	Satellite-Digital Audio Radio Service
SFN	Réseau à fréquence unique (*single frequency network*)
SI	Information sur les services (*service information)* (voir l'Annexe A)
Sirius Radio	Un des systèmes de S-DARS ou SRS

SRD	Service de radiodiffusion de données
SRS (sonore)	Service de radiodiffusion (sonore) par satellite
T-DAB	Radiodiffusion audionumérique de Terre (*Terrestrial DAB*)
TDRSS	Système à satellites de radiorepérage et de retransmission (*tracking and data relay system satellite*)
TFR	Transformée rapide de Fourier
TII	Information d'identification d'émetteur (*transmitter identification information*)
TMC	Voie d'information routière (*traffic information channel*)
UIT-R	Secteur des radiocommunications du Bureau des radiocommunications (Union internationale des télécommunications)
VOA	Voice of America
WorldSpace	Organisation qui a mis au point le Système numérique D

ANNEXE A

SYSTÈME NUMÉRIQUE A

RADIODIFFUSION SONORE NUMÉRIQUE DE TERRE ET PAR SATELLITE UTILISANT LA MODULATION COFDM (EUREKA-147)

TABLE DES MATIÈRES

		Page
A.1	Description du système	187
A.1.1	Introduction	187
A.1.2	Utilisation d'un modèle à plusieurs couches	187
A.1.3	Couche application	188
A.1.3.1	Possibilités offertes par le Système	188
A.1.3.2	Qualité sonore	188
A.1.3.3	Modes de transmission	190
A.1.4	Couche présentation	191
A.1.4.1	Codage audio à la source	191
A.1.4.2	Décodage audio	192
A.1.4.3	Présentation audio	192
A.1.4.4	Présentation de l'information sur les services	192
A.1.5	Couche session	194
A.1.5.1	Choix du programme	194
A.1.5.2	Accès conditionnel	194
A.1.6	Couche transport	194
A.1.6.1	Services de programme	194
A.1.6.2	Multiplex de service principal	195
A.1.6.3	Données auxiliaires	195
A.1.6.4	Association de données	195
A.1.7	Couche réseau	196
A.1.7.1	Trames audio de l'ISO	196
A.1.8	Couche liaison de données	196
A.1.8.1	Trame de transmission	196
A.1.9	Couche physique	197
A.1.9.1	Dispersion d'énergie	197
A.1.9.2	Codage convolutionnel	197
A.1.9.3	Entrelacement temporel	198
A.1.9.4	Entrelacement en fréquence	198
A.1.9.5	Modulation MROF MDPD-4	198
A.1.9.6	Spectre du signal RF	199
A.1.10	Caractéristiques de qualité RF du Système numérique A	199
A.1.10.1	TEB en fonction du *S*/*N* (dans 1,5 MHz) sur un canal gaussien à 226 MHz	200

		Page
A.1.10.2	TEB en fonction du *S*/*N* (dans 1,5 MHz) sur un canal de Rayleigh simulé en environnement urbain	200
A.1.10.3	TEB en fonction du *S*/*N* (dans 1,5 MHz) sur un canal de Rayleigh simulé dans un environnement rural	200
A.1.10.4	Qualité sonore en fonction du rapport RF signal-bruit	203
A.1.10.5	Capacité de fonctionnement sur des réseaux à fréquence unique	205
A.1.11	Masque de spectre	205
A.1.12	Complexité du filtre RF dans la bande L et recul de puissance en sortie de l'amplificateur de puissance	205
A.1.12.1	Puissance de bruit blanc équivalente à un brouillage du spectre non uniforme	210
A.1.12.2	Sélectivité dans le canal adjacent et dynamique du récepteur en fonction du masque de spectre RF	212
A.1.12.3	Mesures de la sélectivité dans le canal adjacent sur les récepteurs DSB	214
A.1.12.3.1	Introduction	214
A.1.12.3.2	Récepteur DSB de troisième génération	215
A.1.12.3.3	Récepteur DSB de quatrième génération	215
A.1.12.3.4	Récepteur DSB de qualité grand public	216
A.1.12.3.5	Analyse	217
A.1.12.4	Impact des masques d'émission RF sur la couverture des systèmes DSB	218
A.1.12.4.1	Introduction	218
A.1.12.4.2	Généralités	219
A.1.12.4.3	Simulations et paramètres	219
A.1.12.4.4	Résultats et analyses	220
A.1.12.4.5	Copositionnement nominal des émetteurs	221
A.2	Rapports de protection	226
A.2.1	Brouillage du Système numérique A	226
A.2.1.1	Rapports de protection relatifs au Système numérique A brouillé par des émissions MF en ondes métriques	226
A.2.1.2	Rapports de protection relatifs au Système numérique A brouillé par un signal de télévision MA/VSB	226
A.2.1.3	Rapports de protection relatifs au Système numérique A brouillé par des émissions MF bande étroite de systèmes radio mobiles privés (PMR)	229
A.2.1.4	Rapport de protection relatif au Système numérique A brouillé par une porteuse unique à onde entretenue	229
A.2.1.5	Rapport de protection relatif au Système numérique A brouillé par un Système numérique A	229

		Page
A.2.1.6	Rapport de protection relatif à un Système numérique A brouillé par un système de radiodiffusion numérique hertzienne (DVB-T)	230
A.2.2	Brouillage d'autres services par le Système numérique A	230
A.2.2.1	Rapports de protection pour un signal MF utile en ondes métriques brouillé par un Système numérique A	230
A.2.2.2	Rapports de protection pour un signal utile de télévision MA/VSB brouillé par un Système numérique A	230
A.2.2.3	Rapports de protection relative à un signal utile de système de radio mobile privé brouillé par un Système numérique A	235
A.2.2.3.1	Rapports de protection relative à un signal utile de système de radio mobile privé (PMR MF bande étroite) brouillé par un Système numérique A	235
A.2.2.3.2	Rapport de protection relative à un signal utile PMR (système à bande latérale unique (BLU), son transparent dans la bande PMR) brouillé par un Système numérique A	238
A.3	Considérations de partage	240
A.3.1	Système numérique A brouillé par les émissions d'un autre Système A	240
A.3.1.1	Analyse des cas de partage	240
A.3.1.1.1	Cas de partage avec un système de radiodiffusion sonore numérique par voie de Terre (T-DSB)	240
A.3.1.1.1.1	Partage avec des systèmes radio point à multipoint (P-MP)	240
A.3.1.1.1.2	Partage avec des services de radiodiffusion	240
A.3.1.1.2	Problèmes de partage entre système à satellite et système DSB	241
A.3.1.1.2.1	Partage avec des systèmes point à point	243
A.3.1.1.2.2	Partage avec le service mobile	243
A.4	Alimentation des stations émettrices	243
A.4.1	Considérations générales	243
A.4.2	Signaux de données de service	244
A.4.3	Distribution entre émetteurs	244
A.4.4	Réseaux à fréquence unique (SFN)	245
A.5	Simulations sur ordinateur	245
A.5.1	Simulations sur ordinateur dans la bande 1 452-1 492 MHz	245
A.5.1.1	Simulations de couverture de station émettant à 1,5 GHz dans un SFN DSB non synchronisé	247
A.5.1.2	Simulations sur ordinateur de SFN synchronisé à 1,5 GHz	252
A.5.1.3	Résultats et examen des simulations sur ordinateur: p.a.r. minimale en fonction de l'espacement des émetteurs	253
A.5.1.4	Conclusion concernant les simulations dans la Bande L	255

		Page
A.5.2	Simulations de couverture sur ordinateur au-dessous de 1 000 MHz	257
A.5.2.1	Méthodes de planification pour un réseau à fréquence unique national DSB en ondes métriques	257
A.5.2.1.1	Introduction	257
A.5.2.1.1.1	Durée de symbole et intervalle de garde	257
A.5.2.1.1.2	Efficacité d'utilisation du spectre	257
A.5.2.1.1.3	Intensité de champ minimale requise	257
A.5.2.1.2	Structure de la méthode de prévision	257
A.5.2.1.2.1	Choix de l'émetteur de référence	258
A.5.2.1.2.2	Combinaison de signaux	258
A.5.2.1.3	Synchronisation et combinaison des signaux	259
A.5.2.1.3.1	Combinaison de signaux	259
A.5.2.1.3.2	Retard limite	260
A.5.2.1.4	Retards dus à la diffusion par satellite	260
A.5.2.1.5	Calcul du pourcentage de couverture	261
A.5.2.1.5.1	Résultats du programme	262
A.5.2.1.6	Prévision de champ	263
A.5.2.1.6.1	Ecart-type du champ	263
A.5.2.1.7	Application de la méthode de prévision	263
A.5.2.1.7.1	Treillis théorique	263
A.5.2.1.7.2	Réseaux réels	265
A.5.2.1.8	Analyse des résultats de couverture obtenus	266
A.5.2.1.8.1	Résultats de l'analyse	266
A.5.2.1.8.2	Paramètres de prévision et d'analyse	267
A.5.2.1.9	Conclusions des simulations sur ordinateur du réseau national	267
A.5.2.2	Méthodes de planification: couvertures des stations locales de radiodiffusion	268
A.5.2.2.1	Introduction	268
A.5.2.2.2	Etudes consacrées aux émissions de radiodiffusion locales	268
A.5.3	Simulations sur ordinateur d'un Système numérique A fonctionnant à 1,5 GHz	269
A.5.3.1	Introduction	269
A.5.3.2	Modèles de simulation sur ordinateur	269
A.5.3.2.1	Modèle général	269
A.5.3.2.2	Modèle de canal de Terre mobile	269
A.5.3.2.3	Limitations des calculs de simulation	270

		Page
A.5.3.3	Présentation et analyse des résultats de la simulation	271
A.5.3.3.1	Profondeur d'entrelacement temporel	271
A.5.3.3.2	Niveaux de quantification des décisions pondérées	272
A.5.3.3.3	Longueur imposée de code convolutionnel	272
A.5.3.4	Conclusions concernant les simulations sur ordinateur de la qualité de fonctionnement du Système numérique A dans la Bande L	273
A.6	Essais de propagation par voie de Terre au moyen du Système numérique A	274
A.6.1	Essais de propagation à 1 500 MHz	274
A.6.1.1	Mesures de propagation canadiennes	274
A.6.1.1.1	Dispositif de mesure	274
A.6.1.1.2	Résultats des mesures de propagation	274
A.6.1.2	Résultats des mesures de champ en Europe	276
A.6.1.2.1	Essais effectués à Rennes en 1993	276
A.6.1.2.1.1	Paramètres du système et de l'émetteur	276
A.6.1.2.1.2	Résultats des mesures	276
A.6.1.2.1.3	Méthodes de traitement	277
A.6.1.2.1.4	Résultats	277
A.6.1.2.1.5	Conclusions des essais de Rennes	279
A.6.1.2.2	Mesures expérimentales réalisées à Paris	280
A.6.2	Essais aux fréquences inférieures à 1 000 MHz	280
A.6.2.1	Introduction	280
A.6.2.2	Planification des systèmes numériques-récepteurs mobiles et portables	281
A.6.2.3	Essais	281
A.6.2.3.1	Système de mesure	283
A.6.2.3.2	Méthodologie expérimentale	283
A.6.2.4	Résultats	286
A.6.2.4.1	Zone de couverture des émetteurs	286
A.6.2.4.2	Variations locales de l'intensité du signal	288
A.6.2.4.3	Mesures à l'intérieur des bâtiments	289
A.7	Mesures à l'intérieur de tunnels de la couverture des émissions d'un Système numérique A en ondes métriques et dans la Bande L	291
A.7.1	Introduction	291
A.7.2	Configuration des essais	291
A.7.2.1	Structure du réseau DAB émettant en ondes métriques	291
A.7.2.2	Structure du réseau DAB dans la Bande L	291

		Page
A.7.2.3	Situation du tunnel	292
A.7.2.4	Principe de fonctionnement du système de couverture du tunnel pour les émissions en ondes métriques	292
A.7.2.5	Principe de fonctionnement du système de couverture du tunnel émettant dans la Bande L	292
A.7.3	Récapitulation des résultats	293
A.7.3.1	Ondes métriques	293
A.7.3.2	Bande-L	294
A.7.3.3	Autres points à préciser	294
A.8	Evaluations expérimentales du Système numérique A et essais de champ de Terre	295
A.8.1	Mesures expérimentales au-dessus de 1 000 MHz	295
A.8.1.1	Mesures expérimentales réalisées au Canada	295
A.8.1.1.1	Mesures de champ du SFN des deux émetteurs de Toronto et Barrie	295
A.8.1.1.1.1	Résultats détaillés des mesures de couverture du SFN	297
A.8.1.1.1.2	Conclusions	300
A.8.1.1.2	Mesures expérimentales concernant un SFN à Montréal comportant trois sites d'émetteurs	300
A.8.1.1.2.1	Description des systèmes émetteurs	301
A.8.1.1.2.2	Itinéraires de mesure et résultats	301
A.8.1.1.3	Installation à émetteurs distribués (Ottawa)	302
A.8.1.1.3.1	Introduction	302
A.8.1.1.3.2	Description de la station	303
A.8.1.1.3.3	Résultats des mesures – Evaluation subjective préliminaire	305
A.8.1.1.3.4	Résultats des mesures – Mesures détaillées du champ	307
A.8.1.2	Développement du réseau DSB à 1,5 GHz en France	310
A.8.1.2.1	Essais sur le terrain de SFN réalisés en France	310
A.8.1.3	Mesures expérimentales en Australie	313
A.8.1.3.1	Résultats préliminaires des mesures de couverture: réseau à fréquence unique à deux sites	313
A.8.1.3.1.1	Introduction	313
A.8.1.3.1.2	Description du réseau	313
A.8.1.3.1.3	Tuggeranong Hill	314
A.8.1.3.1.4	Système de mesure de la couverture DSB	316
A.8.1.3.1.5	Mesure de la couverture du réseau DSB	316
A.8.1.3.1.6	Conclusion	319

		Page
A.8.1.3.2	Mesures de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments, réalisées en Australie (à 1,5 GHz)	320
A.8.1.3.2.1	Résultats des mesures	320
A.8.1.3.2.2	Analyse	322
A.8.2	Essais au-dessous de 1 000 MHz	323
A.8.2.1	Valeurs comparées de l'écart-type du champ de signaux en ondes entretenues et de signaux T-DSB (signaux émis sur une largeur de bande de 1,75 MHz)	323
A.8.2.2	Valeurs comparées des signaux T-DSB pour différentes largeurs de bande dans différents types d'environnement	324
A.8.2.3	Comparaisons des variations observées selon l'emplacement, des émissions dans les Bandes I et III	324
A.8.2.4	Incidence des sources multiples sur le niveau du signal	325
A.8.2.5	Effets des bruits artificiels sur l'intensité minimale de champ utilisable	326
A.8.2.6	Mesures de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments à 211 MHz et 64 MHz	328
A.9	Etude du mode de transmission optimal pour le fonctionnement à 1 500 MHz d'un SFN de Terre	329
A.9.1	Introduction	329
A.9.2	Modes de transmission applicables au Système numérique A	330
A.9.3	Fonctionnement des SFN à 1,5 GHz	330
A.9.4	Etalement des fréquences (effet Doppler)	331
A.9.4.1	Simulations sur ordinateur	331
A.9.4.2	Mesures sur le matériel	333
A.9.4.3	Mesures sur le terrain	333
A.9.4.4	Analyse	334
A.9.5	Effet du bruit de phase de porteuse	335
A.9.6	Conclusion des études d'optimisation du mode de transmission	336
A.9.7	Analyse complémentaire de la sensibilité du Sytème numérique A à l'effet Doppler	336
A.9.7.1	Configuration matérielle	337
A.9.7.2	Choix de l'itinéraire	337
A.9.7.3	Méthodologie de mesure	338
A.9.7.4	Résultats	338
A.9.7.5	Conclusion	339
A.9.8	Mesures sur le terrain réalisées à Ottawa (Canada) en été 1997	342
A.9.8.1	Objectif du programme de mesure	343

		Page
A.9.8.2	Résultats des mesures	343
A.9.8.3	Analyse	344
A.9.8.4	Etude expérimentale d'émetteurs multiples	345
A.10	Essais de transmission par satellite dans la Bande L au moyen du Système numérique A	346
A.10.1	Résultats expérimentaux des essais australiens de transmission par satellite Optus B3	347
A.10.1.1	Introduction	347
A.10.1.2	Généralités	347
A.10.1.3	Configuration du matériel	348
A.10.1.3.1	Matériel utilisé sur la liaison montante	348
A.10.1.3.2	Equipement de réception	348
A.10.1.4	Point de fonctionnement du répéteur dans la Bande-L	349
A.10.1.5	Bilan de liaison satellite	349
A.10.1.6	Programme de contrôle du signal audio	350
A.10.1.7	Linéarité du répéteur	352
A.10.1.7.1	Point de fonctionnement du répéteur dans la Bande L	353
A.10.1.8	Mesure des distributions d'évanouissement du signal dans la Bande L	353
A.10.1.9	Procédure de mesure	353
A.10.1.10	Traitement des données	353
A.10.1.11	Présentation des résultats	355
A.10.1.12	Analyse des mesures d'évanouissement en bande étroite	355
A.10.1.12.1	Zones découvertes	355
A.10.1.12.2	Zones rurales, suburbaines et suburbaines denses	355
A.10.1.12.3	Zones boisées	356
A.10.1.12.4	Zones urbaine, urbaine dense et zones de grands immeubles	356
A.10.1.13	Variabilité du signal imputable aux phénomènes d'occultation et de propagation par trajets multiples	356
A.10.1.14	Résumé et conclusions des essais Optus	358
A.10.1.15	Références bibliographiques	364
A.10.2	Expérimentations du Système numérique A au moyen du satellite Solidaridad	364
A.11	Bibliographie	365
A.12	Listes des définitions et des abréviations	366
A.12.1	Définitions	366
A.12.2	Abréviations	369

LISTE DES FIGURES

Page

FIGURE A.1 Schéma fonctionnel de l'émetteur du Système 189

FIGURE A.2 Schéma de principe du codeur audio de base du Système 193

FIGURE A.3 Schéma de principe du décodeur audio de base du Système 194

FIGURE A.4 Structure de la trame du multiplex 196

FIGURE A.5 Contribution favorable des échos 198

FIGURE A.6 Exemple de spectre du signal RF 199

FIGURE A.7 Taux d'erreur sur les bits en fonction du rapport signal-bruit relatif au Système numérique A (Mode de transmission 1) – Canal gaussien 200

FIGURE A.8 Taux d'erreur sur les bits en fonction du rapport signal-bruit, relatif au Système numérique A (Modes de transmission II ou III) – Canal gaussien 201

FIGURE A.9 Taux d'erreur sur les bits en fonction du rapport signal-bruit relatif au Système numérique A (Mode de transmission 1, 226 MHz) – simulation sur canal de Rayleigh (environnement urbain, vitesse de 15 km/h) 201

FIGURE A.10 Taux d'erreur sur les bits en fonction du rapport signal-bruit relatif au Système numérique A (Mode de transmission 2, 1 480 MHz) – simulation sur canal de Rayleigh (environnement urbain, vitesse de 15 km/h) 202

FIGURE A.11 Taux d'erreur sur les bits en fonction du rapport signal-bruit relatif au Système numérique A (Mode de transmission 1, 226 MHz) – simulation sur canal de Rayleigh (environnement rural, vitesse de 130 km/h) 202

FIGURE A.12 Taux d'erreur sur les bits en fonction du rapport signal-bruit relatif au Système numérique A (Mode de transmission 2, 1 480 MHz) – simulation sur canal de Rayleigh (environnement rural, vitesse de 130 km/h) 203

FIGURE A.13 Exemple de réseau à fréquence unique pour Système numérique A (Mode de transmission II) 206

FIGURE A.14 Masque de spectre proposé pour un rayonnement hors bande DSB en ondes métriques 207

FIGURE A.15 Spectre de puissance du signal COFDM à la sortie d'un amplificateur ATOP et masque proposé 208

FIGURE A.16 Spectre de puissance du signal COFDM à la sortie d'un amplificateur de grande puissance parfaitement linéaire pour différentes valeurs du recul de puissance en sortie OBO 208

FIGURE A.17 Réalisation du masque proposé au moyen d'un filtre Butterworth à quatre pôles, $f_{ss\text{-}3dB} = 0{,}718$ MHz à la sortie de l'amplificateur ATOP, fonctionnant à une valeur du recul OBO de 3 dB 209

Page

FIGURE A.18 Pentes des masques théoriques utilisés pour les simulations 211

FIGURE A.19 TEB en fonction du *C*/*I* pour différents masques et TEB en fonction du *C*/*N* (dans le canal BBGA) 212

FIGURE A.20 Niveau d'énergie des émissions hors bande dans le 1er canal adjacent à l'intérieur du canal, par rapport au niveau de réception du signal utile (*D*/*U*), pour les masques de spectre ETSI 213

FIGURE A.21 Diagramme de spectre du signal utile et du brouillage du premier calcul adjacent au seuil d'audibilité 214

FIGURE A.22 Courbe *D*/*U* dans le canal adjacent relative à un récepteur de 3ème génération (Bande L) 215

FIGURE A.23 Courbe *D*/*U* dans le canal adjacent relative au récepteur Philips 452 en ondes métriques 216

FIGURE A.24 Courbe *D*/*U* du canal adjacent relative au récepteur Philips 452 avec circuit d'entrée fonctionnant dans la Bande L 217

FIGURE A.25 Courbe de rejet du canal adjacent *D*/*U* relative au récepteur Bosch Hannover 106A (Bande L) 218

FIGURE A.26 Carte de couverture pour une distance de brouillage de 20 km (disponibilité de service à 90%) 222

FIGURE A.27 Carte de couverture pour une distance de brouillage de 10 km (disponibilité de service à 90%) 223

FIGURE A.28 Carte de couverture pour une distance de brouillage de 5 km (disponibilité de service de 90%) 223

FIGURE A.29 Agrandissement de la carte de couverture pour une distance de brouillage de 5 km (disponibilité de service à 90%) 224

FIGURE A.30 Incidence du brouillage du canal adjacent sur la couverture pour différents masques RF (disponibilité de service = 50%) 224

FIGURE A.31 Incidence du brouillage du canal adjacent sur la couverture pour différents masques RF (disponibilité de service = 90%) 225

FIGURE A.32 Incidence du brouillage du canal adjacent sur la couverture pour différents masques RF (disponibilité de service = 99%) 225

FIGURE A.33 Gain de couverture obtenu avec différents masques par rapport au masque ETSI souple (disponibilité de service = 99%) 226

FIGURE A.34 Signal T-DAB brouillé par un signal sonore MF large bande pour un TEB = 10^{-4} 227

FIGURE A.35 Signal T-DAB brouillé par un signal de télévision I-PAL pour un TEB = 10^{-4} (porteuse son MF décalé de –10 dB par rapport à la porteuse image) (Porteuse son NICAM décalée de –20 dB par rapport à la porteuse image) 217

Page

FIGURE A.36 Signal T-DAB brouillé par un signal de télévision B-PAL pour un TEB = 10^{-4} (niveau de la 1ère porteuse son décalé de –13 dB par rapport à la porteuse image) (niveau de la 2ème porteuse son décalé de –20 dB par rapport à la porteuse image) 228

FIGURE A.37 Signal T-DAB brouillé par un signal de télévision L-SECAM pour un TEB = 10^{-4} (Porteuse sonore MA décalée de –10 dB par rapport à une porteuse image) 228

FIGURE A.38 Signal T-DAB brouillé par un signal de télévision D, K-SECAM pour un TEB = 10^{-4} (Porteuse son MF décalée de –7 dB par rapport à une porteuse image) 229

FIGURE A.39 Rapport de protection d'un système DSB brouillé par un système radio mobile PMR 231

FIGURE A.40 Système T-DAB brouillé par un signal en ondes entretenues pour un TEB = 10^{-4} 231

FIGURE A.41 Système T-DAB brouillé par un système T-DAB pour un TEB = 10^{-4} 232

FIGURE A.42 Signal sonore MF large bande brouillé par un signal T-DAB (brouillage continu) 232

FIGURE A.43 Image B-PAL brouillée par un signal T-DAB 233

FIGURE A.44 Porteuse image I-PAL brouillée par un signal T-DAB 233

FIGURE A.45 Signal sonore numérique de télévision T-NICAM brouillé par un signal T-DAB 234

FIGURE A.46 Signal sonore MF brouillé par un signal T-DAB 234

FIGURE A.47 Signal de radiodiffusion L-SECAM brouillé par un Système numérique A 235

FIGURE A.48 Rapport de protection RF nécessaire pour un signal PMR dans un canal à 12,5 kHz, afin de limiter la dégradation à un niveau SINAD de 14 dB en cas de brouillage par un Système numérique A en Mode 1 236

FIGURE A.49 Rapport de protection RF nécessaire pour un signal PMR dans un canal à 12,5 kHz, afin de limiter la dégradation à un niveau SINAD de 20 dB en cas de brouillage par un Système numérique A en Mode 1 236

FIGURE A.50 Rapport de protection RF nécessaire pour un signal PMR (BLU+TIIB) dans un canal à 5 kHz, afin de limiter la dégradation à un niveau SINAD de 14 dB en cas de brouillage par un Système numérique A en Mode 1..... 239

FIGURE A.51 Rapport de protection RF nécessaire pour un signal PMR (BLU+TIIB) dans un canal à 5 kHz, afin de limiter la dégradation à un niveau SINAD de 14 dB en cas de brouillage par un Système numérique A en Mode 1..... 240

FIGURE A.52 Schéma du réseau du Système numérique A 244

FIGURE A.53 Couverture d'un émetteur simple (maille = 20 km) 248

FIGURE A.54 Emetteur principal avec huit réémetteurs (maille = 20 km)..... 249

Page

FIGURE A.55 Couverture d'un émetteur installé sur la tour CN (maille = 10 km)..... 250

FIGURE A.56 Couverture de Toronto (maille = 10 km)..... 251

FIGURE A.57 Couverture de la région métropolitaine de Toronto (maille = 20 km)..... 252

FIGURE A.58 Disposition des émetteurs SFN utilisés pour les calculs de simulation..... 255

FIGURE A.59 p.a.r. minimale en fonction de la distance de séparation des émetteurs (intervalle de garde = 32 µs)..... 256

FIGURE A.60 p.a.r. minimale en fonction de la distance de séparation des émetteurs (intervalle de garde = 64 µs)..... 256

FIGURE A.61 Les deux composantes de la puissance reçue *W*: *C* désigne la puissance utile et *I* la puissance brouilleuse..... 259

FIGURE A.62 Organigramme du programme DABCOV..... 262

FIGURE A.63 Variation du rapport *C*/*I* dans le cas d'un treillis théorique pour cinq valeurs de la hauteur effective de l'émetteur: réseau synchrone..... 264

FIGURE A.64 Variation du rapport *C*/*I* pour un treillis théorique pour cinq valeurs de la hauteur effective d'émetteur: réseau alimenté par satellite..... 265

FIGURE A.65 Couverture prévue du réseau étendu installé au sud du Royaume-Uni, sur la base du modèle prévisionnel de la BBC (d'après les données de terrain) 266

FIGURE A.66 Modèle général applicable au système DSB..... 270

FIGURE A.67 Profils de retard en puissance relatifs aux canaux mobiles de Terre..... 270

FIGURE A.68 Dégradation du rapport E_b/N_0 en fonction de la profondeur d'entrelacement temporel..... 271

FIGURE A.69 Dégradation du rapport E_b/N_0 en fonction du nombre de niveaux de quantification des décisions pondéréres (Mode III)..... 272

FIGURE A.70 TEB en fonction du rapport E_b/N_0 pour différentes longueurs imposées et pour plusieurs vitesses de véhicules (canal ZU, Mode III)..... 273

FIGURE A.71 Profil de terrain Azimut = 170°, Δh = 90,3 m..... 274

FIGURE A.72 Profil de terrain Azimut = 184°, Δh = 76,9 m..... 274

FIGURE A.73 Champ reçu (50% des emplacements) (ligne inférieure: 97 m au-dessus du sol) (ligne supérieure: 230 m au-dessus du sol)..... 275

FIGURE A.74 Champ reçu (90% des emplacements) (ligne inférieure: 97 m au-dessus du sol) (ligne supérieure: 230 m au-dessus du sol)..... 275

FIGURE A.75 Distribution log-normale..... 277

FIGURE A.76 Distribution de Rayleigh..... 277

FIGURE A.77 Axe de Plelan – Courbes obtenues en zone urbaine..... 278

FIGURE A.78 Axe de Plelan – Zone urbaine importante..... 278

Page

FIGURE A.79 Axe de Plelan – Zone urbaine peu étendue 278

FIGURE A.80 Axe de Plelan – Courbes établies en zone rurale..... 279

FIGURE A.81 Axe de Plelan – Vaste zone rurale..... 279

FIGURE A.82 Axe de Plelan – Petite zone rurale..... 279

FIGURE A.83 Mesures du champ à Paris (1994)..... 281

FIGURE A.84 Sites des stations émettrices expérimentales DSB au Royaume-Uni 284

FIGURE A.85 Equipement de mesure mobile 284

FIGURE A.86 Couverture prévue de l'émetteur de Crystal Palace 285

FIGURE A.87 Couverture prévue de l'émetteur de Reigate..... 285

FIGURE A.88 Couverture prévue de l'ensemble du réseau 286

FIGURE A.89 Mesure de couverture de l'émetteur de Crystal Palace 287

FIGURE A.90 Mesure de la couverture de l'émetteur de Reigate..... 287

FIGURE A.91 Différences de variations du signal propres aux signaux large bande et aux signaux bande étroite 289

FIGURE A.92 Couverture du réseau DAB dans la Bande L..... 291

FIGURE A.93 Carte du tunnel étudié..... 292

FIGURE A.94 Courbe de l'intensité du champ le long de la Route 404 296

FIGURE A.95 Signal reçu en dehors de l'intervalle de garde (GI) 297

FIGURE A.96 Interruptions mesurées et prévues dues à la faiblesse du signal..... 298

FIGURE A.97 Interruptions dues au brouillage (échos en dehors de l'intervalle de garde)..... 299

FIGURE A.98 Configuration de réseau SFN, zone d'intervalle de garde et itinéraires de mesure..... 303

FIGURE A.99 Système mobile de mesure et d'acquisition de données (MMAS) 305

FIGURE A.100 Couverture mesurée de l'émetteur de la Place du Portage fonctionnant à 1 466,768 MHz (évaluation subjective de la qualité sonore). La zone ombrée représentée correspond par ailleurs à la couverture prévue en termes de disponibilité du service d'au moins 95%..... 306

FIGURE A.101 Disponibilité de service de l'émetteur de la Place du Portage d'après les mesures de champ..... 308

FIGURE A.102 Disponibilité de service de l'émetteur de l'Université Carleton d'après les mesures de champ 309

FIGURE A.103 Réseau DAB en fréquence unique de Rennes fonctionnant à 1,5 GHz..... 310

FIGURE A.104 Mesures sur l'itinéraire de Rennes-Plessala avec les deux émetteurs en service..... 311

Page

FIGURE A.105 Carte en courbes de niveaux de la région où les zones ombrées correspondent aux agglomérations les plus importantes de Canberra et de la ville voisine de Queanbeyan (Equidistance des courbes de niveau: 60 m) Tour de Black Mountain 314

FIGURE A.106 Schéma de la configuration du réseau 315

FIGURE A.107 Système de mesure mobile 316

FIGURE A.108 Mesure de couverture DSB (du seul émetteur de Black Mountain) (Equidistance des courbes de niveau: 60 m)..... 318

FIGURE A.109 Mesure de la couverture DSB (Black Mountain et Tuggeranong Hill) (Equidistance des courbes de niveau: 60 m)..... 319

FIGURE A.110 Résultats des simulations et des mesures sur le terrain de l'incidence de l'effet Doppler – canal de transmission en zone urbaine type 331

FIGURE A.111 Résultats des mesures en laboratoire et sur le terrain de l'incidence de l'effet Doppler – canal de transmission en zone urbaine type 332

FIGURE A.112 Résultats des simulations et des mesures sur le terrain de l'incidence de l'effet Doppler – canal de transmission en zone rurale..... 332

FIGURE A.113 Résultats des mesures en laboratoire et sur le terrain de l'incidence de l'effet Doppler – canal de transmission en zone rurale..... 334

FIGURE A.114 E_b/N_0 additionnel nécessaire dans une zone urbaine en fonction de la vitesse du véhicule..... 340

FIGURE A.115 E_b/N_0 additionnel nécessaire dans une zone suburbaine en fonction de la vitesse du véhicule..... 341

FIGURE A.116 E_b/N_0 additionnel nécessaire dans une zone rurale en fonction de la vitesse du véhicule..... 341

FIGURE A.117 E_b/N_0 additionnel nécessaire dans une zone boisée en fonction de la vitesse du véhicule..... 342

FIGURE A.118 E_b/N_0 additionnel nécessaire dans une zone industrielle en fonction de la vitesse du véhicule..... 342

FIGURE A.119 Sensibilité à l'effet Doppler du Système numérique A en Mode IV en zones urbaine et suburbaine..... 344

FIGURE A.120 Incidence de l'effet Doppler sur la réception en présence de configurations à un et deux émetteurs (voie perpendiculaire à l'orientation du réémetteur)..... 345

FIGURE A.121 Incidence de l'effet Doppler sur la réception en présence de configurations à un et deux émetteurs (voie radiale par rapport au réémetteur)..... 346

FIGURE A.122 Configuration matérielle de la liaison montante par satellite 348

Page

FIGURE A.123 Configuration du matériel de réception pour le contrôle en réception mobile 349

FIGURE A.124 Fonction de distribution cumulative des évanouissements (CFD), relative aux environnements ruraux et à découvert 360

FIGURE A.125 Fonction de distribution cumulative des évanouissements (CFD), relative aux environnements à découvert, suburbains et fortement urbanisés 361

FIGURE A.126 Fonction de distribution cumulative des évanouissements (CFD), relative aux environnements boisés et aux environnements urbains 362

FIGURE A.127 Fonction de distribution cumulative des évanouissements (CFD), relative aux environnements urbains denses et aux zones de grands immeubles 363

ANNEXE A

Système numérique A

Système de radiodiffusion sonore numérique de terre et par satellite utilisant la modulation COFDM (EUREKA-147)

A.1 Description du système

A.1.1 Introduction

Le Système numérique A est conçu pour assurer une radiodiffusion numérique multiservices de haute qualité pour réception par des récepteurs à bord de véhicules, fixes et portatifs. Il est destiné à être exploité dans n'importe quelle bande de fréquences inférieure à 3 000 MHz pour diffusion de Terre, par satellite, hybride (Terre/satellite) et par câble. Il constitue aussi un système souple et à multiples fonctions de radiodiffusion numérique avec intégration de services (RNIS) qui, conformément aux exigences de souplesse et de couverture qu'impose aux systèmes et services l'UIT-R (Recommandations UIT-R BO.789 et UIT-R BS.774 complétées par les Rapports UIT-R BS.1203 et UIT-R BO.955), permet d'offrir un grand nombre d'options pour le codage du son et les services de données qui sont indépendantes ou associées au programme sonore.

Ce système de diffusion du son et des données est robuste mais utilise avec efficacité le spectre et la puissance. Il a recours à des techniques numériques avancées pour éliminer du signal de la source sonore la redondance et les informations perceptibles sans intérêt, puis applique une redondance strictement contrôlée au signal émis pour corriger les erreurs. L'information transmise est ensuite répartie à la fois dans les domaines spatial et temporel pour que le récepteur restitue un signal de haute qualité même en présence de conditions de propagation par trajets multiples très défavorables, qu'il soit fixe ou mobile. On améliore l'utilisation du spectre en entrelaçant plusieurs signaux de programme et au moyen d'un mode spécial de réutilisation des fréquences qui permet de développer pratiquement sans limites les réseaux de radiodiffusion en insérant des émetteurs supplémentaires qui travaillent tous sur les mêmes fréquences rayonnées.

Le schéma fonctionnel de l'émetteur du Système est représenté sur la Fig. A.1.

Le Système numérique A qui a été mis au point par le Consortium Eureka-147 (DAB) est connu sous l'appellation système Eureka DAB. Il bénéficie de l'appui actif de l'Union européenne de radiotélévision (UER) en vue de l'introduction des services de radiodiffusion sonore numérique en Europe en 1995. Depuis 1988, il fait l'objet de démonstrations et d'essais très poussés en Europe, au Canada, aux Etats-Unis d'Amérique et dans d'autres pays. Sa spécification complète sera disponible sous la forme d'une Norme européenne de télécommunication ETS 300 401.

A.1.2 Utilisation d'un modèle à plusieurs couches

Le Système peut se conformer au modèle de référence de base de l'interconnexion des systèmes ouverts (OSI) que décrit l'ISO dans la Norme ISO 7498 (1984). La Recommandation UIT-R BT.807 et le Rapport UIT-R BT.1207 préconisent le recours à ce modèle et une interprétation appropriée aux systèmes à couches pour la radiodiffusion est donnée dans la Recommandation. En conséquence, le Système sera décrit en fonction des couches de ce modèle dont l'interprétation figure au Tableau A.1.

On décrira plus facilement les diverses techniques mises en jeu en se référant au fonctionnement des équipements de l'émetteur ou de ceux du point central d'un réseau de distribution dans le cas d'un réseau d'émetteurs.

Le Système vise essentiellement à fournir des programmes sonores à l'auditeur; la description ci-après partira donc de la couche application (utilisation de l'information radiodiffusée) pour descendre jusqu'à la couche physique (moyens de transmission radioélectrique).

A.1.3 Couche application

Cette couche concerne l'utilisation du Système au niveau application. Elle considère les possibilités et la qualité sonore que le Système fournit et que les radiodiffuseurs peuvent offrir aux auditeurs ainsi que les divers modes de transmission.

A.1.3.1 Possibilités offertes par le Système

Le Système fournit un signal qui transporte un multiplex de données numériques contenant simultanément plusieurs programmes. Le multiplex comprend les données du programme sonore ainsi que des données auxiliaires, à savoir les données associées au programme (DAP), l'information de configuration du multiplex (ICM) et l'information sur les services (SI). Le multiplex peut aussi acheminer des services de données générales qui n'ont pas besoin de se rapporter à l'émission des programmes sonores.

Les utilisateurs du Système disposent notamment de ce qui suit:

– du signal audio (c'est-à-dire le programme) qui est fourni par le service de programme choisi;
– de la mise en oeuvre facultative des fonctions du récepteur, comme le contrôle de la dynamique, qui peut être assuré au moyen des données auxiliaires accompagnant le programme;
– d'un affichage textuel d'une information choisie parmi celles qui concernent le service. Il peut s'agir de renseignements sur le programme choisi ou sur d'autres programmes qui sont disponibles par sélection;
– d'options disponibles pour choisir d'autres programmes, d'autres fonctions du récepteur et d'autres SI;
– d'un ou de plusieurs services de données générales, comme un canal d'informations routières (TMC, *traffic message channel*).

Le Système comprend des possibilités d'accès conditionnel et le récepteur peut être équipé de sorties numériques pour les signaux sonores ou de données.

A.1.3.2 Qualité sonore

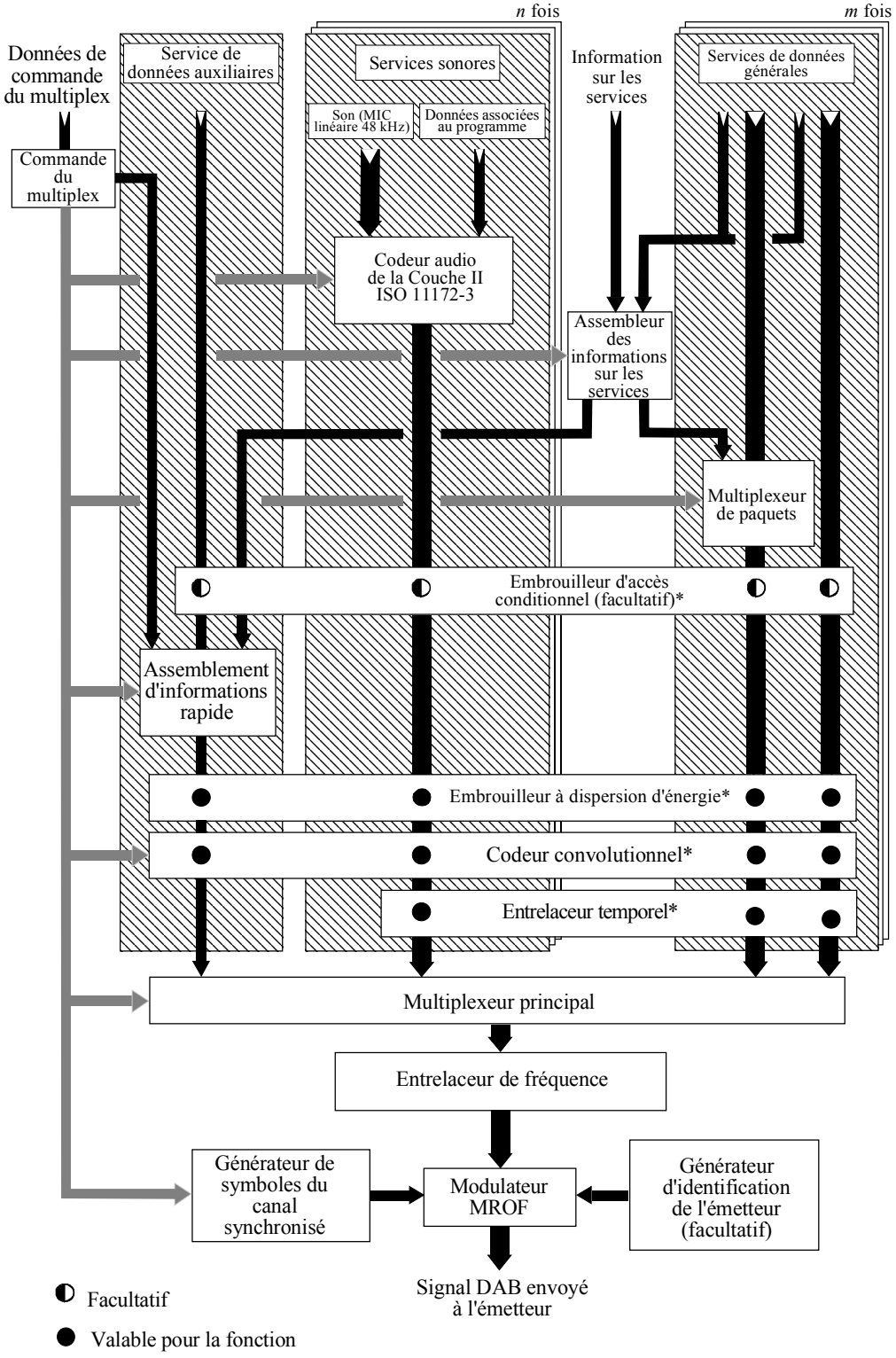
Dans la capacité du multiplex, on peut choisir, en fonction des besoins des radiodiffuseurs, le nombre de services de programme et pour chacun d'eux, le format de présentation (par exemple, stéréo, mono, son spatial, etc.), la qualité audio et le degré de protection contre les erreurs (et donc, la robustesse).

Les options ci-après sont disponibles pour la qualité sonore:

– très haute qualité avec marge pour le traitement audio,
– qualité subjectivement transparente, suffisante pour une radiodiffusion de très haute qualité,
– haute qualité, équivalente à une bonne qualité de service en MF,
– qualité moyenne, équivalente à une bonne qualité de service en MA,
– qualité parole seulement.

FIGURE A.1

Schéma fonctionnel de l'émetteur du Système



* Ces processeurs fonctionnent indépendamment sur chaque canal de service.

MROF: multiplexage par répartition orthogonale en fréquence

DSB-A01

Le Système assure la réception avec la qualité exactement prévue dans les limites de la couverture de l'émetteur; au-delà la réception se dégrade subjectivement de façon progressive.

TABLEAU A.1

Interprétation du modèle à plusieurs couches de l'OSI

Nom de la couche	Description	Caractéristiques propres au Système
Couche application	Utilisation du Système dans la pratique	Possibilités du Système Qualité sonore Modes de transmission
Couche présentation	Conversion en vue de la présentation	Codage et décodage audio Présentation audio Information sur les services
Couche session	Sélection des données	Sélection des programmes Accès conditionnel
Couche transport	Groupement des données	Services de programme Multiplex des services principaux Données auxiliaires Association des données
Couche réseau	Canal logique	Trames audio de l'ISO Données associées au programme
Couche liaison de données	Format du signal émis	Trames de transmission Synchronisation
Couche physique	Emission physique (radio)	Dispersion d'énergie Codage convolutionnel Entrelacement temporel Entrelacement en fréquence Modulation OFDM MDP-4 D Emission radioélectrique

A.1.3.3 Modes de transmission

Le Système présente en option quatre modes de transmission qui permettent d'utiliser une vaste gamme de fréquences d'émission, jusqu'à 3 GHz. La conception de ces modes de transmission tient compte de l'effet Doppler et de la variation des retards dans le cas des récepteurs mobiles, en présence d'échos dus aux trajets multiples.

Le Tableau A.2 indique le temps de propagation des échos constructifs et la gamme nominale de fréquences pour la réception mobile. A la fréquence la plus élevée et en présence des effets de trajets multiples les plus critiques, ce qui arrive rarement dans la pratique, le bruit augmente de 1 dB à 100 km/h.

Ce Tableau montre qu'aux fréquences les plus élevées une limitation plus stricte du temps de propagation maximal des échos est nécessaire. Le Mode I convient le mieux à un réseau monofréquence (SFN) de Terre car les écarts entre émetteurs peuvent y être les plus grands. Le Mode II convient le mieux à des applications locales qui nécessitent un émetteur de Terre unique et à la transmission hybride satellite/de Terre jusqu'à 1,5 GHz. On peut toutefois recourir aussi au Mode II dans un SFN à moyenne ou à grande échelle (à 1,5 GHz, par exemple) en insérant, si nécessaire, dans l'émetteur des retards artificiels ou en utilisant des antennes d'émission directives. Enfin, le Mode III est le plus approprié pour les émissions par satellite et de Terre associées, à toutes les fréquences jusqu'à 3 GHz. Le Mode III est également préféré pour les transmissions par cable jusqu'à 3 GHz.

Afin de combler la lacune entre les Modes I et II, on a introduit un nouveau Mode IV, également optimisé pour fonctionner à 1,5 GHz; il existe une relation binaire entre ses paramètres clés et ceux des modes précédemment définis. Ce mode autorise de plus longs temps de propagation des échos constructifs, ce qui facilite la mise en œuvre des réseaux SFN, tout en maintenant dans des limites raisonnables les conséquences de l'effet Doppler pour la réception à bord de véhicules circulant à grande vitesse (voir le § A.9). L'intérêt d'un allongement du temps de propagation des échos constructifs a également été constaté pour les répéteurs de Terre dans le même canal destinés à compléter un service DSB par satellite en mode d'exploitation hybride. (voir le § 3.2.2 du corps du texte). Un intervalle de garde plus long se traduit par une limitation du nombre de répéteurs de Terre nécessaire pour compléter la couverture d'une zone donnée.

Les Tableaux A.2 et A.3 présentent les valeurs comparées des quatre modes de transmission.

TABLEAU A.2

Temps de propagation des échos constructifs et gamme de fréquence nominale pour la réception mobile

Caractéristique	Mode I	Mode II	Mode III	Mode IV
Durée de l'intervalle de garde	246 µs	62 µs	31 µs	123 µs
Temps de propagation maximal des échos constructifs	300 µs	75 µs	37,5 µs	150 µs

A.1.4 Couche présentation

Cette couche concerne la conversion et la présentation de l'information radiodiffusée.

A.1.4.1 Codage audio à la source

La méthode de codage à la source employée par le Système est la Couche II MPEG-Audio ISO/CEI que décrit la Norme ISO 11172-3. Ce système de compression à codage en sous-bande est aussi appelé système MUSICAM.

Le Système accepte un certain nombre de signaux audio MIC au taux d'échantillonnage de 48 kHz, avec les données DAP. Le nombre de sources audio autorisé dépend du débit binaire et du type de protection contre les erreurs. Le codeur audio peut fonctionner à 32, 48, 56, 64, 80, 96, 112, 128, 160 ou 192 kbit/s par canal monophonique. En mode stéréophonique ou à deux voies, le codeur produit un débit binaire double de celui d'un canal mono.

Les radiodiffuseurs peuvent choisir le débit binaire proposé qu'ils veulent selon la qualité intrinsèque désirée ou le nombre de programmes sonores à fournir. Si, par exemple, on utilise des débits binaires supérieurs ou égaux à 128 kbit/s en mono ou supérieurs ou égaux à 256 kbit/s en stéréo, on dispose non seulement d'une très haute qualité mais aussi d'une marge de traitement suffisante pour plusieurs codages/décodages ultérieurs, y compris la postproduction audio. Dans l'optique d'une radiodiffusion de haute qualité, on préfère un débit binaire de 128 kbit/s en mono ou de 256 kbit/s en stéréo, ce qui donne une qualité audio tout à fait transparente. Même le débit binaire de 192 kbit/s par programme stéréo répond généralement aux exigences de l'UER pour les systèmes audionumériques à réduction du débit binaire. Au débit binaire de 96 kbit/s, on a une bonne qualité sonore mono et le débit de 48 kbit/s donne à peu près la même qualité que la radiodiffusion MA classique. Pour certains programmes uniquement parlés, un débit binaire de 32 kbit/s peut suffire quand on veut que le multiplex du Système contienne le plus grand nombre de services possible.

La Fig. A.2 donne un schéma de principe des organes fonctionnels du codeur audio. Les échantillons audio MIC sont envoyés à l'entrée du codeur audio. Un codeur est capable de traiter les deux canaux d'un signal stéréo mais il peut, éventuellement, ne recevoir qu'un signal mono. Un banc de filtres polyphasés divise le signal audionumérique en 32 signaux de sous-bande et produit une représentation filtrée et sous-échantillonnée du signal audio d'entrée. Les échantillons filtrés sont appelés échantillons de sous-bande. Un modèle perceptuel de l'oreille humaine crée un jeu de données de contrôle du quantificateur et du codage. Ces données peuvent varier selon la mise en oeuvre effective du codeur. A l'aide d'une estimation du seuil de masquage il est possible d'obtenir ces données de contrôle du quantificateur. Les échantillons successifs de chaque signal de sous-bande sont rassemblés en blocs et dans chaque bloc l'amplitude maximale qu'atteint chaque signal de sous-bande est indiquée par un facteur d'échelle. Les organes de quantification et de codage fournissent un jeu de mots de codage à partir des échantillons de sous-bande. Ces opérations sont effectuées pendant les trames audio ISO qui seront décrites dans la couche Réseau.

Le Système A a été perfectionné de façon à comporter un codage à faible débit binaire strictement compatible avec les nouveaux décodeurs ISO/CEI MPEG 1 Couche II audio. Il est possible ainsi d'utiliser une fréquence d'échantillonnage audio de 24 kHz (outre la fréquence initiale de 48 kHz) avec des trames de 48 ms et pour des largeurs de bande audio pouvant atteindre quelque 11 kHz. La fréquence d'échantillonnage de 24 kHz présente un intérêt pour les radiodiffuseurs désireux d'utiliser des fréquences d'échantillonnage améliorées plus basses, lorsqu'ils souhaitent augmenter au maximum le nombre de programmes par multiplex, et lorsque la qualité CD ne revêt pas une importance prépondérante.

A.1.4.2 Décodage audio

Dans le récepteur, le décodage est facile et économique grâce à une technique simple de traitement du signal qui n'exige que les opérations de démultiplexage, d'expansion et de filtrage inverse. Le schéma de principe des organes fonctionnels du décodeur est reproduit sur la Fig. A.3.

La trame audio ISO est envoyée au décodeur Couche II Audio ISO/MPEG qui extrait les données de la trame pour récupérer les divers éléments d'information. L'organe de reconstruction reconstitue les échantillons de sous-bande quantifiés et un banc de filtres inverses ramène les échantillons de sous-bande à l'état de signaux audionumériques MIC uniformes au taux d'échantillonnage de 48 kHz.

A.1.4.3 Présentation audio

Les signaux audio peuvent apparaître sous forme monophonique ou stéréophonique; les canaux audio peuvent aussi être groupés en vue d'obtenir un son spatial. On peut associer les programmes pour fournir le même programme simultanément en plusieurs langues différentes. Afin de satisfaire à la fois les auditeurs qui écoutent en haute fidélité et ceux qui écoutent dans des environnements bruyants, le radiodiffuseur peut au besoin transmettre un signal de contrôle de la dynamique (CPD) que l'on peut utiliser, dans un récepteur situé dans un environnement bruyant, pour comprimer la dynamique du signal sonore restitué. Cette technique peut d'ailleurs intéresser les auditeurs à l'ouïe déficiente.

A.1.4.4 Présentation de l'information sur les services

Pour chaque programme émis par le Système, les éléments ci-après d'information sur les services (SI) peuvent être affichables sur le récepteur:

– étiquette du programme de base (c'est-à-dire son nom);

– heure et date;

– référence à l'émission du même programme ou d'un programme similaire (par exemple, dans une autre langue) dans un autre ensemble ou diffusé simultanément par un service MA ou MF;

– étiquette de service généralisée pour services associés au programme;

– information sur les programmes (par exemple, le nom des acteurs);

– langue;

– type de programme (par exemple, journal, sport, musique, etc.);

– annonces d'interruption d'un service donné pour transmettre des messages bien précis (trafic, journal, météo, etc.);

– étiquette de l'ensemble et du service;

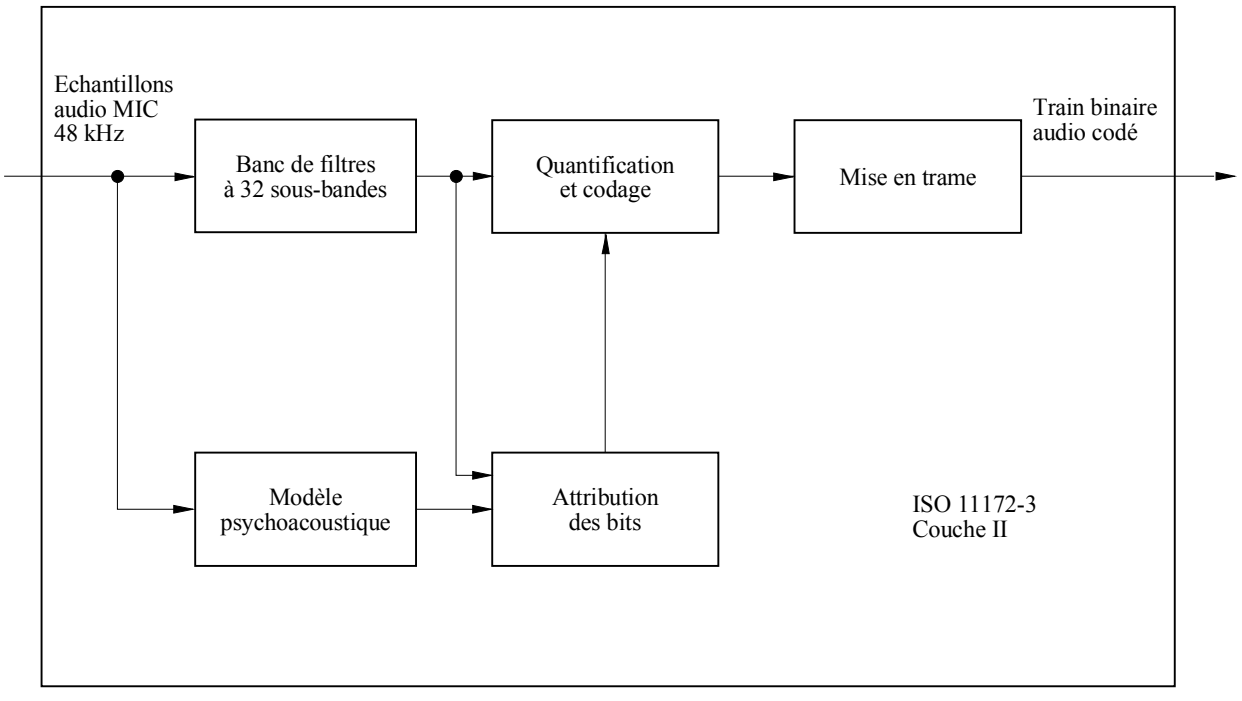
– identification de l'émetteur;

– TMC (peut utiliser un synthétiseur de parole dans le récepteur).

On peut aussi y inclure des données sur le réseau d'émission à l'intention des radiodiffuseurs.

FIGURE A.2

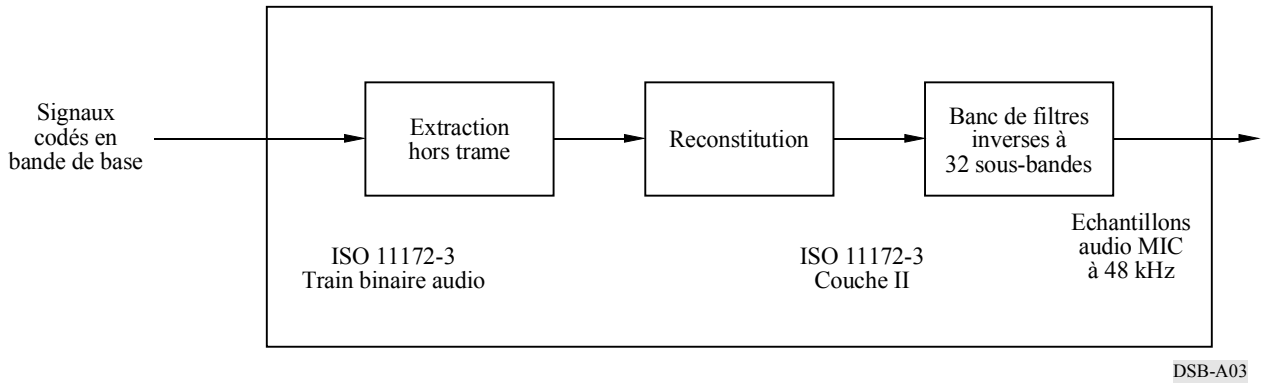
Schéma de principe du codeur audio de base du Système



DSB-A02

FIGURE A.3

Schéma de principe du décodeur audio de base du Système



A.1.5 Couche Session

Cette couche concerne le choix de l'information diffusée et le moyen d'y accéder.

A.1.5.1 Choix du programme

Pour que le récepteur ait accès aussi vite que possible à un service donné ou à tous, le canal d'information rapide (CIR) achemine des renseignements sur le contenu présent et futur du multiplex. Ces renseignements constituent l'information ICM qui se prête à une lecture machine. Les données du CIR ne sont pas entrelacées dans le temps, de sorte que l'ICM n'est pas soumise au délai qu'implique le processus d'entrelacement temporel des services audio et de données générales. Toutefois, ces données sont répétées fréquemment pour les rendre moins vulnérables. Lorsque la configuration du multiplex est sur le point de changer, la nouvelle information est envoyée à l'avance à l'ICM ainsi que l'heure de la modification.

L'utilisateur d'un récepteur peut choisir les programmes en fonction de l'information textuelle qu'achemine l'information sur les services, en précisant le nom de service du programme, le genre de programme ou la langue. Le récepteur effectue alors le choix à l'aide des éléments correspondants de l'ICM.

Si d'autres sources du service de programme choisi sont disponibles et si la qualité du service numérique initial devient inacceptable, les données de référence que fournit la SI peuvent servir à trouver une source de rechange (par exemple, un service MF) et à l'exploiter. Toutefois, dans ce cas, le récepteur reviendra sur le service initial dès que la réception y sera possible.

A.1.5.2 Accès conditionnel

On a prévu la synchronisation et le contrôle de l'accès conditionnel.

L'accès conditionnel peut s'appliquer indépendamment aux composantes du service (acheminées dans le canal de service principal (CSP) ou dans le CIR) ou à tout le multiplex.

Cette couche concerne l'identification des groupes de données en tant que services de programme, le multiplexage des données pour ces services et l'association des éléments des données multiplexées.

A.1.6 Couche transport

A.1.6.1 Services de programme

Un service de programme comprend généralement une composante de service audio et, (facultativement), des composantes de service audio et/ou de données additionnelles que fournit un fournisseur de service. La capacité totale du multiplex peut être dévolue à un seul fournisseur de

service (qui diffuse, par exemple, cinq ou six services de programmes sonores de haute qualité) ou répartie entre plusieurs fournisseurs (qui diffusent à eux tous quelque vingt services de programme de qualité moyenne).

A.1.6.2 Multiplex de service principal

Comme le montre la Fig. A.1, les données qui représentent chacun des programmes diffusés (données audionumériques avec quelques données auxiliaires et peut-être aussi des données générales) subissent un codage convolutionnel (voir le § A.1.9.2) et un entrelacement temporel, le tout pour les protéger des erreurs. L'entrelacement temporel améliore la robustesse de la transmission des données dans un environnement changeant (par exemple, dans le cas d'un récepteur à bord d'un véhicule en déplacement) et entraîne un retard de transmission prévisible. Les données entrelacées et codées sont ensuite envoyées au multiplexeur de service principal où, toutes les 24 ms, elles sont mises en séquence dans la trame du multiplex. Le train binaire combiné sortant du multiplexeur s'appelle le CSP et a une capacité brute de 2,3 Mbit/s. Selon le débit binaire retenu (qui peut varier d'une composante de service à l'autre), on arrive ainsi à un débit binaire net qui va d'environ 0,8 à 1,7 Mbit/s dans une largeur de bande de 1,5 MHz. C'est dans le multiplexeur de service principal que sont rassemblées les données synchronisées reçues de tous les services de programme utilisant le multiplex.

Les données générales peuvent être envoyées sur le CSP sous la forme d'un train non structuré ou être organisées en multiplex de paquets où se combinent plusieurs sources. Le débit binaire peut être un multiple quelconque de 8 kbit/s, synchronisé sur le multiplex du Système, pourvu que le multiplex ait une capacité totale disponible suffisante, compte tenu des services audio exigés.

Le CIR ne fait pas partie du CSP et n'est pas entrelacé dans le temps.

Le CIR est constitué de blocs d'information rapide (BIR). Chaque bloc BIR contient 256 bits et peut inclure un ou plusieurs groupes d'information rapide (GIR). Il existe huit types de GIR. Par exemple, le GIR type 0 sert à indiquer la configuration actuelle et future du multiplex, une configuration particulière de multiplex, et différentes informations de base sur les services; le GIR type 1 sert à indiquer des étiquettes d'affichage et différentes informations de définition des étiquettes; le GIR type 5 permet d'acheminer différents services de données (par ex. recherche de personnes, informations routières), tandis que le GIR type 6 sert à transmettre les informations de commande et de gestion concernant les composantes de service d'accès conditionnel et de brouillage, divers services ou l'ensemble du multiplex.

A.1.6.3 Données auxiliaires

Il existe, dans le multiplex du Système, trois zones qui peuvent acheminer des données auxiliaires:

– le CIR dont la capacité est limitée par la quantité d'ICM essentielles à acheminer;

– il est prévu en particulier d'acheminer sur chaque canal audio une quantité modérée de données DAP;

– toutes les données auxiliaires restantes sont traitées dans le CSP comme un service distinct. La présence de cette information est signalée dans l'ICM.

A.1.6.4 Association de données

L'ICM, acheminée sur le CIR, fournit une description précise du contenu présent et futur du CSP. Le CIR doit aussi acheminer les éléments essentiels du SI qui concernent le contenu du CSP (en vue, par exemple, de la sélection de programme). Les textes plus longs, comme la liste de tous les programmes de la journée, seront véhiculés séparément comme un service de données générales. Les ICM ainsi que les SI concernent donc tous les programmes diffusés.

Les données DAP qu'achemine chaque canal audio contiennent surtout des informations étroitement liées au programme sonore et ne peuvent donc être envoyées sur un canal de données distinct qui risque d'avoir un temps de transmission différent.

A.1.7 Couche réseau

Cette couche concerne l'identification des groupes de données en tant que programmes.

A.1.7.1 Trames audio de l'ISO

Dans le codeur audio de la source, les opérations sont effectuées au cours de trames audio de l'ISO d'une durée de 24 ms. Les données de l'attribution des bits, qui varie d'une trame à l'autre, et les facteurs d'échelle sont codés et multiplexés avec les échantillons de sous-bande dans chaque trame audio de l'ISO. L'organe de mise en trame (voir la Fig. A.2) assemble le train binaire existant qui provient des données de sortie du quantificateur et de l'organe de codage et y ajoute d'autres informations comme l'information d'en-tête, les mots du contrôle de redondance cyclique (CRC) pour la détection des erreurs et les données DAP, qui circulent avec le signal audio codé. Chaque canal audio comprend un canal de données DAP de capacité variable (au moins 2 kbit/s en général) qui peut servir à acheminer des informations strictement rattachées au programme sonore. C'est ce qui se produit dans le cas de passages chantés, d'indications de transition parole/musique et d'informations pour le contrôle CPD.

Il en résulte une trame audio acheminant des données qui, pour un programme unique, s'étendent sur une période de 24 ms du signal audio stéréo (ou mono), plus les données DAP et répond au format de la Couche II d'ISO 11172-3; on peut donc l'appeler trame ISO. Par conséquent, un décodeur audio de Couche II ISO/MPEG peut être employé dans le récepteur.

A.1.8 Couche Liaison de données

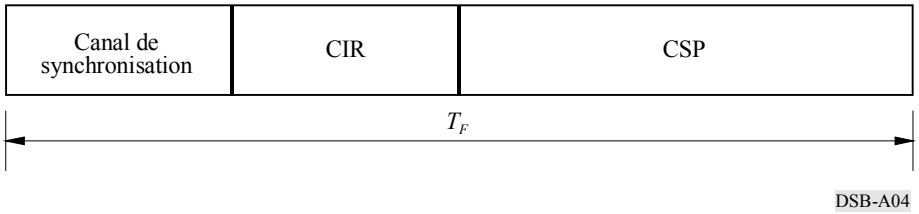
Cette couche assure la synchronisation du récepteur.

A.1.8.1 Trame de transmission

Pour faciliter la synchronisation du récepteur, le signal émis est constitué selon une structure de trame régulière (voir la Fig. A.4). La trame d'émission comprend une séquence fixe de symboles. Le premier est un symbole nul qui assure une synchronisation approximative (quand aucun signal RF n'est émis), suivi d'un symbole de référence fixe qui apporte au récepteur une synchronisation précise et les fonctions de CAG, CAF et de référence de phase; ces symboles constituent le canal de synchronisation. Les symboles suivants sont réservés au CIR et ceux qui restent forment le CSP. La durée totale T_F de la trame est soit 96 ms soit 24 ms, selon le mode de transmission comme le montre le Tableau A.3.

FIGURE A.4

Structure de la trame du multiplex



Dans le CSP, un créneau temporel fixe de la trame est attribué à chaque service audio.

A.1.9 Couche physique

Cette couche concerne les procédés d'émission radioélectrique (c'est-à-dire le schéma de modulation et la protection contre les erreurs).

A.1.9.1 Dispersion d'énergie

Pour que le signal émis présente la dispersion d'énergie voulue, les diverses sources qui forment le multiplex sont embrouillées.

A.1.9.2 Codage convolutionnel

Afin d'avoir une réception fiable, chacune des sources qui constituent le multiplex subit un codage convolutionnel. Le codage ajoute volontairement une certaine redondance aux salves de données de la source (avec une longueur de contrainte égale à 7), ce qui donne des salves «brutes» de données.

Dans le cas d'un signal audio, à la suite d'une structure choisie à l'avance appelée profil de protection variable contre les erreurs, certains des bits codés à la source sont mieux protégés que les autres. Le débit de codage moyen, qui est le rapport du nombre de bits codés à la source sur le nombre de bits codés après codage convolutionnel, peut prendre des valeurs allant de 1/3 (meilleure protection) à 3/4 (protection la plus faible). On peut appliquer divers débits de codage moyens à des sources audio différentes, selon le niveau de protection nécessaire et le débit binaire des données codées à la source. C'est ainsi que la protection de services audio acheminés par câble peut être plus faible que celle des services émis sur des canaux radiofréquence.

TABLEAU A.3

Caractéristiques de transmission du Système

	Mode I	**Mode II**	**Mode III**	**Mode IV**
T_F	96 ms	24 ms	24 ms	48 ms
T_{NULL}	1,297 ms	324 µs	168 µs	648 µs
T_S	1,246 ms	312 µs	156 µs	623 µs
t_S	1 ms	250 µs	125 µs	500 µs
D	246 µs	62 µs	31 µs	123 µs
N	1 536	384	192	768

où:

T_F: durée totale de la trame
T_{NULL}: durée du symbole Null
t_S: durée utile du symbole
D: durée de l'intervalle de garde
T_S: durée totale du symbole $T_S = t_S + D$
N: nombre de porteuses COFDM émises dans la bande.

Les services de données générales subissent un codage convolutionnel de débit uniforme choisi parmi ceux d'une sélection. Les données du CIR sont codées au débit fixe de 1/3.

A.1.9.3 Entrelacement temporel

Afin de faciliter le fonctionnement des récepteurs mobiles, on applique aux données à codage convolutionnel un entrelacement temporel qui s'étend sur 16 trames.

A.1.9.4 Entrelacement en fréquence

En présence de propagation par trajets multiples, certaines porteuses sont améliorées par des signaux favorables, tandis que d'autres subissent des brouillages défavorables (évanouissements sélectifs en fréquence). Le système assure donc l'entrelacement en fréquence par redistribution du train numérique entre les porteuses, de sorte que les échantillons de source successifs ne souffrent pas des évanouissements sélectifs. Quand le récepteur reste sur place, la diversité en fréquence est le procédé essentiel pour garantir une bonne réception.

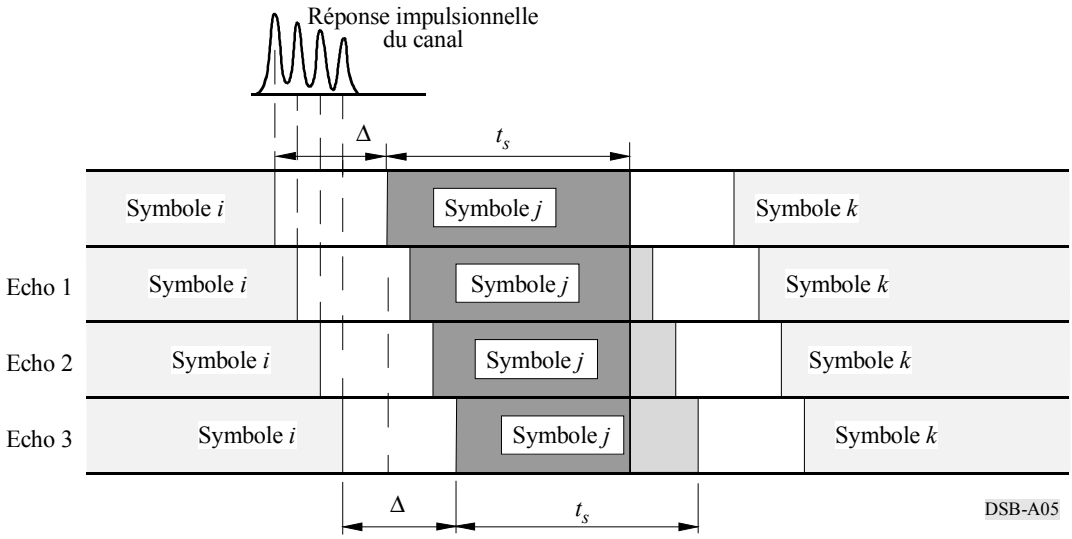
A.1.9.5 Modulation OFDM MDP-4 D

Le Système emploie la modulation OFDM MDP-4 D. Ce schéma répond aux exigences impérieuses de la radiodiffusion numérique à fort débit binaire destinée à des récepteurs mobiles, portatifs ou fixes, notamment en présence de trajets multiples.

Il s'agit fondamentalement de diviser l'information à émettre en un grand nombre de trains binaires ayant chacun un faible débit binaire et qui modulent des porteuses différentes. La durée correspondante des symboles devient plus longue que la gamme d'étalement des retards du canal d'émission. Tout écho plus court que l'intervalle de garde ne cause pas dans le récepteur de brouillage intersymboles, mais accroît en fait la puissance reçue (voir la Fig. A.5). Le grand nombre *N* des porteuses est appelé un ensemble.

FIGURE A.5

Contribution favorable des échos



En cas de propagation par trajets multiples, certaines porteuses sont améliorées par des signaux favorables tandis que d'autres subissent des brouillages défavorables (évanouissements sélectifs en fréquence). Le Système prévoit donc une redistribution dans le temps et en fréquence du train numérique binaire, de sorte que les échantillons de source successifs seront affectés par des évanouissements distincts. Quand le récepteur reste sur place, la diversité en fréquence est le seul procédé pour garantir une bonne réception; la diversité temporelle assurée par l'entrelacement temporel n'est d'aucun secours pour un récepteur immobile. Pour le Système, la propagation par trajets multiples est une forme de diversité d'espace qui se révèle être un avantage substantiel alors qu'elle peut au contraire annihiler totalement le service des systèmes MF classiques ou numériques à bande étroite.

Avec un système qui tire profit des trajets multiples, plus le canal d'émission a une large bande, plus le système est robuste. Pour le Système, on a choisi un ensemble de 1,5 MHz de largeur de bande afin de profiter des avantages des techniques à large bande mais aussi afin de rendre la planification plus souple. Le Tableau A.3 indique aussi combien il y a de porteuses OFDM dans chaque mode de transmission.

Autre avantage du recours aux porteuses OFDM: pour la couverture de zones étendues et pour les réseaux de zones urbaines denses, on utilise efficacement le spectre et la puissance avec des réseaux à fréquence unique. On peut exploiter sur la même fréquence autant d'émetteurs diffusant le même programme que l'on veut, ce qui réduit aussi globalement les puissances nécessaires. En outre, les distances entre les diverses zones de service s'en trouvent sensiblement réduites.

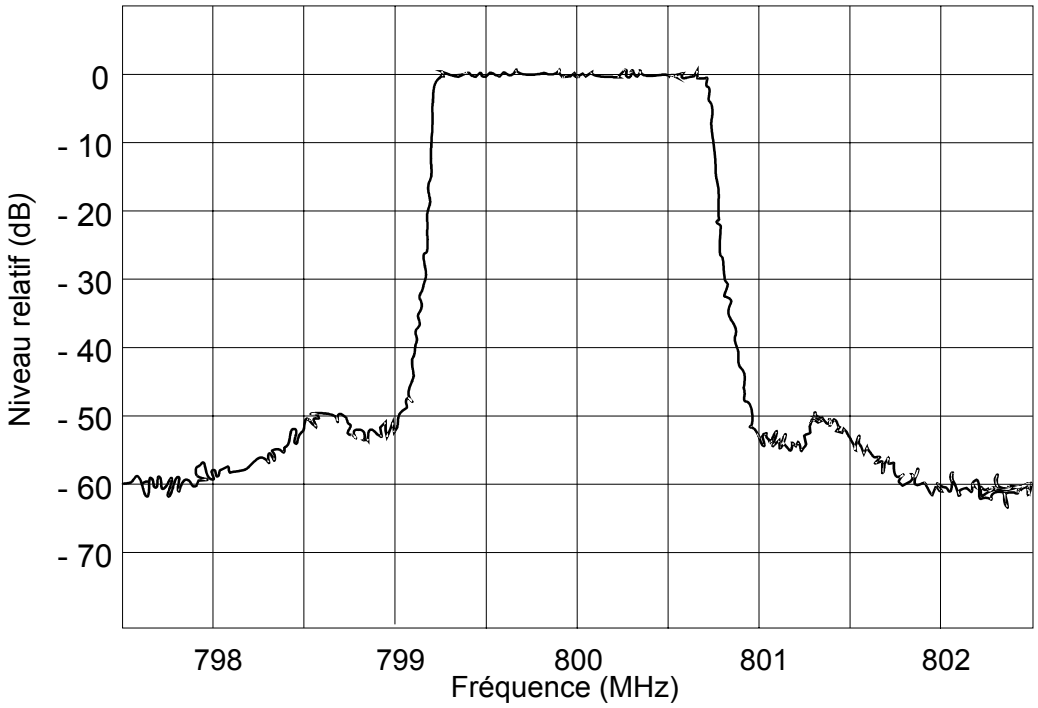
Etant donné que les échos améliorent le signal reçu, tous les types de récepteurs (c'est-à-dire portatifs, domestiques et à bord de véhicules) peuvent avoir des antennes simples non directives.

A.1.9.6 Spectre du signal RF

Le spectre de l'ensemble du Système est représenté sur la Fig. A.6.

FIGURE A.6

Exemple de spectre du signal RF



A.1.10 Caractéristiques de qualité RF du Système numérique A

Les essais d'évaluation en RF du Système numérique A ont été effectués en Mode I à 226 MHz et en Mode II à 1 480 MHz dans des conditions variables correspondant à la réception fixe et à la réception mobile. On a procédé aux mesures du taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du *S*/*N* sur un canal de données et cela, dans les conditions suivantes:

D = 64 kbit/s, R = 0,5

D = 24 kbit/s, R = 0,375

où D est le débit de données de la source et R est le débit de codage moyen du canal.

A.1.10.1 TEB en fonction du *S*/*N* (dans 1,5 MHz) sur un canal gaussien

On a ajouté un bruit blanc gaussien pour obtenir le *S*/*N* voulu à l'entrée du récepteur. Les résultats sont présentés sur les Fig. A.7 et A.8. On peut, par exemple, comparer pour $R = 0{,}5$, les résultats mesurés dans la Fig. A.7 avec ceux qu'on obtient au moyen d'une simulation par logiciel, pour faire apparaître les qualités inhérentes au Système. On voit qu'on obtient une marge d'exploitation inférieure à 1,0 dB pour un TEB de 1×10^{-4}.

A.1.10.2 TEB en fonction du *S*/*N* (dans 1,5 MHz) sur un canal de Rayleigh simulé en environnement urbain

Des mesures du TEB en fonction du *S*/*N* ont été faites sur des canaux de données au moyen d'un simulateur d'évanouissements de canal. Les simulations sur canal de Rayleigh correspondent aux indications de la Fig. 5 dans la documentation COST 207 (zone urbaine type, délai de 0-0,5 µs) et à une vitesse de déplacement du récepteur de 15 km/h.

Les résultats sont indiqués aux Fig. A.9 et A.10.

A.1.10.3 TEB en fonction du *S*/*N* (dans 1,5 MHz) sur un canal de Rayleigh simulé dans un environnement rural

On a procédé aux mesures du TEB en fonction du *S*/*N* sur des canaux de données, au moyen d'un simulateur d'évanouissements de canal. Les simulations sur canal de Rayleigh correspondent aux indications de la Fig. 4 dans la documentation COST 207 (zone rurale, absence de relief, délai, 0-5 µs) et à une vitesse de déplacement du récepteur de 130 km/h. Les résultats sont indiqués aux Fig. A.11 et A.12.

FIGURE A.7

Taux d'erreur sur les bits en fonction du rapport signal-bruit relatif au Système numérique A (Mode de transmission 1) – Canal gaussien

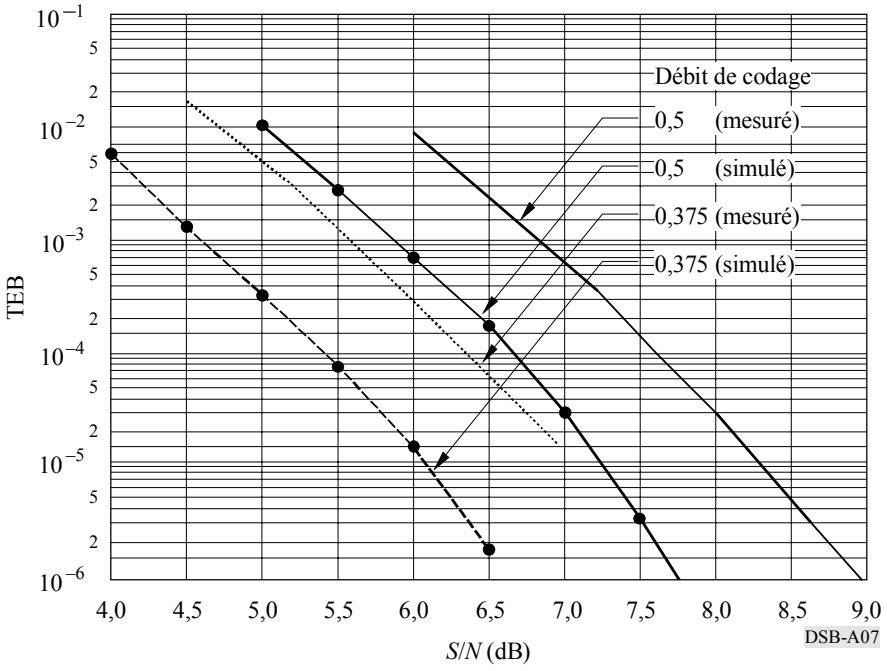


FIGURE A.8

Taux d'erreur sur les bits en fonction du rapport signal-bruit, relatif au Système numérique A(Mode de transmission 2 ou 3) – Canal gaussien

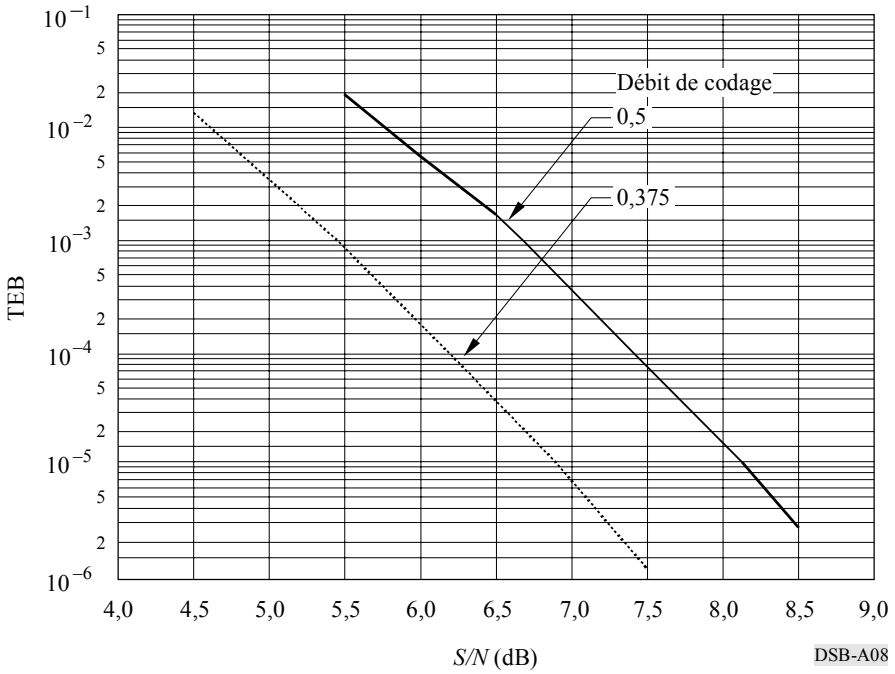


FIGURE A.9

Taux d'erreur sur les bits en fonction du rapport signal-bruit relatif au Système numérique A (Mode de transmission 1, 226 MHz) – simulation sur le canal de Rayleigh (environnement urbain, vitesse 15 km/h)

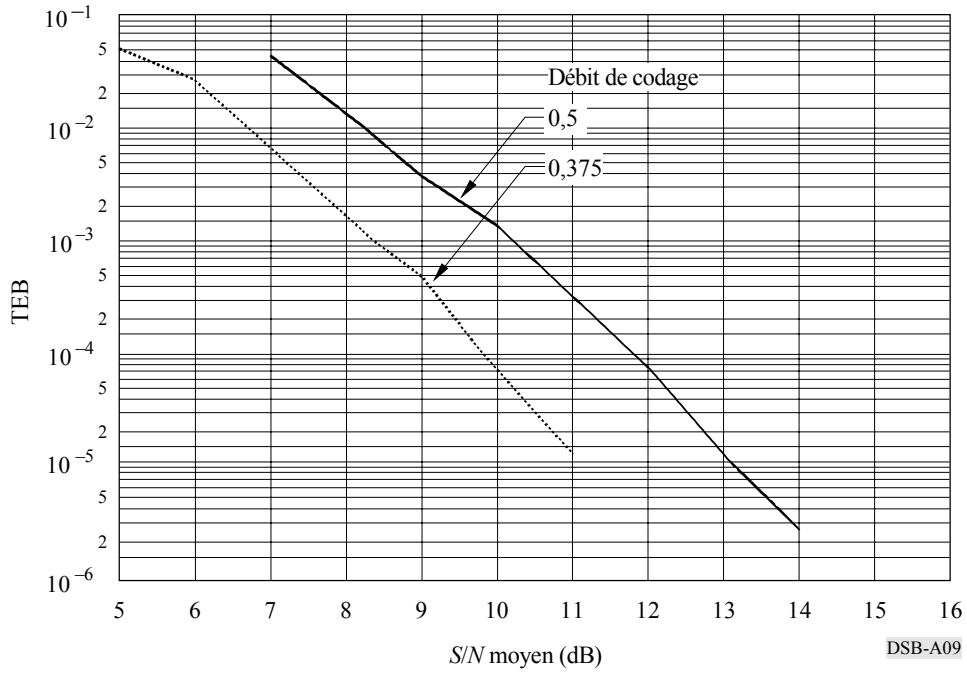


FIGURE A.10

Taux d'erreur sur les bits en fonction du rapport signal-bruit relatif au Système numérique A (Mode de transmission 2, 1 480 MHz) – simulation sur canal de Rayleigh (environnement urbain, vitesse 15 km/h)

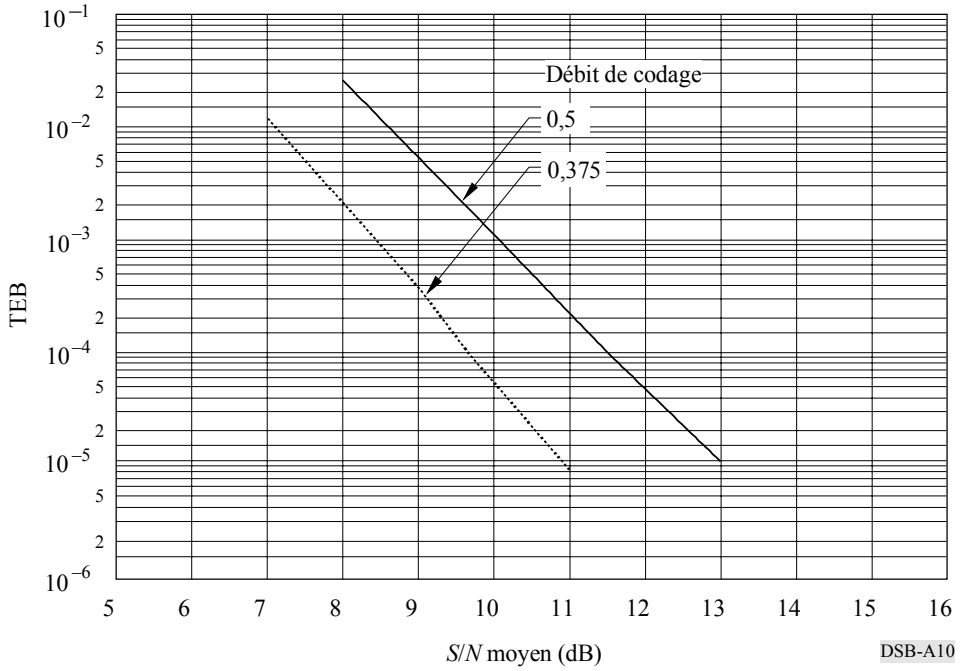


FIGURE A.11

Taux d'erreur sur les bits en fonction du rapport signal-bruit relatif au Système numérique A (Mode de transmission 1, 226 MHz) – simulation sur canal de Rayleigh (environnement rural, vitesse 130 km/h)

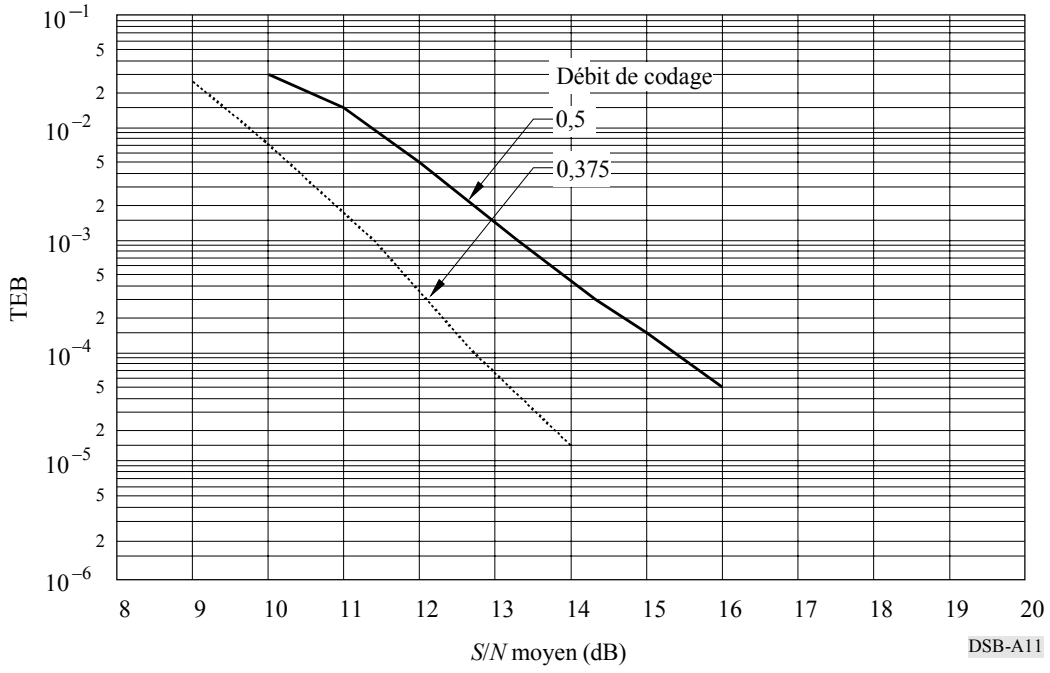
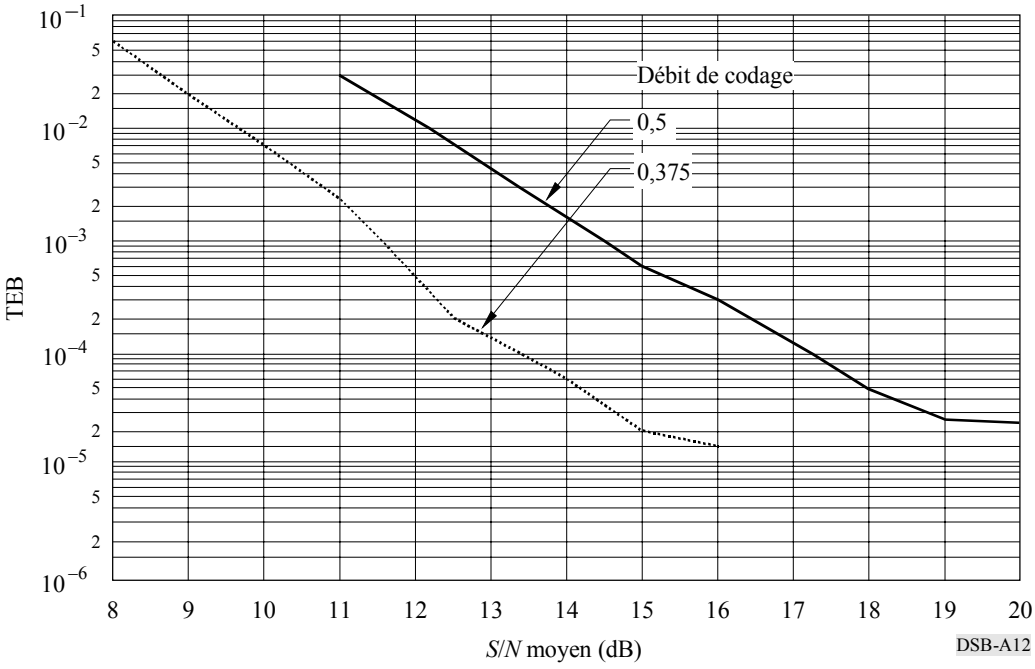


FIGURE A.12

Taux d'erreur sur les bits en fonction du rapport signal-bruit relatif au Système numérique A (Mode de transmission 2, 1 480 MHz) – simulation sur canal de Rayleigh (environnement rural, vitesse 130 km/h)



A.1.10.4 Qualité sonore en fonction du rapport RF signal-bruit

Plusieurs évaluations subjectives ont été réalisées pour évaluer la qualité sonore par rapport au *S*/*N*. Le trajet d'émission comportait des équipements permettant de déterminer le *S*/*N* dans un canal gaussien et, au moyen d'un simulateur d'évanouissements sur un canal, dans un canal de Rayleigh. Deux modèles de simulation différents ont été utilisés dans le cas d'un canal de Rayleigh, identiques à ceux dont la description figure aux § A.1.10.2 et § A.1.10.3.

Dans chaque cas, un essai d'écoute a été réalisé réduisant le rapport *S/N* moyen par paliers de 0,5 dB afin d'établir, successivement les deux conditions suivantes:

a) L'apparition d'une dégradation, c'est-à-dire le point à partir duquel les effets des erreurs commencent à être perceptibles. Il s'agit par définition du point à partir duquel trois ou quatre évènements liés à une erreur peuvent être entendus au cours d'une période d'environ 30 s.

b) Le point de défaillance, c'est-à-dire le point à partir duquel un auditeur cesserait probablement d'écouter un programme, celui-ci étant devenu inintelligible, ou puisque son écoute a cessé d'être satisfaisante. Il s'agit par définition du point à partir duquel les évènements liés à des erreurs interviennent de façon pratiquement continue, des silences intervenant à 2 ou 3 reprises au cours d'une période de 30 s.

Deux valeurs de *S*/*N* ont été enregistrées lors de chaque essai; elles reflétaient le point de vue commun de l'équipe présente d'ingénieurs du son. Les résultats présentés aux Tableaux A.4 à A.6 sont constitués des valeurs moyennes obtenues lors de plusieurs essais portant sur des programmes différents.

TABLEAU A.4

Qualité sonore en fonction du rapport signal-bruit relative au Système numérique A (Mode de transmission 1): canal gaussien

Débit de codage source		Débit moyen de codage du canal	Apparition de l'altération *S*/*N* (dB)	Point de défaillance *S*/*N* (dB)
(kbit/s)	mode			
256	stéréo	0,6	7,6	5,5
224	stéréo	0,6	8,3	5,9
224	stéréo	0,5	7,0	4,8
224	stéréo mixte	0,5	6,8	4,5
192	stéréo mixte	0,5	7,2	4,7
64	mono	0,5	6,8	4,5

TABLEAU A.5

Qualité sonore en fonction du rapport signal-bruit relative au Système numérique A (Mode de transmission 2 ou 3): canal gaussien

Débit de codage source		Débit moyen de codage du canal	Apparition de l'altération *S*/*N* (dB)	Point de défaillance *S*/*N* (dB)
(kbit/s)	mode			
256	stéréo	0,6	7,7	5,7
224	stéréo	0,6	8,2	5,8
224	stéréo	0,5	6,7	4,9
224	stéréo mixte	0,5	6,6	4,6
192	stéréo mixte	0,5	7,2	4,6
64	mono	0,5	6,9	4,5

TABLEAU A.6

Qualité sonore en fonction du rapport signal-bruit relative au Système numérique A Simulation sur canaux de Rayleigh (224 kbit/s stéréo, débit 0,5)

Mode	Fréquence (MHz)	Mode de canal	Vitesse (km/h)	Apparition de la dégradation *S*/*N* (dB)	Point de défaillance (dB)
1	226	Urbain	15	16,0	9,0
2	1 500	Urbain	15	13,0	7,0
1	226	Rural	130	17,6	10,0
2	1 500	Rural	130	18,0	10,0

A.1.10.5 Capacité de fonctionnement sur des réseaux à fréquence unique

Un signal de «système numérique A» (Mode de transmission II) a été traité par un simulateur sur canal afin d'obtenir deux versions du signal : la première représentait le signal reçu par un trajet d'émission de référence, ne comportant aucun retard, à puissance constante, et l'autre un canal différé provenant d'un deuxième émetteur sur un réseau à fréquence unique (ou un autre écho quelconque à temps de propagation important). Le décalage Doppler appliqué au deuxième signal était compatible avec la limite fixée par la capacité du Système numérique A. Deux séries de mesures ont été réalisées en fixant le *S*/*N* du signal total reçu à 12 dB et 35 dB. La puissance relative du deuxième signal différé a été mesurée pour un TEB de 10^{-4} à 64 kbit/s, au débit de codage 0,5, sur le canal de données, lorsque le retard était augmenté. Les résultats sont indiqués à la Fig. A.13.

Les résultats démontrent l'absence de dégradation tant que le deuxième signal reste compris dans l'intervalle de garde, celui-ci étant de 64 µs en Mode de transmission 2.

A.1.11 Masque de spectre

Pour le Système numérique A, le spectre rayonné (dans une largeur de bande de 4 kHz) doit être restreint par les masques indiqués à la Fig. A.14. le masque en trait plein doit s'appliquer aux émetteurs en ondes métriques dans les situations critiques où le domaine de fréquence voisin a besoin d'une protection spécifique. Le masque en pointillés s'applique aux émetteurs en ondes métriques dans d'autres circonstances; il est également applicable aux émetteurs en ondes décimétriques dans les zones exposées aux brouillages dans le canal voisin. L'utilisation dans d'autres circonstances fait l'objet d'un complément d'étude.

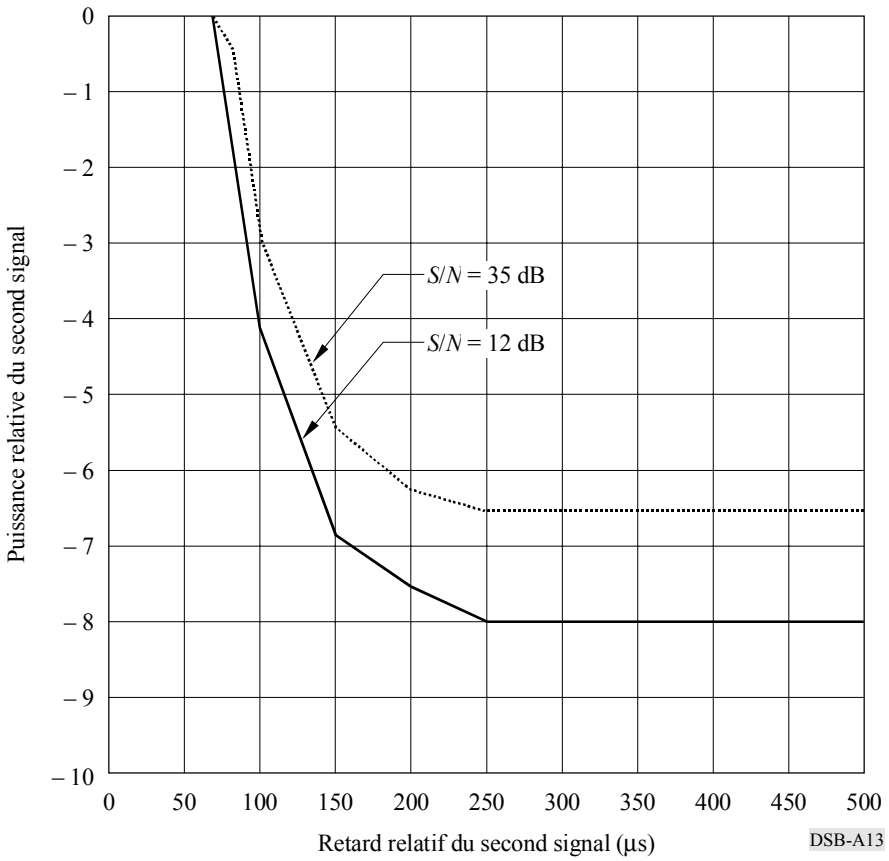
A.1.12 Complexité du filtre RF dans la Bande L et recul de puissance en sortie de l'amplificateur de puissance

La faisabilité du masque de spectre indiqué en pointillés de la Fig. A.14 a été étudiée du point de vue de l'émetteur, c'est-à-dire quant à la possibilité de construire l'émetteur pour répondre aux spécifications du masque sans introduire de complexité inutile.

L'étalement du spectre, qui est la cause de cette énergie hors bande, est essentiellement dû à la non linéarité de l'amplificateur de puissance, en particulier à proximité de son point de saturation. Pour répondre aux exigences du masque une solution consiste à faire appel à un amplificateur de puissance pratiquement linéaire, à fixer son point de fonctionnement dans la partie linéaire de sa courbe de transfert, loin du point de saturation, et à utiliser un simple filtre de puissance à la sortie de l'amplificateur. Une autre possibilité consiste à faire fonctionner l'amplificateur de forte puissance plus près du point de saturation, mais à introduire un filtre de puissance plus restrictif et donc plus complexe en aval de l'amplificateur de puissance, afin de supprimer la quantité plus importante d'émissions hors bande et de ramener celles-ci aux niveaux prescrits par le masque du spectre.

FIGURE A.13

Exemple de réseau à fréquence unique pour Système numérique A
(Mode de transmission II)



La complexité et le rendement de puissance des amplificateurs correspondent aux caractéristiques de linéarité et aux valeurs prescrites du recul de puissance en sortie (OBO, *output back-off*). La complexité des filtres RF dépend du nombre de pôles et de zéros de la fonction de transfert d'émission. De plus, les filtres à faible largeur de bande conditionnent l'utilisation de résonateurs à facteur Q très élevé afin d'obtenir des pertes d'insertion raisonnablement limitées.

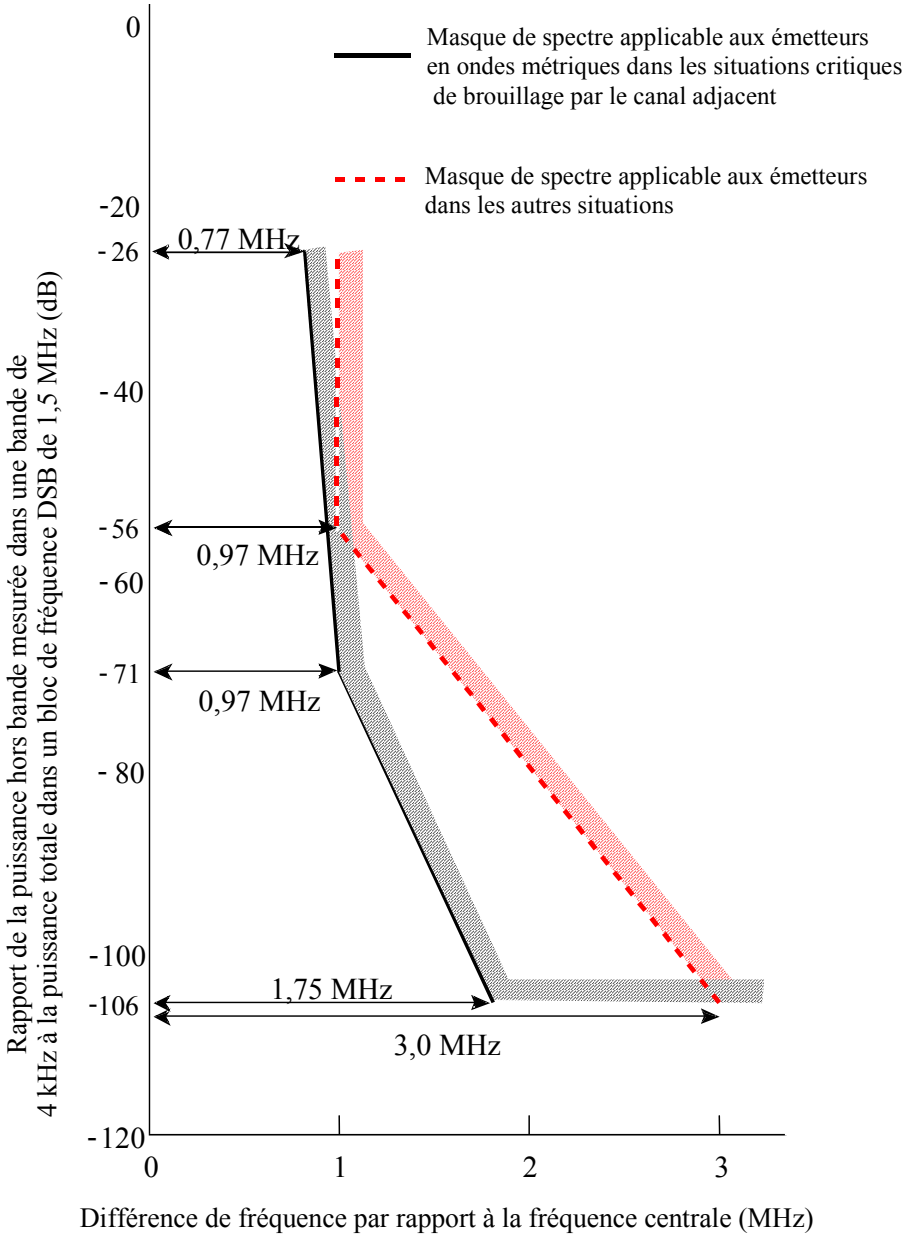
Dès le début, les simulations sur ordinateur, ainsi que les essais ont montré que la puissance rayonnée hors bande et non le brouillage intra système dû aux défauts de linéarité constituaient le facteur limitatif de la conception d'une chaîne d'amplification pour Système numérique A.

Une étude, réalisée au moyen de simulations sur ordinateur, a été menée à bien afin de déterminer les performances hors bande des amplificateurs types de grande puissance. Les caractéristiques mesurées d'un modèle type d'amplificateur à tube à ondes progressives (ATOP) ont été utilisées. Ces caractéristiques de linéarité sont également celles des amplificateurs Klystron.

La Fig. A.15 représente le spectre de puissance unilatéral du signal COFDM, (à la sortie de l'amplificateur ATOP pour trois niveaux de puissance, 3, 5,7 et 14,1 dB au-dessous du niveau de saturation (ou de la puissance nominale maximale), identifiés en tant que recul de la puissance en sortie (OBO). Sont également représentés sur cette Figure, le masque d'émission ETSI souple et le spectre de puissance du signal COFDM filtré à l'entrée de l'amplificateur ATOP. Il est nécessaire de filtrer la sortie du modulateur avant d'introduire le signal COFDM dans un amplificateur ATOP, étant donné que le signal COFDM à la sortie du modulateur OFDM comporte des niveaux de puissance nettement supérieurs aux masques aux fréquences s'écartant de plus de 1,2 MHz de la fréquence centrale d'un bloc DSB (radiodiffusion sonore numérique).

FIGURE A.14

Masque de spectre proposé pour un rayonnement hors bande DSB en ondes métriques



Le même exercice a été répété pour un amplificateur de puissance parfaitement linéaire. Ce type de dispositif est réputé constituer un écrêteur idéal: l'amplificateur est parfaitement linéaire jusqu'au point de puissance de sortie maximale disponible, à partir duquel le signal de sortie peut être intensifié au-delà d'un niveau maximal. La phase est supposée égale à zéro, quelle que soit l'amplitude du signal d'entrée. La Fig. A.16 représente le spectre de puissance unilatéral du signal COFDM à la sortie de l'écrêteur, pour différentes valeurs OBO allant de 3 à 12 dB.

D'après le diagramme, même dans le cas d'un amplificateur de puissance parfaitement linéaire, il faudrait appliquer des valeurs OBO très élevées pour répondre aux spécifications du masque de spectre proposé, en l'absence d'un filtrage de sortie. Cela tient au caractère de distribution de Rayleigh de l'amplitude du signal COFDM.

FIGURE A.15

Spectre de puissance du signal COFDM à la sortie d'un amplificateur ATOP et masque proposé

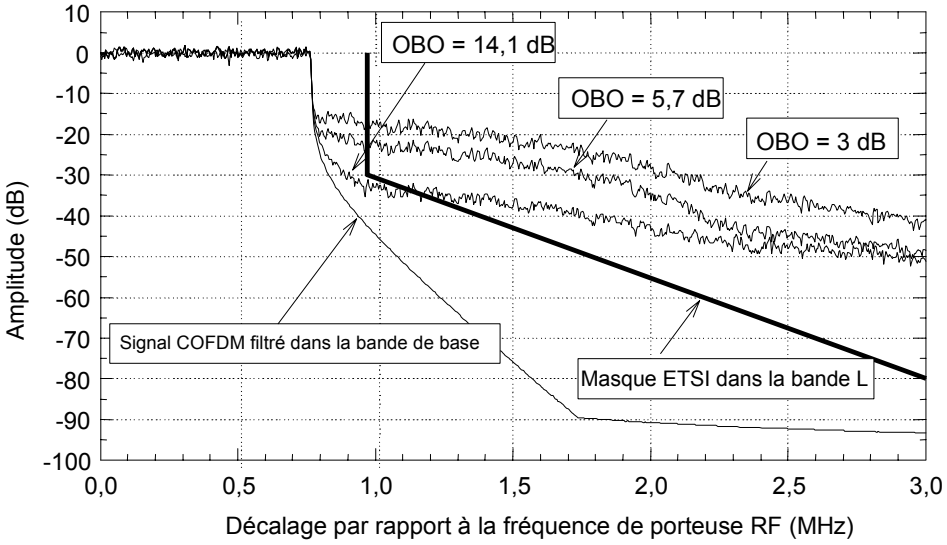
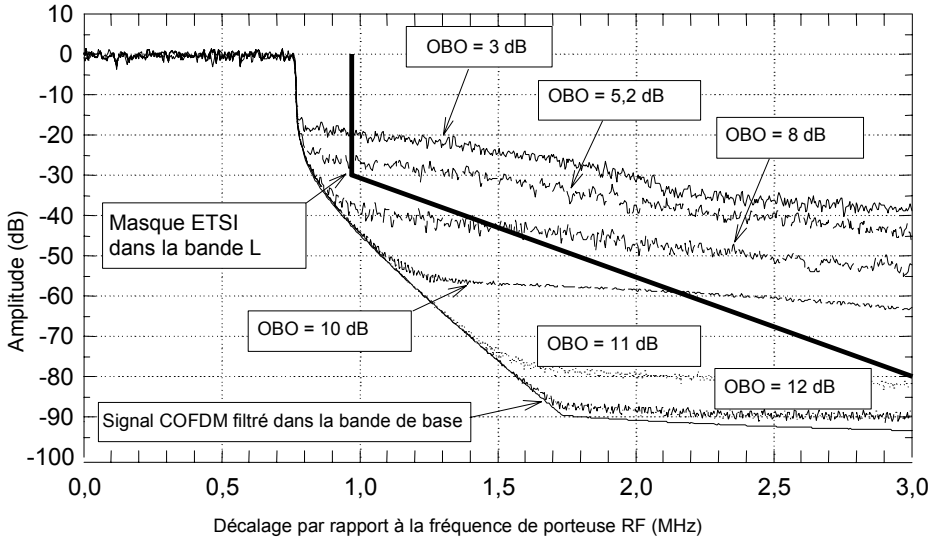


FIGURE A.16

Spectre de puissance du signal COFDM à la sortie d'un amplificateur de grande puissance parfaitement linéaire pour différentes valeurs du recul de puissance en sortie OBO



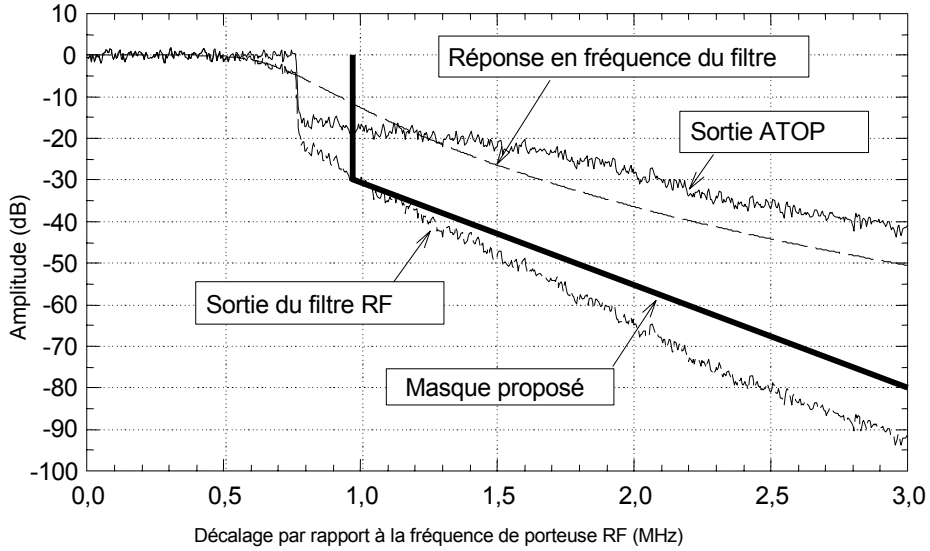
Il faut intégrer un filtre RF dans la chaîne de l'émetteur afin de réduire le niveau des produits d'intermodulation hors bande aux valeurs souhaitées. Bien qu'il soit possible d'obtenir de meilleurs filtres dotés d'une réponse égale à l'ondulation dans la bande (Chebychev), des filtres de type Butterworth ont été utilisés lors de cet essai à des fins de simplicité et de commodité. Ces filtres sont évalués en fonction de leur complexité, de l'affaiblissement d'insertion et de l'efficacité de transmission dans la bande.

L'objectif est de mettre au point un filtre passe-bande RF permettant de réaliser le meilleur compromis entre le niveau de complexité et l'affaiblissement d'insertion, tout en garantissant la conformité du spectre du signal émis au masque proposé.

A titre d'exemple, la Fig. A.17 représente la réponse en fréquence d'un filtre Butterworth à quatre pôles, le spectre du signal à la sortie de l'amplificateur ATOP, et le spectre du signal à la sortie du filtre RF pour un recul OBO de 3 dB. On peut constater que les tolérances quant au niveau de puissance définies par le masque proposé ont été respectées, mais au prix d'un affaiblissement des porteuses au bord du canal.

FIGURE A.17

Réalisation du masque proposé au moyen d'un filtre Butterworth à quatre pôles, $f_{ss\text{-}3db}$ = 0,718 MHz à la sortie de l'amplificateur ATOP, fonctionnant à une valeur du recul OBO de 3 dB



Dans le cas de l'amplificateur ATOP les valeurs du recul OBO étaient de 3 et 5,7 dB. Les valeurs OBO utilisées avec l'amplificateur de puissance parfaitement linéaire ont été choisies de façon à ce que les produits d'intermodulation hors bande soient sensiblement identiques à ceux obtenus dans le cas des amplificateurs ATOP soit 2,3 et 4 dB. Les filtres RF alors requis étaient identiques, pour l'amplificateur ATOP et pour l'écrêteur parfait.

Le Tableau A.7 récapitule les caractéristiques des filtres les plus indiqués et les largeurs de bande de fréquence associées à 3 dB. Les affaiblissements d'insertion moyens du filtre, qui tiennent compte de la réduction de puissance du signal due à l'affaiblissement aux bords de la bande, sont mentionnés pour des valeurs de Q hors charge de 20 000 et 40 000. Les résonateurs à guide d'ondes offrent à l'heure actuelle la seule technologie réaliste pour réaliser des filtres de ce type. Pour des valeurs plus élevées de Q, les filtres sont plus encombrants.

TABLEAU A.7

Possibilités de compromis entre niveau de complexité /performances du filtre RF et recul de puissance en sortie de l'amplificateur de puissance

OBO (dB) (ATOP mesuré)	OBO (dB) (HPA parfaitement linéaire)	Nombre de pôles du filtre	Largeur de bande unilatérale du filtre à 3 dB) (MHz)	Perte d'affaiblissement moyenne du filtre (dB) (Q = 20 000)	Perte d'affaiblissement moyenne du filtre (dB) (Q = 40 000)	Dégradation du C/N due au filtrage (dB) (TEB = 10^{-4})
3	2,3	3	0,65	1,84	1,34	0,8
		4	0,718	1,69	1,08	0,4
		5	0,77	1,64	0,95	0,4
		6	0,80	1,73	0,94	0,4
5,7	4	3	0,768	1,28	0,85	0,4
		4	0,85	1,17	0,67	0,4
		5	0,88	1,28	0,68	0,4
		6	0,90	1,44	0,74	0,4

Pour des valeurs du recul OBO égales à 3 et 5,7 dB, on a constaté d'après les critères établis que les filtres les plus appropriés comportaient respectivement trois et quatre pôles. En ce qui concerne le recul OBO de l'amplificateur de grande puissance, l'émetteur présentait une plus grande efficacité de fonctionnement lorsque le recul de puissance en sortie de l'amplificateur était fixé à 3 dB et non 5,7 dB.

Enfin, la modification des caractéristiques de l'amplificateur de puissance autorise un rendement en puissance plus élevé, puisqu'il peut alors fonctionner avec une valeur OBO réduite par comparaison à un amplificateur non modifié, tout en conservant le même niveau de puissance dans la bande latérale. Dans le cas d'un amplificateur parfaitement linéaire, les réglages du recul OBO étaient inférieurs d'environ 0,7-1,7 dB par comparaison à ceux de l'amplificateur ATOP mesuré. Toutefois, à des valeurs plus faibles du recul OBO, par exemple de 2,3 dB, la dégradation du C/N imputable au défaut de linéarité devient par ailleurs notable. De plus, il faut prendre en considération le coût de linéarisation des amplificateurs, indissociable de l'amélioration des produits d'intermodulation hors bande ainsi obtenus.

A.1.12.1 Puissance de bruit blanc équivalente à un brouillage du spectre non uniforme

Une étude de la sensibilité d'un signal COFDM à la pente des émissions hors bande en provenance du canal adjacent a été réalisée pour déterminer la puissance équivalente de bruit blanc ou la puissance équivalente de bruit en résumé, d'un signal brouilleur.

Cette détermination est importante lorsqu'on cherche à évaluer les exigences concrètes liées au rapport de protection du canal adjacent. Lorsque les niveaux de brouillage du canal adjacent (ACI, *adjacent channel interference*) sont limités par les performances de l'émetteur, la pente des émissions hors bande affectera les résultats. Ces calculs correspondent toutefois à des modèles simplifiés; or, les émetteurs réels produisent des spectres dont la complexité est nettement plus grande par comparaison à ceux envisagés dans le présent Manuel.

Une série de simulations a été réalisée afin d'étudier l'effet de la pente du brouillage ACI sur le TEB du système COFDM. Le brouillage ACI a été créé en modulant le bruit blanc au moyen de filtres appropriés dont les réponses en fréquence sont spécifiées par les spectres non plats de puissance brouilleuse de la Fig. A.18. Les pentes prises en compte dans cette simulation comportent

notamment le masque ETSI dans les zones critiques (Masque 1) et le masque utilisé provisoirement par le projet Eureka 147 dans les zones non critiques (Masque 2) pour la Bande L. Les trois autres pentes (c'est-à-dire Masques 3, 4 et 5) ont été extrapolées de façon à couvrir un vaste éventail de valeurs.

Le filtre passe-bas utilisé côté réception emploie un filtrage en cosinus surélevé en racine carrée (SQRT-RC) avec une largeur de bande de 1 544 MHz (légèrement supérieure à celle du signal COFDM afin de réduire au minimum l'affaiblissement par le filtre des porteuses à proximité des bords de la bande) et un facteur d'amortissement de 0,1. L'amortissement rapide du filtre garantit le rejet de la plus grande partie du brouillage hors bande, de telle sorte que l'incidence sur le signal COFDM est essentiellement imputable au débordement spectral de l'ACI.

Le TEB est représenté en fonction du *C*/*I* sur la Fig. A.19 pour les cinq pentes de brouillage considérées. On définit le *C*/*I,* comme le rapport puissance de porteuse/puissance de brouillage, normalisé sur la largeur de bande de 1 536 MHz ou, autrement dit, le rapport mesuré à la *sortie* du filtre SQRT-RC. La Fig. A.19 présente la courbe du TEB en fonction du *C*/N dans le canal BBGA à des fins de référence.

Les résultats montrent qu'un brouillage et un bruit blanc comportant une pente spectrale de même puissance identique (mesurée sur la largeur de bande du signal utile) ne produisent pas nécessairement le même effet sur le TEB. Aux faibles valeurs du TEB, le rapport *C*/*I* requis est plus élevé lorsque le brouillage se caractérise par de plus fortes pentes spectrales. Par exemple pour obtenir un TEB de 10^{-4}, les valeurs requises du *C*/*I* sont de 7,8, 7,6, 7,2, 6,7 et 6,2 dB correspondant respectivement aux Masques 1, 2, 3, 4 et 5. Lorsque la pente du masque diminue progressivement pour passer de 37 dB/1 536 MHz (Masque 1) à 0 dB/1 536 MHz (Masque 5), le TEB est voisin du TEB du canal BBGA de référence. Les accroissements requis de puissance de porteuse sont d'environ 1,6, 2,2 et 2,8 dB pour obtenir respectivement des valeurs de TEB égales à 10^{-4}, 10^{-5} et 10^{-6} dans le cas d'un signal exposé à un brouillage dont la pente est de 37 dB/1 536 MHz (masque ETSI souple) au lieu d'un bruit blanc.

FIGURE A.18

Pentes des masques théoriques utilisés pour les simulations

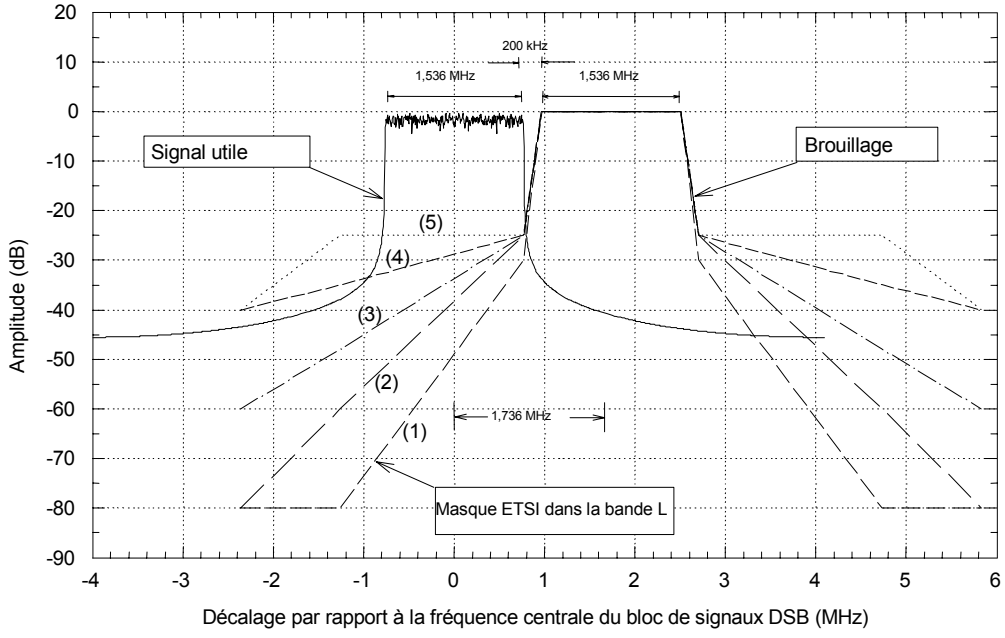
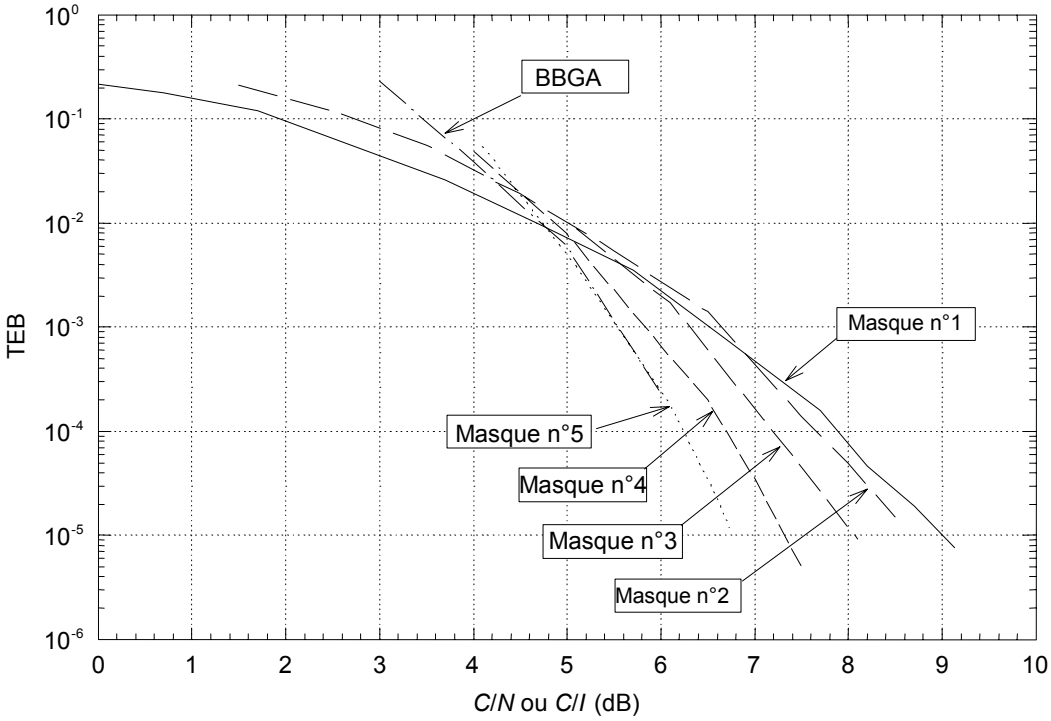


FIGURE A.19

TEB en fonction du *C*/*I* pour différents masques et TEB en fonction du *C*/*N* (dans le canal BBGA)



A.1.12.2 Sélectivité dans le canal adjacent et dynamique du récepteur en fonction du masque de spectre RF

Si le système fonctionnait de façon globalement optimale, en assurant l'utilisation la plus efficace du spectre, la sélectivité du récepteur serait telle que son rapport de protection compense le niveau d'émission hors bande de l'émetteur dans le canal adjacent. Autrement dit, le masque d'émission RF de l'émetteur doit être adapté au rapport de protection susceptible d'être obtenu au niveau du récepteur en présence d'un problème de «proximité-éloignement» de réception dans le canal adjacent (c'est-à-dire lorsque la tentative de réception d'un signal faible s'effectue en présence d'un signal fort dans le canal adjacent).

Le terme sélectivité dans le canal adjacent (ACS, *adjacent channel selectivity*) désigne la capacité d'un récepteur de filtrer le brouillage hors bande de façon à maintenir le TEB à un niveau voulu ($TEB = 10^{-4}$). Plus un récepteur est sélectif, et plus le récepteur est capable de tolérer un écart plus important entre signal utile et signal brouilleur. Cet écart tend à diminuer lorsque le bruit dans la bande est constitué de bruit thermique et de signaux hors bande créés notamment par les produits d'intermodulation des émetteurs fonctionnant dans les canaux adjacents.

D'autre part, si la sélectivité ACS récepteur et donc le rapport de protection réalisable, sont exceptionnellement bons, le récepteur peut être perturbé par le signal hors bande à l'intérieur du canal sélectionné et non par le lobe principal filtré du signal brouilleur. Dans ce cas, le niveau requis de rejet des émissions hors bande serait considéré comme trop restrictif par comparaison aux exigences du masque d'émission. D'autre part, en cas d'assouplissement excessif de la sélectivité dans le canal voisin, le lobe principal du canal brouilleur risque de devenir le principal facteur d'altération des performances du récepteur, même avant que les signaux hors bande reçus dans le canal choisi puissent avoir un effet quelconque sur le signal utile. En pareille circonstance, le masque d'émission devrait être considéré comme inutilement restrictif compte tenu de la sélectivité

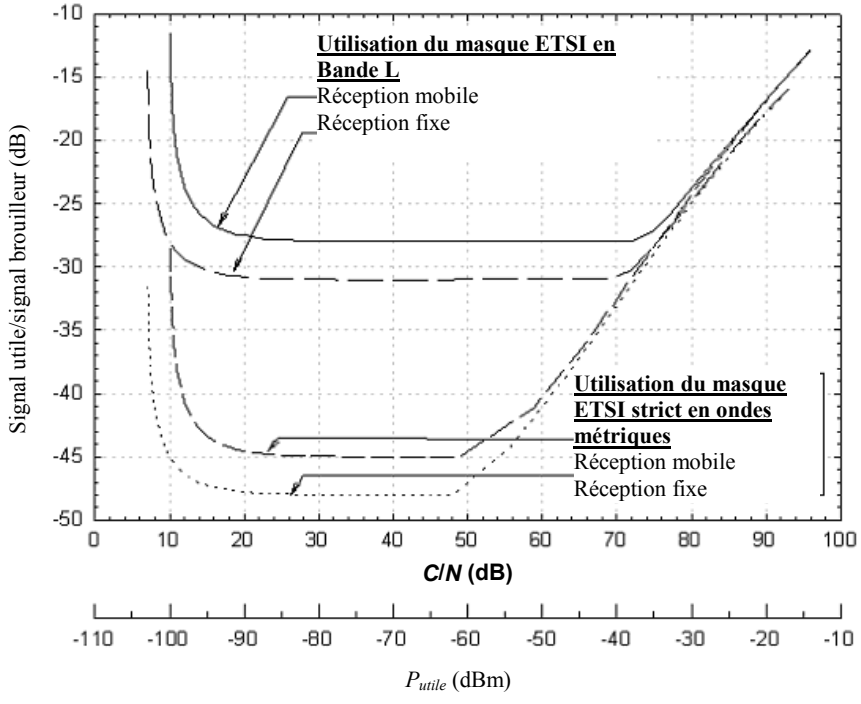
du récepteur: la puissance hors bande volontairement réduite du signal émis ne faciliterait pas l'élimination du brouillage dû à la médiocre sélectivité du récepteur. Les exigences concernant les tolérances hors bande du signal émis et la sélectivité ACS prescrite, et par conséquent le rapport de protection du récepteur, doivent être considérés conjointement de façon à pouvoir définir un système globalement efficace et économique.

Le bruit thermique au niveau du récepteur, en cas de réception d'un signal de faible intensité, tendra à réduire la tolérance au brouillage du récepteur. En outre, des signaux brouilleurs très puissants tendront à saturer plus rapidement l'entrée RF du récepteur (c'est-à-dire l'amplificateur AFB et le premier mélangeur); il en résultera des produits d'intermodulation qui ensuite, limiteront la tolérance au brouillage du récepteur et donc sa portée dynamique. Ces phénomènes sont décrits à la Fig. A.20.

Sur la Fig. A.20, le rapport de protection du récepteur, exprimé en termes de rapport signal utile-signal brouilleur (D/U), est représenté en fonction de la puissance du signal utile à l'entrée, pour les deux masques indiqués à la Fig. A.14, et dans les deux conditions de réception considérées (statique et mobile). L'amplificateur AFB du récepteur est censé avoir un niveau de bruit de 2,1 dB et atteindre son niveau de saturation lorsque $P_{in} = 0$ dBm; il est supposé en outre être équipé d'un filtre FI parfait, de sélectivité infinie. Les simulations sur ordinateur ont été réalisées en supposant un espacement des canaux de 200 kHz. D'après les résultats, un compromis entre les émissions hors bande de l'émetteur et la sélectivité du récepteur exige l'utilisation d'un récepteur doté d'un rapport de protection dans le canal adjacent pouvant atteindre de 28 à 31 dB en réception mobile ou fixe respectivement, pour correspondre au niveau de brouillage dans le canal adjacent produit par le masque ETSI souple pour la Bande L. La portée dynamique est d'environ 57 dB dans les deux conditions de réception, en supposant une puissance d'entrée maximale de l'amplificateur AFB de 0 dBm.

FIGURE A.20

Niveau d'énergie des émissions hors bande dans le 1er canal adjacent à l'intérieur du canal, par rapport au niveau de réception du signal utile (D/U), pour les masques de spectre ETSI



Avec le masque ETSI strict en ondes métriques, les rapports de protection correspondants du récepteur atteignent 45 et 48 dB en réception mobile et fixe respectivement, tandis que la dynamique ne dépasse pas 35 dB dans les deux cas.

A.1.12.3 Mesures de la sélectivité dans le canal adjacent sur les récepteurs DSB

A.1.12.3.1 Introduction

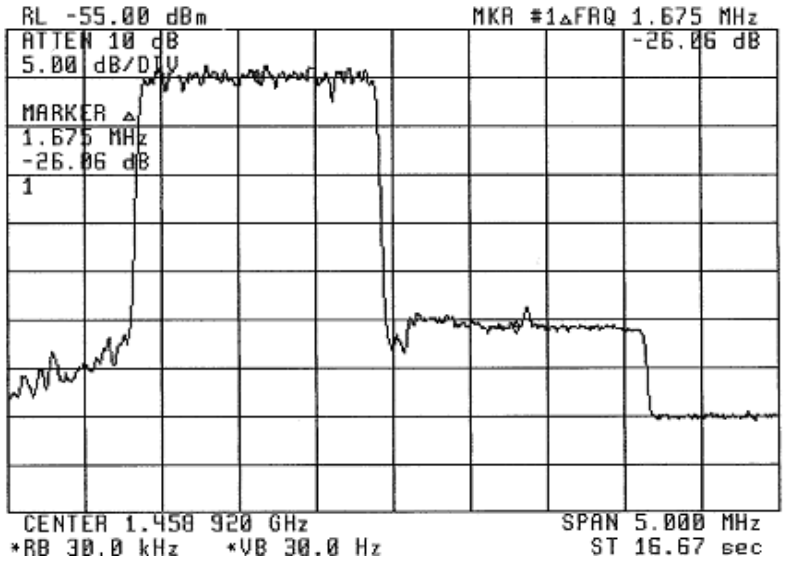
Des mesures de sélectivité dans le canal adjacent ont été réalisées sur trois récepteurs DSB différents au Canada. Des techniques légèrement modifiées ont été mises en œuvre dans chaque cas, tel qu'indiqué ci-dessous dans les paragraphes correspondants. L'espacement des canaux était celui prescrit dans le plan canadien d'attribution de fréquences (1 744 MHz, d'axe en axe). Tous les tests ont été réalisés en Mode de transmission 2.

Pour effectuer des mesures du rejet du brouillage dans le canal adjacent, lorsque le signal brouilleur est un autre signal DSB, ce même signal doit avoir un spectre exceptionnellement net. Sinon, les produits d'intermodulation du signal brouilleur affectant le signal utile dans la bande risquent de provoquer la dégradation du signal utile, avant que l'énergie hors bande dans le canal adjacent ne le fasse, ce qui a pour effet d'invalider la mesure. Des paliers d'intermodulation de –60 dBc dans le premier canal adjacent ont été établis pour les besoins de ces mesures, avec un dispositif expérimental spécial.

Les résultats indiqués ci-dessous concernent le signal brouilleur dans les canaux adjacents inférieurs, tel qu'indiqué à la Fig. A.21. Des mesures ont également été effectuées dans les canaux adjacents supérieurs, bien que les résultats obtenus ne présentent pas de différences notables. Dans le texte ci-dessous, l'expression «sélectivité dans le canal adjacent» (ACS, a*djacent channel selectivity*) est utilisée au sens défini par l'EACEM («Caractéristiques des récepteurs DAB», rapport technique N° 9 de l'EACEM, Révision 3. EACEM, déc. 1996), c'est-à-dire le rapport des signaux brouilleurs aux signaux utiles, propres à obtenir un TEB de 10^{-4} lorsque le signal brouilleur occupe le premier canal adjacent.

FIGURE A.21

Diagramme de spectre du signal utile et du brouillage du premier canal adjacent au seuil d'audibilité



A.1.12.3.2 Récepteur DSB de troisième génération

Ce type de récepteur a été conçu par un consortium de fabricants européens. Il fonctionne uniquement avec le multiplexage fixe Eureka de troisième génération. La sélectivité dans le canal adjacent a été évaluée par une mesure du TEB, au moyen du service de données à 64 kbit/s, avec un débit de codage de 0,5 (niveau de protection 3). Les tests ont été effectués dans la Bande L. En bref, la procédure d'essai a consisté à régler le signal utile à une valeur donnée à l'entrée RF du récepteur, à veiller à ce que le récepteur soit correctement synchronisé et à obtenir un TEB nul, puis à augmenter le niveau du signal brouilleur jusqu'à ce qu'un TEB de 10^{-4} soit atteint. Les puissances ont été déterminées au moyen d'un appareil de mesure de la puissance RF avec détection de la véritable valeur efficace. Le signal utile a été augmenté par échelons de 5 dB dans la plupart des cas, avec des échelons plus petits dans les domaines de variation rapide. Le niveau de signal brouilleur pouvait être modifié par incréments de 0,1 dB.

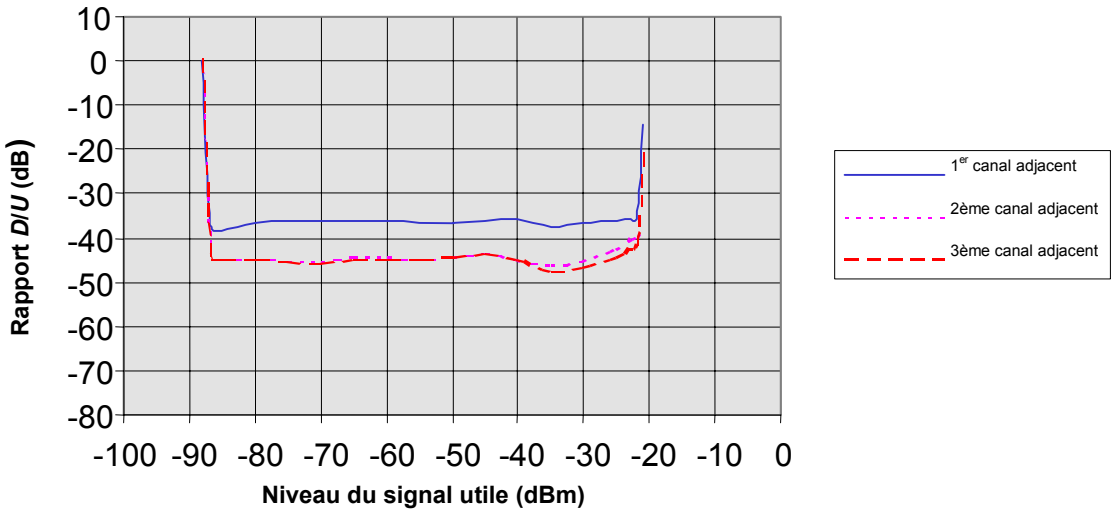
Les résultats présentés à la Fig. A.22, font apparaître une courbe *D*/*U* pratiquement indépendante du niveau du signal d'entrée, à environ 37 dB. Manifestement, le filtrage FI permet d'effectuer un rejet à environ 45 dB sur le premier canal adjacent, conformément aux spécifications du récepteur. Comme le montre la partie brutalement ascendante de la courbe à gauche du coude situé à $D = -88$ dBm, le circuit d'entrée pour la Bande L de ce récepteur présente un très mauvais facteur de bruit (de l'ordre de 15 dB). Il se caractérise également par un puissant CAG, comme l'indique l'horizontalité de la courbe *D*/*U* jusqu'à $D = -22$ dBm, point à partir duquel le récepteur subit une surcharge brutale et se bloque. On ne constate pratiquement pas d'accroissement des produits d'intermodulation dans la bande, créés dans le circuit d'entrée et en amont, ce qui reflète l'application de la CAG en amont de tous les éléments actifs.

A.1.12.3.3 Récepteur DSB de quatrième génération

La procédure utilisée avec ce récepteur de quatrième génération (récepteur d'essai Philips 452) a été semblable à celle décrite ci-dessus. Compte tenu de la possibilité d'utiliser alors un multiplexage de quatrième génération, le débit de données pour les essais de TEB a été porté à 224 kbit/s afin d'accélérer les essais. Le débit de codage a été maintenu à 0,5. Les essais initiaux consacrés à ce récepteur ont été effectués en ondes métriques, en raison du caractère intégré de l'ensemble antenne pour Bande L/AFB/convertisseur abaisseur de fréquence fourni avec le récepteur, complique considérablement l'exécution de mesures.

FIGURE A.22

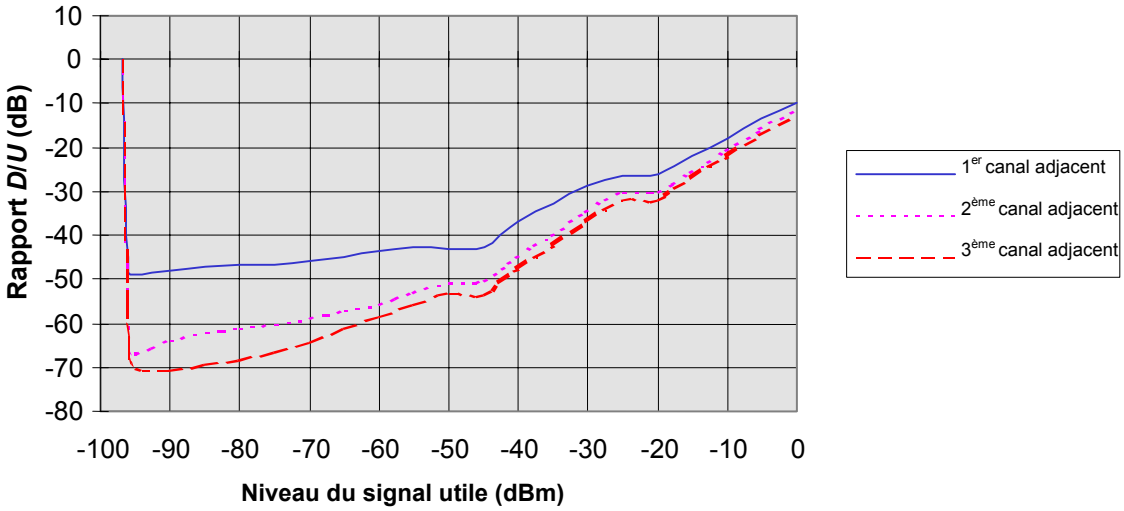
Courbe *D*/*U* dans le canal adjacent relative à un récepteur de 3ème génération (Bande L)



Les résultats en ondes métriques indiqués à la Fig. A.23 font apparaître le rejet des signaux du premier canal adjacent dans les filtres FI à un niveau d'environ 56 dB. La sélectivité dans le canal adjacent est d'environ 43 dB à $D = -60$ dBm, et 37 dB à $D = -40$ dBm. Les produits d'intermodulation à l'entrée provoquent une diminution progressive de la tolérance au brouillage dans le canal adjacent au fur et à mesure de l'augmentation de l'intensité du signal. L'action de plusieurs étages de CAG semble intervenir à différents niveaux.

FIGURE A.23

Courbe *D*/*U* dans le canal adjacent relative au récepteur Philips 452 en ondes métriques



Certains essais ont également été effectués dans la Bande L au moyen d'un circuit d'entrée improvisé constitué d'un AFB du commerce, d'un mélangeur, d'un générateur RF de laboratoire et d'un filtre passe-bande pour ondes métriques. D'après les résultats indiqués à la Fig. A.24, les circuits d'entrée à gain fixe présentent un inconvénient évident. Aux faibles niveaux de signal, on peut également constater le rejet à 56 dB des filtres FI sur le premier canal adjacent, mais pour des niveaux de signal utile au-delà de –90 dBm, la tolérance aux signaux hors bande diminue beaucoup plus rapidement que cela n'était le cas en ondes métriques. Cette courbe, certes loin d'être idéale, pourrait s'avérer très utile en pratique, en raison de la bonne performance observée aux faibles niveaux du signal utile. Toutefois, l'ACS, qui est d'environ 29 dB pour $D = -60$ dBm, ne répond pas aux exigences minimales de l'EACEM à ce niveau et se détériore sérieusement pour tomber à 15 dB pour D = –40 dBm.

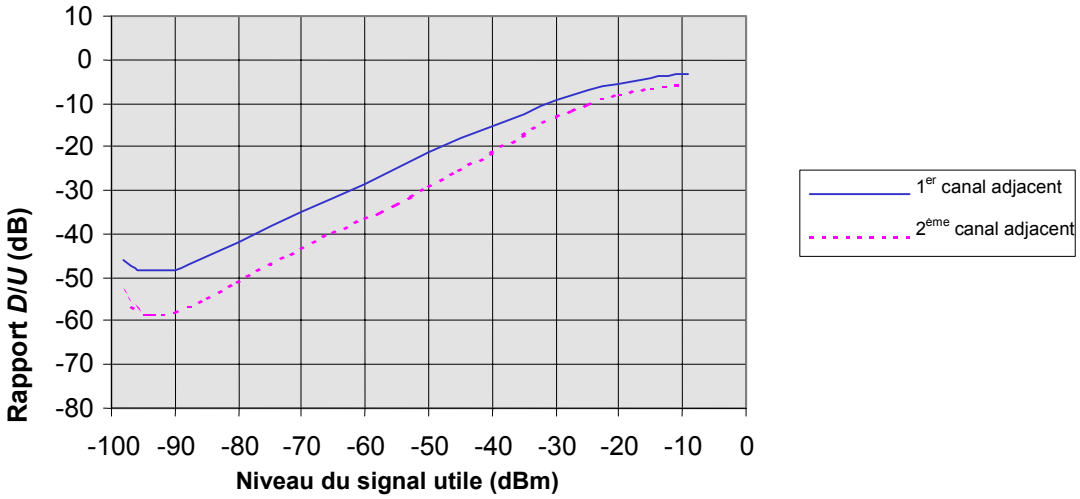
A.1.12.3.4 Récepteur DSB de qualité grand public

Ce récepteur (récepteur Bosch-Blaupunkt Hannover 106A) présente un intérêt particulier dans la mesure où il s'agit du seul appareil testé susceptible d'être pratiquement assimilable à un prototype de récepteur grand public. Malheureusement, il ne permet pas d'accéder facilement aux services de données, interdisant ainsi de procéder à des essais de TEB afin d'évaluer les performances. Au lieu de cela on a procédé à une évaluation subjective des altérations du signal audio, au moyen d'un service stéréo de 224 kbit/s avec un niveau de protection 3. Afin d'obtenir des résultats comparables à ceux des autres récepteurs, on a cherché à trouver des niveaux d'altération correspondant approximativement à un TEB de 10^{-4}. Dans le but d'établir cette correspondance, plusieurs essais ont été réalisés avec le récepteur Philips 452 en configurant une valeur donnée du TEB sur un

service de données à 224 kbit/s puis en passant à un service audio-stéréo à 224 kbit/s doté du même niveau de protection. Il s'avère que le seuil d'audibilité (TOA, *threshold of audibility*), (défini dans le présent contexte comme le point à partir duquel deux altérations audibles sont perçues au cours d'un intervalle de 30 s sur une même pièce musicale) intervient pour le TEB compris entre 10^{-4} et 10^{-5}; avec un peu de pratique on détermine aisément le point à 10^{-4}, à une fraction de décibel près, en procédant à une écoute attentive. Les essais ont été réalisés dans la Bande L sur le circuit d'entrée incorporé au récepteur.

FIGURE A.24

Courbe *D*/*U* du canal adjacent relative au récepteur Philips 452 avec circuit d'entrée fonctionnant dans la Bande L



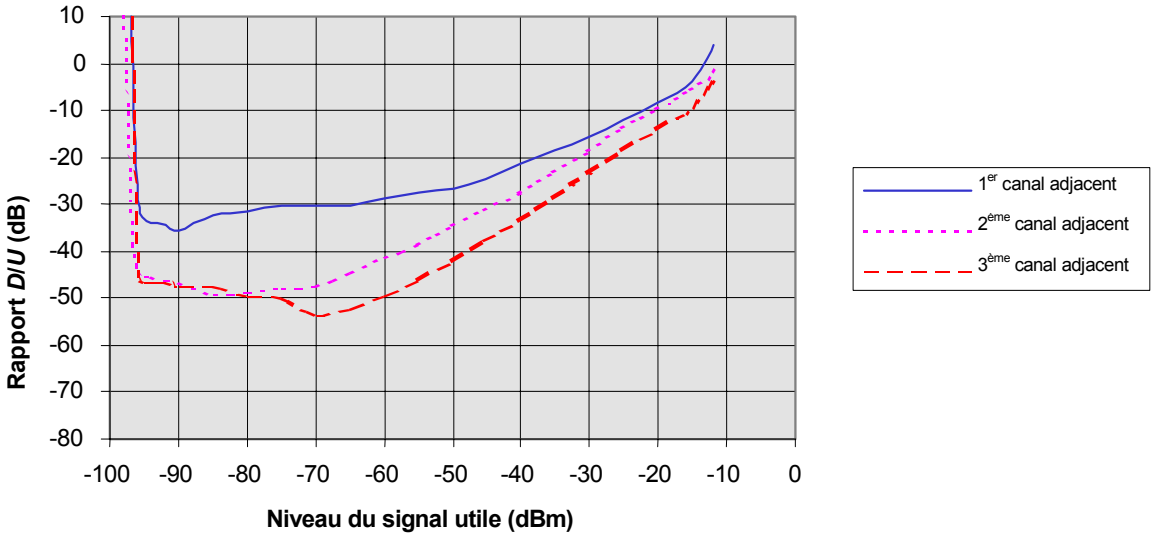
Comme on peut le voir à la Fig. A.25, le filtre FI assure un rejet dans le premier canal adjacent d'environ 42 dB (c'est-à-dire quelque 8 dB de plus que le point le plus bas de la courbe *D*/*U* sur le graphique) tandis que la sélectivité ACS pour $D = -60$ dBm atteint 29 dB. La sélectivité ACS au $D = -40$ dBm se détériore pour atteindre environ 22 dB. La tolérance au brouillage dans le canal adjacent se détériore progressivement, lorsque le niveau du signal utile augmente au-delà de –90 dBm.

A.1.12.3.5 Analyse

Pour évaluer ces résultats, il est intéressant de déterminer le point à partir duquel les produits hors bande d'un émetteur DSB commencent à provoquer un brouillage perceptible de la réception d'un autre émetteur sur un canal adjacent. A cet effet, un test a consisté à augmenter l'intensité d'un signal brouilleur dans un premier canal adjacent (signal comportant un palier déterminé) jusqu'à ce que le TOA (défini par un TEB de 10^{-4} en l'occurrence) soit observé sur le signal utile. Le test a utilisé le récepteur 452 et un convertisseur abaisseur dans la Bande L, avec un niveau nominal de signal utile de –70 dBm. D'après la Fig. A.22, la sélectivité observée alors dans le canal adjacent a été de 35 dB. Le signal brouilleur a été produit comme dans les tests concernant le récepteur précédent, mais il a été émis ensuite par un amplificateur d'essai de 1 W (Classe A), dont le recul de puissance en sortie a été adapté au palier de –30 dBc (mesuré normalement à 0,97 MHz de la fréquence centrale). Le TOA a été observé au point $D/U = -28$ dB.

FIGURE A.25

Courbe de rejet du canal adjacent *D*/*U* relative au récepteur Bosch Hannover 106A (Bande L)



En supposant que le spectre du signal brouilleur présente un changement de pente caractéristique des produits d'intermodulation du troisième ordre (ce qui semble être le cas), on peut en conclure que des erreurs se produiront pour une valeur de *D*/*U* de l'ordre de 2 dB au-dessous du palier nominal. Il y aura par conséquent une compensation approximative entre les deux mécanismes de brouillage (sélectivité inadéquate du récepteur et émission hors bande de l'émetteur) lorsque la sélectivité du récepteur est inférieure d'environ 2 dB à la valeur de l'épaulement. D'un autre point de vue, si la sélectivité ACS du récepteur est de 35 dB, conformément aux recommandations de l'EACEM, alors les effets de brouillage dans la bande et hors bande devraient se compenser si le masque d'émission comporte un épaulement d'environ –37 dB, d'où une réduction de 7 dB par rapport au masque ETSI souple. Les résultats de ces mesures sont conformes à ceux des simulations sur ordinateur rapportées aux paragraphes A.1.12.1 et A.1.12.2.

Le masque d'émission plus restrictif présente l'avantage de permettre aux récepteurs mobiles de se rapprocher d'émetteurs dans le canal voisin, sans dégradation de réception du signal utile. D'après ces mesures, il semble que les constructeurs de récepteurs n'aient pas trop de difficultés à répondre aux spécifications de sélectivité, de telle sorte que la décision de resserrer le masque dans la Bande L résultera essentiellement d'une analyse des avantages potentiels en termes de couverture par rapport aux coûts d'émission accrus.

A.1.12.4 Impact des masques d'émission RF sur la couverture des systèmes DSB

A.1.12.4.1 Introduction

La spécification d'un masque d'émission RF imposé aux émetteurs DSB influe sur la complexité de ces équipements, comme sur la couverture du système en présence d'un brouillage par le canal adjacent. La question de la complexité de l'émetteur liée à la réalisation de masques RF de ce type a certes été traitée au § A.1.11.2, mais l'impact de ces masques sur la couverture présente une importance non moins grande et doit également être étudié. Ce paragraphe étudie l'impact de trois masques RF sur la couverture des systèmes DSB: le masque ETSI souple, le masque ETSI resserré et un troisième masque correspondant à une situation de compromis entre les émissions de signal parasite de l'émetteur et la sélectivité du récepteur. Plus précisément, l'incidence sur la couverture d'un système DSB, d'un autre système DSB fonctionnant dans la même zone géographique et qui utilise un canal immédiatement voisin est étudiée en termes de pourcentage de réduction de la couverture en fonction de l'espacement des deux émetteurs fonctionnant dans des canaux adjacents.

A.1.12.4.2 Généralités

La couverture d'un système DSB par voie hertzienne, c'est-à-dire la zone à l'intérieur de laquelle l'intensité du signal reçu autorise l'obtention du TEB voulu et permet donc une qualité satisfaisante du signal sonore, est affectée par la présence d'émetteurs dans les canaux voisins, qui entraîne une limitation de la zone desservie. Le brouillage par les canaux voisins se traduit par une augmentation au niveau du récepteur du bruit apparent dans le canal et hors du canal. La composante de bruit dans le canal est associée au segment de spectre du signal brouilleur présent dans le canal utile (rayonnement non essentiel), tandis que le bruit hors du canal est déterminé par les émissions résiduelles du lobe principal de l'équipement brouilleur suite au filtrage du canal au niveau du récepteur. L'accroissement du bruit dans le canal dépend pour l'essentiel du masque d'émission utilisé par l'émetteur brouilleur, tandis que l'accroissement du bruit apparent dû aux bruits hors du canal (c'est-à-dire le lobe principal du signal brouilleur) dépend des caractéristiques de filtrage dans le canal du récepteur. Le degré de sélectivité du récepteur contribue également dans une large mesure à la détermination de la couverture d'un système. L'EACEM a spécifié une valeur d'ACS égale à 35 dB pour les récepteurs DSB classiques. Autrement dit, le récepteur DSB doit pouvoir tolérer un signal brouilleur dont l'amplitude dépasse de 35 dB celle du signal utile, tout en obtenant un TEB égal à 10^{-4}.

Pour une valeur finie de la sélectivité du récepteur, la zone au voisinage immédiat de l'émetteur brouilleur est normalement masquée, autrement dit, le signal brouilleur est nettement plus intense que le signal utile, d'où l'impossibilité pour le récepteur d'obtenir un TEB de 10^{-4}. Au fur et à mesure du rapprochement de l'émetteur brouilleur et de l'émetteur du signal utile, la zone occultée tend à diminuer et atteint une valeur minimale lorsque les deux équipements sont au même endroit. La co-localisation nominale de l'émetteur peut donc être définie en termes de zone occultée: lorsque la zone non couverte devient suffisamment petite pour être considérée comme négligeable ou du moins acceptable à toutes fins pratiques.

A.1.12.4.3 Simulations et paramètres

Une étude réalisée au Canada au moyen de simulations sur ordinateur s'est employée à déterminer l'importance de la diminution de couverture due au brouillage par le canal adjacent, en fonction du masque d'émission utilisé et de la distance entre les deux émetteurs. L'effet des masques d'émission a été mesuré en termes de pourcentage de diminution de la couverture (ρ), par la formule suivante:

$$\rho = \left(\frac{A_1 - A_2}{A_1} \right) \times 100\%$$

avec A_2 et A_1 étendue des zones desservies, en km^2, avec et sans brouillage par le canal adjacent respectivement.

Le Tableau A.8 donne la liste des rapports D/U maximaux réalisables pour chacun des quatre masques d'émission pris en compte et pour les cas respectifs suivants: récepteur à sélectivité infinie et finie dans le canal adjacent (ACS). La valeur seuil prescrite du C/N est supposée égale à 10 dB. Le masque ETSI souple désigne le masque ETSI défini pour des émetteurs dans la Bande L, tandis que le masque ETSI restreint désigne le masque ETSI défini pour les émetteurs en ondes métriques dans les zones critiques (voir le § A.1.11.1). On entend par masque parfait un masque ne permettant d'obtenir aucune émission hors bande. Le masque dit équilibré désigne un masque qui produit des émissions hors bande (ou du brouillage dans le canal), dans le cas d'un récepteur de sélectivité infinie, qui obtiendrait un rapport D/U de 35 dB. Le terme «équilibré» vient du fait que les émissions hors bande autorisées par ce masque correspondent à la sélectivité ACS (35 dB) spécifiée par l'EACEM (voir le § A.1.11.4).

La deuxième colonne du Tableau A.8 indique la valeur maximale *D*/*U* susceptible d'être obtenue en supposant une sélectivité infinie du récepteur, autrement dit la possibilité pour celui-ci de rejeter un signal hors canal d'une intensité infiniment grande. Dans ce cas, le brouillage provient uniquement de la partie du signal brouilleur située dans le canal, celle-ci étant totalement contrôlée par le masque d'émission. Plus le masque est resserré et plus le bruit dans le canal est réduit, d'où une valeur d'autant plus grande de *D*/*U*. Le calcul de *D*/*U* tient compte de la pente du masque, tel qu'indiqué au § A.1.11.3 et suppose une bande de garde de 200 kHz entre les canaux adjacents. La troisième colonne indique pour chaque masque la valeur maximale composite *D*/*U* pouvant être obtenue avec un récepteur dont la sélectivité ACS est de 35 dB. Dans ce cas, le brouillage est dû à l'effet combiné des composantes dans le canal et hors canal du signal brouilleur. Dans le cas du masque équilibré, dont les rapports *D*/*U* individuels, relatifs au masque et au récepteur séparément, sont identiques, la valeur *D*/*U* globale diminue de 3 dB pour tomber à 32 dB.

Le Tableau A.9 contient la liste des autres paramètres du système et des valeurs correspondantes utilisées pour les simulations. Il est à noter que des valeurs identiques ont été utilisées, le cas échéant, pour l'émetteur utile et pour l'émetteur brouilleur. On suppose par ailleurs que les niveaux du signal brouilleur et du signal utile sont indépendants et fluctuent comme des variables aléatoires distribuées selon une loi log-normale de même écart-type ($\sigma_c = \sigma_1 = 5{,}5$ dB). On suppose en outre que les bruits dans le canal (I_{ic}) et hors du canal (I_{oc}) sont également indépendants (non corrélés), de sorte que la puissance totale de bruit dû au brouillage est égale à $I_{ic} + I'_{oc}$, avec I'_{oc} identique à I_{oc} après affaiblissement de 45 dB (35 dB ACS + 10 dB *C*/*N*).

TABLEAU A.8

Rapports *D*/*U* maximaux réalisables avec différents masques RF

Masques RF	**Rapport *D*/*U* maximal réalisable en supposant une sélectivité infinie du récepteur (dB) ACS = ∞**	**Rapport *D*/*U* maximal réalisable en supposant une sélectivité finie du récepteur (dB) ACS = 35 dB**
Masque ETSI souple (masque ETSI pour la Bande L)	28	27,2
Masque équilibré (ETSI souple resserrement de 7,6 dB à 0,97 MHz)	35	32
Masque ETSI strict (masque ETSI en ondes métriques dans les zones critiques)	45,4	34,6
Masque parfait	∞	35

A.1.12.4.4 Résultats et analyses

Les Fig. A.26, A.27 et A.28 présentent les cartes de couverture partielle correspondant à une disponibilité de service de 90% et à des distances de 20, 10, et 5 km entre émetteur utile et brouilleur. Les quatre courbes obtenues correspondent aux quatre masques RF dont la liste figure au Tableau A.8; la courbe définissant la plus petite couverture correspond à l'utilisation par l'émetteur brouilleur du masque ETSI souple, tandis que la courbe définissant la couverture la plus étendue correspond à l'utilisation d'un masque parfait.

Sur toutes ces cartes, la plus forte variation de couverture est observée lorsqu'on passe du masque ETSI souple au masque équilibré, la variation étant plus faible du masque équilibré au masque ETSI restreint. Dans tous les cas, l'amélioration de couverture est réduite au minimum lorsqu'on utilise un masque parfait avec un masque ETSI restreint. Lorsque l'émetteur brouilleur se rapproche de l'émetteur utile, les courbes de couverture s'incurvent vers l'émetteur utile et se transforment progressivement en courbes fermées autour de l'émetteur brouilleur, avec un rétablissement progressif des bords de la zone de couverture.

La Fig. A.29 montre une vue agrandie des zones occultées autour de l'émetteur brouilleur pour des émetteurs espacés de 5 km. La zone ombrée désigne le «no-man's land» à l'intérieur duquel les circuits d'entrée du récepteur, dont la puissance maximale est supposée égale à –15 dBm, sont saturés. Le fait que cette zone se trouve nettement à l'intérieur des zones «occultées» montre clairement que, dans le cas d'un récepteur conforme aux critères de sélectivité ACS à 35 dB jusqu'au point de saturation (–15 dBm), le brouillage dû au canal adjacent dans la partie linéaire du récepteur constituera un phénomène plus restrictif que la saturation du récepteur. Cette observation valide notre hypothèse que, dans la plupart des cas, l'intermodulation ne sera pas le facteur essentiel des restrictions dues au brouillage par les canaux adjacents, mais plutôt les émissions hors bande de l'émetteur brouilleur et/ou la faible sélectivité du récepteur sur canal adjacent.

TABLEAU A.9

Principaux paramètres et valeurs correspondantes utilisées dans les simulations

Paramètre	Valeur
Fréquence	1 472 GHz
p.a.r. de l'émetteur utile	1 kW
p.a.r. de l'émetteur brouilleur	1 kW
Hauteur de l'antenne émettrice (h1)	100 m
Diagramme d'antenne émettrice	Équidirectif
Diagramme d'antenne réceptrice	Equidirectif
Hauteur d'antenne réceptrice (h2)	1,5 m
Niveau de bruit	3 dB
Modèle de propagation	Rec. UIT-R_1 PN.370 complétée[(1)]
Facteur d'irrégularité du terrain	50 m
Distribution du signal	Zone ombrée, σ = 5,5 dB
Objectif de disponibilité du service (% des emplacements)	50%, 90%, 99%

(1) Depuis, la Recommandation UIT-R PN.370 a été remplacée par la Recommandation UIT-R P.1546.

A.1.12.4.5 Copositionnement nominal des émetteurs

Si l'on considère qu'une réduction de couverture inférieure à 0,1% est négligeable à toutes fins pratiques il est possible de déterminer les conditions nominales de copositionnement des émetteurs. Ainsi, les distances entre émetteurs pour lesquelles la réduction de couverture est inférieure à 0,1% sont d'environ 6, 3, et 1,5 km respectivement pour des disponibilités de service de 50%, 90%, et

99%. Par conséquent, les distances de séparation entre émetteurs au-dessous desquelles on peut les considérer comme co-implantés correspondent à 24%, 16%, et 10% du rayon de la zone de couverture initiale pour les niveaux de disponibilité respectivement indiqués ci-dessus. Comme on peut le constater, les rayons correspondant à un copositionnement nominal des émetteurs diminuent en fonction inverse de la disponibilité du service.

Les Fig. A.30, A.31 et A.32, représentent les courbes de pourcentage de la réduction de couverture, définies par la relation ci-dessus, en fonction de l'espacement des émetteurs, pour quatre masques RF et pour des disponibilités de service de 50%, 90% et 99%. Ainsi, aux disponibilités de service plus élevées, ce rapport diminue. D'après ces résultats, le pourcentage de réduction de la couverture varie notablement en fonction de la distance de séparation des émetteurs; les distances pour lesquelles on observe l'incidence maximale sur la couverture varient sensiblement en fonction des masques RF utilisés; ces pourcentages sont de 69%, 59% et 54% du rayon de la zone de couverture initiale (en l'absence de brouillage) et correspondent respectivement à des disponibilités de service de 50%, 90% et 99%. Ainsi, la disponibilité est d'autant moins grande que ce pourcentage est élevé.

Pour un masque donné, la réduction maximale de couverture varie en fonction des disponibilités de service. Par exemple, cette valeur passe de 12,6% à 19,5% lorsque la disponibilité de service augmente de 90% à 99%, dans l'hypothèse où l'on utilise un masque ETSI souple.

FIGURE A.26

Carte de couverture pour une distance de brouillage de 20 km (disponibilité de service à 90%)

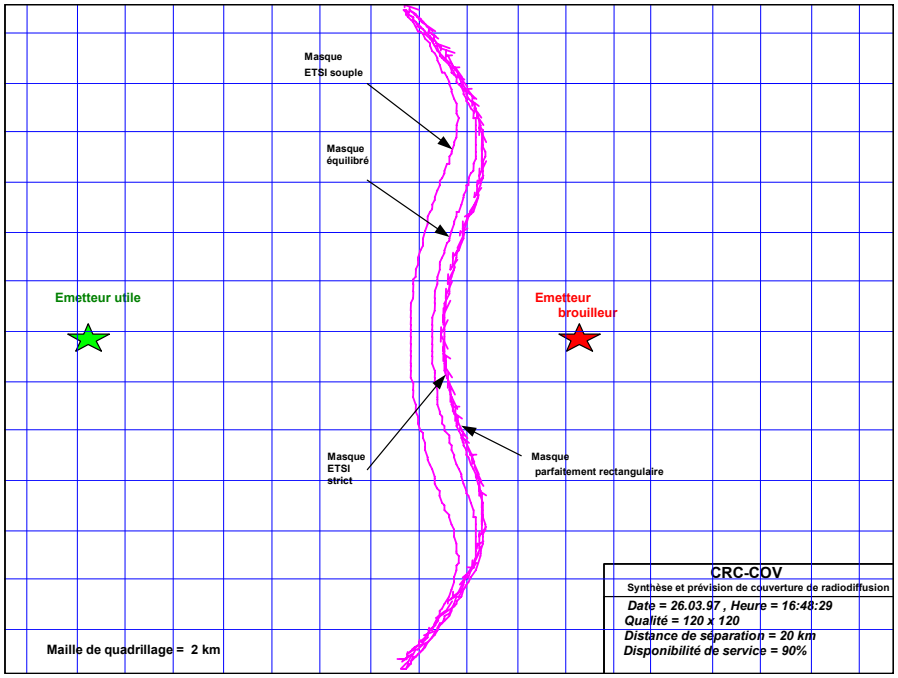


FIGURE A.27

Carte de couverture pour une distance de brouillage de 10 km (disponibilité de service à 90%)

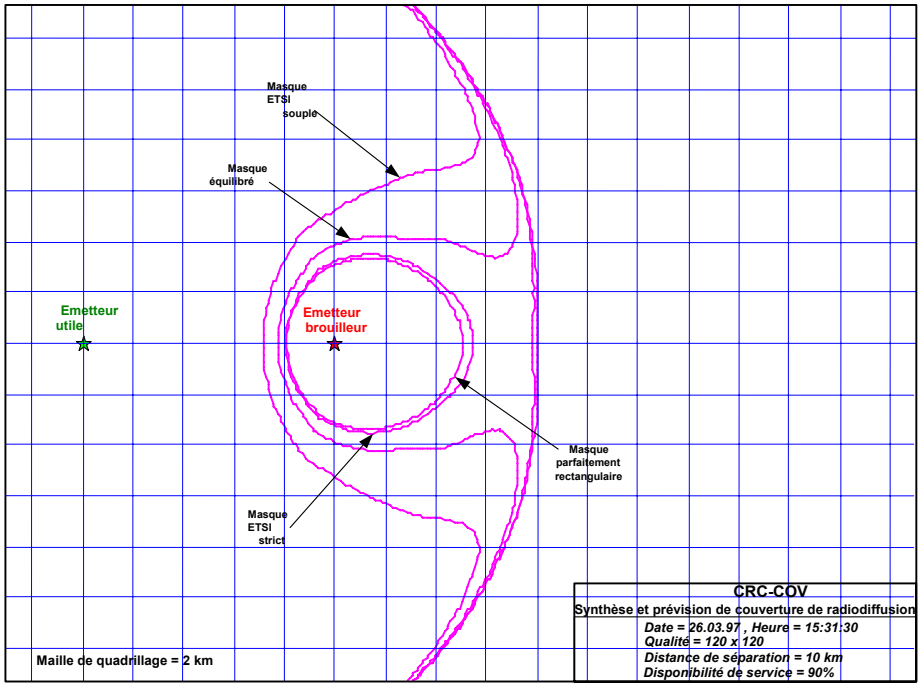


FIGURE A.28

Carte de couverture pour une distance de brouillage de 5 km (disponibilité de service de 90%)

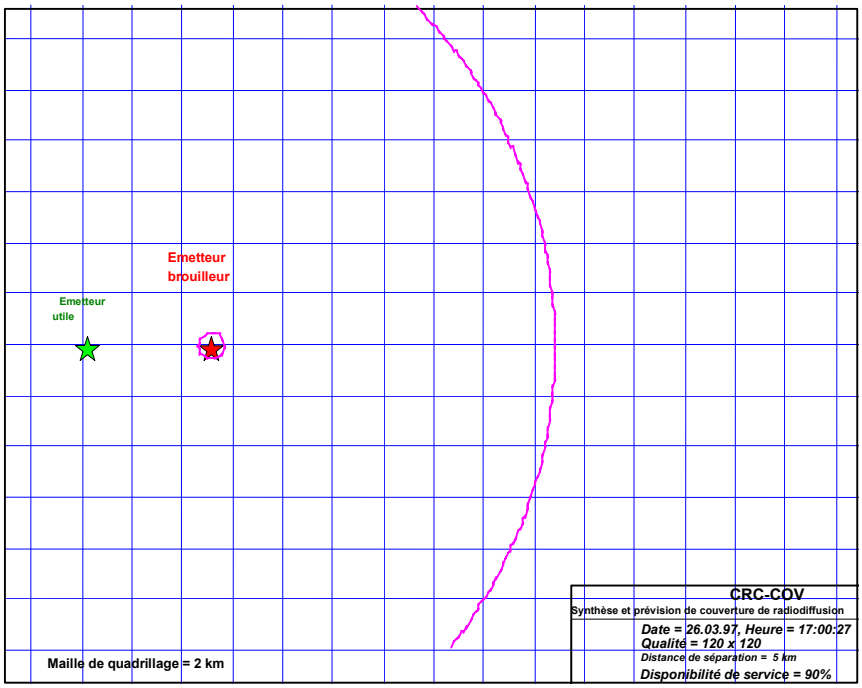
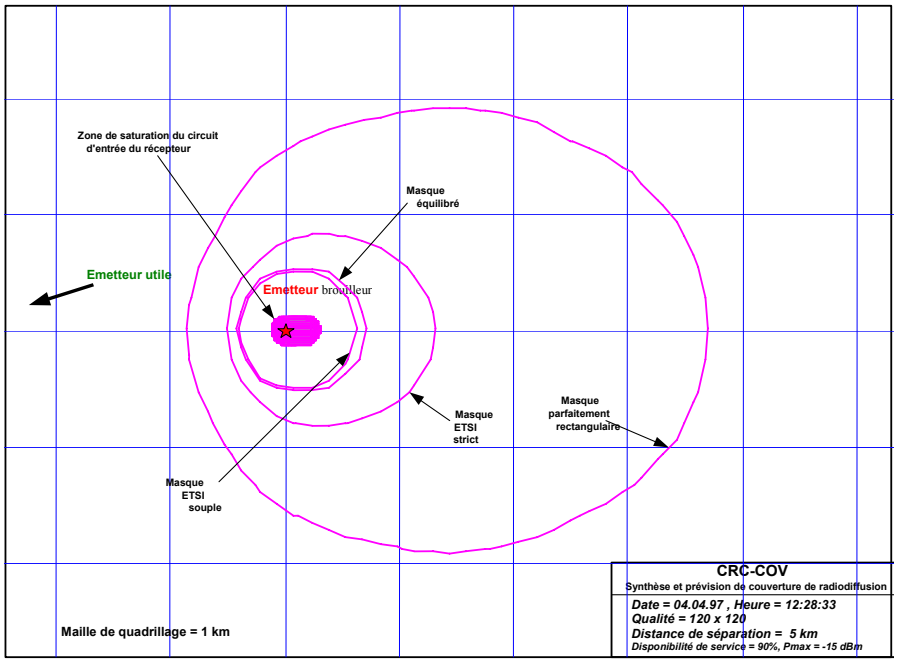


FIGURE A.29

Agrandissement de la carte de couverture pour une distance de brouillage de 5 km (disponibilité de service à 90%)



La Fig. A.33 fait apparaître la différence du pourcentage de réduction de la couverture en fonction de la distance de séparation des émetteurs pour une disponibilité de service à 99%, le pourcentage relatif au masque ETSI souple étant le niveau de référence. Là encore, les courbes obtenues font apparaître une nette amélioration de la couverture en cas de remplacement du masque ETSI souple par des masques plus stricts. Par exemple, le pourcentage de diminution tombe de 12,2% et 14,4% pour une disponibilité de service de 99% lorsque la distance de séparation des émetteurs est de 5 km suite au remplacement du masque ETSI souple respectivement par le masque équilibré et par le masque restrictif.

FIGURE A.30

Incidence du brouillage du canal adjacent sur la couverture pour différents masques RF (Disponibilité de service = 50%)

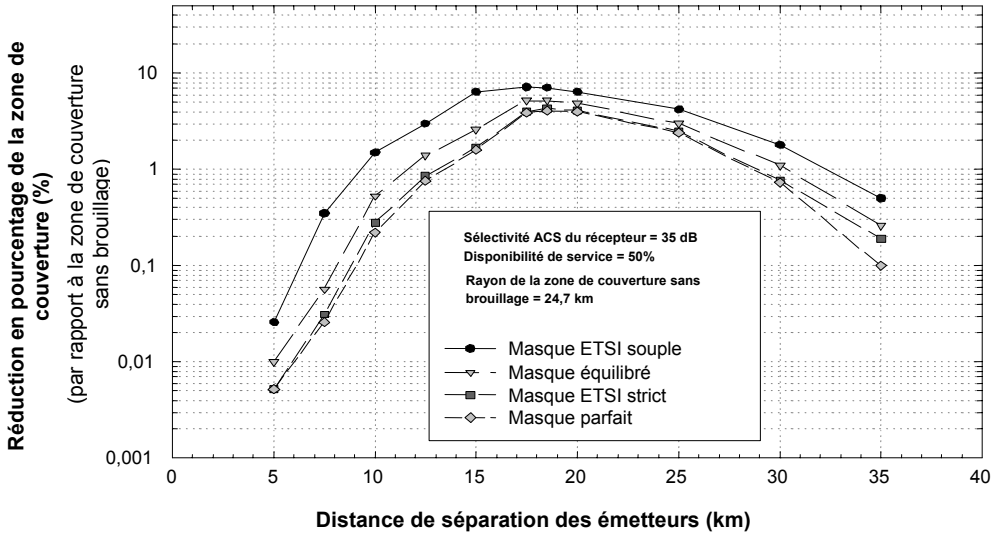
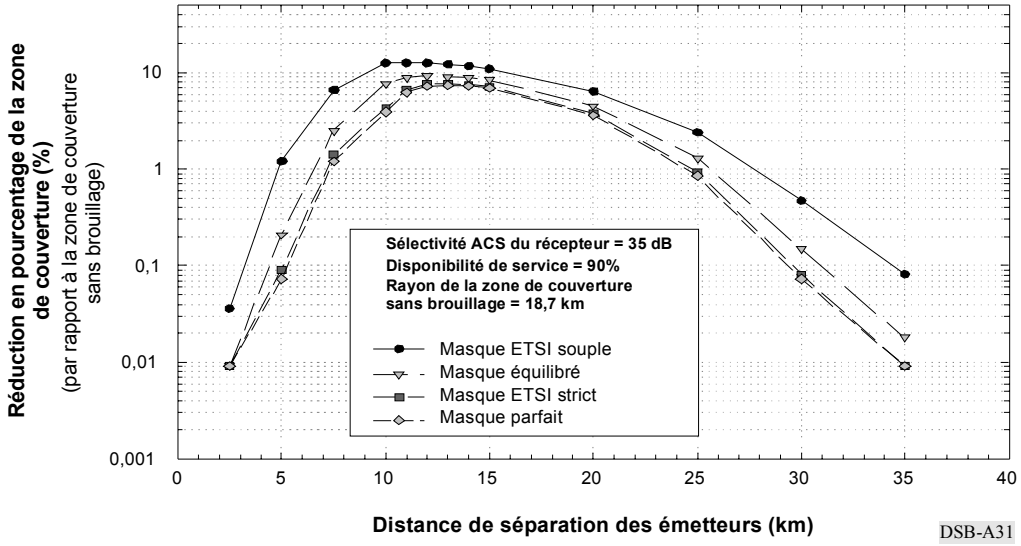


FIGURE A.31

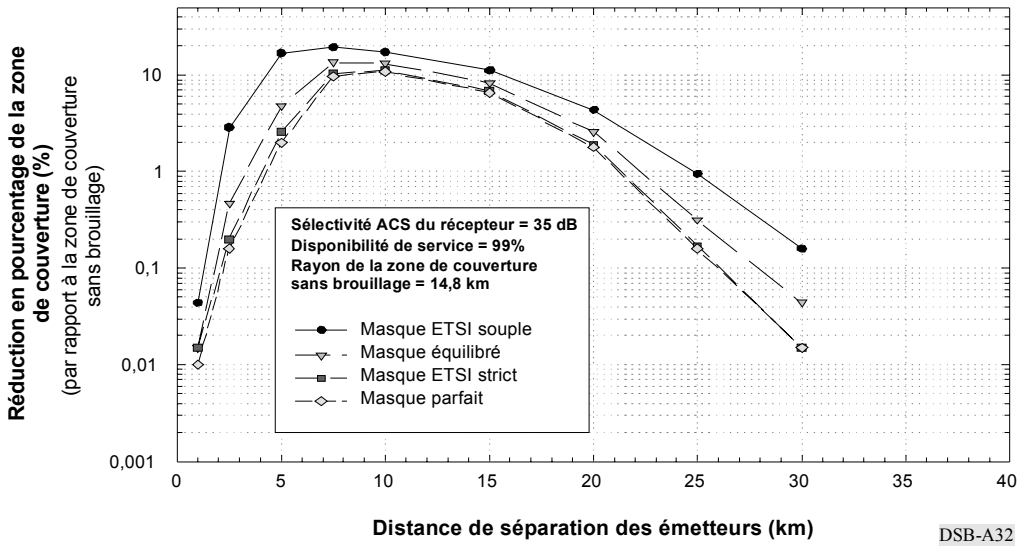
Incidence du brouillage du canal adjacent sur la couverture pour différents masques RF (disponibilité de service = 90%)



DSB-A31

FIGURE A.32

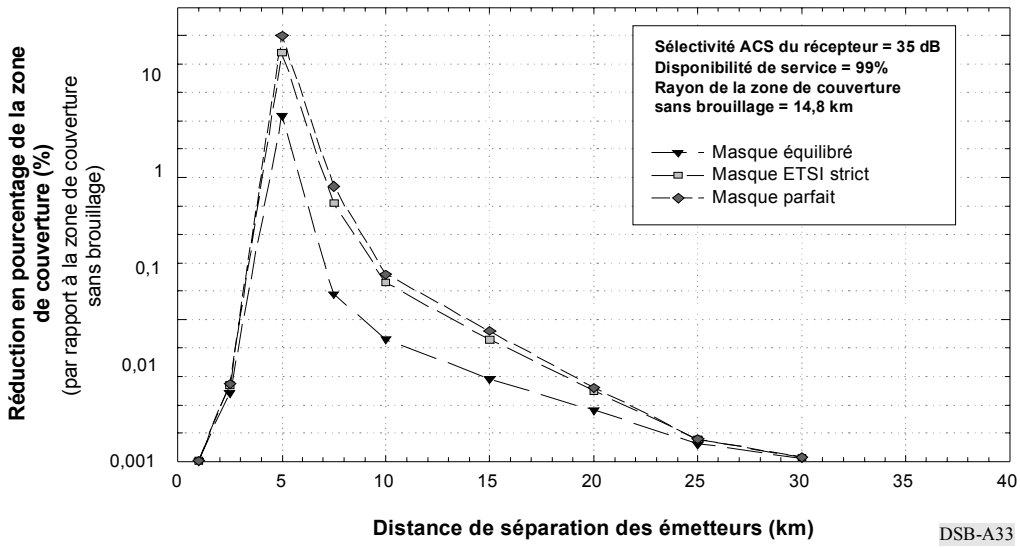
Incidence du brouillage du canal adjacent sur la couverture pour différents masques RF (disponibilité de service = 99%)



DSB-A32

FIGURE A.33

Gain de couverture obtenu avec différents masques par rapport au masque ETSI souple (disponibilité de service = 99%)



A.2 Rapports de protection

A.2.1 Brouillage du Système numérique A

A.2.1.1 Rapports de protection relatifs au Système numérique A brouillé par des émissions MF en ondes métriques

Les rapports prescrits pour le Système numérique A en cas de brouillage par des émissions MF en ondes métriques sont indiqués à la Fig. A.34. Ces rapports correspondent à trois valeurs d'affaiblissement *C*/*N* et en supposant une absence de bruit.

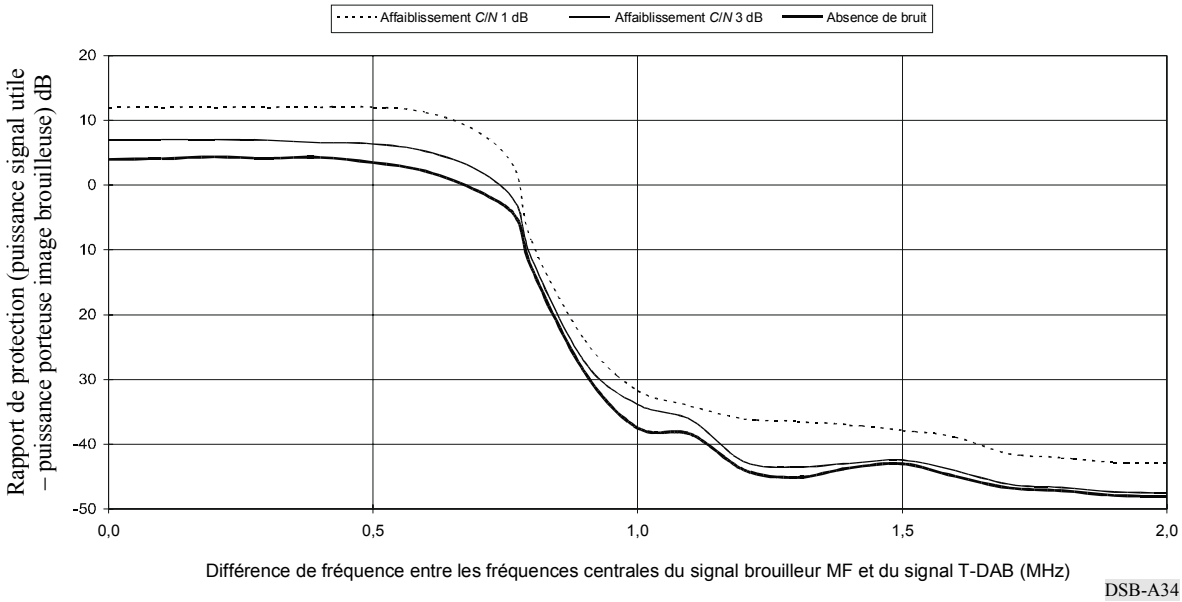
A.2.1.2 Rapports de protection relatifs au Système numérique A brouillé par un signal de télévision MA/VSB

Les Fig. A.35 et A.36 indiquent respectivement les rapports de protection prescrits en cas de brouillage par des signaux I/PAL et B/PAL du Système numérique A. Les Fig. A.37 et A.38 indiquent les rapports de protection requis respectivement en cas de brouillage du Système numérique A par des signaux L-SECAM et D/K SECAM.

La mesure des distributions de puissance des signaux de télévision types à une fréquence d'environ 3 MHz au-dessus de la porteuse image (dans une largeur de bande de 1 537 MHz) a fait apparaître que, par comparaison à l'image fixe choisie pour les mesures du rapport de protection, un brouillage accru de 7 dB est probable pendant 1% du temps. Par conséquent, il convient d'observer d'après les Fig. A.35 à A.38 la nécessité éventuelle d'augmenter de 7 dB le rapport de protection requis dans la zone comportant une différence de fréquence de –3MHz, afin de couvrir la situation la plus défavorable. Les valeurs de crête au voisinage de 0 MHz et de –5 à –6 MHz sont maintenues au niveau fixé. Cette règle s'applique à tous les systèmes de télévision.

FIGURE A.34

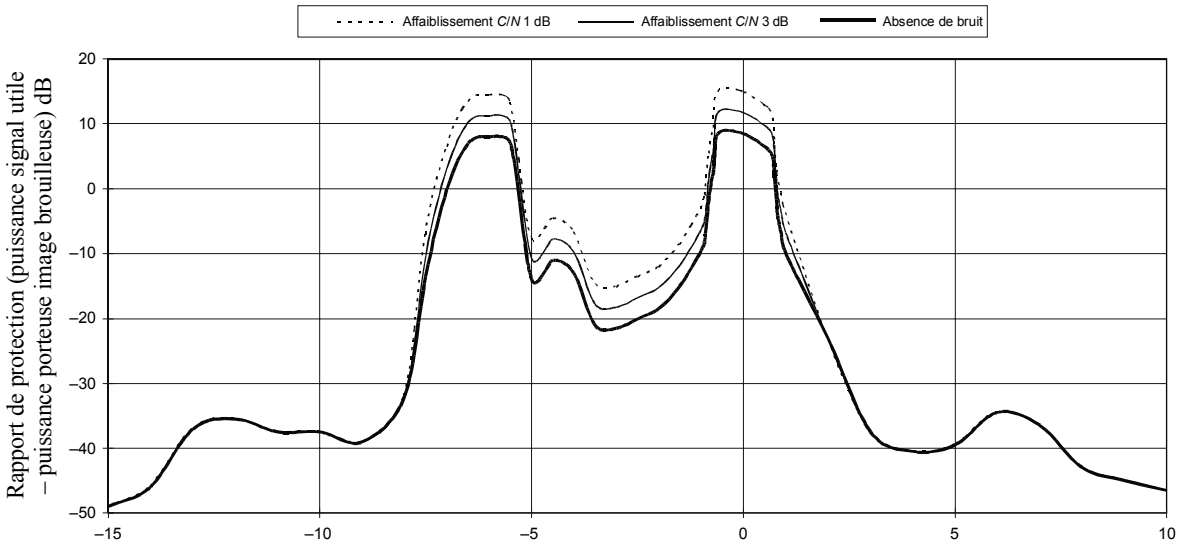
Signal T-DAB brouillé par un signal sonore MF large bande pour un TEB = 10^{-4}



DSB-A34

FIGURE A.35

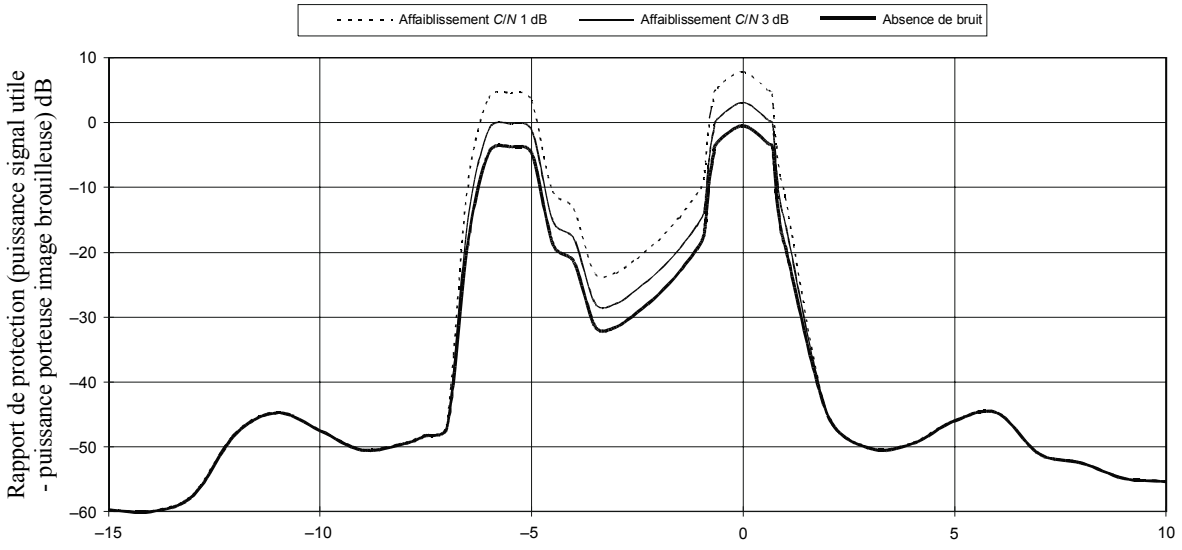
Signal T-DAB brouillé par un signal de télévision I-PAL pour un TEB = 10^{-4}
(porteuse son MF décalé de –10 dB par rapport à la porteuse image)
(porteuse son NICAM décalée de –20 dB par rapport à la porteuse image)



DSB-A35

FIGURE A.36

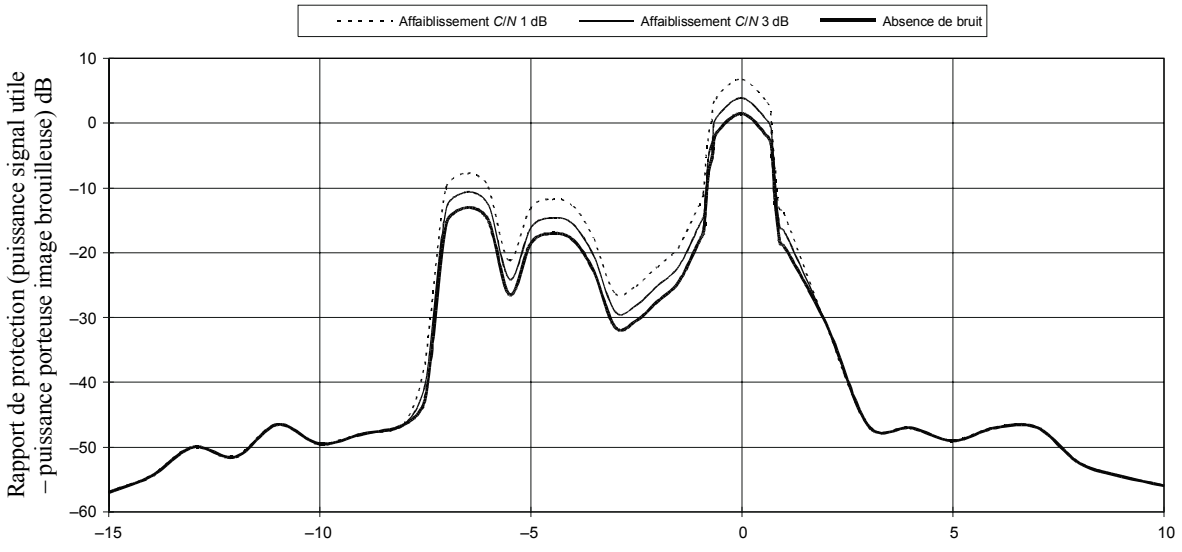
Signal T-DAB brouillé par un signal de télévision B-PAL pour un TEB = 10^{-4}
(niveau de la 1ère porteuse son décalé de –13 dB par rapport à la porteuse image)
(niveau de la 2ème porteuse son décalée de –20 dB par rapport à la porteuse image)



DSB-A36

FIGURE A.37

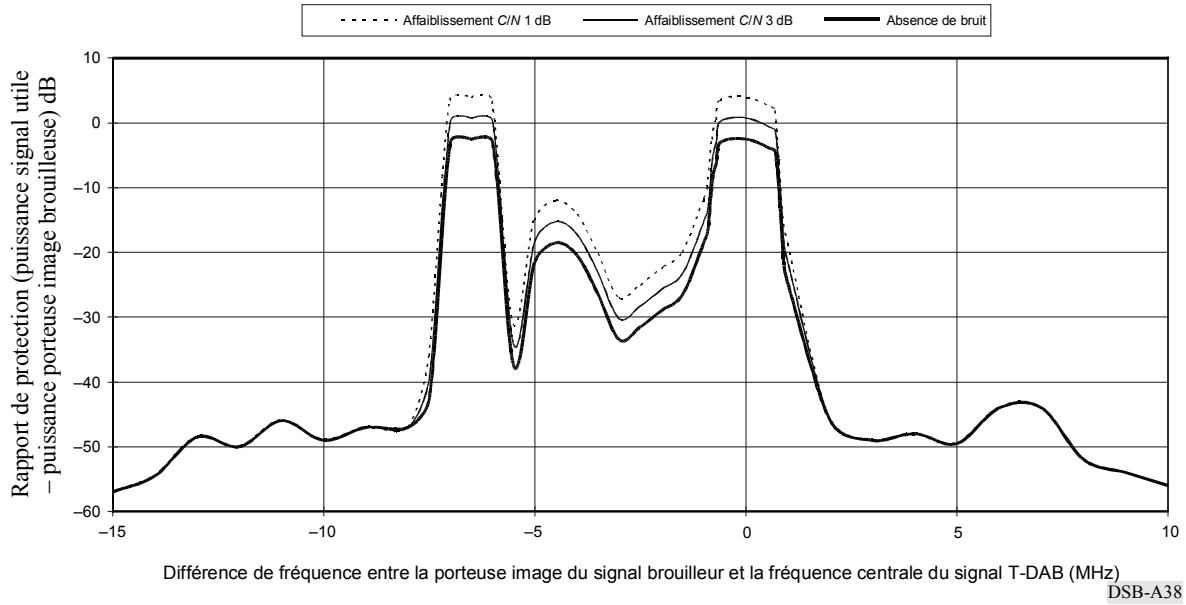
Signal T-DAB brouillé par un signal de télévision L-SECA pour un TEB = 10^{-4}
(Porteuse sonore MA décalée de –10 dB par rapport à une porteuse image)



DSB-A37

FIGURE A.38

Signal T-DAB brouillé par un signal de télévision D, K-SECAM pour un TEB = 10^{-4}
(Porteuse son MF décalée de –7 dB par rapport à une porteuse image)



A.2.1.3 Rapports de protection relatifs au Système numérique A brouillé par des émissions MF bande étroite de systèmes radio mobiles privés (PMR)

Plusieurs résultats préliminaires ont été obtenus pour les rapports de protection des systèmes DSB brouillés par les émissions de MF bande étroite de systèmes PMR. Les résultats sont indiqués à la Fig. A.39. On peut constater que pour cette situation de bruit nul, le rapport de protection co-canal est d'environ 0 dB, tandis que pour un décalage de 250 kHz par rapport à la porteuse la plus proche, observé dans les procédures de brouillage DSB/PMR, on obtient un rapport de protection supérieur à –40 dB. Ainsi, un chiffre voisin de –50 dB est rapidement obtenu et maintenu dans un vaste intervalle de décalage de fréquence.

A.2.1.4 Rapport de protection relatif au Système numérique A brouillé par une porteuse unique à onde entretenue

La Fig. A.40 indique les rapports de protection requis pour un Système numérique A brouillé par une porteuse unique à ondes entretenues dont la fréquence coïncide avec celle d'une des porteuses du Système numérique A.

Si la porteuse à ondes entretenues est comprise entre deux porteuses COFDM, la dégradation du *C*/*N* risque d'être plus forte.

A.2.1.5 Rapport de protection relatif au Système numérique A brouillé par un Système numérique A

La Fig. A.41 indique les rapports de protection requis pour des blocs de porteuses T-DAB comportant des écarts de fréquence centrale compris entre 0 et 3 MHz. Ces rapports de protection ont été établis pour un canal gaussien. Dans un environnement mobile réaliste, il convient davantage de supposer un canal de Rice, ou même un canal de Rayleigh. Le canal de Rayleigh correspond certes à la situation la plus défavorable et convient uniquement dans certains cas; aussi le rapport de protection doit-il être déterminé pour une situation intermédiaire entre les deux extrêmes qui correspondent à un canal Gaussien et un canal de Rayleigh.

A.2.1.6 Rapport de protection relatif à un Système numérique A brouillé par un système de radiodiffusion numérique hertzienne (DVB-T)

Les Tableaux A.10 et A.11 indiquent les rapports de protection relatifs à un Système numérique A brouillé par un système DVB-T au voisinage de 8 MHz et 7 MHz respectivement en fonction du décalage des porteuses.

TABLEAU A.10

Rapport de protection (dB) pour un système T-DAB brouillé par un système DVB-T à 8 MHz

T-DAB (débit de codage:1/2), DVB-T (MAQ-64, débit de codage 2/3) Δf = fréquence centrale DVB-T moins fréquence centrale T-DAB									
Δf (MHz)	–5	–4,2	–4	–3	0	3	4	4,2	5
PR	–50	–1	0	1	1	1	0	–1	–50

TABLEAU A.11

Rapport de protection ratios (dB) pour un système T-DAB brouillé par un système DVB-T à 7 MHz

T-DAB (Débit de codage: 1/2), DVB-T (MAD-64, Débit de codage 2/3) Δf = fréquence centrale DVB-T moins fréquence centrale T-DAB									
Δf (MHz)	–4,5	–3,7	–3,5	–2,5	0	2,5	3,5	3,7	4,5
PR	–49	0	1	2	2	2	1	0	–49

A.2.2 Brouillage d'autres services par le Système numérique A

A.2.2.1 Rapports de protection pour un signal MF utile en ondes métriques brouillé par un Système numérique A

La Fig. A.42 indique les rapports de protection requis en cas de brouillage continu de services stéréophoniques et monophoniques MF en ondes métriques par un Système numérique A. Les valeurs correspondant à une diffusion troposphérique peuvent être calculées en déduisant 8 dB.

Un rapport signal audio/brouillage de 50 dB mesuré dans les conditions définies par la Recommandation UIT-R BS.641 a été utilisé comme critère de qualité.

A.2.2.2 Rapports de protection pour un signal utile de télévision MA/VSB brouillé par un Système numérique A

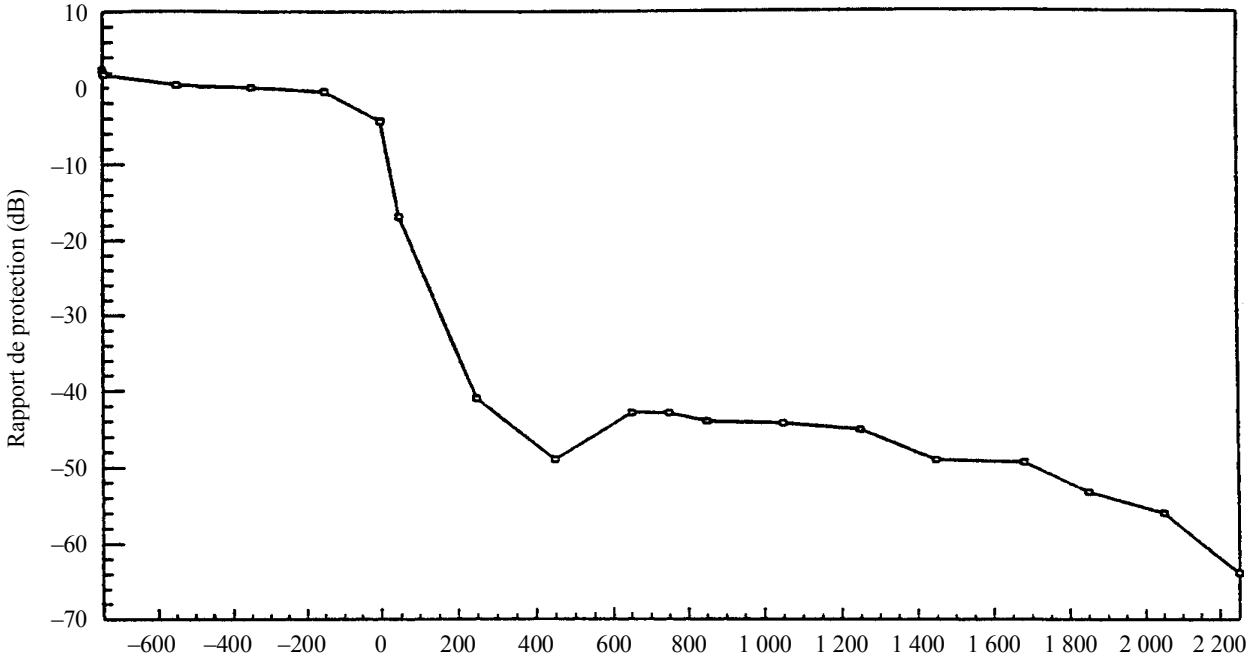
Les rapports de protection ont été déterminés dans le cas du brouillage de systèmes de télévision PAL par un Système numérique A, pour le signal image et le signal son, en supposant un signal brouilleur COFDM occupant une bande de 1,5 MHz.

Les Fig. A.43 et A.44 indiquent les rapports de protection de la porteuse image contre le brouillage dans le même canal et dans le canal adjacent, pour des systèmes B/PAL et I/PAL.

La Fig. A.45 indique les rapports de protection de porteuses sonores NICAM contre le brouillage dans le même canal et dans le canal adjacent dans le cas de systèmes I/PAL. D'après la comparaison des chiffres indiqués aux Fig. A.43 et A.44, les rapports de protection d'une porteuse NICAM contre le brouillage dans le même canal revêtent une importance nettement plus critique par comparaison au brouillage de la porteuse image en cas de chevauchement de fréquence du Système numérique A et du canal utilisé par le signal sonore NICAM.

FIGURE A.39

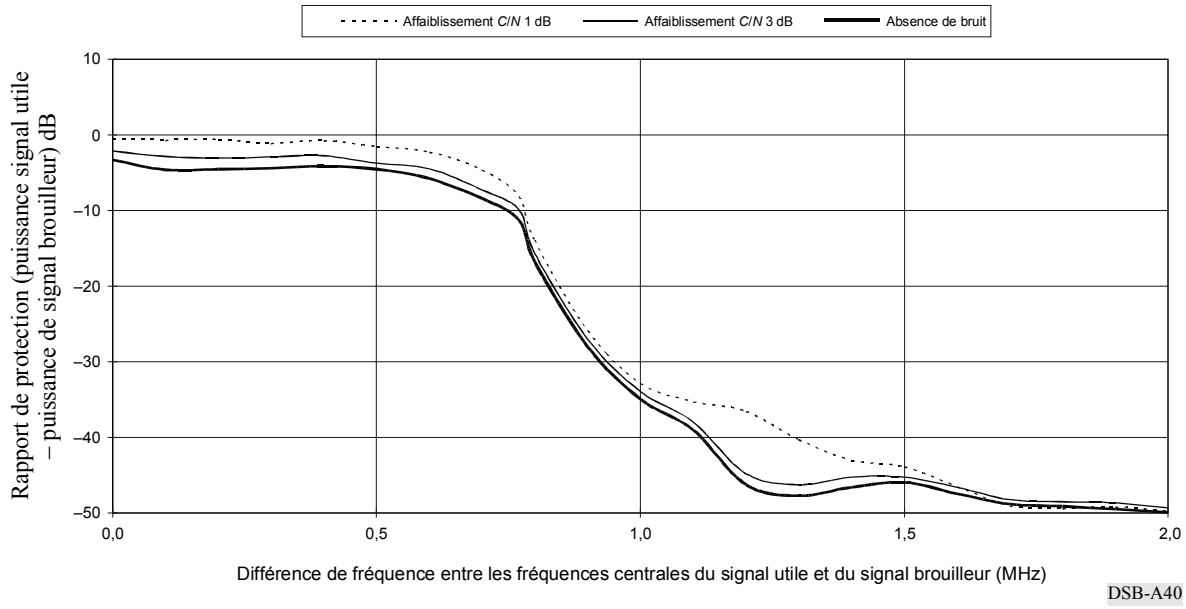
Rapport de protection d'un système DSB brouillé par un système radiomobile PMR



DSB-A39

FIGURE A.40

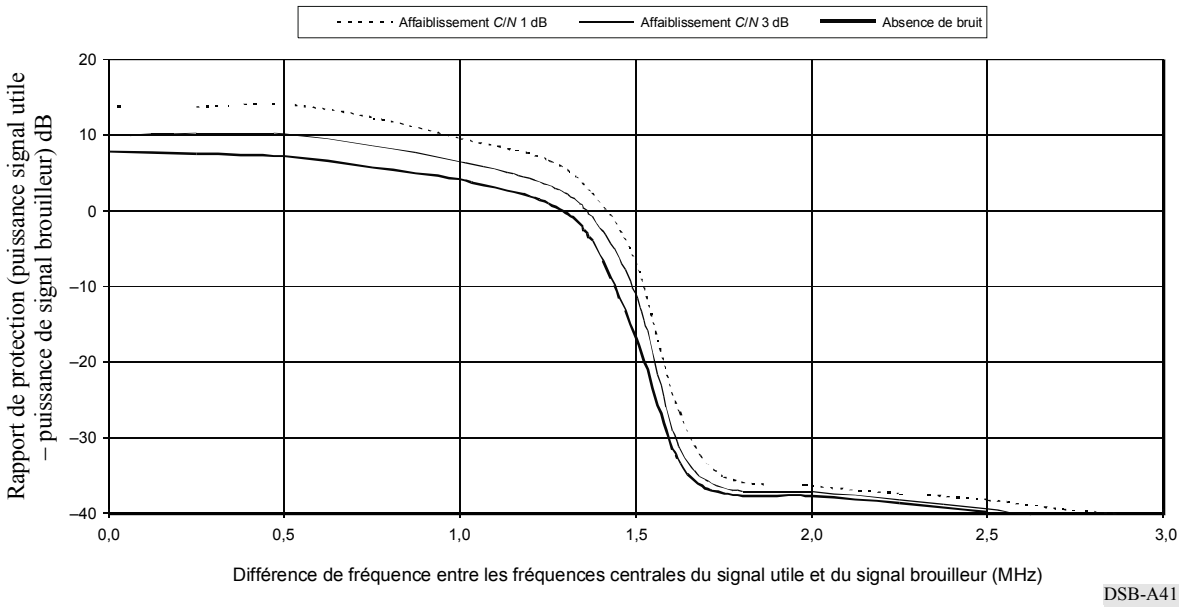
Signal T-DAB brouillé par un signal en ondes entretenues pour un TEB = 10^{-4}



DSB-A40

FIGURE A.41

Signal T-DAB brouillé par un système T-DAB pour un TEB = 10^{-4}



Notes:

1. Les valeurs du rapport de protection varient en fonction du mode T-DAB.
2. Le rapport de protection maximal (*C*/*N* affaibli de 1 dB) pour une différence de fréquence nulle est égal à 13,8 dB. En présence d'un bruit nul, ce rapport est de 7,8 dB, ce qui devrait constituer le rapport de protection requis lorsque le *C*/*N* du signal utile est de 15 dB. Le choix d'une valeur de compromis de 10 dB est envisagé à des fins de planification.

FIGURE A.42

Signal sonore MF large bande brouillé par un signal T-DAB (brouillage continu)

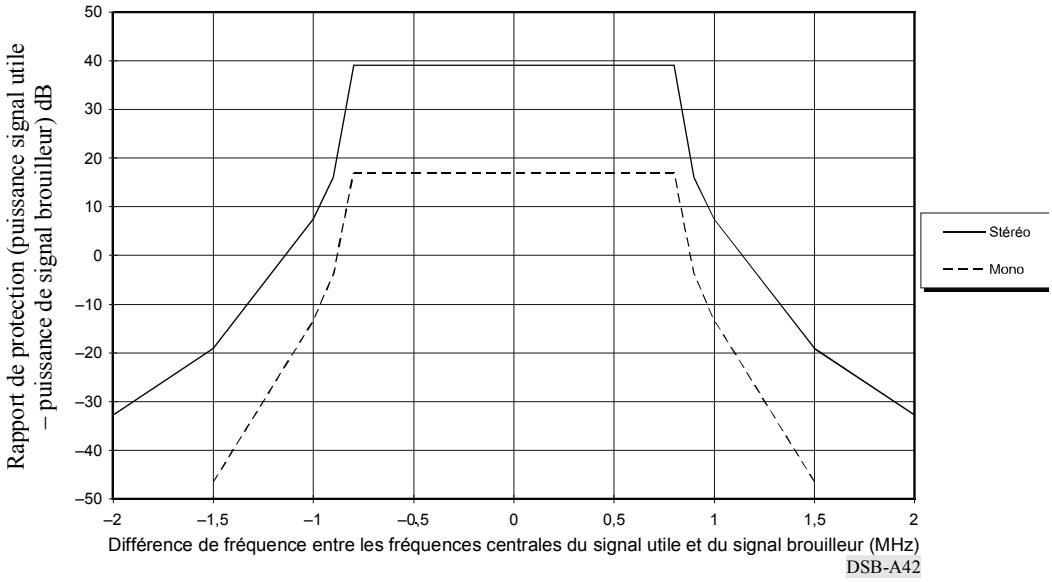


FIGURE A.43
Image B-PAL brouillée par un signal T-DAB

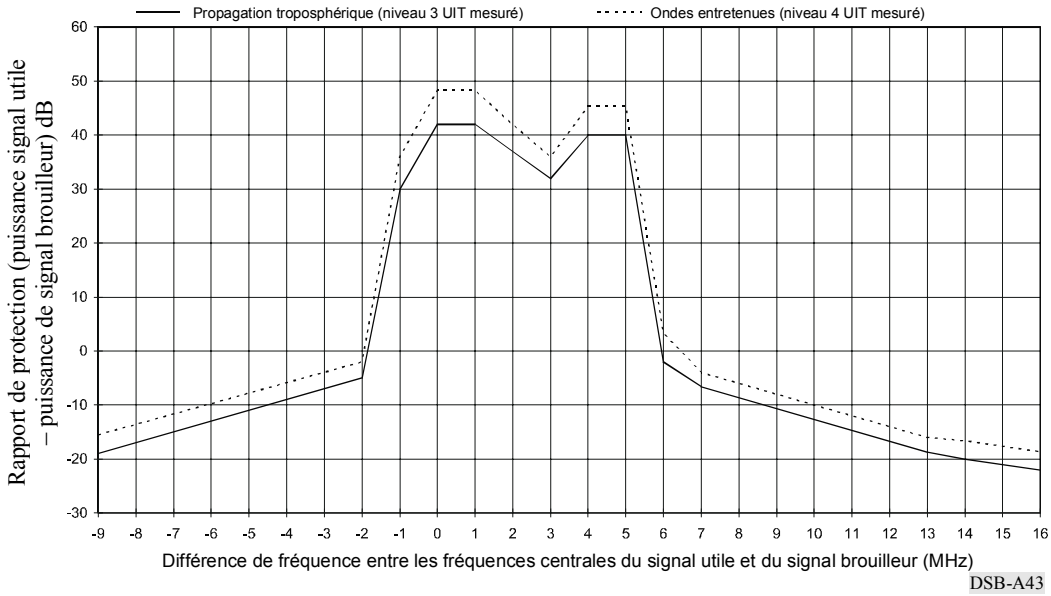


FIGURE A.44
Porteuse image I-PAL brouillée par un signal T-DAB

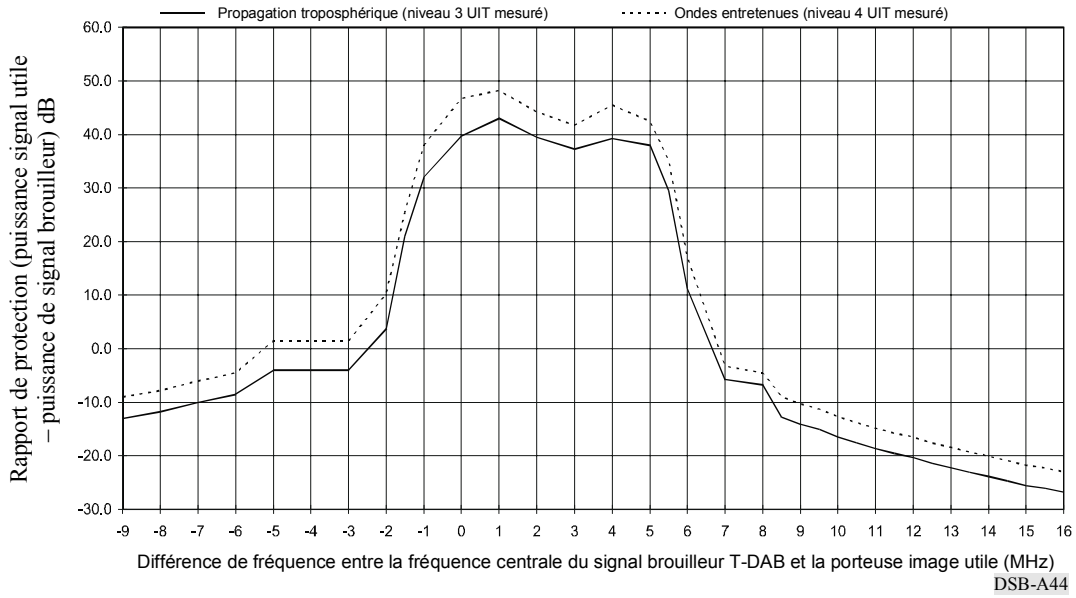
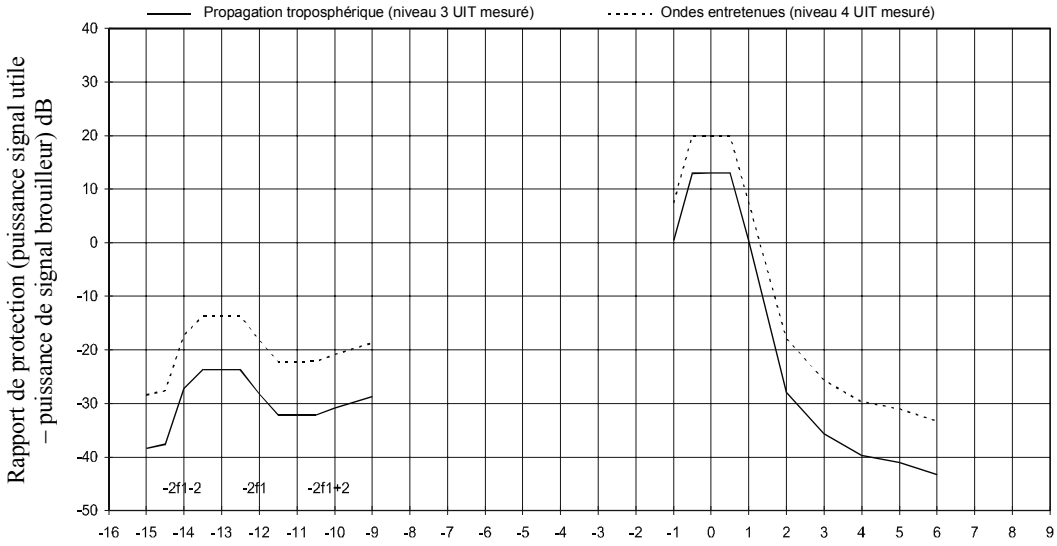


FIGURE A.45
Signal sonore numérique de télévision T-NICAM brouillée par un signal T-DAB

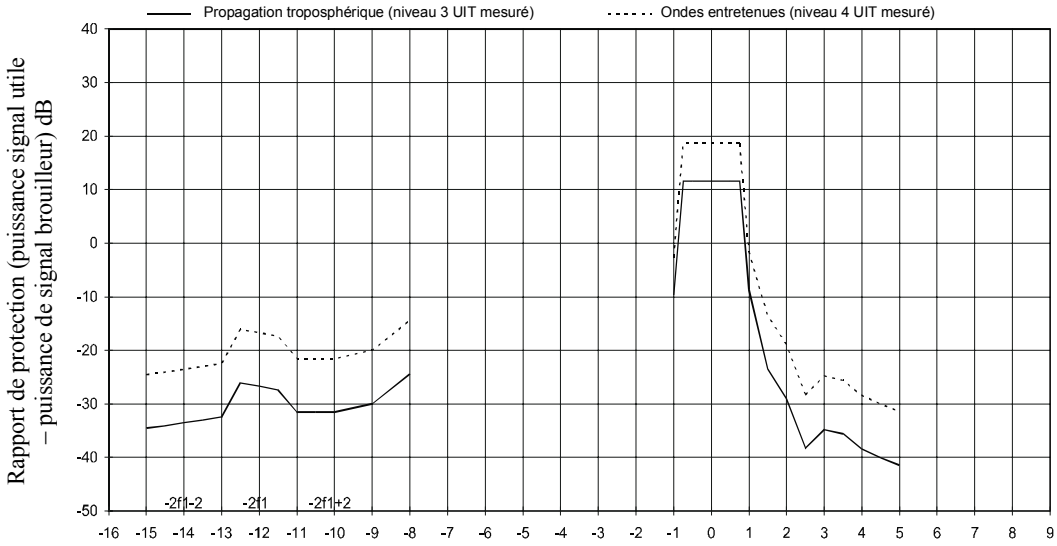


Note: l'échelle de fréquence suppose des canaux I/PAL. Pour les autres systèmes PAL, les courbes voisines inférieures doivent être utilisées avec la relation indiquée, dans laquelle *f* 1 = fréquence d'interporteuse image/son

DSB-A45

La Fig. A.46 indique les évaluations du rapport de protection du signal sonore MF dans le même canal et dans le canal adjacent concernant le système I/PAL. Bien qu'apparemment très proches de la Fig. A.45, il convient de ne pas oublier que les signaux NICAM seront généralement inférieurs de 7 dB par rapport au signal sonore MF, de telle sorte que le niveau absolu de protection concernant le système NICAM est d'autant plus rigoureux.

FIGURE A.46
Signal sonore numérique MF brouillé par un signal T-DAB



Note: l'échelle de fréquence suppose des canaux I/PAL. Pour les autres systèmes PAL, les courbes voisines inférieures doivent être utilisées avec la relation indiquée, dans laquelle *f* 1 = fréquence d'interporteuse image/son

DSB-A46

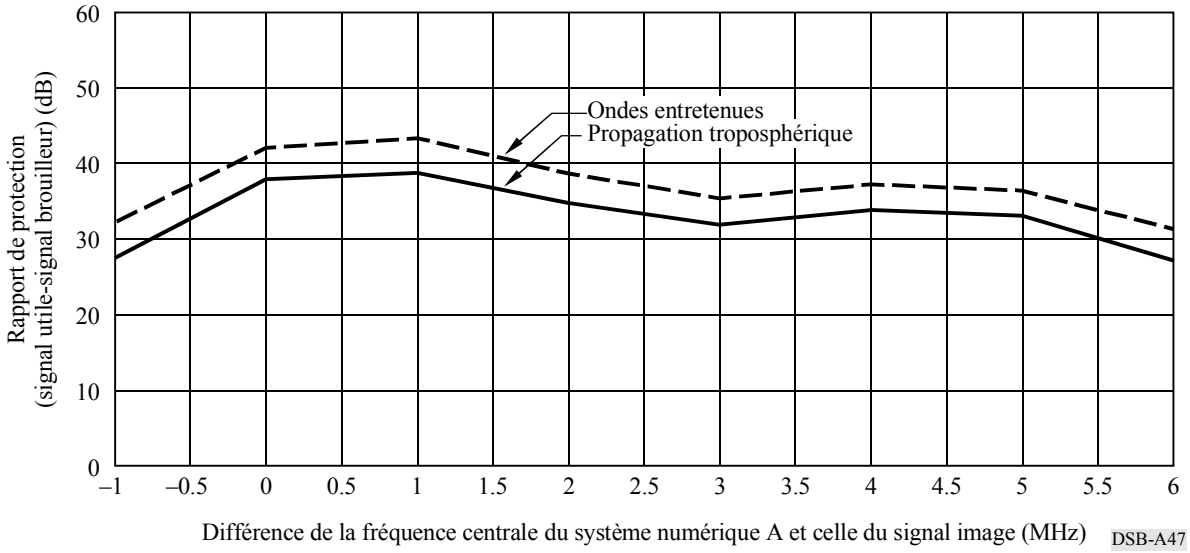
Les travaux mentionnés ci-dessus ont été axés essentiellement sur les phénomènes de dégradation UIT-R niveau 3 (légèrement gênants). Aux termes de la Recommandation UIT-R, pour le service de télévision, le rapport de protection de niveau 3 dans le même canal doit être majoré de 7 dB afin d'assurer une protection contre les brouillages de niveau 4 (*à peine perceptibles*). Pour les situations de brouillage dans le canal adjacent, un accroissement de 10 dB est recommandé. Les essais de cette série ne se sont pas particulièrement employés à déterminer les rapports de protection correspondant au niveau 4; il ressort toutefois d'un simple examen des données que, dans le cas d'un signal COFDM brouilleur, la protection du signal image dans le même canal exige un accroissement d'environ 7 dB.

La Fig. A.47 indique le rapport de protection requis en cas de brouillage par le Système numérique A du signal image L/SECAM. D'après les mesures obtenues, il faut un rapport de 50 dB (par rapport à la porteuse image) pour obtenir un rapport signal bruit audio de 48 dB (pondéré conformément aux indications de la Recommandation UIT-R BT.468) lorsque le signal du Système numérique A chevauche complètement le signal sonore MA. Les rapports de protection concernant le signal numérique L/SECAM proposé ne sont pas encore déterminés.

Les Fig. A.45 et A.46 peuvent être associées aux courbes appropriées des rapports de protection du signal image des Fig. A.43 et A.44, de façon à obtenir un modèle composite de rapport de protection pour les systèmes de télévision considérés.

FIGURE A.47

Signal de radiodiffusion L-SECAM brouillé par un Système numérique A



A.2.2.3 Rapports de protection relative à un signal utile de système de radio mobile privé brouillé par un Système numérique A

A.2.2.3.1 Rapports de protection relative à un signal utile de système de radio mobile privé (PMR MF bande étroite) brouillé par un Système numérique A

La Fig. A.48 représente les rapports de protection requis dans le même canal et dans le canal adjacent, pour les services PMR MF à 12,5 kHz par un bloc unique T-DSB, de façon à obtenir un critère de défaillance à 14 dB, pour un rapport signal-bruit tenant compte du bruit et de la distorsion (SINAD). Les trois courbes correspondent à trois niveaux différents de signal utile de sensibilité utilisable maximale (MUS, *maximum usable sensitivity*)

MUS = –107 dBm, MUS + 6 dB = –101 dBm et MUS + 15 dB = –92 dBm

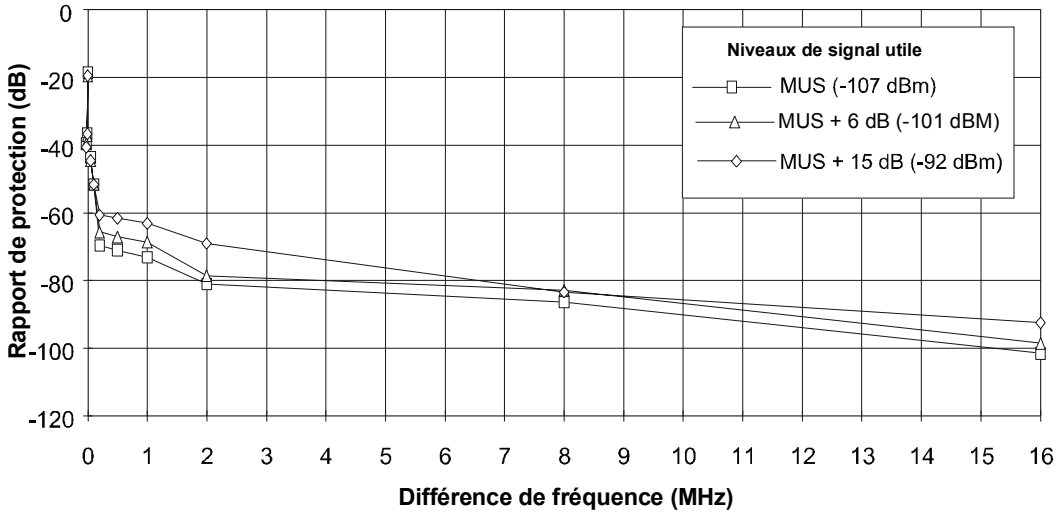
La Fig. A.49 représente un jeu de valeurs semblable pour un critère de défaillance SINAD fixé à 20 dB.

Le Tableau A.12 contient les rapports de protection concernant des services PMR MF à 12.5 kHz, lorsque le brouillage est dû à une intermodulation dans le récepteur en raison de la présence de deux blocs T-DSB, comportant les décalages de fréquence indiqués. La dégradation du signal PMR utile a été caractérisée par un rapport SINAD de 14 ou 20 dB.

Un ensemble analogue de résultats figure au Tableau A.13 et correspond à une situation de brouillage provoqué par l'intermodulation dans le récepteur due à la présence d'un bloc T-DSB et d'un signal brouilleur PMR.

FIGURE A.48

Rapport de protection RF nécessaire pour un signal PMR dans un canal à 12,5 kHz, afin de limiter la dégradation à un niveau SINAD de 14 dB en cas de brouillage par un Système numérique A Mode 1



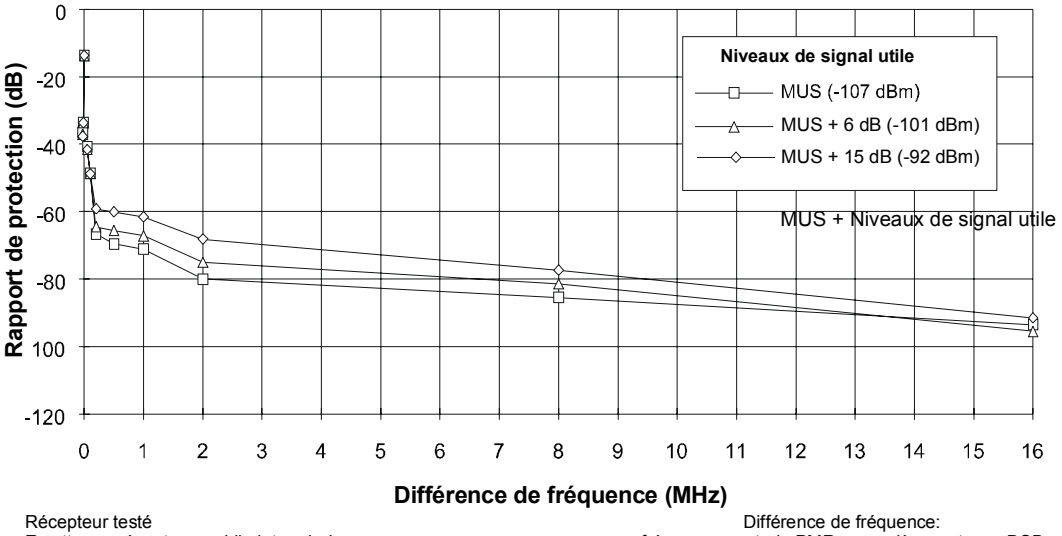
Récepteur testé
Emetteur – récepteur mobile interurbain
PMR Bande 3 de 12,5 kHz

Différence de fréquence:
fréquence centrale PMR – première porteuse DSB

DSB-A48

FIGURE A.49

Rapport de protection RF nécessaire pour un signal PMR dans un canal à 12,5 kHz, afin de limiter la dégradation à un niveau SINAD de 20 dB en cas de brouillage par un Système numérique A Mode 1



Récepteur testé
Emetteur – récepteur mobile interurbain
PMR Bande 3 de 12,5 kHz

Différence de fréquence:
fréquence centrale PMR – première porteuse DSB

DSB-A49

TABLEAU A.12

Rapports de protection contre la dégradation d'un signal utile PMR MF à 12,5 kHz à un niveau SINAD de 14 dB ou de 20 dB, due aux effets de l'intermodulation dans le récepteur en raison de la présence de deux blocs de fréquences T-DSB

Différence de fréquence centrale[1]		**Rapport de protection (dB)**	
Premier bloc T-DSB (MHz)	Deuxième bloc T-DSB (MHz)	14 dB SINAD	20 dB SINAD
1,75	3,5	–67	–66
3,5	7	–67	–66
5,25	10,5	–67	–66
7	14	–67	–66
14	28	–69	–67

[1] Différence de fréquence centrale: différence de fréquence entre chacun des deux blocs brouilleurs DSB et le canal du signal utile PMR.

NOTE: Le niveau de signal utile PMR était de –107 dBm.

TABLEAU A.13

Rapport de protection contre la dégradation d'un signal utile PMR MF à 12,5 kHz à un niveau SINAD de 14 dB ou de 20 dB due aux effets de l'intermodulation dans le récepteur en raison de la présence d'un signal PMR brouilleur et d'un bloc de fréquence T-DSB

Différence de fréquence centrale[1]		**Rapport de protection (dB)**	
Signal PMR (MHz)	Bloc T-DSB (MHz)	14 dB SINAD	20 dB SINAD
1	2	–70	–69
5	10	–71	–70
8	16	–72	–70
10	20	–72	–71

[1] Différence de fréquence centrale: différence de fréquence entre un signal brouilleur PMR et le bloc brouilleur T-DSB par rapport au canal du signal PMR utile.

NOTE: Le niveau du signal utile PMR était de –107dBm.

A.2.2.3.2 Rapport de protection relative à un signal utile PMR (BLU, son transparent dans la bande PMR) brouillé par un Système numérique A

L'emploi d'un système PMR de nouvelle technologie, fondé sur une modulation linéaire et mettant en oeuvre un système BLU en MA avec son transparent dans la bande, est envisagé dans la Bande III par au moins une administration, dans la bande adjacente inférieure par rapport aux attributions de fréquence de Terre au système DSB. L'équipement utilise des canaux étroits de 5 kHz.

La Fig. A.50 indique le rapport de protection requis dans le même canal et dans le canal adjacent pour des services PMR MA BLU à 5 kHz, suivant une présentation analogue à celle de la Fig. A.48 pour un niveau SINAD de 14 dB.

La Fig. A.51 présente un ensemble analogue de courbes établi pour un critère de défaillance SINAD à 20 dB, comme celui présenté à la Fig. A.49.

Le Tableau A.14 contient les rapports de protection relatifs à des services PMR à 5 kHz en cas de brouillage dû à l'intermodulation dans le récepteur suite à la présence de deux blocs T-DSB comportant les différences de fréquence indiquées. Le signal PMR utile a subi une dégradation à un niveau SINAD de 14 dB ou de 20 dB.

TABLEAU A.14

Rapports de protection contre la dégradation d'un signal utile PMR BLU TTIB* à 5 kHz à un niveau SINAD de 14 dB ou de 20 dB, due aux effets de l'intermodulation dans le récepteur en raison de la présence de deux blocs de fréquence T-DSB.

Différence de fréquence centrale(1)		**Rapport de protection (dB)**	
Premier bloc T-DSB (MHz)	Deuxième bloc T-DSB (MHz)	14 dB SINAD	20 dB SINAD
1,75	3,5	–74	–71
3,5	7	–77	–74
5,25	10,5	–80	–77
7	14	–81	–79
14	28	–86	–84

* TTIB: son transparent dans la bande (*Transparent Tone In Band*)

(1) Différence de fréquence centrale: différence de fréquence entre chacun des deux blocs brouilleurs DSB par rapport au canal du signal PMR utile.

NOTE: le niveau du signal utile PMR était de –107dBm.

Le Tableau A.15 contient un ensemble de résultats analogues relatifs à la situation dans laquelle le brouillage est dû à l'intermodulation dans le récepteur en raison de la présence d'un bloc T-DSB et d'un signal brouilleur PMR.

TABLEAU A.15

Rapport de protection contre la dégradation de signaux utiles BLU TTIB* à 5 kHz à un niveau SINAD de 14 dB ou de 20 dB due aux effets de l'intermodulation dans le récepteur en raison de la présence d'un signal brouilleur PMR et d'un bloc de fréquences T-DSB

Différence de fréquence centrale(1)		**Rapport de protection (dB)**	
Signal PMR (MHz)	Deuxième bloc T-DSB (MHz)	14 dB SINAD	20 dB SINAD
1	2	–73	–70
5	10	–80	–77
8	16	–83	–81
10	20	–84	–82

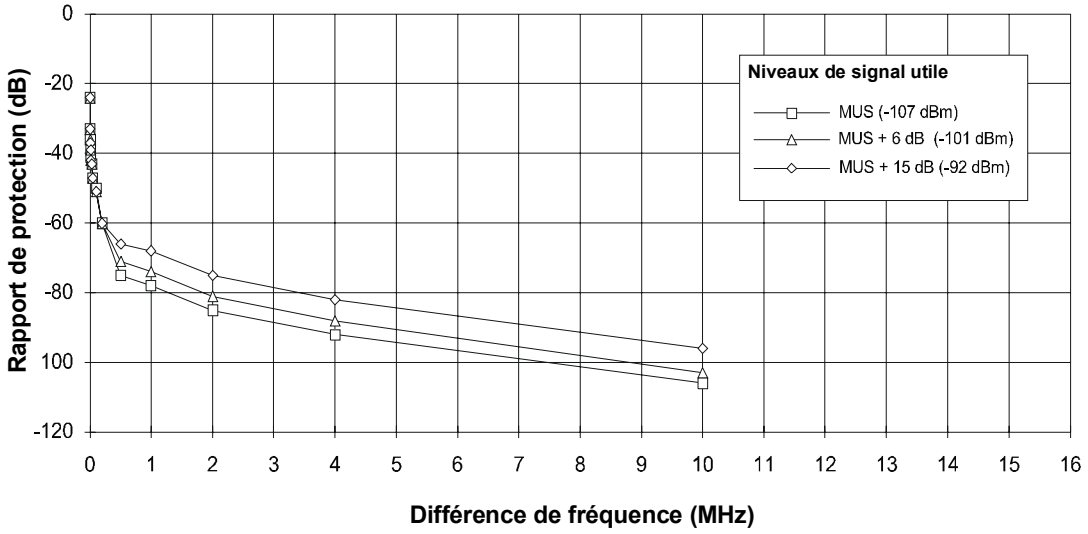
* TTIB: son transparent dans la bande

(1) Différence de fréquence centrale: différence de fréquence entre un signal brouilleur PMR et le bloc brouilleur T-DSB par rapport au canal du signal PMR utile.

NOTE: le niveau du signal utile PMR était de –107dBm.

FIGURE A.50

Rapport de protection RF nécessaire pour un signal PMR (BLU + TTIB) dans un canal à 5 kHz, afin de limiter la dégradation à un niveau SINAD de 14 dB en cas de brouillage par un Système numérique A Mode 1

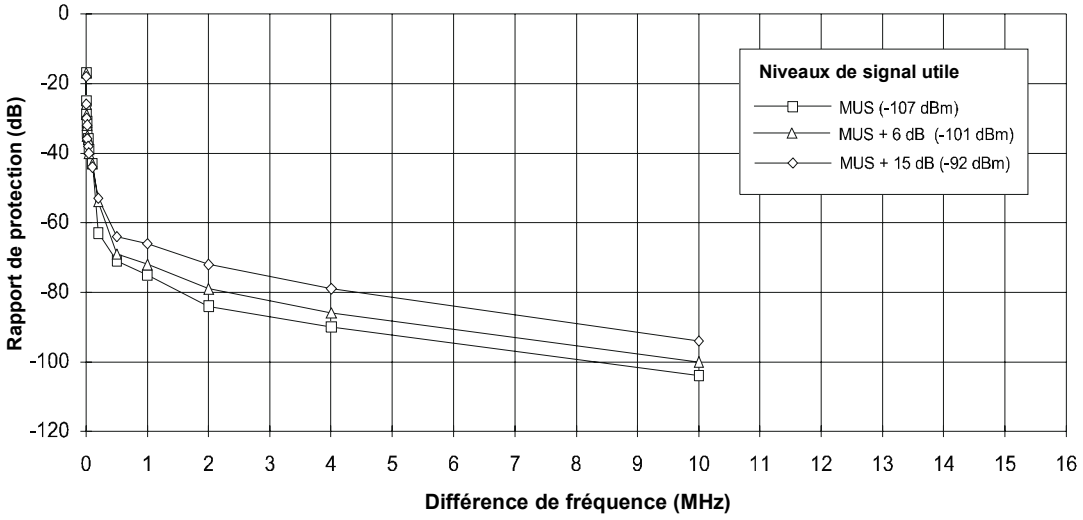


Différence de 0 Hz = première porteuse de blocs DSB sur fréquence pilote de canal à 5 kHz

DSB-A50

FIGURE A.51

Rapport de protection RF nécessaire pour un signal PMR (BLU + TIIB) dans un canal à 5 kHz, afin de limiter la dégradation à un niveau SINAD de 14 dB en cas de brouillage par un Système numérique A Mode 1



Différence de 0 Hz = première porteuse du bloc DSB sur fréquence pilote de canal à 5 kHz

DSB-A51

A.3 Considérations de partage

A.3.1 Système numérique A brouillé par les émissions d'un autre Système A

A.3.1.1 Analyse des cas de partage

A.3.1.1.1 Cas de partage avec un système de radiodiffusion sonore numérique par voie de Terre (T-DSB)

A.3.1.1.1.1 Partage avec des systèmes radio point à multipoint (P-MP)

D'après des études réalisées au Canada, le partage des fréquences au voisinage de 1,5 GHz entre des systèmes de radiodiffusion sonore numérique de Terre et des systèmes radio P-MP exigerait une certaine séparation géographique minimale.

Les Tableaux A.16 et A.17 récapitulent les distances requises correspondant à différents exemples d'émetteurs de radiodiffusion.

Il convient de noter que l'utilisation d'une limite de brouillage uniforme dans cette étude assure une protection adéquate conforme aux normes de performance recommandées par l'UIT-R. Pour des applications spéciales de systèmes P-MP dans des réseaux locaux ruraux, sans aucune autre alternative économiquement viable, une tolérance de brouillage plus élevée (par exemple, un rapport de puissance brouillage-bruit de 0 dB) peut s'avérer adéquate, les séparations géographiques étant alors réduites en conséquence.

A.3.1.1.1.2 Partage avec des services de radiodiffusion

Les rapports de protection contre le brouillage des systèmes T-DSB par des signaux de télévision sont compris entre 42 dB et 32 dB, selon le bloc T-DSB utilisé. Le Tableau A.18 indique les champs brouilleurs admissibles dans le cas le plus défavorable et (entre parenthèses) dans le cas le plus favorable.

A des fins de coordination du service T-DSB vis-à-vis des émissions de télévision, il convient d'appliquer au besoin une valeur de discrimination de la polarisation orthogonale égale à 16 dB (Recommandation UIT-R BT.419). Pour la coordination des émissions de télévision vis-à-vis des systèmes T-DSB on suppose une valeur égale à 0 dB.

Il convient d'utiliser la méthode d'addition de la puissance pour les calculs d'interférences multiples, à moins de convenir d'une autre solution appropriée par exemple, la méthode log-normale.

TABLEAU A.16

Exemples de distance de séparation requise d'un émetteur de radiodiffusion sonore numérique par rapport à une station pivot du service fixe fonctionnant à 1,5 GHz afin de protéger des systèmes point à multipoint

Rayon de couverture de radiodiffusion (km)	Hauteur d'antenne d'émetteur de radiodiffusion (m)	p.i.r.e. de radiodiffusion[1] (dBw)	(kW)	Distance requise (km)
33	100	39,7	9,33	179
50	150	48,4	69,3	256
64	150	58,9	773,0	355

(1) Ces niveaux de puissance ont été convertis à partir de ceux utilisés pour la hauteur standard de 10 m d'antenne réceptrice, en fonction de la puissance requise pour des hauteurs d'antenne de 1,5 m (ce qui est plus généralement le cas des antennes montées sur véhicule), en ajoutant dans chaque cas 11 dB.

TABLEAU A.17

Exemples de distance de séparation requise entre une station pivot du service fixe et un émetteur de radiodiffusion sonore numérique afin de protéger la zone de couverture de radiodiffusion

Rayon de couverture de radiodiffusion (km)	Hauteur d'antenne d'émetteur de radiodiffusion (m)	p.i.r.e. de radiodiffusion[1] (dBw)	(kW)	Distance requise (km)
33	100	39,7	9,33	179
50	150	48,4	69,3	256
64	150	58,9	773,0	355

(1) Ces niveaux de puissance ont été convertis à partir de ceux utilisés pour la hauteur standard de 10 m d'antenne réceptrice, en fonction de la puissance requise pour des hauteurs d'antenne de 1,5 m (ce qui est plus généralement le cas des antennes montées sur véhicule), en ajoutant dans chaque cas 11 dB.

A.3.1.1.2 Problèmes de partage entre système à satellite et système DSB

Les études de faisabilité entre le SRS (sonore) et les services faisant l'objet d'attributions primaires dans la gamme de fréquence 500-3 000 MHz ont été axées essentiellement sur les conditions à observer pour protéger ces services contre le brouillage des systèmes SRS. Dans pratiquement tous les cas envisagés, cette protection exigera un espacement géographique notable entre l'axe de visée de la zone desservie par le SRS (sonore) et les stations réceptrices des services existants.

L'importance de la distance géographique requise dépendra de nombreux facteurs, notamment l'étendue de la zone desservie par le SRS, l'angle d'incidence du signal SRS, la configuration du système SRS (par exemple, dans quelle mesure le système comprend des répéteurs et des émetteurs terrestres complémentaires), les paramètres spécifiques du système SRS (sonore), les paramètres et les critères de partage des systèmes propres aux services avec lesquels un partage des fréquences est étudié, la fréquence de fonctionnement (qui détermine la p.i.r.e. du satellite) et différents aspects.

TABLEAU A.18

Calcul des valeurs limites dans le cas le plus défavorable et dans le cas le plus favorable des intensités du champ relatives au brouillage troposphérique (du service TV ou MF par un système T-DSB), de l'intensité minimale du champ, des rapports de protection et de l'intensité admissible du champ brouilleur pour les services de radiodiffusion télévisuelle ou sonore (les valeurs correspondant au cas le plus favorable sont indiquées entre parenthèses)

Bande de fréquence	Intensité minimale du champ utile (dB(μV/m))	Rapport de protection du service TV ou MF contre un système T-DSB (dB)	Intensité admissible du champ brouilleur (dB(μV/m))	
			Copolarisation	Polarisation croisée
Bande I TV	48	42 (32)	6 (16)	22 (32)
Bande II TV	54	42 (32)	12 (22)	28 (38)
Bande II MF mono	48	7	41	41[(1)]
Bande II MF stéréo	54	30	24	24[(1)]
Bande III TV	55	42 (32)	13 (23)	20 (39)

(1) Au cours de la Conférence administrative régionale des radiocommunications (Genève 1983), il a été convenu de ne pas utiliser de discrimination de polarisation. L'utilisation dans le cadre d'accords bilatéraux d'une valeur de 10 dB a néanmoins été suggérée.

En fonction notamment du service affecté par le brouillage, de la p.i.r.e. du satellite SRS (sonore) et de l'angle d'incidence du signal brouilleur, les distances géographiques requises pour protéger les services brouillés varient de 200 km à plus de 7 000 km. Dans certains cas spécifiques, les distances requises peuvent même tomber à zéro. Etant donné qu'une zone type desservie par un système SRS (sonore) peut avoir un rayon d'environ 600 km, dans certains cas les systèmes liés aux autres services risquent de se trouver à l'intérieur de cette zone. Or, le brouillage du SRS (sonore) par l'autre service devient alors prépondérant. L'étendue de la zone dans laquelle ce brouillage des répéteurs du SRS surviendra dépendra des caractéristiques du système brouilleur considéré.

Pour dégager des conclusions plus catégoriques quant au partage des fréquences, il faut envisager la question du brouillage des récepteurs du SRS (sonore) pour chaque système. A cet effet, il faut disposer d'informations complémentaires quant à l'éventail complet des paramètres associés au système susceptible de fournir un service SRS (sonore) et quant aux paramètres des systèmes des autres services effectivement mis en œuvre dans la bande de fréquence dont le partage est envisagé.

Eu égard au nombre et à la répartition géographique des stations réceptrices déjà en place dans le cadre des services actuels de nombreux pays, les distances de séparation géographiques relativement importantes nécessaires à leur protection ne sont en règle générale guère praticables.

Aussi peut-on opter de préférence pour une attribution exclusive de fréquence au SRS (sonore); il convient alors normalement de prévoir des utilisations complémentaires pour les besoins de la radiodiffusion sonore de Terre, à l'intérieur de cette attribution.

Néanmoins, lorsque le SRS n'est pas mis en oeuvre dans certaines zones, les services existants peuvent continuer à utiliser la bande de fréquence. En outre, en fonction des conditions effectives de mise en oeuvre de l'attribution de fréquences au canal SRS (sonore), les possibilités de partage de la bande par espacement des fréquences peuvent être plus favorables dans certaines zones desservies par le SRS.

On peut supposer que le service de radiodiffusion (sonore) de Terre n'aura pas sur les systèmes fixes de radiocommunication un effet de brouillage aussi préjudiciable que celui du SRS. A cet égard, le § 6.4.8 du Rapport du CCIR à la CAMR-92 décrit les études réalisées par le Canada afin de déterminer des distances de séparation requises en cas de partage des fréquences entre la radiodiffusion numérique de Terre et les systèmes point à multipoint de radiocommunication.

Les paragraphes suivants donnent des précisions détaillées concernant certaines situations de partage.

A.3.1.1.2.1 Partage avec des systèmes point à point

D'après les études menées par les Etats-Unis d'Amérique et le Japon, l'observation de limites de densité de flux de puissance équivalentes aux spécifications figurant dans le Règlement des Radiocommunications permet de protéger les systèmes point-à-point à faisceaux hertziens dans les bandes 1 710-2 500 MHz. Néanmoins, d'après les études de partage dont le Rapport UIT-R BO.955 fait état l'observation de ces limites de puissance surfacique exigerait des séparations géographiques allant de quelques centaines de km à plus de 9 000 km, selon les paramètres du système SRS (sonore).

On peut supposer que les systèmes point à multipoint à faisceaux hertziens comportant des séries de bonds et utilisant des répéteurs de régénération sur chaque bond pourraient se caractériser par des critères de brouillage plus souples en attribuant au trajet le plus défavorable la plupart des objectifs théoriques de dégradation des performances et de réduire par conséquent la discrimination supplémentaire requise pour le partage en pareille circonstance.

A.3.1.1.2.2 Partage avec le service mobile

Une étude préliminaire a montré qu'un partage de fréquences entre le service mobile de télémesure aéronautique et un éventuel système SRS (sonore) à l'intérieur de la même zone de desserte produit un brouillage mutuellement préjudiciable (voir également le § 16.8 du Rapport CCIR à la CAMR-92).

En règle générale, le partage avec le service mobile exige une séparation géographique importante, allant d'environ 500 km à plus de 7 000 km.

A.4 Alimentation des stations émettrices

A.4.1 Considérations générales

Le signal émis par un Système numérique A est constitué par un multiplex de plusieurs services audio ou de services de données distincts. Chacun de ces services sera fourni par un opérateur de service produisant un signal de données à un débit déterminé par sa proportion du débit de données cumulé. Généralement, plusieurs opérateurs de services fournissent les signaux constitutifs d'un signal émis quelconque.

Le Système numérique A permet en outre de configurer le réseau émetteur comme un réseau à fréquence unique SFN, dans lequel de nombreux émetteurs sont tenus de rayonner le même signal. La multiplicité des opérateurs de service et des émetteurs conduit naturellement à une configuration en étoile du réseau du Système numérique A (voir la Fig. A.52).

A.4.2 Signaux de données de service

Les connexions établies entre les opérateurs de service et le multiplexeur utiliseront généralement des débits de données de l'ordre de 8 kbit/s à plusieurs centaines de kbit/s. L'application de techniques de réseaux classiques à $N \times 64$ kbit/s (ou $N \times 56$ kbit/s) permet de les obtenir facilement. Le choix de N est fonction du débit de communication requis. L'interface entre l'opérateur de service et le multiplexeur d'ensemble est appelée *interface de transport de service.*

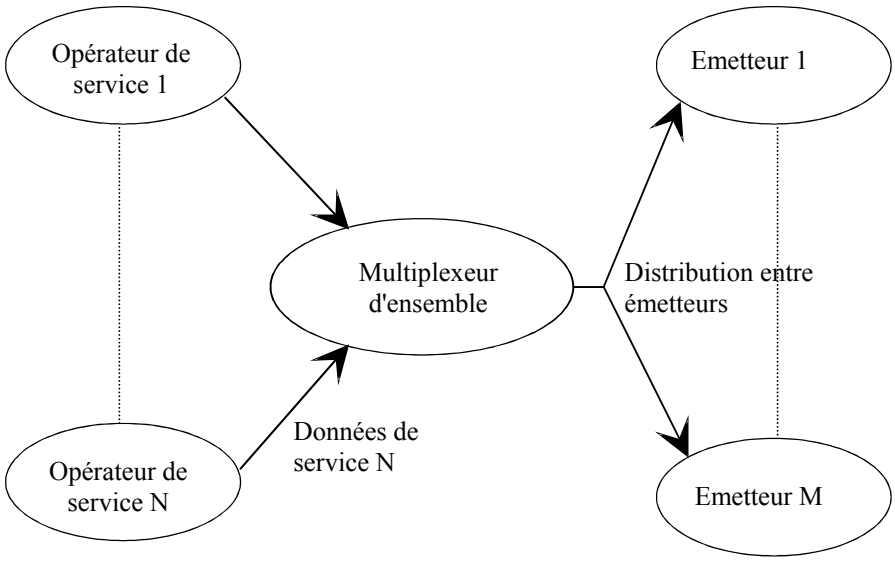
A.4.3 Distribution entre émetteurs

La distribution entre émetteurs peut s'effectuer de l'une des deux façons suivantes:

Le multiplexeur peut produire le signal modulé tel qu'il doit être émis, mais à une fréquence centrale disponible pour la distribution du signal. Une technique déjà utilisée consiste à choisir une fréquence centrale de quelques MHz, de façon que la totalité du signal soit contenue dans la bande passante d'un circuit image. La distribution est ensuite réalisée au moyen des techniques plus ou moins classiques de distribution des signaux images.

FIGURE A.52

Schéma du réseau du Système numérique A



Toutefois, la sortie du multiplexeur sera plus vraisemblablement constituée par un autre signal de données contenant les données brutes à émettre, suivant un procédé connu sous le nom *d'interface de transport d'ensemble* (voir le Chapitre 11). La suppression des informations redondantes, telles que le codage de canal (que l'on peut ensuite ajouter sur le site de chaque émetteur préalablement à la modulation finale) permet d'inclure toutes les données requises dans la capacité d'un circuit à 2 Mbit/s[1]. Les techniques applicables à ces débits de données peuvent ensuite être appliquées à la distribution du signal.

A.4.4 Réseaux à fréquence unique

En cas d'alimentation d'un SFN, certaines considérations particulières sont applicables au signal distribué. Dans ce cas, il est impératif de synchroniser les signaux émis, dans certaines limites. Autrement dit, chaque trajet allant du multiplexeur vers chaque émetteur doit être associé au même temps. Cette exigence peut comporter l'obligation d'appliquer des techniques particulières au niveau de chaque émetteur afin de corriger la variabilité éventuelle du temps de transit du signal distribué.

De plus, chaque émetteur doit avoir la même fréquence centrale, à l'intérieur d'un certain domaine de valeurs. Là encore, cette exigence peut comporter l'utilisation d'une fréquence de référence afin de verrouiller la sortie de chaque émetteur. Cette fréquence de référence peut être calculée à partir du signal distribué proprement dit, ou peut donner lieu au calcul d'un signal de référence à partir d'une norme extérieure, telle que le système GPS (système mondial de radiorepérage).

A.5 Simulations sur ordinateur

A.5.1 Simulations sur ordinateur dans la bande 1 452-1 492 MHz

Le logiciel de prévision de couverture du signal COFDM, connu sous le nom de COFDMCOV et mis au point au Canada, est un programme informatique qui permet à un utilisateur de simuler et de prévoir la couverture d'une station DSB fonctionnant suivant le principe d'un émetteur simple ou d'émetteurs distribués. Le programme a été rédigé en langage C et fonctionne sous DOS. La plate-forme recommandée est constituée d'un PC 486, doté d'une vitesse d'horloge d'au moins 33 MHz. L'interface graphique conçu pour l'utilisateur assure l'interactivité de celui-ci avec le logiciel. Le choix des paramètres d'utilisation des fonctions et des options est effectué à l'aide d'une souris, de menus déroulants et de fenêtres de dialogue.

Pour faire une étude de cas, l'utilisateur doit spécifier un certain nombre de paramètres d'entrée. Ces paramètres ont été regroupés dans les trois catégories suivantes:

a) Paramètres du système:

- fréquence de porteuse (fréquence type = 1 472 MHz)
- durée de symbole (valeur type = 320 µs)
- intervalle de garde (valeur type = 64 µs)
- débit binaire utile (valeur type = 1 200 kbit/s)
- efficacité d'utilisation du spectre (valeur type = 0,8 bit/s/Hz, d'où une largeur de bande de canal de 1.5 MHz)

---

[1] Bien que l'utilisation de circuits à 1,544 Mbit/s soit possible, ils font l'objet de certaines limitations quant au nombre de services susceptibles d'être pris en charge par le multiplexage.

– marge système et marge du matériel (valeur type = 6 dB, correspondant à une tolérance de 1 dB d'intervalle de garde à 1 dB pour l'effet Doppler et 2 dB pour l'installation du matériel et à 2 dB pour la contribution au brouillage)

– valeur minimale E_b/N_0. Il s'agit de la valeur minimale du rapport énergie par bit/densité spectrale de bruit requis au niveau du récepteur pour garantir une réception adéquate. Ce rapport correspond au seuil de fonctionnement du système. Valeur type: 7,5 dB.

– modèle de propagation:

– transmission en espace libre;

– Recommandation UIT-R P.1546 F(50,50);

– Recommandation UIT-R PN.370 complétée[2] (f = 1,5 GHz, hauteur d'antenne réceptrice = 1,5 m);

– modèle de propagation Okumura-Hata.

b) Paramètres du récepteur

– gain d'antenne (valeur type = 0 dBi)

– température de bruit d'antenne (valeur type = 105 K)

– perte de couplage/filtrage (valeur type = 1 dB)

– niveau de bruit de récepteur (valeur type = 1 dB)

– hauteur d'antenne réceptrice (valeur type = 1,5 m)

– algorithme de synchronisation du récepteur COFDM par rapport à l'intervalle de garde

– centre – puissance totale modérée maximale

– centre – affaiblissement moyen linéairement pondéré

– centre – affaiblissement maximal d'écho

– gauche – affaiblissement maximal d'écho

– gauche – premier écho supérieur à – 20 dB par rapport à la puissance totale du signal et de 10 dB au-dessus de la puissance de bruit.

c) Paramètres de l'émetteur

– puissance apparente rayonnée de chaque émetteur (p.a.r. en W)

– hauteur d'antenne équivalente au-dessus du niveau moyen du sol de chaque émetteur (hauteur équivalente au-dessus du terrain moyen (EHAAT) (m)

– diagramme de rayonnement d'antenne de chaque émetteur (omnidirectionnel (lobe latéral large de dipôle en X, diagramme spécial)

– emplacement des réémetteurs par rapport à l'émetteur principal

– latitude et longitude de l'émetteur principal.

Une fois les paramètres ci-dessus fixés, l'analyse se déroule comme suit. L'écran du moniteur vidéo représente une zone géographique de L km de long sur W km de large. Les coordonnées X, Y = 0,0 sont attribuées à l'émetteur principal, normalement situé au centre de l'écran. Les réémetteurs sont placés aux emplacements spécifiés par rapport à l'émetteur principal. La zone représentée sur

---

[2] La Recommandation UIT-R PN.370 a depuis été remplacée par la Recommandation UIT-R P.1546.

l'écran est divisée de façon à constituer une matrice virtuelle de points de calcul d'une résolution pouvant atteindre 120 × 120 (soit 14 400 points au maximum). Chaque point de calcul correspond à un site de réception.

En chaque point, le signal reçu de chacun des émetteurs est prévu à l'aide du modèle de propagation choisi. Au moyen de l'un des cinq algorithmes de synchronisation des récepteurs disponibles, les signaux à trajets multiples sont analysés afin de déterminer le caractère constructif ou destructif des échos. Dans la version actuelle, seuls les signaux en trajet direct à partir des émetteurs sont pris en compte sans production d'échos passifs. Lorsque ces échos actifs sont prévus et pondérés en fonction de leur emplacement par rapport à l'intervalle de garde, leurs puissances respectives sont additionnées. En fait, ces trajets sont en principe corrélés uniquement en partie, en raison du voisinage immédiat du récepteur. En termes de disponibilité du signal, le cas le plus défavorable est en principe celui d'une parfaite corrélation. A partir de la somme des puissances, un rapport porteuse-bruit (*C*/*N*) est calculé et comparé à la valeur minimale du *C*/*N* nécessaire au récepteur (c'est-à-dire le seuil de fonctionnement). On détermine en outre une marge exprimée en dB au-dessus ou au-dessous du seuil de fonctionnement. Des contours sont ensuite tracés sur l'écran pour indiquer les zones correspondant à des marges de 0, 10, 20, 30 et 40 dB. La zone située à l'intérieur du contour à 0 dB désigne la zone de couverture de la station.

L'utilisateur a la possibilité de modifier chacun des paramètres d'entrée ainsi que l'emplacement des réémetteurs; il peut ainsi observer en quelques secondes l'effet obtenu sur la couverture de la station, par exemple, en modifiant le nombre et l'emplacement des réémetteurs, ainsi que leur p.a.r., la hauteur HAAT et le diagramme de rayonnement, jusqu'à ce que la couverture voulue soit obtenue.

A.5.1.1 Simulations de couverture de station émettant à 1,5 GHz dans un SFN DSB non synchronisé

Deux séries de calculs de couverture sont présentées ci-après à titre d'exemple des résultats pouvant être obtenus grâce au programme informatique et également pour attirer l'attention sur deux points particuliers liés à l'utilisation du principe de l'émission distribuée. Les résultats en question sont présentés sous forme de cartes de couverture reproduites dans les figures correspondantes. Un certain nombre d'hypothèses ont été retenues afin de limiter le nombre de variables pris en compte dans ces simulations.

La première série de calculs répond à la nécessité de couvrir le contour type utilisé au Canada pour la radiodiffusion sonore MF (c'est-à-dire, rayon de couverture de 70 km). La Fig. A.53 montre la zone de couverture d'un émetteur simple situé à une hauteur réelle de 300 m par rapport au niveau moyen du terrain (EHAAT). Les contours établis correspondent à des niveaux de signal de 0, 10, 20, 30 et 40 dB au-dessus du seuil de fonctionnement. La puissance requise est de 90 kW pour atteindre le contour spécifié en supposant une disponibilité de 50% des emplacements et de 90% du temps. Cette puissance est nécessaire à l'acheminement du multiplexe complet à 1,2 Mbit/s jusqu'à la limite de la zone de couverture.

La transmission s'effectue suivant le modèle UIT-R défini dans la Recommandation UIT-R P.1546 et équivalent aux courbes de propagation du FCC. Ce modèle a été complété de façon à ce que son domaine d'applicabilité soit étendu à 1,5 GHz et pour couvrir le cas d'antennes réceptrices d'une hauteur de 1,5 m, caractéristique des récepteurs à bord de véhicules. Pour un service comportant une disponibilité de 90% des emplacements et de 90% du temps, il faudrait une puissance émettrice accrue de 12 dB. Les paramètres techniques pris en compte dans ce calcul figurent au Tableau A.19.

FIGURE A.53

Couverture d'un émetteur simple
(maille = 20 km)

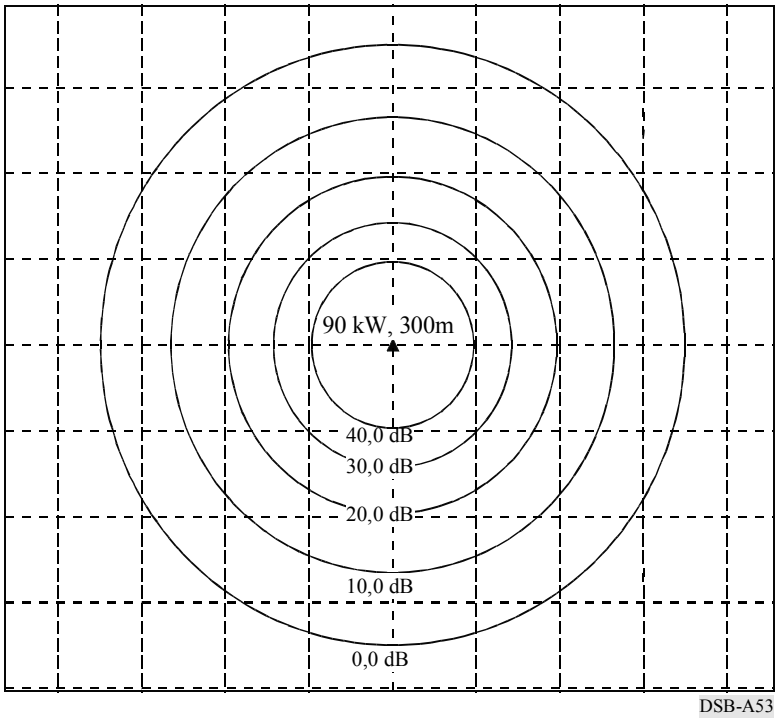


TABLEAU A.19

Paramètres techniques du système du récepteur et de l'émetteur correspondant à la Fig. A.53

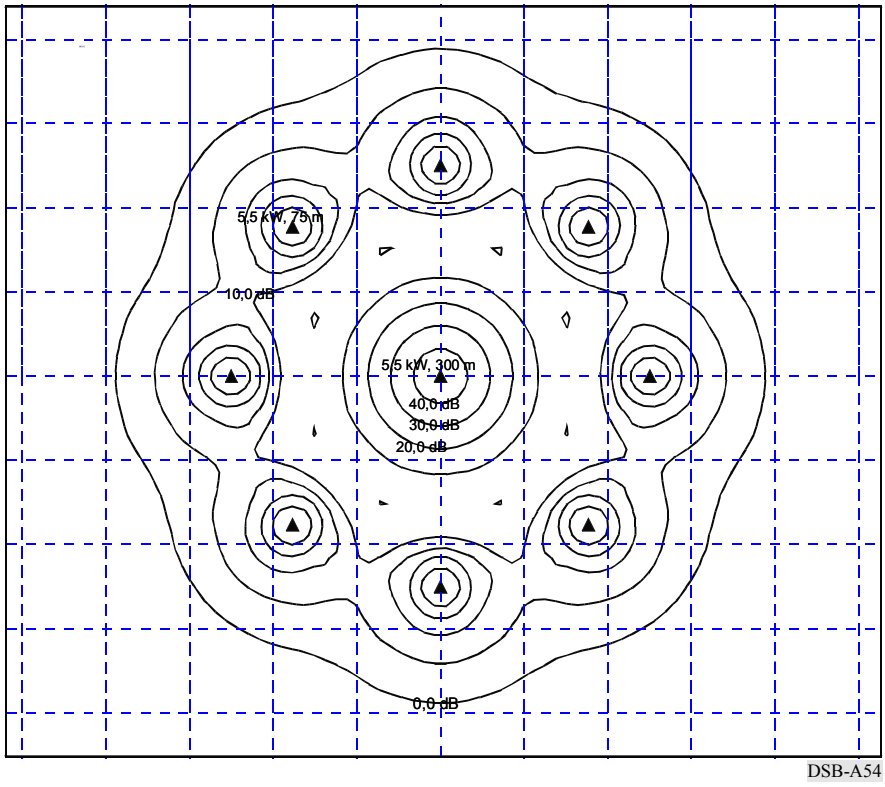
1) Paramètres du système:	**2) Paramètres du récepteur:**
Les courbes indiquent la marge par rapport au seuil de fonctionnement du système (dB) Portée horizontale = 260 km Fréquence = 1 472 MHz Période de symbole = 320 µs Intervalle de garde = 64 µs Débit binaire utile = 1 200 kbit/s Efficacité d'utilisation du spectre = 0,8 bit/s/Hz Minimum E_b/N_0 = 7,5 dB Marge système/matériel = 6 dB Modèle de propagation = Rec. UIT-R PN.1546 Hauteur d'antenne réceptrice = 1,5 m Disponibilité géographique = 50% Disponibilité temporelle = 90%	Gain d'antenne = 0 dBi Température de bruit d'antenne = 105 K Affaiblissement de couplage et de filtrage = 1 dB Niveau de bruit du récepteur = 1 dB Facteur de qualité du récepteur = –24,39 dB/K Diagramme d'antenne: omnidirectionnel Algorithme de synchronisation: Centre: écho moyen à pondération linéaire **3) Paramètre de l'émetteur** Voir ci-dessous

Désignation de l'émetteur	**Position X**	**Y**	**p.a.r. (kW)**	**Diagramme**	**Hauteur (m)**	**Azimut (degrés)**	**Retard (µs)**	**Lobe arrière (dB)**	**En service**
90 kW 300 m	0	0	90	Omnidirectionnel	300	0	0		OUI

La Fig. A.54 représente un anneau de huit réémetteurs autour d'un émetteur central de façon à atteindre une distance de 70 km. Au lieu de 90 kW comme dans le cas d'un émetteur central unique, la puissance requise est actuellement de 5,5 kW pour chaque émetteur. Ces réémetteurs, qui utilisent une antenne omnidirectionnelle, ont une hauteur EHAAT de 75 m considérée comme caractéristique de celle des grands immeubles d'habitation et se trouve à 50 km de l'émetteur principal. Ces réémetteurs sont censés capter le signal transmis par vie hertzienne et le réémettre sans retard. Il s'agit essentiellement d'un SFN non synchronisé. Afin d'obtenir la couverture requise, il a fallu augmenter l'intervalle de garde jusqu'à 104 µs (durée de symbole 520 µs). Pour cette valeur de l'intervalle de garde, quelques lacunes commencent à apparaître dans la zone de couverture. Ces lacunes sont dues à une puissance d'écho destructif excessive, imputable aux échos actifs des réémetteurs dont les fréquences tombent en dehors de l'intervalle de garde.

FIGURE A.54

Emetteur principal avec huit réémetteurs
(maille = 20 km)

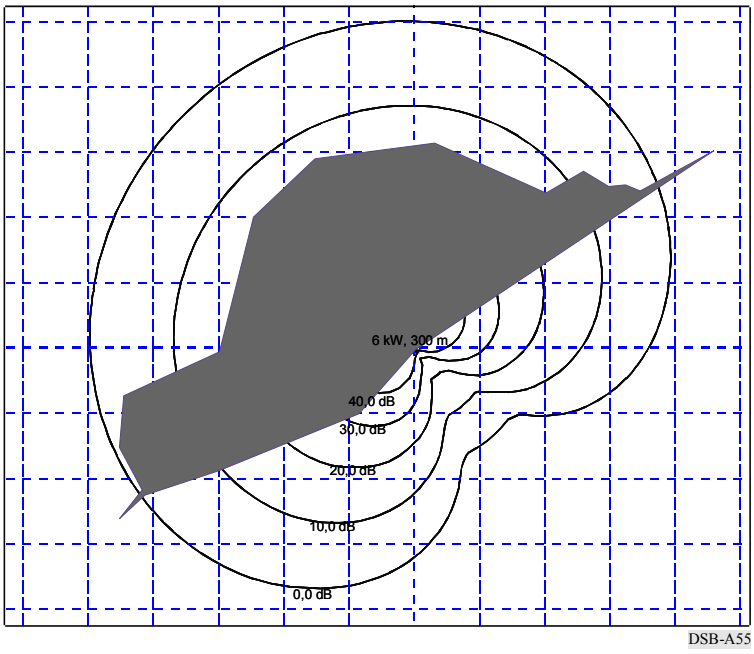


Une autre possibilité d'utilisation du principe des émetteurs distribués (ou d'un SFN non synchronisé) pour la DSB consiste à employer des diagrammes d'antennes directionnelles dirigés vers l'extérieur, à partir de l'émetteur principal. S'il est possible de régler le niveau des émissions à partir des lobes arrières des antennes, une puissance d'écho destructeur réduite au minimum est alors reçue entre l'émetteur principal et les réémetteurs. Dans ces conditions, l'intervalle de garde pourrait être considérablement réduit; toutefois, la disponibilité accrue obtenue grâce à la diversité spatiale au niveau de l'émetteur serait alors perdue.

La deuxième série de calculs de couverture, qui se rapporte à une situation plus concrète, a été effectuée pour la zone à forte densité de population du Toronto métropolitain. La Fig. A.55 représente la couverture obtenue avec un émetteur unique situé sur la tour du Canadien National (CN) au centre de Toronto (EHAAT = 300 m). L'antenne est directionnelle comme c'est fréquemment le cas pour les émissions analogiques en modulation de fréquence afin de réduire le brouillage affectant la ville des Etats Unis d'Amérique voisine de Buffalo. La p.a.r. émettrice a été adaptée afin de couvrir le point le plus éloigné de la zone de service (zone ombrée) par le contour offrant une marge à 0 dB (rayon de 50 km). La p.a.r. requise est de 6 kW pour une couverture de 50 km (F(50,90)).

FIGURE A.55

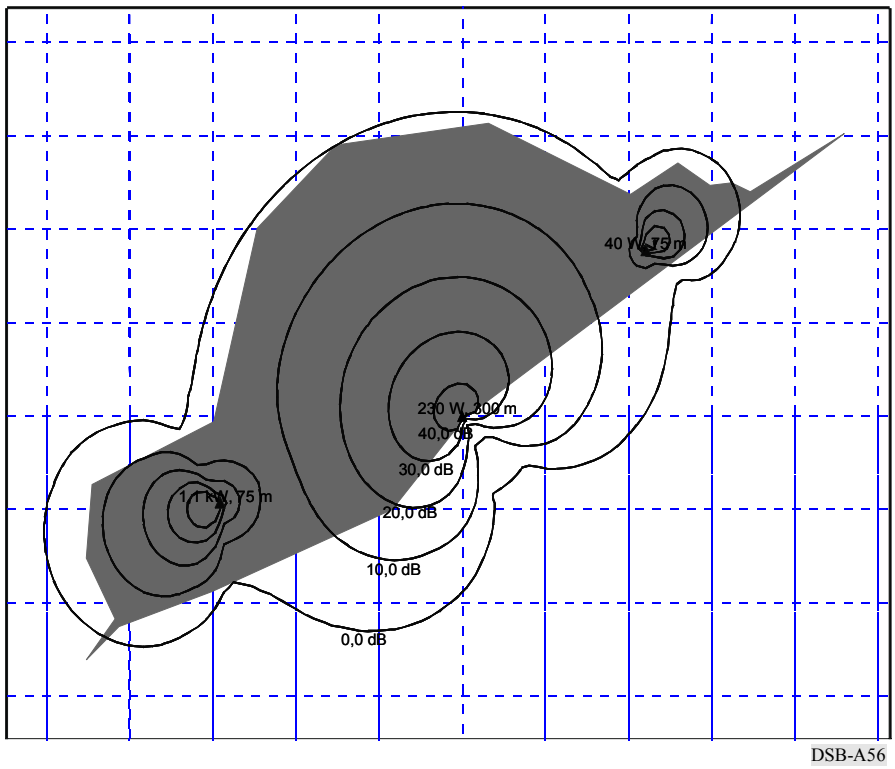
Couverture d'un émetteur installé sur la tour CN (maille = 10 km)



A la Fig. A.56, l'adjonction de deux installations destinées à augmenter la couverture dans le même canal, l'une et l'autre d'une hauteur EHAAT de 75 m, permet d'obtenir un contour de couverture autour de la zone de service de Toronto. Pour ces répéteurs, la puissance p.a.r. requise est respectivement de 40 W et 1,1 kW, ce qui permet de réduire la p.a.r. de l'émetteur principal de 6 kW à 230 W, pour couvrir une zone de 33 km. Cet exemple utilise des paramètres techniques identiques à ceux des calculs précédents, avec un intervalle de garde de 64 µs. On suppose que les répéteurs captent le signal et qu'aucun retard supplémentaire n'est introduit.

FIGURE A.56

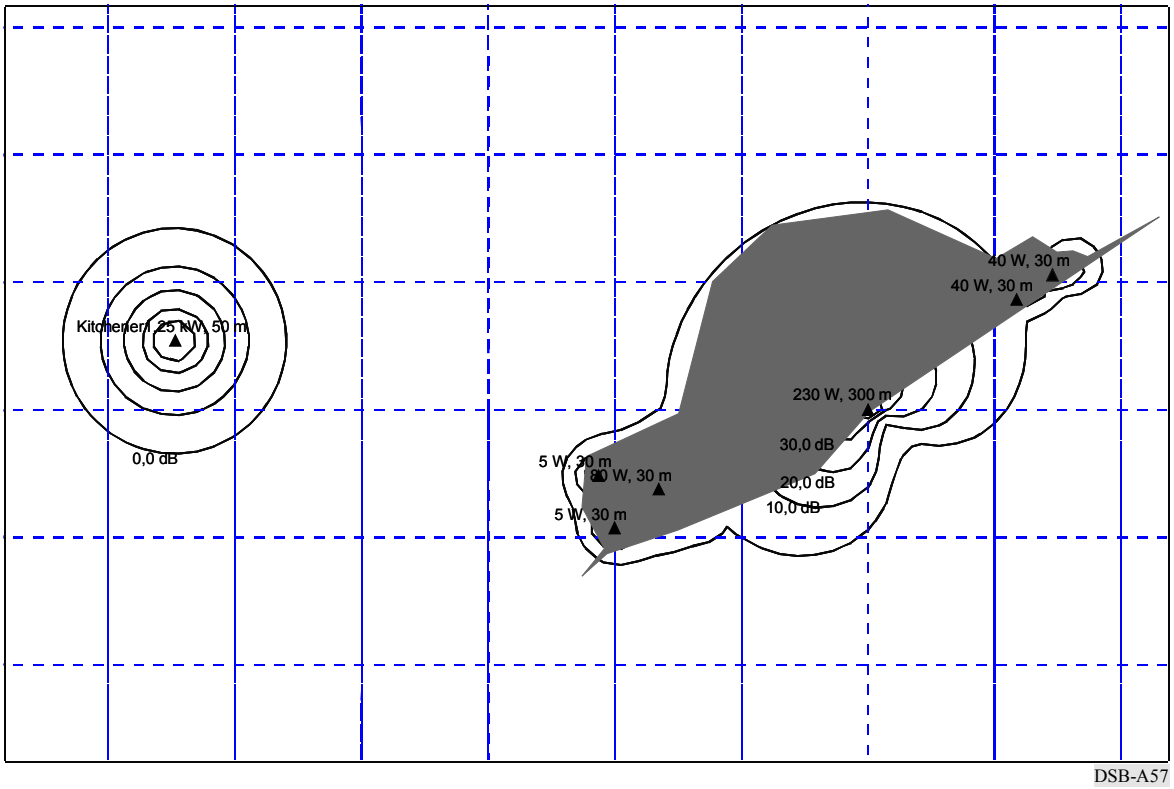
Couverture de Toronto
(maille = 10 km)



A la Fig. A.57, la couverture de la région métropolitaine de Toronto est obtenue en améliorant la forme du contour de couverture par 5 réémetteurs, tous alimentés à partir de l'émetteur principal, sans retard supplémentaire. Les cinq répéteurs utilisent une hauteur d'antenne EHAAT de 30 m et doivent avoir des p.a.r. allant de 5 W à 80 W. Cette Figure montre aussi que le profil de la zone de couverture permet de réduire l'espacement dans le même canal. Dans ce cas, Kitchener peut réutiliser la même fréquence, alors que dans le cas d'un émetteur unique, l'espacement doit être au moins deux fois plus important.

FIGURE A.57

Couverture de la région métropolitaine de Toronto
(maille = 20 km)



A.5.1.2 Simulations sur ordinateur de SFN synchronisé à 1,5 GHz

Les simulations sur ordinateur ont été effectuées au moyen d'un programme informatique intitulé COFDMCOV; mis au point au Centre de recherche sur les télécommunications d'Ottawa, (Canada), ce programme prévoit la couverture de stations DSB utilisant une modulation de type COFDM, avec intervalle de garde. Le Tableau A.20 (paramètres du système), ainsi que les Tableaux A.21 (paramètres du récepteur) et A.22 (paramètres de l'émetteur) récapitulent les valeurs prises en compte dans les calculs de simulation.

Les simulations avaient essentiellement pour objet d'étudier les trois principaux paramètres des émetteurs qui jouent un rôle dans un SFN, à savoir l'espacement des émetteurs, la p.a.r. et la hauteur d'antenne EHAAT. Cette étude paramétrique a été effectuée pour deux durées différentes de l'intervalle de garde (64 et 32µs) et pour deux séries de disponibilités temporelles et spatiales, à savoir F(50,90) et F(90,90). Les courbes de propagation ont été celles reproduites à la Fig. 9 (trajet terrestre, h = 50 m) de la Recommandation UIT-R P.1546. Les cinq paramètres dont les valeurs ont été modifiées dans les calculs de simulation sont indiqués en italiques aux Tableaux A.20 et A.22.

TABLEAU A.20

Paramètres du système utilisés dans les calculs de simulation

Paramètres du système	
Fréquence RF	1 472 MHz
Durée de symbole totale (T_s)	320 µs (*Mode II*) 160 µs (*Mode III*)
Durée de l'intervalle de garde (Δ)	64 µs (*Mode II*) 32 µs (*Mode III*)
Débit binaire utile	1 200 kbit/s[(1)]
Efficacité d'utilisation du spectre	0,8 bit/s/Hz[(2)]
Valeur minimale E_b/N_0	7,5 dB[(2)]
Marge système/matériel	6 dB[(3)]
Modèle de propagation	UIT-R PN,370 complétée[(4)] F(50,90)[(5)] F(90,90)

(1) 1 200 kbit/s ÷ 0.8 bit/s/Hz = 1,5 MHz.

(2) Cette valeur est tirée du Rapport UIT-R BO.955-2.

(3) Cette valeur est tirée du Rapport UIT-R BO.955-2. Elle tient compte d'une tolérance de 1 dB pour 20% de l'intervalle de garde, d'un affaiblissement équivalent de 1 dB dû à l'effet Doppler dans un véhicule circulant à 100 km/h, et d'une marge de réalisation matérielle et enfin d'une tolérance de 2 dB pour les brouillages.

(4) Le modèle défini dans la Recommandation UIT-R PN.370-5 (courbes de la Fig. 9, trajet terrestre, $h = 50$ m) a été modifié pour permettre l'utilisation d'une antenne réceptrice de 1,5 m et une fréquence RF de 1 472 MHz.

(5) F (% emplacements, % du temps).

A.5.1.3 Résultats et examen des simulations sur ordinateur : p.a.r. minimale en fonction de l'espacement des émetteurs

Dans la première série de simulation, la p.a.r. minimale requise pour chaque émetteur du réseau afin d'assurer une couverture appropriée, a été déterminée en fonction de l'espacement des émetteurs. Ces derniers étaient disposés suivant un réseau triangulaire régulier, tel qu'indiqué à la Fig. A.58. Chaque émetteur était supposé avoir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel, la même p.a.r. et une hauteur d'antenne fixe EHAAT de 200 m. Pour un jeu donné de paramètres, la p.a.r. minimale a été établie en diminuant simultanément la puissance apparente rayonnée de tous les émetteurs jusqu'à l'apparition d'une première lacune en un point quelconque de la zone de couverture. Ce processus a été répété pour différents espacements d'émetteurs.

Les résultats sont présentés à la Fig. A.59 pour un intervalle de garde de 32 µs. Dans ces deux Figures, les résultats sont indiqués pour deux jeux de disponibilités spatiales temporelles, à savoir F(90,90) et F(50,90): les combinaisons de p.a.r. et d'espacement d'émetteurs situées au-dessus des courbes représentées assureront un fonctionnement satisfaisant du SFN.

TABLEAU A.21

Paramètres des récepteurs utilisés pour les simulations

Paramètres des récepteurs	
Hauteur d'antenne	1,5 m
Gain d'antenne	0 dBi
Température de bruit d'antenne	105 K[(1)]
Affaiblissements de couplage et de filtrage	1 dB[(1)]
Niveau de bruit du récepteur	1 dB[(1)]
Niveau de qualité du récepteur	–24,4 dB(K^{-1})
Algorithme de synchronisation	Premier écho à 20 dB au-dessous de la puissance totale

(1) Cette valeur a été extraite du Rapport UIT-R BO.955-2.

TABLEAU A.22

Paramètres des émetteurs utilisés pour les simulations

Paramètres des émetteurs	
Diagramme d'antenne	Omnidirectionnel
Espacement des émetteurs	Variable
p.a.r.	Variable
EHAAT	Variable

Avec un intervalle de garde de 32 µs (Fig. A.59), la valeur minimale de la p.a.r. augmente progressivement (affaiblissement de propagation) pour des espacements d'émetteurs de 50 à 75 km, puis de façon asymptotique lorsque l'espacement des émetteurs tend vers 95 km (échos destructifs). Le fonctionnement du SFN est impossible lorsque la hauteur EHAAT des antennes atteint 200 m et pour des espacements supérieurs à 95 km, quelle que soit la p.a.r.

Le comportement asymptotique de la courbe exprimant la p.a.r. en fonction de l'espacement des émetteurs, n'a pas pu être observé pour un intervalle de garde de 64 µs et des espacements d'émetteurs allant jusqu'à 120 km, tel qu'indiqué à la Fig. A.60. L'asymptote correspond probablement à des espacements d'émetteurs de l'ordre de 150 à 200 km, bien au-delà du domaine de faisabilité défini par les pertes de propagation.

Pour les paramètres COFDM du Mode II et du Mode III et pour des hauteurs EHAAT de 200 m, il y a lieu de noter que les espacements d'émetteurs de 50, 60 et 70 km exigent une p.a.r. minimale de 2,5 kW, 9 kW et 29 kW respectivement, afin d'obtenir un service à 90% des emplacements et pendant 90% du temps; tout à fait réalistes, ces valeurs de l'espacement et de la p.a.r. sont définies uniquement d'après les affaiblissements de propagation, et non par la présence d'échos destructifs. Des valeurs de la p.a.r. réduites d'environ 12 dB seraient suffisantes pour desservir 50% des emplacements pendant 90% du temps.

A.5.1.4 Conclusion concernant les simulations dans la Bande L

Les résultats détaillés des simulations sur ordinateur ont démontré la faisabilité de SFN synchronisés fonctionnant à 1,5 GHz. Sur la base des paramètres COFDM Mode II ou Mode III il a été établi que des espacements allant jusqu'à 80 km étaient possibles pour des valeurs réalistes de la p.a.r. de l'émetteur et de la hauteur d'antenne EHAAT.

Il a été établi que des intervalles de garde limités à 64 µs (Mode II) ou 32 µs (Mode II) n'étaient pas préjudiciables pour des émetteurs espacés de moins de 80 km; en effet les échos reçus dans un réseau en dehors de ces intervalles sont suffisamment affaiblis par les pertes de propagation et ne sont pas assez destructifs pour faire tomber le rapport $C/(N + I)$ au-dessous du seuil. Les pertes de propagation jouent un rôle important dont les précédents travaux sur les SFN ne semblent pas avoir tenu compte en supposant qu'un bon fonctionnement du réseau exigeait de très longs intervalles de garde.

Toutes ces simulations sur ordinateur ont utilisé un modèle de propagation déterministe. Autrement dit, les niveaux de tous les échos actifs sont censés être corrélés et la présence d'échos passifs n'est pas prise en compte. Or, dans la réalité, lorsque les affaiblissements de chaque écho reçu en un point quelconque sont indépendants les uns des autres, il est probable que la situation soit quelque peu améliorée. Cet aspect doit faire l'objet d'un complément d'étude afin d'examiner la disponibilité du service des SFN, en cas d'utilisation de modèles de propagation stochastiques.

FIGURE A.58

Disposition des émetteurs SFN utilisés pour les calculs de simulation

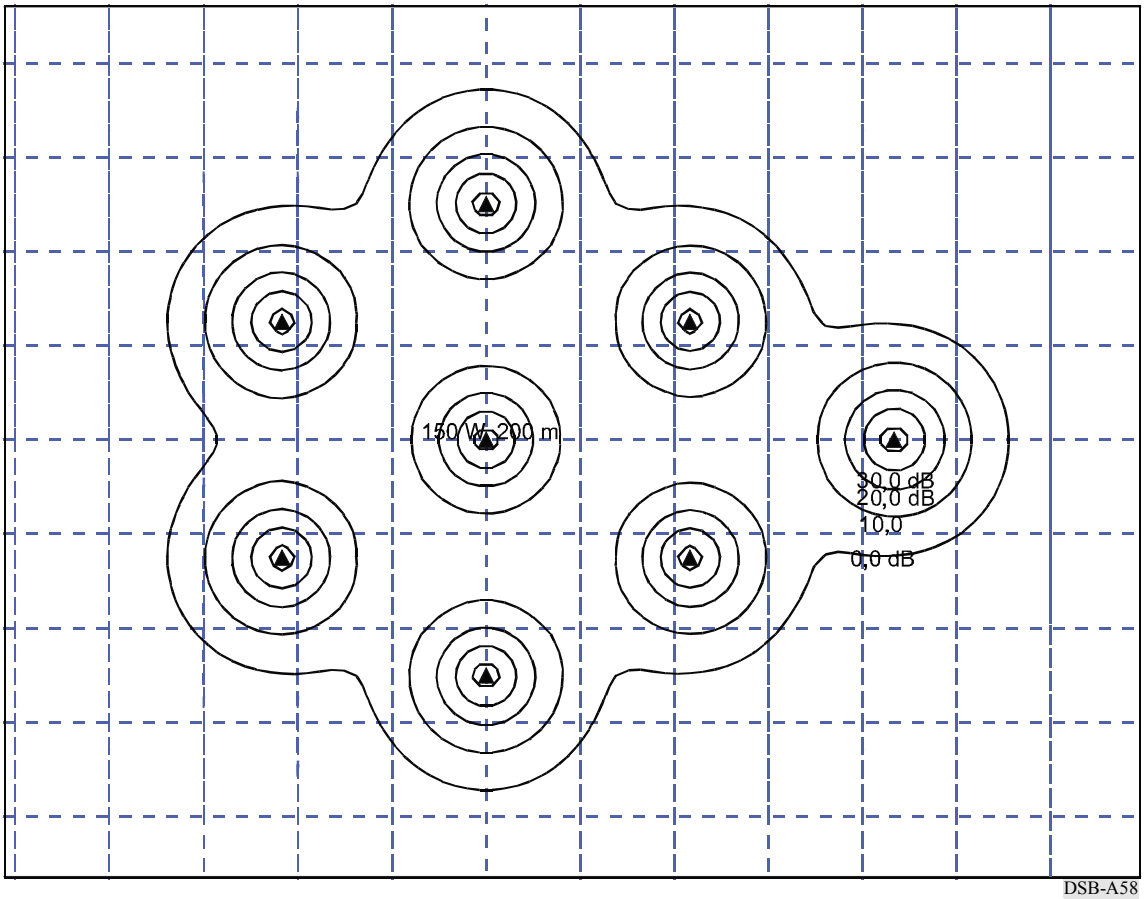


FIGURE A.59

p.a.r. minimale en fonction de la distance de séparation des émetteurs (intervalle de garde = 32 µs)

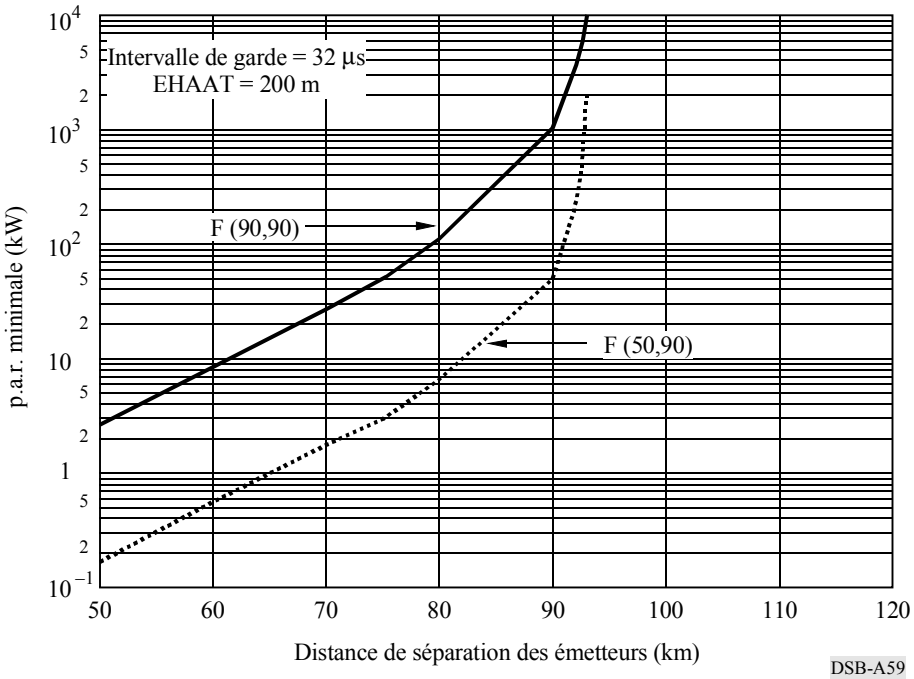
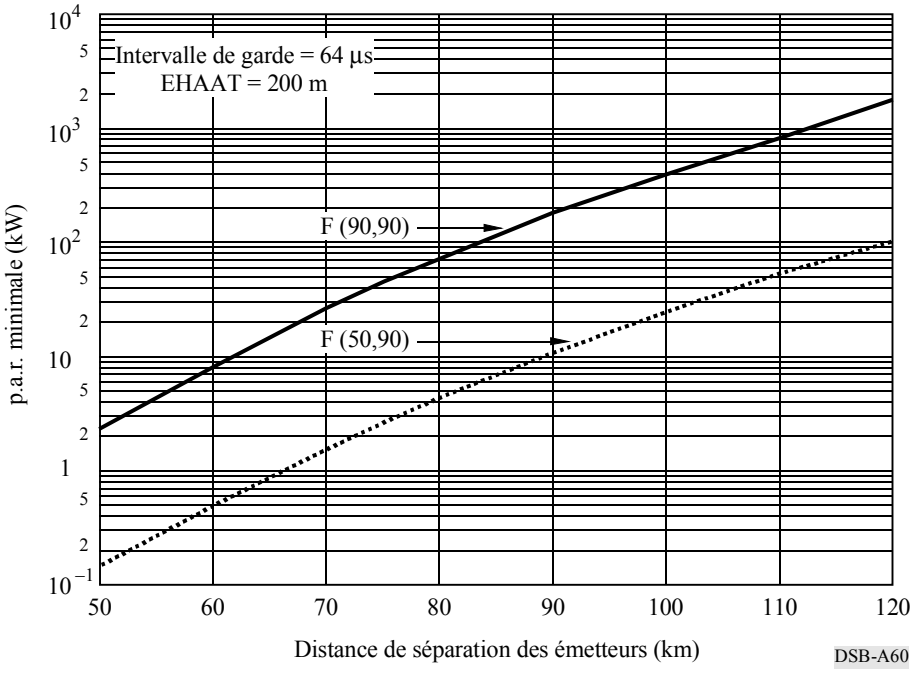


FIGURE A.60

p.a.r. minimale en fonction de la distance de séparation des émetteurs (intervalle de garde = 64 µs)



A.5.2 Simulations de couverture sur ordinateur au-dessous de 1 000 MHz

A.5.2.1 Méthodes de planification pour un réseau à fréquence unique national DSB en ondes métriques

A.5.2.1.1 Introduction

A.5.2.1.1.1 Durée de symbole et intervalle de garde

La durée de symbole active t_S désigne la période pendant laquelle l'émetteur ou le récepteur effectuent des calculs de corrélation nécessaires à la production ou au décodage des porteuses. La durée des symboles émis est étendue par l'ajout d'un intervalle de garde Δ, de sorte que la durée totale soit égale à $T_S = t_S + \Delta$; ce système présente deux avantages : premièrement, il est inutile que le récepteur soit exactement synchronisé dans le temps pour garantir l'orthogonalité des porteuses; deuxièmement, et de façon plus importante du point de vue de la planification du réseau, les signaux multiples qui arrivent au bout d'un temps inférieur à Δ après le début de la période de symbole du récepteur ne provoqueront aucun brouillage intersymboles (BIS). Cette propriété confère au système COFDM son immunité particulière au brouillage dans la propagation par trajets multiples.

A.5.2.1.1.2 Efficacité d'utilisation du spectre

Les porteuses multiples sont produites au niveau du codeur COFDM et décodées dans le récepteur au moyen d'un algorithme par transformée de Fourier rapide (TFR). Les porteuses sont espacées selon des intervalles de fréquence de $1/t_S$, ce qui correspond à un espacement très réduit (1 kHz pour le Mode I envisagé de radiodiffusion audionumérique DAB par voie de Terre en ondes métriques). Toutefois, puisque le codeur et le récepteur effectuent leurs intégrations au cours de la même période t_S, le récepteur peut séparer les flux de données acheminées sur chaque porteuse. Les spectres des porteuses individuelles comporteront des zéros à des intervalles de $1/t_S$, de telle sorte que aucune porteuse n'acheminera de puissance à la fréquence d'une autre porteuse. Il s'agit en l'occurrence d'une définition qualitative de la propriété d'orthogonalité des porteuses.

Cette propriété a pour résultat de conférer à un SFN COFDM une grande efficacité d'utilisation du spectre. Par exemple, un ensemble de porteuses utilisant une bande de 1,5 MHz peut acheminer 5 ou 6 programmes stéréophoniques. Rappelons à cet égard qu'un réseau MF classique multifréquence acheminant un seul programme exige au Royaume-Uni une bande de 2,2 MHz (et nettement plus dans les pays européens continentaux).

A.5.2.1.1.3 Intensité de champ minimale requise

L'intensité minimale de champ requise au niveau de l'antenne réceptrice dépend de plusieurs facteurs, notamment la valeur requise du rapport signal-bruit, le gain d'antenne et le niveau du bruit de fond. D'après les calculs expérimentaux effectués par le Département de la recherche et du développement de la BBC, il faut un champ voisin de 38 dBμV/m pour obtenir un rapport C/N de 14 dB pour un système COFDM fonctionnant à 1,5 MHz, dans le cas d'un récepteur portable classique. Ces chiffres sont sujets à révision, étant donné que par exemple, le champ minimal requis peut être de l'ordre de 35 dB(μV/m).

A.5.2.1.2 Structure de la méthode de prévision

Le programme de prévision calcule la valeur totale des champs utile et brouilleur, en différents points régulièrement espacés à l'intérieur d'une zone. Les parties utile et brouilleuse des puissances reçues depuis l'ensemble des émetteurs du SFN sont combinées par la méthode log-normale.

La première opération au niveau de chaque point de mesure consiste à déterminer le champ pendant 50% du temps et 1% du temps, créé par chacun des émetteurs du SFN. Avant de pouvoir réaliser les combinaisons de champ en un point donné, il faut déterminer l'instant du début de la période de symbole du récepteur. Les retards des signaux sont tous déterminés par rapport à ce moment. On peut envisager différentes stratégies de synchronisation du récepteur, mais l'on suppose dans le présent contexte que le récepteur ne se verrouillera pas au signal provenant d'un émetteur particulier, auquel cas le retard relatif de ce récepteur sera nul. Il ne s'agira pas nécessairement du signal arrivé en premier. Après avoir envisagé le comportement probable du récepteur DAB en présence de signaux multiples d'intensités de champ différentes, une stratégie légèrement plus complexe de détermination de l'émetteur de référence a été mise au point, tel qu'indiqué ci-dessous.

Les travaux récemment consacrés aux méthodes de prévision de la couverture des SFN, ont été axés sur l'intégration de la méthode log-normale de détermination du champ résultant, telle qu'elle a été mise au point par [Schwartz et Yeh, 1982]. Différentes erreurs des calculs initiaux ont été corrigées de façon à pouvoir établir des corrélations non nulles entre les signaux. Les travaux précédents dont la présentation figure dans [Lee, 1993], ont utilisé la méthode d'addition des intensités de champ par sommation des puissances.

A.5.2.1.2.1 Choix de l'émetteur de référence

L'émetteur de référence est identifié par la procédure «FindRef», au moyen des valeurs individuelles des intensités de champ pendant 50% du temps préalablement déterminées. Premièrement, elle consiste à calculer par addition des puissances l'intensité de champ totale pendant 50% du temps qui atteint le récepteur. La procédure fixe ensuite un seuil d'intensité de champ égal à la plus grande des deux valeurs suivantes, soit «l'intensité de champ totale, moins une valeur dynamique de verrouillage spécifiée par l'utilisateur», soit «la tolérance de bruit de fond». Le premier signal arrivé dont l'intensité dépasse cette valeur seuil est choisi comme étant celui de l'émetteur de référence.

A.5.2.1.2.2 Combinaison de signaux

Après avoir identifié un émetteur de référence, le programme utilise la procédure «Addfields» pour déterminer les intensités de champ utile et brouilleur combinées. Cette procédure calcule dans un premier temps les intensités de champ partiel utile et brouilleur de chaque émetteur, en fonction de son retard δ par rapport à l'émetteur de référence, tel qu'indiqué dans la section ci-dessous consacrée à la synchronisation et à la combinaison des signaux. Il en résulte un tableau des intensités moyennes de champ partiel. La procédure identifie ensuite les sources utiles et brouilleuses les plus intenses. Pour calculer les champs brouilleurs, la procédure utilise l'intensité du champ pendant 1% du temps, de façon à garantir une protection pendant 99% du temps. Le calcul des champs utiles utilise des intensités de champ pendant 50% du temps.

La méthode log-normale associe nécessairement à chaque signal un écart-type. Pour l'instant, l'écart-type de chaque signal est supposé égal à 5,0 dB; cette valeur est attribuée à un tableau de données d'écart-type. On suppose une corrélation nulle entre tous les signaux.

Les intensités de champ partiel sont ensuite combinées deux à deux, selon la suggestion de [Schwartz et Yeh, 1982] par la procédure «LogNorm», qui réutilise la valeur moyenne et l'écart-type du champ combiné; ces valeurs sont enregistrées dans les tableaux de données. La procédure est appliquée à nouveau aux champs combinés jusqu'à ce qu'il subsiste une seule intensité de champ utile et une seule intensité de champ brouilleur.

A.5.2.1.3 Synchronisation et combinaison des signaux

Dans un SFN, le récepteur recevra généralement plusieurs signaux, tout d'abord en raison de la propagation par trajets multiples (retards relatifs courts) et deuxièmement en provenance de plusieurs émetteurs (retards relatifs plus importants). On ne cherche pas pour l'instant à évaluer l'impact de la propagation par trajets multiples sur la zone de couverture; nous nous employons à déterminer l'impact des signaux retardés en provenance des émetteurs multiples dans le même canal d'un réseau SFN.

A.5.2.1.3.1 Combinaison de signaux

Les signaux qui atteignent un récepteur DAB améliorent ou réduisent la qualité de fonctionnement de l'ensemble du système dans une mesure déterminée par leur retard (positif ou négatif), par rapport au début de la période de symbole du récepteur. La fraction utile α_i de la puissance reçue de l'émetteur *i* est calculée en fonction du retard relatif par la relation suivante:

$$\alpha_i = \begin{cases} 0, & \delta_i < -t_S \\ \left[1-\left(\frac{-\delta_i}{t_S}\right)\right]^2, & -t_S \le \delta_i < 0 \\ 1, & 0 \le \delta \le \Delta \\ \left[1-\left(\frac{\delta_i-\Delta}{t_S}\right)\right]^2, & \Delta < \delta_i < t_S + \Delta \\ t_S & \delta_i \ge t_S + \Delta \end{cases} \qquad \text{(A.1)}$$

avec:

δ_i: retard relatif concernant l'émetteur *I*

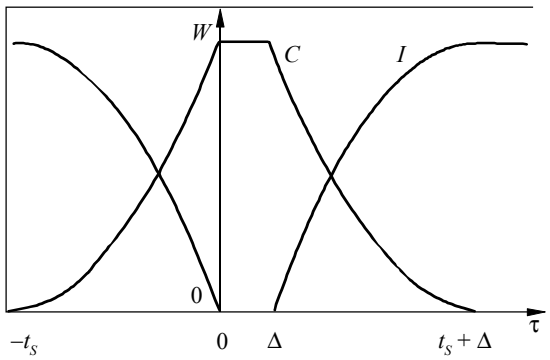
Δ: intervalle de garde

t_S: période de symbole actif

La Fig. A.61 ci-dessous présente la courbe représentative de cette fonction:

FIGURE A.61

Les deux composantes de la puissance reçue *W*:
***C* désigne la puissance utile et *I* la puissance brouilleuse**



C: puissance utile
I: puissance brouilleuse

DSB-B42

A.5.2.1.3.2 Retard limite

Le stade à partir duquel un signal retardé contribue en définitive à détériorer la qualité de fonctionnement du système dépend de la valeur limite du rapport signal/bruit $(C/I)_{lim}$ propre à ce système. Considérons un premier signal, tel que le rapport signal/bruit soit proche de cette valeur $(C/I)_{lim}$. Supposons l'introduction d'un deuxième signal avec un retard δ. La nouvelle valeur du rapport signal/brouillage est égale à:

$$\frac{C}{I} = \frac{S_1 + C_2}{N + I_2} \tag{A.2}$$

avec:

S_1: puissance du premier signal

N: puissance de bruit

C_2: composante utile de la puissance du deuxième signal

I_2: composante brouilleuse de la puissance du deuxième signal

Le signal sera considéré comme utile (ou brouilleur) selon qu'il tend à augmenter (ou à diminuer) la valeur du rapport global signal/brouillage. Lorsque l'intensité du deuxième signal augmente, elle tend à déterminer dans une mesure prépondérante le rapport global C/I; le récepteur restera verrouillé au premier signal jusqu'à ce que le niveau du deuxième signal dépasse de 10 dB celui du premier. Par conséquent, le deuxième signal apportera une contribution nette en puissance si:

$$\frac{C_2}{I_1} \geq \left(\frac{C}{I}\right)_{lim} \tag{A.3}$$

$C_2 = \alpha S_2$ et $I_2 = (1 - \alpha)S_2$; d'après (A.1),

$$\delta = \begin{cases} \Delta + t_S(1-\sqrt{\alpha}), & \Delta < \delta < t_S + \Delta \\ -t_S(1-\sqrt{\alpha}), & -t_S \leq \delta \leq 0 \end{cases} \tag{A.4}$$

ce qui finalement permet d'obtenir:

$$\delta_{lim} = \Delta + t_S\left(1 - \sqrt{\frac{(C/I)_{lim}}{1+(C/I)_{lim}}}\right), \quad \delta > 0$$

$$\delta_{lim} = -t_S\left(1 - \sqrt{\frac{(C/I)_{lim}}{1+(C/I)_{lim}}}\right), \quad \delta < 0 \tag{A.5}$$

Avec $(C/I)_{lim}$ = 10:1 (10 dB) et un intervalle de garde de $t_S/4$, $\delta_{lim} = 1{,}18\Delta$ pour les signaux retardés ou $\delta_{lim} = -0.18\Delta$ pour les pré-échos. Avec un intervalle de garde de 250 µs, ces valeurs correspondent à des différences de longueur de trajet de 88,5 km et 13,5 km respectivement.

A.5.2.1.4 Retards dus à la diffusion par satellite

Dans la pratique, les émetteurs d'un réseau à fréquence unique COFDM peuvent être alimentés par un signal en ondes centimétriques diffusé par un satellite géostationnaire. Cette situation introduit un élément supplémentaire de retard dans le réseau, puisque différents émetteurs recevront le signal du satellite à différents moments en fonction de leurs positions respectives et de celle du satellite.

On considère que le signal provenant du satellite arrive comme une onde plane perpendiculairement au plan équatorial. Soit deux stations situées aux latitudes θ_i, θ_r et aux longitudes φ_i, φ_r, ainsi qu'un satellite situé à la longitude φ_S. La différence de temps d'arrivée du signal du satellite aux deux stations est donnée par la formule:

$$\delta_S = \frac{R_E(\cos\theta_i \cos(\varphi_i - \varphi_S) - \cos\theta_r \cos(\varphi_r - \varphi_S))}{c} \tag{A.6}$$

avec:

R_E: rayon de la Terre

c: vitesse de la lumière

Il y a lieu de noter que ce retard supplémentaire peut être positif ou négatif, en fonction des positions relatives des deux stations. Le retard du signal de l'émetteur *i* par rapport à l'émetteur de référence sera alors:

$$\delta = \left(\frac{d_i - d_r}{c}\right) + \delta_S \tag{A.7}$$

avec:

d_i: distance à l'émetteur *I*

d_r: distance à l'émetteur de référence.

Dans l'hémisphère Nord, les retards relatifs des émetteurs situés au sud de l'émetteur de référence seront réduits, d'où une diminution du signal brouilleur. Par contre, le retard relatif des émetteurs situés au nord de l'émetteur de référence augmentera, ce qui intensifiera le signal brouilleur. Quant au rapport global *C*/*I* il augmentera ou diminuera en fonction des positions relatives du point de mesure et de l'émetteur de référence et en fonction de la distribution des émetteurs par rapport à ce même point.

Les retards supplémentaires du signal introduits en cas d'alimentation par satellite peuvent être éliminés grâce à l'application de retards compensateurs au niveau des émetteurs de chacun des émetteurs du réseau, retards allant de 0 pour un émetteur situé dans les îles Shetland , à quelque 3,6 ms pour un émetteur installé dans les îles de la Manche.

A.5.2.1.5 Calcul du pourcentage de couverture

A partir des valeurs moyennes et des écarts-types du champ utile et du champ brouilleur dans une cellule de couverture, on peut estimer directement le pourcentage de couverture concernant cette même cellule. Il reste néanmoins à définir certaines hypothèses quant au lien entre *C*/*N* et *C*/*I*. La procédure «Coverages» détermine des proportions de couverture p_N et p_I pour des valeurs déterminées de *C* en fonction de *N* et de *C* en fonction de *I*, par une méthode numérique de calcul de distribution probabiliste normale cumulative. Pour *C* en fonction de *N*, la variable *z* est donnée par la relation:

$$z = \frac{C_{min} - C}{\sigma_C} \tag{A.8}$$

et pour *C* en fonction de *I* par la relation:

$$z = \frac{C/I_{min} - (C - I)}{\sqrt{\sigma_C^2 + \sigma_I^2}} \tag{A.9}$$

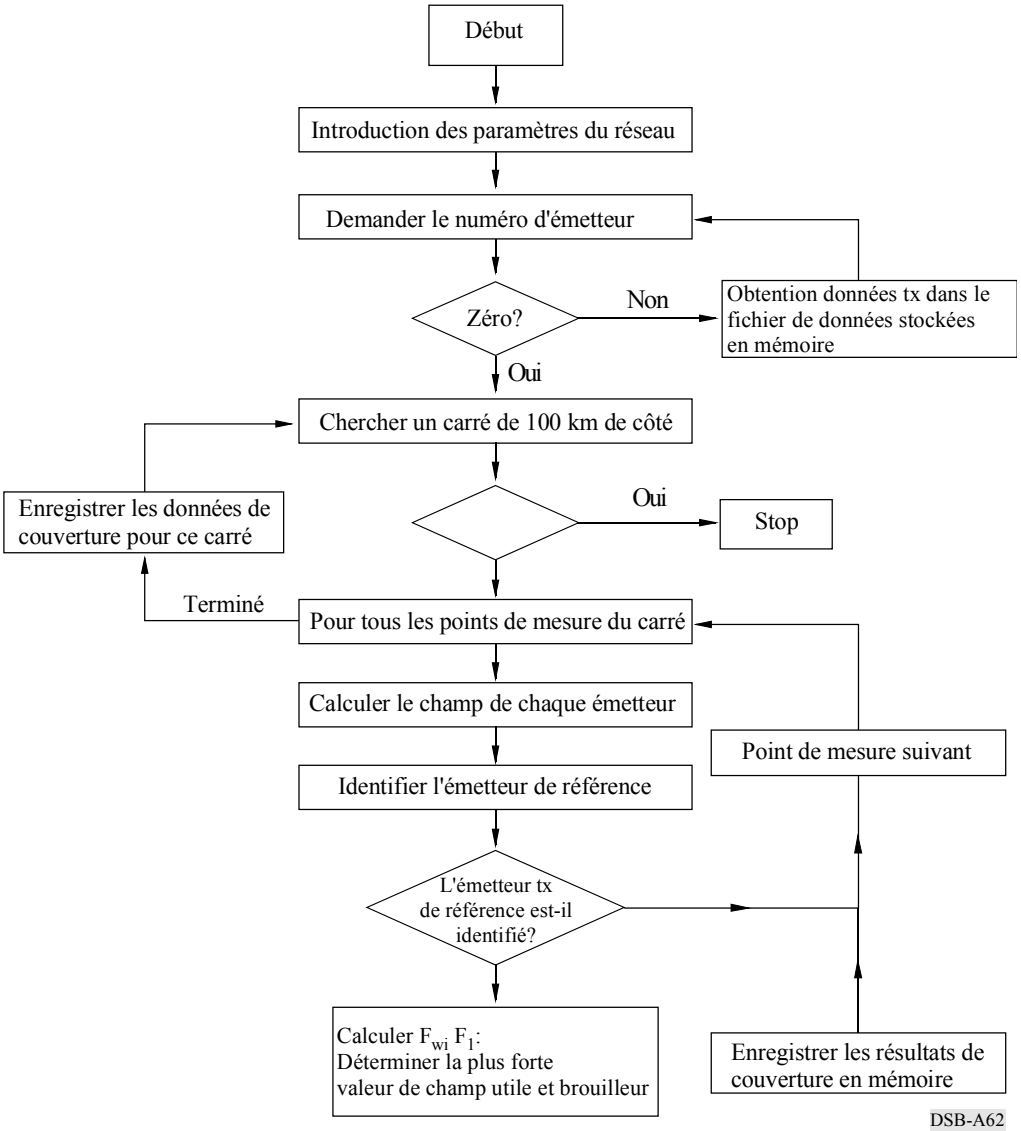
Après avoir déterminé les deux probabilités, la procédure calcule les proportions globales probables concernant la cellule de couverture: d'une part, comme la plus petite des deux valeurs p_N et p_I (ce qui suppose implicitement une corrélation de C/N et C/I) et d'autre part, comme étant égale à $1 - [(1 - p_N) + (1 - p_I)]$ (ce qui suppose implicitement une corrélation inverse de C/N et C/I). La procédure donne alors un pourcentage de couverture égal à 100 fois la valeur moyenne de ces deux valeurs.

A.5.2.1.5.1 Résultats du programme

Le programme établit des fichiers de données de couverture relatives à la zone spécifiée (généralement une cellule de quadrillage de 1 100 km), adaptés à la représentation graphique ou à l'affichage au moyen du système d'information géographique «Wings». Le programme crée des fichiers de couverture constitués de la valeur moyenne ou de l'écart-type des champs utiles et brouilleurs, des composantes les plus fortes du champ utile et du champ brouilleur, et de pointeurs de l'émetteur de référence et des émetteurs utiles et brouilleurs les plus puissants. Il produit également des fichiers de couverture qui donnent les pourcentages de couverture dans chaque cellule, tel qu'indiqué ci-dessus. La Fig. A.62 présente l'organigramme simplifié du programme.

FIGURE A.62

Organigramme du programme DABCOV



A.5.2.1.6 Prévision de champ

Depuis plusieurs années, la BBC applique une méthode de prévision du champ pour les ondes métriques et décimétriques, sur la base d'un modèle de propagation sur des profils de terrain déterminés à partir d'une base de données d'une résolution de 0,5 km (Causbrook et *autres*, 1982). Cette méthode a été utilisée dans le cadre du présent travail pour calculer les distributions du champ relatives à chaque site émetteur. Elle donnera des indications plus détaillées concernant les distributions du champ par comparaison à l'utilisation des courbes indiquées dans la Recommandation UIT-R P.1546.

Pour limiter les nouveaux calculs nécessaires lorsque des émetteurs sont ajoutés ou retirés du réseau ou en cas de modification des paramètres du réseau, les distributions du champ pendant 50% du temps et 1% du temps respectivement, ont été préalablement calculées et mises en mémoire pour chaque site émetteur, au moyen des procédures de calcul existantes. Une p.a.r. de 1 kW et un rayonnement omnidirectionnel ont été supposés. La hauteur d'antenne du récepteur au dessus du niveau du sol, ainsi que la fréquence devaient être spécifiées pour les calculs de distribution du champ; le programme prévisionnel principal autorisait l'introduction de correction de la puissance émettrice et du diagramme de rayonnement.

La méthode de prévision est optimisée pour une antenne réceptrice de 10 m (au-dessus du sol); les prévisions d'intensité du champ ont donc été établies pour cette hauteur d'antenne réceptrice et en appliquant au programme de prévision de la couverture du réseau une correction fixe de 10 dB portant sur le gain dû à la hauteur.

Les travaux précédents de Lee ont comporté des prévisions de champ fondées sur les procédures mettant en œuvre la Recommandation UIT-R P.1546; des prévisions ont par ailleurs été établies par la méthode de la BBC pour une hauteur d'antenne réceptrice de 2 m au-dessus du sol. On estime à présent que l'utilisation d'une hauteur de 10 m et l'application d'une correction portant sur le gain dû à la hauteur améliorent la précision globale des prévisions de couverture du réseau.

A.5.2.1.6.1 Ecart-type du champ

D'après des mesures effectuées sur un réseau expérimental SFN COFDM dans la partie sud de l'agglomération de Londres, le champ d'un émetteur unique dans les zones urbaines et suburbaines présente une distribution log-normale d'un écart-type d'environ 5,5 dB sur une cellule carrée d'1 km de côté. L'ajout d'un signal d'intensité moyenne analogue provenant d'un deuxième émetteur a entraîné une augmentation de 3 dB du champ dans 50% des emplacements et réduit l'écart-type comme prévu. Suite à des accords internationaux, une valeur d'environ 5,5 dB est à présent généralement admise; cette valeur est confirmée par des mesures plus récentes.

A.5.2.1.7 Application de la méthode de prévision

Les travaux précédents de Lee ont utilisé la méthode de prévision avec sommation de la puissance des champs individuels, en l'appliquant à la modélisation théorique sur un quadrillage et aux prévisions de couverture correspondant à différents réseaux d'émetteurs envisageables. Les résultats de la modélisation suivant un treillis sont présentés à nouveau ci-après; la couverture d'un réseau réel a été établie par addition des distributions log-normales de champ.

A.5.2.1.7.1 Treillis théorique

L'étude d'un réseau SFN COFDM a procédé initialement par modélisation sur ordinateur d'un réseau triangulaire régulier (treillis) d'émetteurs identiques, le treillis étant supposé recouvrir une zone circulaire de 500 km de rayon et la propagation s'effectuer selon le modèle défini par les courbes de la Recommandation UIT-R P.1546. Des calculs de champ ont été effectués en différents points de la maille triangulaire centrale.

La valeur minimale du rapport *C*/*I* a été observée à proximité du centre de la maille élémentaire. Les calculs ont été exécutés pour différents espacements et pour plusieurs hauteurs effectives d'émetteur, d'une part pour un réseau synchrone et d'autre part, pour un réseau de radiodiffusion par satellite. Le treillis était supposé centré sur le Royaume-Uni (point central situé à 54° N, 2° W) et alimenté par satellite en position stationnaire immédiatement au sud du centre du treillis.

La Fig. A.63 représente les variations en fonction du pas du treillis et de la hauteur de l'émetteur, du rapport *C*/*I* au centre d'une cellule d'un réseau synchrone; la Fig. A.64 représente les variations dans le cas d'un réseau alimenté par satellite, et pour $\Delta = 250$ µs et $t_S = 1$ ms. Ces résultats montrent clairement que la qualité de fonctionnement d'un réseau est liée à sa densité. Il comportera en outre une exigence moindre en termes de p.a.r. étant donné le caractère plus uniforme de la distribution du champ. Il apparaît en outre clairement que le retard supplémentaire dû à l'alimentation par satellite affecte la valeur du rapport *C*/*I* à l'endroit où il est le plus faible, en particulier dans le cas des treillis plus espacés. Pour un espacement de 90 km, les retards d'alimentation par satellite réduisent le rapport *C*/*I* d'environ 4 dB. Toutefois, les résultats semblent indiquer qu'il serait intéressant d'étudier la création d'un réseau fondé essentiellement sur l'utilisation des sites actuels de la principale station de télévision en ondes métriques, qui au Royaume Uni forment une sorte de treillis dont les éléments sont espacés d'approximativement 90 km.

FIGURE A.63

Variation du rapport *C*/*I* dans le cas d'un treillis théorique pour cinq valeurs de la hauteur effective de l'émetteur: réseau synchrone

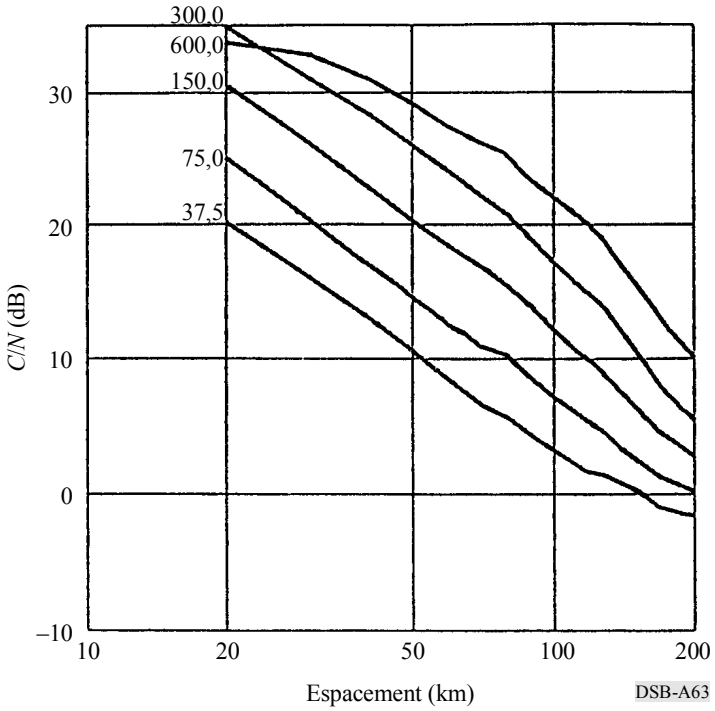
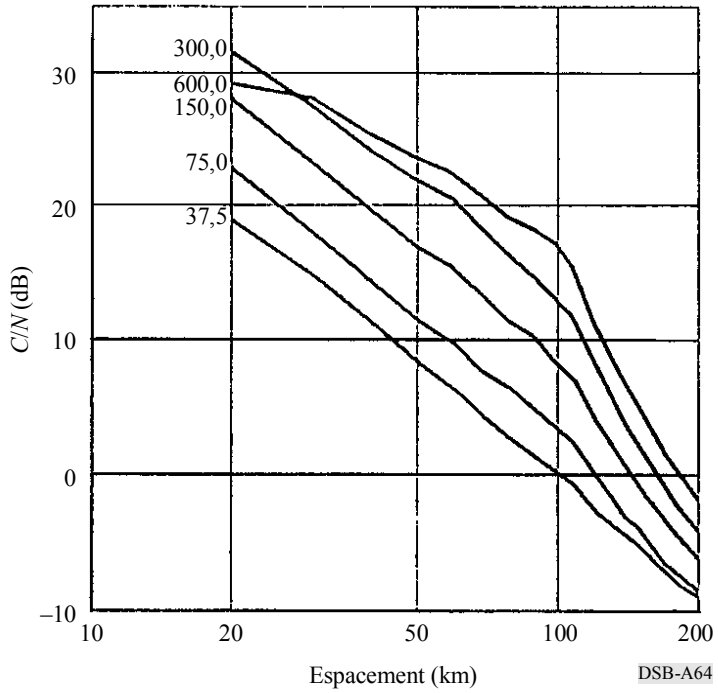


FIGURE A.64

Variation du rapport *C/I* pour un treillis théorique pour cinq valeurs de la hauteur effective d'émetteur: réseau alimenté par satellite



Il convient de noter que *C/I* est indépendant de la puissance apparente rayonnée des émetteurs. Après introduction des corrections destinées à compenser les retards dus à la diffusion par satellite, le seul moyen pour augmenter la couverture consiste à réduire l'espacement du treillis. Cette solution reste généralement valable dans le cas d'un réseau réel, sauf lorsque le champ ne suffit pas à compenser le bruit.

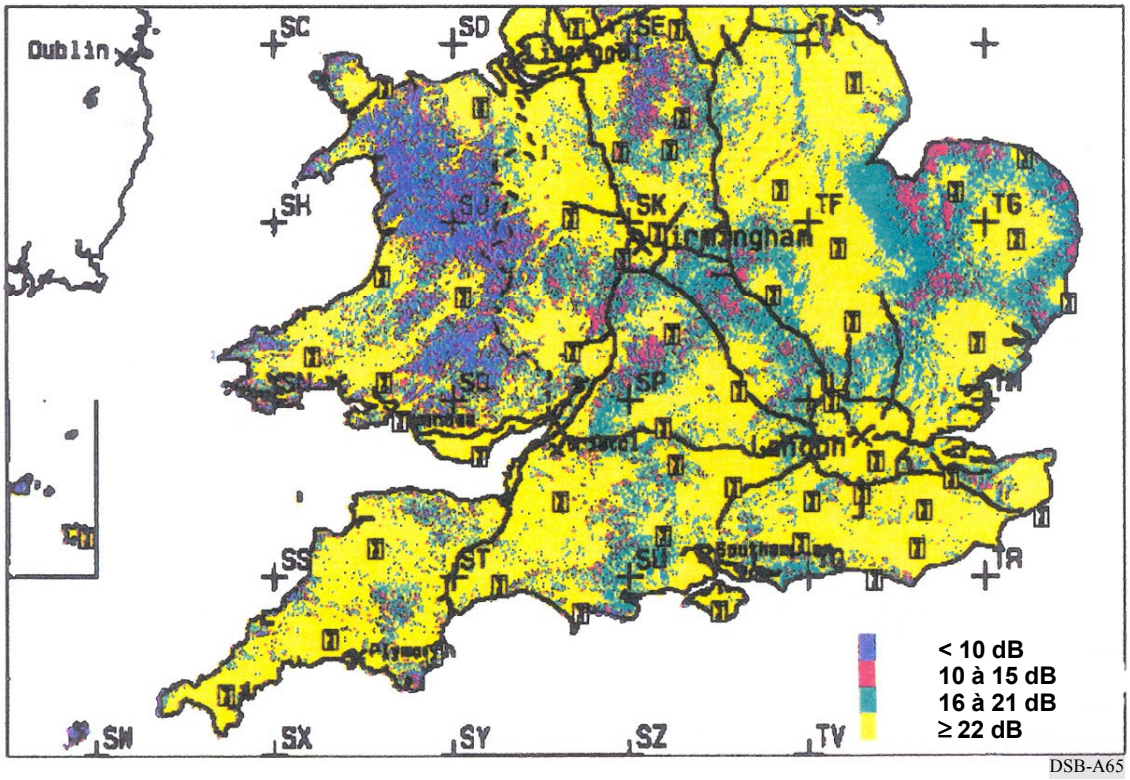
A.5.2.1.7.2 Réseaux réels

Un premier exercice de planification a été effectué sur un SFN comportant 92 émetteurs, installés dans des sites existants de diffusion en ondes métriques et décimétriques. Des émetteurs ont été progressivement ajoutés afin de compléter les zones dont la couverture était insuffisante, jusqu'à ce qu'un ensemble de plus de 230 sites d'émission soit constitué. La plupart d'entre eux étaient des sites de radiodiffusion existants, émettant en ondes métriques ou décimétriques. Des diagrammes de rayonnement directionnels ont été appliqués en un certain nombre de sites afin de limiter les brouillages à longue distance, tandis que les hauteurs de plusieurs antennes ont été modifiées pour tenir compte des ouvertures rayonnantes disponibles. On a supposé pour les sites de la station principale des p.a.r. de 10 kW par ensemble COFDM à 1,5 MHz, et des puissances respectivement égales à 5 kW, 2 kW ou 1 kW pour les sites des émetteurs complémentaires.

Les distributions du champ émetteur ont été calculées pour une fréquence nominale de 225 MHz et une hauteur d'antenne réceptrice de 10 m au-dessus du sol. La Fig. A.65 présente la distribution des pourcentages de couverture correspondant au réseau ainsi complété.

FIGURE A.65

Couverture prévue du réseau étendu installéà au sud du Royaume-Uni, sur la base du modèle prévisionnel de la BBC (d'après les données du terrain)



A.5.2.1.8 Analyse des résultats de couverture obtenus

Tel qu'indiqué plus haut, le programme de prévision de la couverture du réseau détermine à présent un pourcentage de couverture propre à chaque cellule. Il suffit ensuite au programme d'analyse de la couverture d'utiliser les pourcentages déterminés par le programme prévisionnel afin d'évaluer la couverture au niveau national en termes de population. Les pourcentages nationaux peuvent alors être évalués de l'une des deux façons suivantes. Premièrement, si la couverture d'une cellule carrée de 1 km de côté dépasse un seuil de couverture oui/non spécifié par l'utilisateur, on estime que la cellule est entièrement desservie; sa population et sa superficie sont alors ajoutées en totalité aux chiffres cumulés de population et de superficie; dans le cas contraire, on estime qu'aucun point de la cellule n'est desservi. Sinon, la proportion desservie de la population et de la superficie de la cellule est alors simplement ajoutée à la valeur cumulée de la population et de la superficie desservies.

A.5.2.1.8.1 Résultats de l'analyse

Le Tableau A.23 présente des résultats types de ce genre d'analyse, concernant la couverture du réseau étendu d'émetteurs décrit plus haut. Plusieurs mises en garde s'imposent avant d'examiner ces résultats. Par exemple, il ne faut pas oublier qu'un taux de couverture de la population égal à 85% (accumulation de niveaux de couverture définis par «oui» ou «non») ne signifie pas que la proportion de la population desservie ne dépasse pas 85%: cela signifie simplement que 85% de la population vit dans des cellules de territoire de l km de côté dans lesquelles la couverture atteint au moins 99%. Tout dépend du mode de définition d'un service. En outre, la qualité des résultats est directement fonction de celle du modèle prévisionnel et des modèles statistiques mis en œuvre.

TABLEAU A.23

Résultats de couverture

	Oui/Non		Proportion	
	Population (%)	Superficie (%)	Population (%)	Superficie (%)
Ensemble du Royaume-Uni	85	58	97	84

A.5.2.1.8.2 Paramètres de prévision et d'analyse

Les paramètres utilisés pour établir la prévision figurent ci-après: il y a lieu de noter la différence de 3 dB entre la valeur minimale du rapport *C*/*N* et celle du rapport *C*/*I*. Cela tient au fait que le brouillage dans le même canal dû à un autre signal MDP-4 est moins préjudiciable que la puissance équivalente d'un bruit gaussien.

Période de symbole	1 000 µs
Intervalle de garde	250 µs
Niveau de verrouillage du récepteur	10,0 dB
C minimum	37,7 dB(µV/m)
C/*N* minimum	14,0 dB
C/*I* minimum	11,0 dB
Signal σ unique	5,0 dB
Gain de hauteur d'antenne	10,0 dB
Antenne réceptrice	Omnidirectionnelle
Seuil Oui/Non	99%

A.5.2.1.9 Conclusions des simulations sur ordinateur du réseau national

Les méthodes de planification dont la BBC prévoit l'application aux futurs services de radiodiffusion sonore numérique ont été présentées. Après un examen des aspects théoriques de la planification, une approche plus concrète a été décrite; celle-ci consiste à appliquer aux sites actuels de radiodiffusion des méthodes sophistiquées de prévision fondées sur des données de terrain.

Les résultats exposés dans la présente étude en termes de couverture de la population et du territoire doivent être considérés à titre d'exemple et ne constituent pas nécessairement pour le moment les éléments d'un plan destiné au Royaume-Uni.

Les résultats présentés dans ce texte reflètent l'état actuel des connaissances, étant entendu que d'autres essais en cours des services de recherche technique de la BBC et des autres partenaires du projet Eureka 147, serviront à affiner les méthodes prévisionnelles existantes avant la mise en place en 1995 des services nationaux de radiodiffusion sonore numérique au Royaume-Uni.

Enfin, il faut souligner l'importance cruciale de la précision des méthodes prévisionnelles de la planification du service, si l'on veut effectivement mettre pleinement à profit les avantages de la technologie avancée offerte par le système de radiodiffusion sonore numérique Eureka 147.

A.5.2.2 Méthodes de planification: couvertures des stations locales de radiodiffusion

A.5.2.2.1 Introduction

Tel qu'indiqué au Chapitre 3, le Système numérique A est conçu pour prendre en charge le concept de SFN. Toutefois, le système numérique A permet également d'intégrer une option d'exclusion des émetteurs locaux (c'est-à-dire introduction d'une programmation locale différente dans le signal multiplex); dans ce cas, la représentation du symbole du signal émis par les émetteurs locaux peut généralement différer de celle des autres émetteurs d'un SFN. Les services nationaux (ou sous-nationaux) sont spécifiques et offerts sur toute la zone de couverture de l'ensemble des émetteurs; par contre, les services locaux sont destinés exclusivement aux récepteurs locaux, c'est-à-dire qu'ils peuvent être reçus dans une zone limitée au voisinage des émetteurs. Il peut y avoir une zone de brouillage entre les zones bénéficiant du service local et du service national dans lesquelles la réception est incertaine. Cet aspect fait l'objet d'un complément d'étude.

Afin de mettre en place un service local sélectif, il convient d'appliquer une restriction de frontière de symbole OFDM aux transitions entre les composantes du service audio appartenant aux services nationaux et locaux. Autrement dit, les contributions du service local doivent être constituées de blocs de symboles complets. La même limitation de frontière (domaine) s'applique au canal d'information rapide qui doit être subdivisé entre les services nationaux et les services locaux sur la base du rapport symbole à symbole.

A.5.2.2.2 Etudes consacrées aux émissions de radiodiffusion locales

Une étude a été réalisée au Royaume-Uni afin de déterminer les caractéristiques fondamentales susceptibles d'être propres aux réseaux de radiodiffusion locaux utilisant le Système numérique A. Cette tâche a comporté la mise au point d'un outil informatique permettant de modéliser certaines configurations simples d'émetteurs dans un contexte de réutilisation intensive des fréquences dans le même canal entre cellules de couverture locale de radiodiffusion. Le schéma de réutilisation des fréquences peut supposer (et suppose effectivement dans les paragraphes suivants) l'utilisation de quatre blocs de fréquences seulement pour une disposition en mosaïque de cellules de couverture (hexagonale) selon un treillis régulier.

Le niveau élevé de disponibilité du service exigé, en termes de pourcentage du temps et des emplacements, ainsi que la réutilisation particulièrement intensive des fréquences, impliquent nécessairement des réseaux d'émetteurs assez denses, mais la puissance des émetteurs et les hauteurs d'antennes doivent rester limitées. Les conclusions détaillées en matière d'objectifs de disponibilité élevée (temporelle et spatiale) sont étroitement liées aux fluctuations de certains paramètres d'entrée, notamment le coefficient de corrélation (entre signaux utiles et brouilleurs), l'écart-type de l'intensité des signaux reçus et de relief. Par exemple, dans la Bande III des ondes métriques, une zone de couverture de radiodiffusion locale d'un rayon de 18 km peut normalement exiger environ 7 émetteurs, chacun doté d'une hauteur d'antenne d'environ 25 m au-dessus du sol et une puissance rayonnée d'environ 40 W. Un espacement d'environ 13 km n'est pas exceptionnel.

Toutefois, ces résultats s'appuient sur une étude théorique et sont davantage intéressants à titre indicatif que dans l'absolu. Eu égard à la sensibilité des réseaux d'émetteurs aux fluctuations mentionnées ci-dessus, la planification et l'organisation concrète du développement des stations locales de radiodiffusion sonore numérique exigera le recours à des outils de modélisation de la propagation et du brouillage qui tiennent compte précisément du relief, et s'appuient sur les meilleures informations disponibles fournies par les programmes permanents d'essais sur le terrain du Système numérique A, notamment en ce qui concerne les objectifs fixés de disponibilité qui doivent être appliqués aux différentes parties des zones de couverture des stations locales de radiodiffusion.

A.5.3 Simulations sur ordinateur d'un Système numérique A fonctionnant à 1,5 GHz

A.5.3.1 Introduction

Des simulations sur ordinateur ont été réalisées au Canada pour évaluer la qualité de fonctionnement du Système numérique A dans le cadre d'un service DSB mixte de Terre/et par satellite. Afin de limiter autant que possible la complexité du récepteur, on suppose l'utilisation d'une technique de modulation commune aux émissions par satellite et de Terre.

A.5.3.2 Modèles de simulation sur ordinateur

A.5.3.2.1 Modèle général

La Fig. A.66 représente le schéma de principe du modèle appliqué à l'analyse et à la simulation du système COFDM. La source de données produit une séquence binaire pseudo-aléatoire. Le bit produit à un moment donné quelconque est indépendant de tous les bits précédents et les deux niveaux de l'alphabet binaire sont équiprobables. Les bits d'information sont ensuite protégés contre les erreurs au moyen d'un codeur convolutionnel. Après entrelacement en temps et en fréquence les bits sont appariés par «dibits» et font l'objet d'un codage en phase différentiel. La modulation OFDM est enfin réalisée par une transformée de Fourier rapide inverse (TFRI). Après traitement dans le canal mobile, le signal OFDM reçu est tout d'abord démodulé au moyen d'une TFR. L'information de chacune des sous-porteuses fait ensuite l'objet d'un décodage de phase différentiel, puis d'un désentrelacement en fréquence et en temps. Le signal de sortie du désentrelaceur est quantifié avant d'être introduit dans le décodeur Viterbi.

A.5.3.2.2 Modèle de canal de Terre mobile

La simulation a porté sur des canaux mobiles de Terre et par satellite. Le modèle du canal mobile de Terre est constitué par environ $N = 40$ trajets, chacun doté d'un retard fixe τ_i, d'un décalage Doppler fixe f_i et d'un affaiblissement relatif identique. Les valeurs du retard propres à chaque trajet sont produites à partir d'une fonction de densité de probabilité de la forme suivante:

$$\begin{aligned} p(\tau) &= e^{-\tau/\sigma} \quad \text{si } 0 < \tau < \tau_{max} \\ &= 0 \qquad\quad \text{sinon} \end{aligned} \tag{A.10}$$

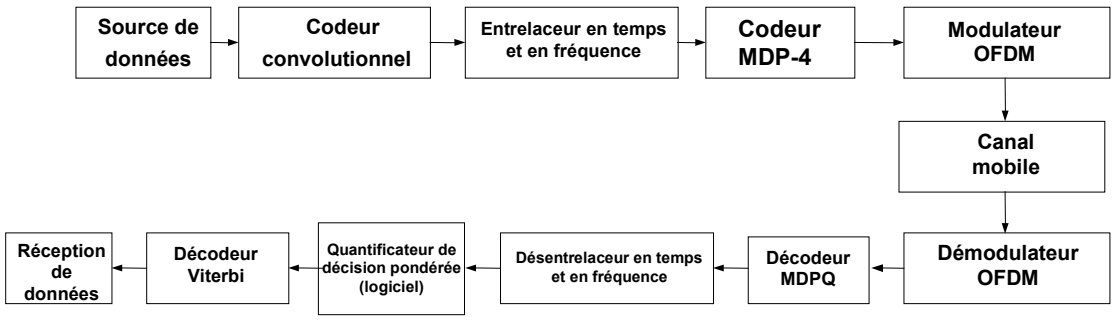
ce qui correspond à un profil donné de retard en puissance sur plusieurs trajets. Dans la relation (A.10), σ désigne la mesure de l'écart-type des retards autour de la valeur moyenne (c'est-à-dire «la dispersion des retards») et τ_{max} le retard d'écho maximal. Les profils de retard en puissance propres aux zones urbaines et rurales ont été utilisés et sont représentés à la Fig. A.67. Le décalage Doppler sur chaque trajet est donné par la formule:

$$f_i = f_{max} \cos\theta_i \tag{A.11}$$

dans laquelle f_{max} désigne le décalage Doppler maximal déterminé par v/λ (vitesse du véhicule/longueur d'onde de la porteuse RF) et θ_i une variable aléatoire uniformément répartie entre 0 et 2π. Suite au processus d'affaiblissement, un bruit blanc gaussien est ajouté au signal.

FIGURE A.66

Modèle général applicable au système DSB

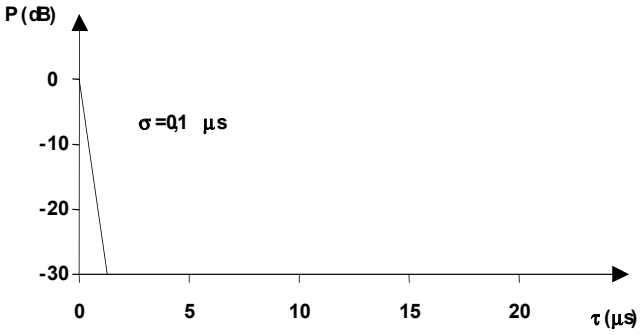


A.5.3.2.3 Limitations des calculs de simulation

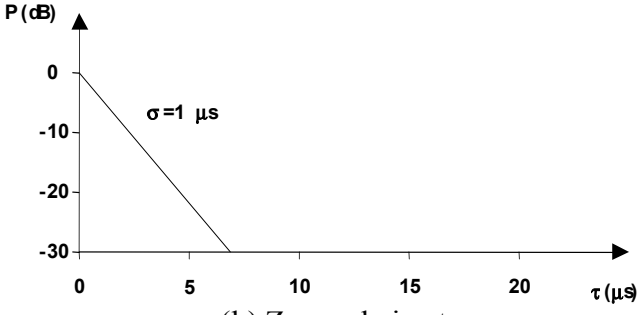
Les calculs de simulation présentés dans ce texte supposent une synchronisation et un filtrage parfaits. Il n'a cependant pas été tenu compte des effets de la commande automatique de gain, du bruit de phase dans les oscillateurs locaux des récepteurs ni des défauts de linéarité des équipements d'émission et de réception. Jusqu'à présent, le modèle représente donc une mise en oeuvre parfaite de l'émetteur et du récepteur COFDM. Ces résultats reflètent par conséquent la meilleure qualité de fonctionnement possible, compte tenu des distorsions de canal en présence. Un autre logiciel de simulation est actuellement en cours d'élaboration dans le cadre du même programme d'étude, afin d'étudier l'incidence de ces réalisations matérielles sur la qualité de fonctionnement du système COFDM.

FIGURE A.67

Profils de retard en puissance relatifs aux canaux mobiles de Terre



(a)Zone rurale



(b) Zone urbaine type

A.5.3.3 Présentation et analyse des résultats de la simulation

Les paramètres COFDM étudiés étaient les suivants: profondeur d'entrelacement temporel, nombre de niveaux de quantification des décisions pondérées et longueur imposée du code convolutionnel.

Dans les résultats présentés ci-dessous, l'énergie contenue dans l'intervalle de garde a été incluse dans le calcul de E_b/N_0. Les rapports correspondants porteuse-bruit (C/N) peuvent être aisément déterminés en déduisant 1 dB des valeurs E_b/N_0.

A.5.3.3.1 Profondeur d'entrelacement temporel

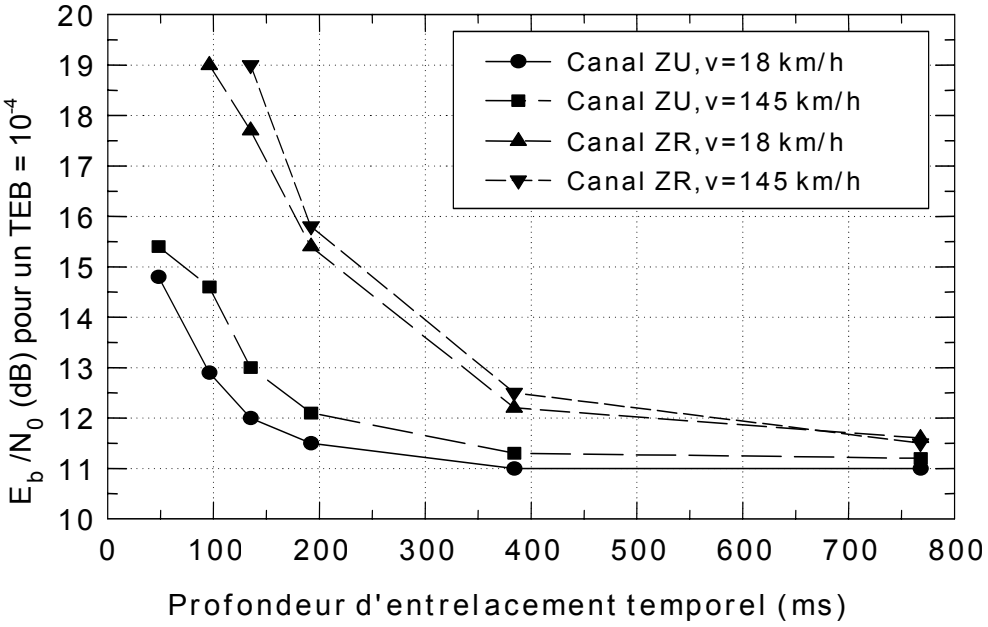
La première série de simulations avait pour objet de déterminer la valeur optimale de la profondeur d'entrelacement temporel. Les simulations ont été effectuées conjointement dans des canaux mobiles de Terre d'une zone urbaine type (ZU) et d'une zone rurale type (ZR) à des vitesses de véhicules de 18 km/h ($f_{max} = 25$ Hz) et de 145 km/h ($f_{max} = 200$ Hz). La durée totale de symbole utilisée était de $T_S = 156{,}25$ µs (Mode III).

Les valeurs E_b/N_0 requises pour obtenir un taux d'erreur sur les bits (TEB) de 10^{-4} ont été déterminées en fonction de la profondeur d'entrelacement temporelle. Ce dernier paramètre a varié de 48 à 768 ms.

Les résultats représentés à la Fig. A.68, font apparaître de faibles dégradations (de 1 dB au plus dans le canal ZR) lorsque la profondeur d'entrelacement temporel tombe de 768 à 384 ms. Au-dessous de 384 ms, les altérations augmentent rapidement dans les deux canaux. Une profondeur d'entrelacement temporel de 384 ms constitue par conséquent un bon compromis entre le retard et la qualité de fonctionnement.

FIGURE A.68

Dégradation du rapport E_b/N_0 en fonction de la profondeur d'entrelacement temporel



A.5.3.3.2 Niveaux de quantification des décisions pondérées

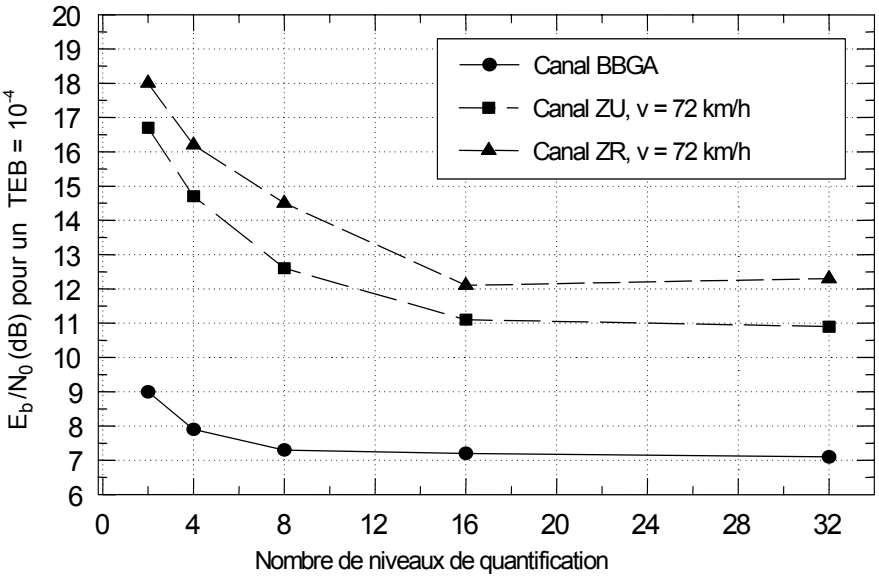
Cette deuxième série de simulations a pour objet d'évaluer la dégradation de la qualité de fonctionnement due à une diminution du nombre de niveaux servant à quantifier les données d'entrée du décodeur Viterbi. Ce paramètre a une incidence sur la complexité du décodeur. Il a été établi que le choix optimal dans le canal BBGA est constitué par 8 niveaux de quantification. Ce nombre est-il suffisant dans les canaux mobiles?

Afin d'apporter quelques réponses à cette question, des simulations ont été réalisées dans des canaux mobiles de type ZU et de type ZR, comme en ce qui concerne le canal BBGA. La vitesse du véhicule utilisée pour les simulations relatives aux canaux mobiles a été de 72 km/h (f_{max} = 100 Hz). La durée de symbole totale était de 156,25 µs (Mode III) pour une profondeur d'entrelacement temporaire de 384 ms.

Les valeurs du rapport E_b/N_0 nécessaires à l'obtention d'un taux d'erreur sur les bits (TEB) de 10^{-4} ont été établies en fonction du nombre de niveaux de quantification. Différentes valeurs ont été affectées à ce dernier paramètre, allant de 2 (1 bit/par échantillon, décision non pondérée) à 32 (5 bits/échantillon). La représentation graphique des résultats est donnée à la Fig. A.69.

FIGURE A.69

Dégradation du rapport E_b/N_0 en fonction du nombre de niveaux de quantification des décisions pondérées (Mode III)



A.5.3.3.3 Longueur imposée de code convolutionnel

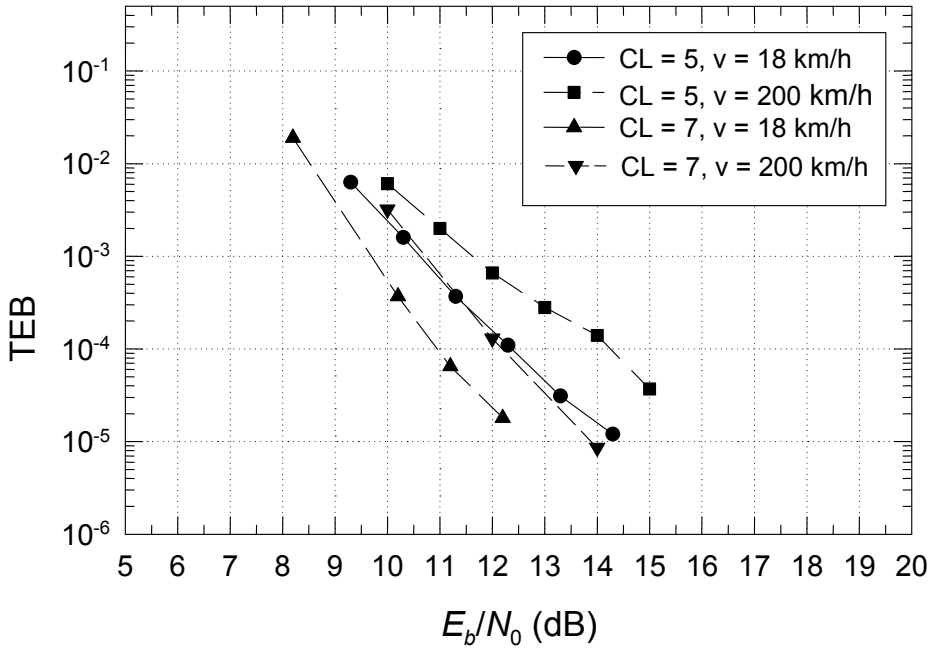
L'objectif de cette troisième série de simulations consistait à déterminer l'incidence d'une réduction de la longueur imposée du code convolutionnel dont la valeur proposée initialement était de 7. La complexité du décodeur Viterbi augmente de façon exponentielle selon la longueur imposée.

Les courbes du TEB en fonction du rapport E_b/N_0 ont été établies dans les canaux mobiles ZU et ZR, pour des vitesses de véhicules de 18 km/h (f_{max} = 25 Hz) et de 200 km/h (f_{max} = 275 Hz) et pour des longueurs imposées (CL) de 5 et de 7. La durée de symbole totale était de 156,25 µs (Mode III) et la profondeur d'entrelacement temporel de 384 ms.

La Fig. A.70 présente les résultats correspondant au canal ZU. Le fait de réduire la longueur imposée en la faisant passer de 7 à 5 entraîne une dégradation d'environ 1,5 dB pour un TEB de 10^{-4} et une vitesse de véhicule de 18 km/h. L'altération atteint approximativement 2 dB à une vitesse de 200 km/h pour le même TEB. Les résultats analogues (non représentés) ont été obtenus dans le canal ZR.

FIGURE A.70

TEB en fonction du rapport E_b/N_0 pour différentes longueurs imposées et pour plusieurs vitesses de véhicules (canal ZU, Mode III)



A.5.3.4 Conclusions concernant les simulations sur ordinateur de la qualité de fonctionnement du Système numérique A dans la Bande L

Cette Annexe présente les résultats préliminaires d'une étude paramétrique du format d'émission COFDM fonctionnant à 1,5 GHz. L'étude a été réalisée par une simulation sur ordinateur. On a supposé une synchronisation et un filtrage parfaits. Les effets du bruit de phase dans les oscillateurs locaux du récepteur comme ceux des défauts de linéarité des équipements d'émission et de réception n'ont pas été pris en compte. Aussi les résultats correspondent-ils à la meilleure qualité de fonctionnement possible du système COFDM dans les canaux mobiles étudiés. Les résultats ont montré que:

– une profondeur d'entrelacement temporel de 384 ms constitue un bon compromis entre le retard et la qualité de fonctionnement;

– la quantification des signaux d'entrée de décodeur Viterbi à raison de 4 bits/échantillon constitue la solution optimale dans le cas des canaux mobiles;

– le fait de réduire la longueur imposée du code convolutionnel de 7 à 5 introduit une dégradation du TEB à 10^{-4} de 1,5 à 2 dB.

D'autres logiciels de simulation sont en cours de mise au point afin d'étudier l'incidence des facteurs de réalisation matérielle sur la qualité de fonctionnement du système COFDM.

A.6 Essais de propagation par voie de Terre au moyen du Système numérique A

A.6.1 Essais de propagation à 1 500 MHz

A.6.1.1 Mesures de propagation canadiennes

Des mesures de propagation dans la Bande L ont été réalisées dans la région de Barrie (Ontario) en automne 1992. Le site de Barrie a été choisi étant donné qu'il s'agit d'un environnement rural, caractérisé par la diversité et la difficulté du terrain, comme par la possibilité de modifier la hauteur des antennes émettrices.

A.6.1.1.1 Dispositif de mesure

Six itinéraires de mesure de l'intensité du champ ont été retenus, de façon à correspondre approximativement à des lignes radiales orientées à 120°, 160°, 170°, 180°, 184° et 200° respectivement. Des exemples de profils de relief correspondant à ces radiales sont indiqués aux Fig. A.71 et A.72. Les valeurs Δh, calculées conformément à la définition donnée dans la Recommandation UIT-R P.1546, sont respectivement de 45,1, 90,4, 90,3, 59,9, 76,9 et 79,9 m soit en moyenne une valeur Δh de 73,7 m (supérieure à celle utilisée pour établir les courbes prévisionnelles indiquées dans la Recommandation UIT-R P.1546). Pour chacune de ces radiales, les données recueillies correspondent à des distances allant de 5 à 80 km de l'émetteur.

FIGURE A.71

Profile de terrain

Azimuth = 170°, Δh = 90,3 m

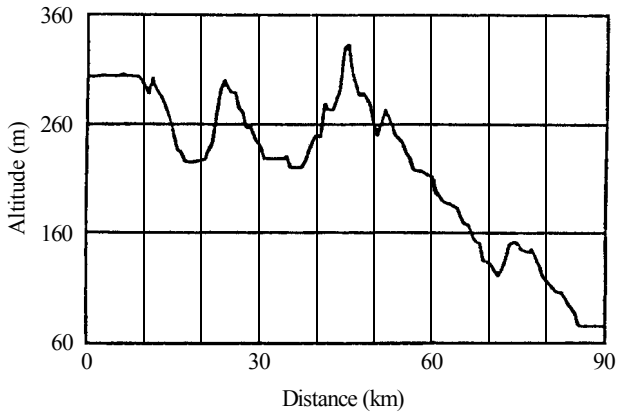
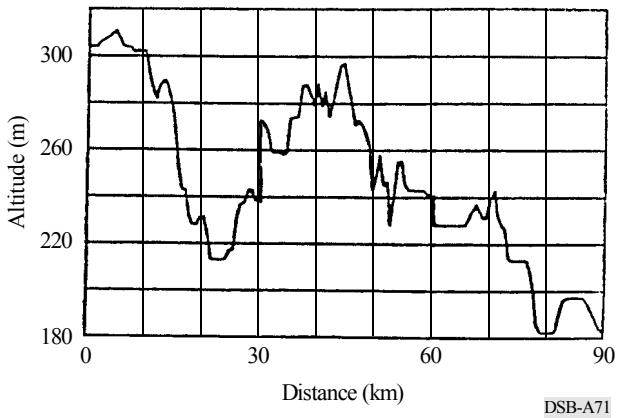


FIGURE A.72

Profile de terrain

Azimuth = 184°, Δh = 76,9 m



DSB-A71

A.6.1.1.2 Résultats des mesures de propagation

Tel qu'indiqué au § A.6.1.1, les six itinéraires testés correspondaient sensiblement à six radiales orientées en azimut de 120° à 200°. Les résultats présentés ci-après regroupent les données obtenues pour toutes ces radiales, après correction en fonction de la variance de p.a.r. due à la modification du gain d'antenne selon l'azimut. Cette correction n'a pas été importante puisque toutes les radiales sauf deux (120° et 200° pour l'antenne ouverte à 40° uniquement) étaient en dehors du faisceau à 3 dB. Afin d'estimer la distance de couverture du système DSB le long de ces radiales, on a mesuré un champ de 39,5 μV/m correspondant à cette configuration particulière de récepteur et à cette génération de Système numérique A.

Le Tableau A.24 récapitule les paramètres de l'émetteur pour la région de Barrie.

TABLEAU A.24

Paramètres de l'émetteur *(essais de Barrie)*

Emplacement de l'émetteur	**Barrie**		**Lat. 44°1'05" Long. 79°41'55"**
Fréquence de l'émetteur	1 468,75		MHz
Puissance d'émission	160		W
Polarisation	Linéaire – verticale		
Largeur de faisceau d'antenne (–3 dB)	Cas A	Cas B	
Plan-E	4,0	4,0	degrés
Plan-H	40	120	degrés
Gain d'antenne	22,5	18	dBi
Hauteur d'antenne (au-dessus du sol)	97	230	m
p.a.r.	42,4 17,4	37,9 6,2	dB(W) kW

Les Fig. A.73 et A.74 comparent le champ au niveau du récepteur pour deux hauteurs d'antenne émettrice respectivement égales à 97 m et 230 m, correspondant à une disponibilité de 50% et 90% des emplacements.

FIGURE A.73

Champ reçu (50% des emplacements)
(ligne inférieure: 97 m au-dessus du sol)
(ligne supérieurre: 230 m au-dessus du sol)

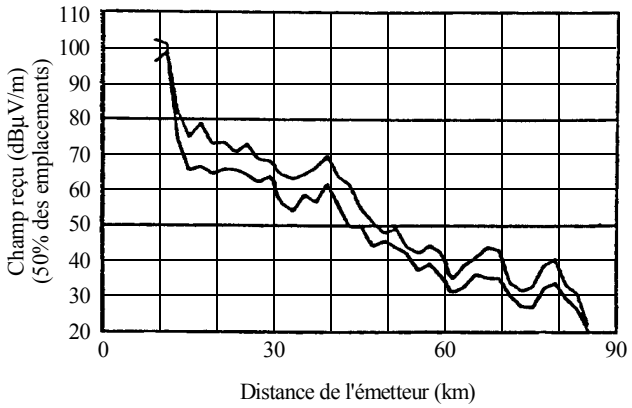
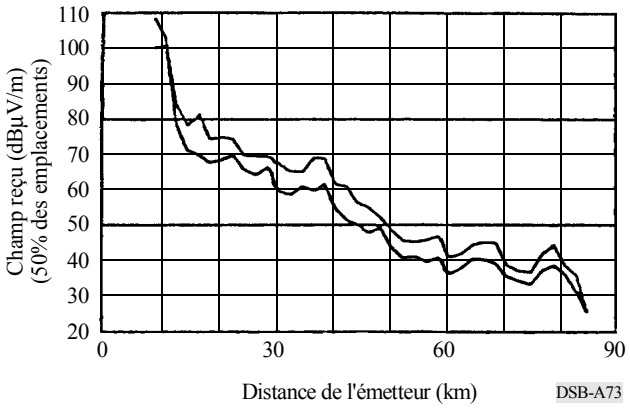


FIGURE A.74

Champ reçu (90% des emplacements)
(ligne inférieure: 97 m au-dessus du sol)
(ligne supérieurre: 230 m au-dessus du sol)



La Fig. A.73, concernant 50% des emplacements, fait apparaître en moyenne une augmentation du champ de 6,3 dB, tandis que la Fig. A.74, concernant 90% des emplacements fait apparaître une augmentation de 5,4 dB.

Par comparaison, le modèle UIT-R indique un écart de 9 à 10 dB.

A.6.1.2 Résultats des mesures de champ en Europe

De nombreuses mesures de l'intensité du champ large bande ont été effectuées à partir d'une antenne d'émetteur simple installée sur la tour de France Télécom à Rennes, (France) en septembre 1993 afin d'améliorer les prévisions de propagation et de couverture de la radiodiffusion sonore numérique par voie de Terre en zone urbaine et en zone rurale. Ces mesures ont été effectuées à 1 500 MHz, avec un matériel prototype de troisième génération de Système numérique A.

Une autre expérimentation a eu lieu à Paris au début d'août 1994. Elle est présentée de façon succincte au § A.6.2.2.

A.6.1.2.1 Essais effectués à Rennes en 1993

A.6.1.2.1.1 Paramètres du système et de l'émetteur

Les paramètres du système et de l'émetteur sont récapitulés au Tableau A.25.

TABLEAU A.25

Paramètres relatifs aux essais réalisés à Rennes

Paramètres du système	
Bloc de fréquence	1,536 MHz
Modulation	COFDM
Durée de symbole	156 µs en Mode III 312 µs en Mode II
Intervalle de garde	31 µs en Mode III 62 µs en Mode II
Débit de codage convolutionnel	0,34 à 0,74
Débit binaire utile (débit de codage = ½)	1 152 kbit/s
Efficacité d'utilisation du spectre (débit de codage = ½)	0,75
Paramètres d'émission	
Puissance maximale active	250 W
Puissance linéaire active	80 W (recul de 5 dB)
Gain d'antenne à l'émission	17 dBi (ouverture: 45°)
p.a.r. maximale	2,2 kW
Hauteur d'antenne	101 m (au-dessus du sol)
Antenne réceptrice	4 monopole (0 dBi)

A.6.1.2.1.2 Résultats des mesures

Les essais ont porté sur huit itinéraires, le long desquels la distance et la puissance ont été mesurées. Les «distances parcourues» indiquées par un capteur de distance, ont été prises en compte; elles étaient évidemment différentes des distances mesurées entre l'émetteur et le récepteur, une mesure de puissance a été effectuée, chaque appareil étant déclenché par un dispositif lié au capteur de distance.

A.6.1.2.1.3 Méthodes de traitement

Les altitudes ont été calculées à partir des mesures de distance et des données de l'Institut géographique national. On a utilisé à cet effet un modèle prévisionnel constitué par un modèle de radiodiffusion de Okumura, modifié par le CCETT pour prendre en compte la différence entre les canaux large bande et bande étroite. Les diagrammes de distribution et les écarts-types ont été calculés d'après les mesures effectuées.

A.6.1.2.1.4 Résultats

Les Fig. A.75 et A.76 présentent respectivement la distribution de Rayleigh et la distribution log-normale théoriques de façon à bien expliciter les résultats obtenus.

FIGURE A.75

Distribution log-normale

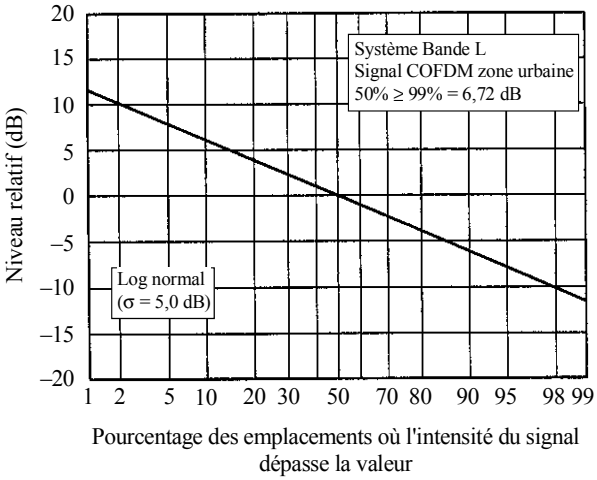
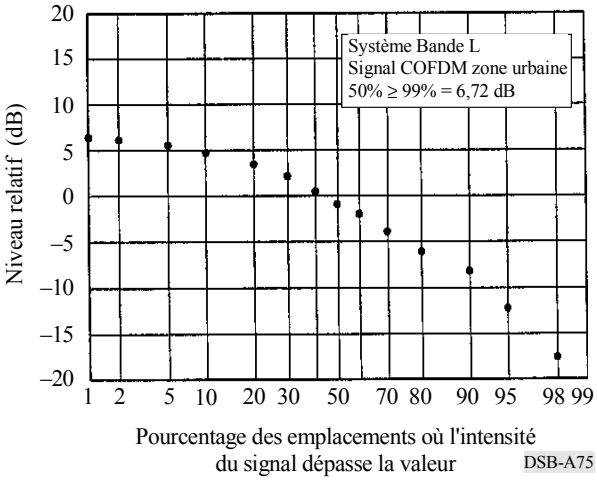


FIGURE A.76

Distribution de Rayleigh



DSB-A75

Les Fig. A.77 et A.80 présentent les résultats correspondants, qui se rapportent dans un cas comme dans l'autre à un trajet suivant l'axe de Plelan. Les Fig. A.77 et A.80 concernent respectivement les zones urbaines et rurales, qui ont été étudiées indépendamment, à l'aide de différents modèles prévisionnels. Quatre courbes sont indiquées sur chacune de ces deux Figures:

a) courbe de puissance: toutes les mesures rapportées sont celles qui ont été relevées à l'entrée de l'antenne;

b) un profil d'altitude;

c) une courbe de la puissance prévue dans 50% des cas;

d) courbe de la puissance prévue dans 99% des cas, obtenue à partir de c) en appliquant une marge de 12 dB.

Il est intéressant de signaler l'existence d'une forte corrélation entre les courbes de puissance et d'altitude, tel qu'il ressort des Fig. A.77 et A.80.

Les Fig. A.78, A.79, A.81 et A.82 représentent les distributions calculées concernant respectivement des secteurs importants (300 m) et des secteurs restreints (50 m) en zone urbaine et en zone rurale sur l'axe de Plelan. Les courbes de distribution ont été établies d'après les points de

mesure de la puissance reçue, après traitement de tous les points pris en compte dans l'intervalle considéré. Cette analyse vise à comparer les diagrammes ainsi obtenus à la distribution log-normale et à la distribution de Rayleigh (voir les Fig. A.75 et A.76).

FIGURE A.77

Axe de Plelan - Courbes obtenues en zone urbaine

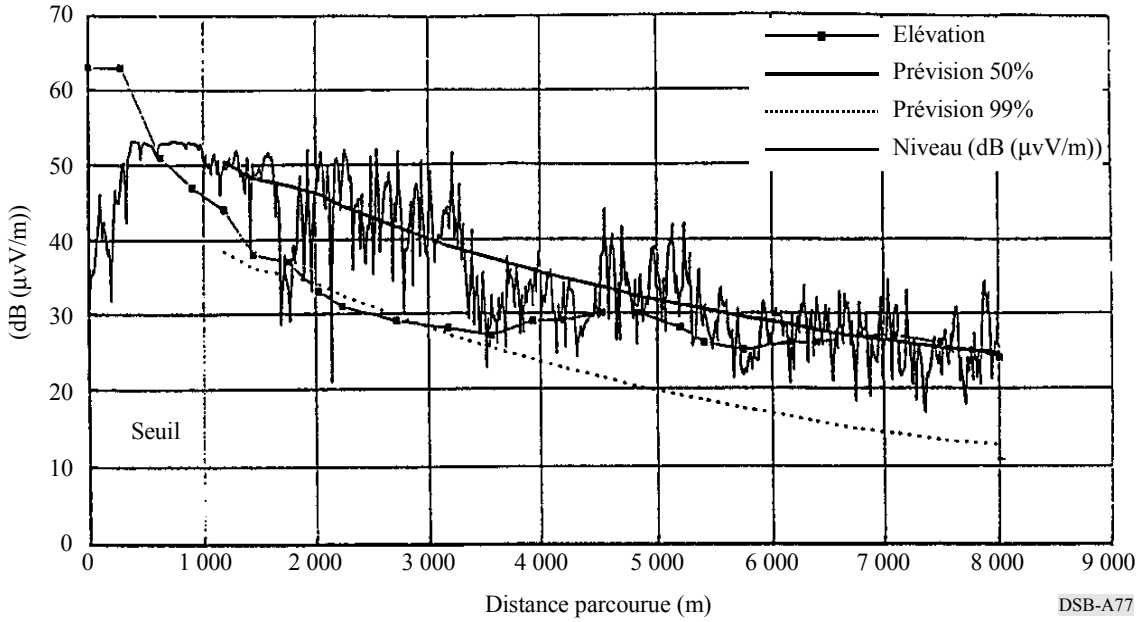


FIGURE A.78

Axe de Plelan - Zone urbaine importante

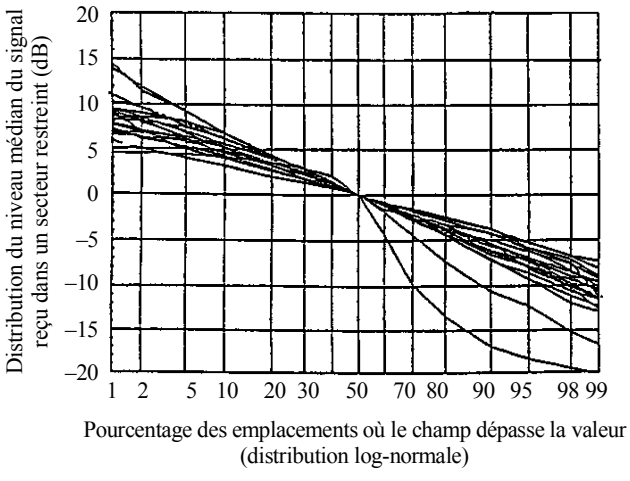


FIGURE A.79

Axe de Plelan - Zone urbaine peu étendue

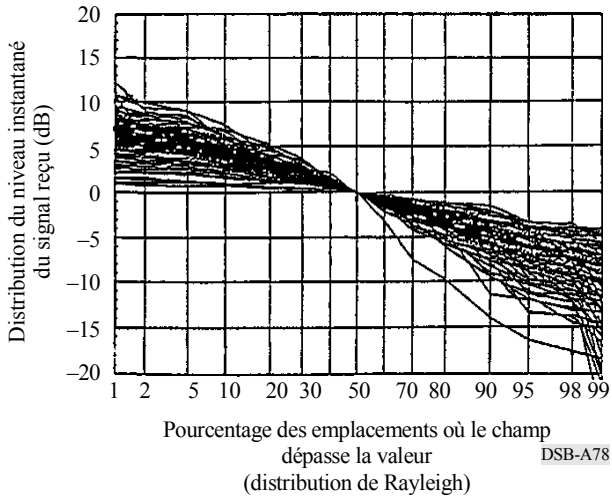


FIGURE A.80

Axe de Plelan - Courbes établies en zone rurale

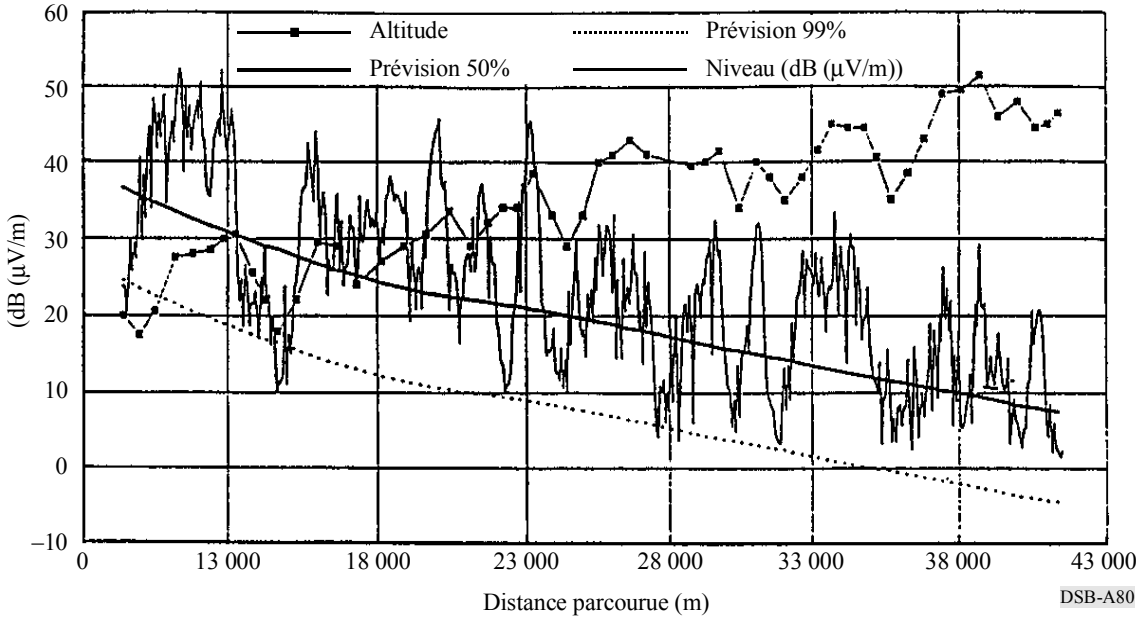


FIGURE A.81

Axe de Plelan - Vaste zone rurale

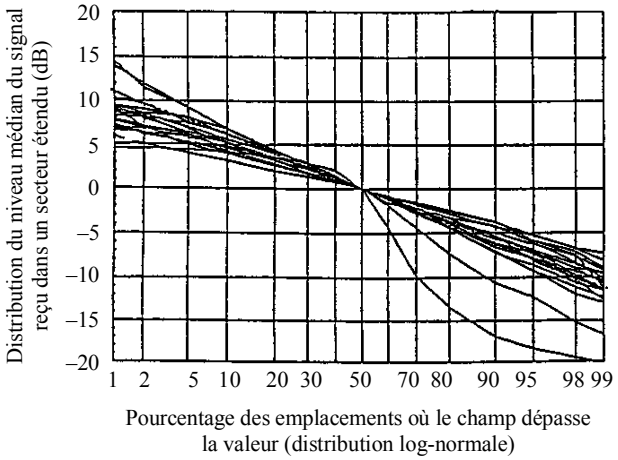
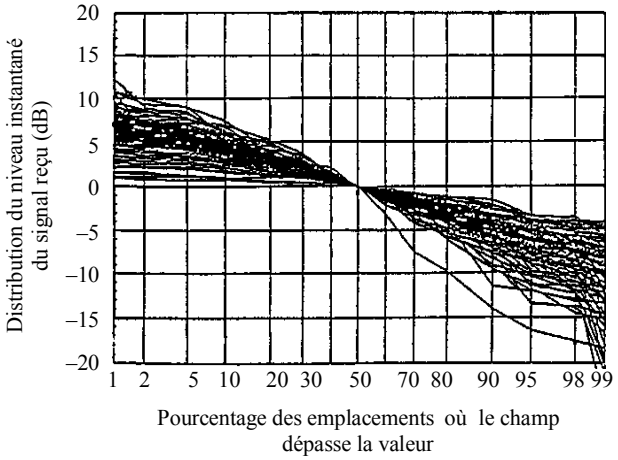


FIGURE A.82

Axe de Plelan - Petite zone rurale



A.6.1.2.1.5 Conclusions des essais de Rennes

Les essais de Rennes ont démontré la validité de la fonction de distribution sur une zone étendue, laquelle suit la loi log-normale. Les valeurs suivantes sont applicables:

– Ecart-type $\sigma = 5{,}1$ dB

– Amplitude de variation de 50% à 99% des emplacements $\approx 11{,}3$ dB.

Dans le cas de zones peu étendues toutefois, et en raison du caractère large bande du signal, le modèle Rice-Nagakami n'est pas bien ajusté aux résultats expérimentaux. La distribution log-normale constitue une modélisation plus précise des mesures effectuées dans des zones peu étendues. L'écart-type de cet ajustement log-normal est de 4,7 dB et l'amplitude de variation de la puissance observée dans 50% à 99% des cas est d'environ 10,6 dB.

A.6.1.2.2 Mesures expérimentales réalisées à Paris

Un émetteur de radiodiffusion sonore numérique fonctionnant à 1,5 GHz a été installé dans une tour à l'est de Paris. Cet émetteur présente les principales caractéristiques suivantes:

– Fréquence : 1 472 MHz

– p.a.r.: 10 kW

– Hauteur d'antenne au-dessus du niveau du sol: 200 m

– Mode DAB: Mode II (intervalle de garde: 62 µs)

Lors de cette expérimentation, une marge inférieure à 13 dB (cas le plus défavorable) a été mesurée entre les champs observés dans 50% et 99% des emplacements.

En ce qui concerne le modèle de propagation, les mesures de champ à l'intérieur de Paris sont voisines des valeurs indiquées par le modèle de Hata-Okumura, tel qu'il ressort de la Fig. A.83. Selon la Recommandation UIT-R P.1546, Paris étant une zone urbaine dense, la détermination du champ au niveau d'une antenne réceptrice de 1,5 m exige la déduction d'une marge de 30 dB (marge jugée néanmoins prudente dans les situations courantes).

A.6.2 Essais aux fréquences inférieures à 1 000 MHz

A.6.2.1 Introduction

Conçu en tant que système de haute qualité, la radiodiffusion sonore MF dans la Bande II peut assurer une excellente qualité de son. L'arrivée des supports numériques, par exemple, sous forme de CD, a créé une demande d'émissions de radio de qualité sonore uniforme. Par ailleurs, les besoins des auditeurs ont évolué. Les gens veulent à présent une qualité supérieure dans des conditions de réception stéréo rudimentaires, à bord de véhicules et au moyen de récepteurs radios portables.

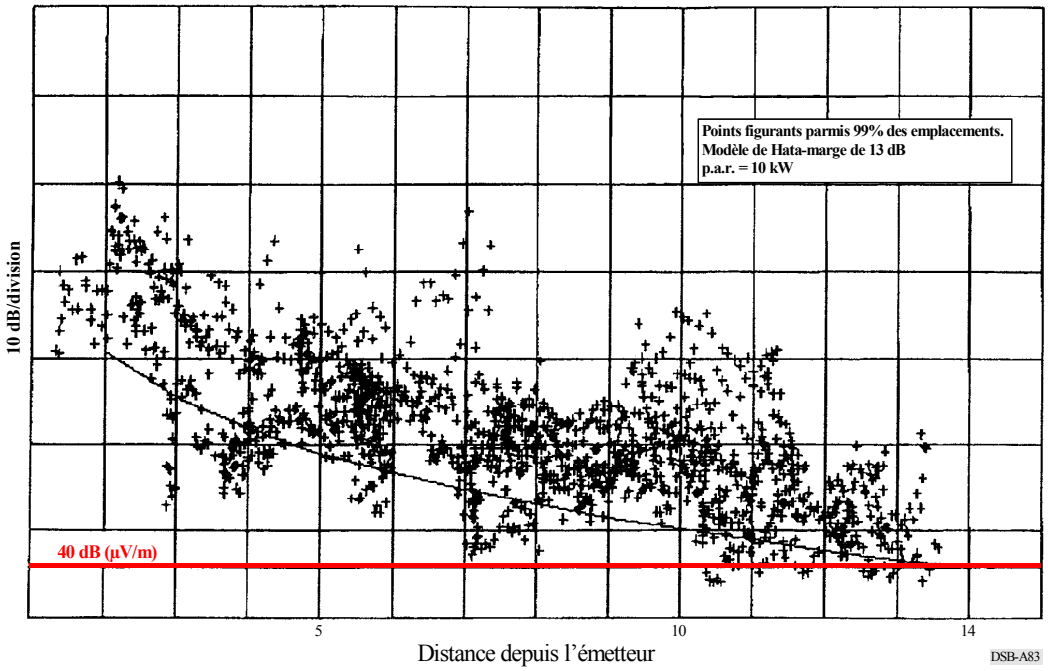
Le Système numérique A a donc été mis au point pour offrir une réception stéréophonique de haute qualité sur tous les récepteurs, en radiodiffusion par voie de Terre et par satellite, et sur différentes fréquences.

Au Royaume-Uni le choix d'un système en ondes métriques de DSB par voie de Terre est retenu de préférence pour les raisons suivantes: un SFN national peut être mis en place à moindre coût, en ondes métriques, au moyen d'émetteurs largement espacés, tout en utilisant les sites actuels des émetteurs de radiodiffusion.

La propagation des signaux sur les reliefs les plus fréquemment rencontrés au Royaume-Uni et dans les bâtiments est généralement meilleure en ondes métriques, par comparaison à la Bande L.

FIGURE A.83

Mesures du champ à Paris (1994)



Au Royaume-Uni la Bande L ne sera pas attribuée avant 2007. Même à cette époque une utilisation efficace des ressources spectrales limitées attribuées à la radiodiffusion sonore numérique de Terre et par satellite dans la même zone de couverture, risque de poser des problèmes.

En septembre 1993, la BBC a entrepris des essais visant à tester le Système numérique A et a établi les données nécessaires à une planification efficace de son réseau d'émetteurs. La justification de ce programme et certains résultats des essais effectués sont présentés ci-dessous.

A.6.2.2 Planification des systèmes numériques-récepteurs mobiles et portables

Le Système numérique A était explicitement conçu pour offrir un service fiable aux récepteurs mobiles et portables. L'objectif ainsi fixé soulève un certain nombre de problèmes auxquels la conception du système et la planification de la couverture doivent répondre. De manière générale, les systèmes de modulation numérique présentent des caractéristiques de défaillance brutale. Autrement dit, le signal sonore reçu peut passer d'un niveau de qualité élevé à une défaillance totale, alors que le niveau du signal reçu par le récepteur ne varie que faiblement.

Les récepteurs mobiles et portables utilisent des antennes omnidirectionnelles de hauteur réduite. Le trajet de l'émetteur à l'antenne étant rarement entièrement dégagé, le récepteur ne bénéficie d'aucune discrimination des trajets multiples par rapport à d'autres objets. Les récepteurs portables sont généralement utilisés à l'intérieur des bâtiments. Il est donc nécessaire de quantifier la perte et la variabilité supplémentaire du niveau du signal à l'intérieur des bâtiments.

Les caractéristiques de codage et de modulation du Système numérique A sont décrites au § A.1.

A.6.2.3 Essais

Un nouveau système présentant ces caractéristiques pose des problèmes nouveaux en matière de planification judicieuse des fréquences et des zones desservies. Par exemple, le concept SFN permet de choisir entre les deux possibilités suivantes: soit desservir une zone déterminée (qu'il s'agisse d'une ville ou d'un pays) avec un petit nombre d'émetteurs de grande puissance, soit utiliser un nombre important d'émetteurs de faible puissance. Un système numérique rudimentaire permet

d'utiliser des puissances d'émission plus faibles – la fiabilité de la couverture étant dans ce cas tributaire de la possibilité de quantifier et de prévoir la variabilité de signal à laquelle les récepteurs mobiles ou portables seront exposés. Pour cette raison, la BBC a installé un réseau de 4 émetteurs DSB dans la Bande III de 1 kW, autour de Londres. Les quelque 10 millions d'habitants de la population de Londres (soit 18% du Royaume-Uni) constituent un banc d'essai adéquat du système. Ces essais s'emploient à expérimenter à grande échelle le système DSB dans des conditions réalistes et à recueillir des données de couverture pour planifier plus rigoureusement le réseau d'émetteurs envisagé par la BBC. Ils constituent en outre un point de départ pour expérimenter les composantes d'un réseau d'émetteurs DSB et la mise en place des équipements de réception.

Les prévisions et les mesures de champ sont effectuées normalement dans 50% des emplacements (valeur médiane). Si l'intensité médiane dans une zone donnée est égale à la valeur minimale requise pour que le service soit jugé acceptable, la zone en question est censée être desservie (en supposant qu'il ne faille prendre en compte aucun brouillage ni aucun autre phénomène). Dans le cas d'un système analogique, une proportion nettement supérieure à 50% des emplacements continuera à être desservie, mais avec une qualité réduite. Pour un service numérique comme la DSB, tel ne sera pas nécessairement le cas. Le passage d'une qualité parfaite à l'absence de service s'accompagne généralement d'un affaiblissement relativement limité, selon les caractéristiques du système. Eu égard à la dégradation rapide du fonctionnement des systèmes numériques au voisinage du point de défaillance, il est indispensable de mettre en place un champ adéquat dans un pourcentage élevé d'emplacements. A cet effet, un chiffre de 99% a été proposé pour la réception, ce qui exige une valeur médiane du champ majorée par un facteur de correction approprié (en l'occurrence un facteur de correction pour passer de 50 à 99% des emplacements).

La valeur de ce facteur de correction est importante dans le cadre de la planification d'un service DSB. En règle générale, il est indiqué de prévoir une faible valeur puisque celle-ci implique un champ médian plus faible et donc, une puissance d'émetteur plus faible. Etant donné que le Système numérique A utilise un signal dont la largeur de bande est nettement supérieure à celle d'un signal MF, un certain niveau de diversité en fréquence est probable. Or, cette diversité limite les variations de l'intensité du champ sous l'effet du relief, de la multiplicité des trajets, etc., ce qui a pour effet de réduire le facteur de correction selon le pourcentage d'emplacements. L'importance de cette réduction est le principal objet d'étude.

Lorsqu'une zone est desservie simultanément par plusieurs émetteurs d'un SFN, on peut s'attendre à un certain niveau de diversité spatiale, qui entraîne une diminution supplémentaire des fluctuations du signal. Un deuxième objectif du présent travail consiste à quantifier cette amélioration.

Enfin, la réduction du signal reçu à l'intérieur des bâtiments a été étudiée.

Quatre stations DSB émettrices ont été installées afin de constituer le réseau d'émission pour ces essais. Des sites déjà utilisés pour les programmes de radiodiffusion télévisuelle et sonore classiques ont été sélectionnés, lesquels ont permis de rayonner le signal expérimental à partir d'une antenne installée à une hauteur représentative au-dessus du niveau su sol. Les emplacements des sites sélectionnés sont représentés sur la Fig. A.84 :

– *Crystal Palace:* principal émetteur des émissions de télévision en ondes métriques vers Londres, situé au sud de la ville.
– *Wrotham:* principal émetteur des émissions de radio MF en ondes décimétriques destiné à Londres, situé à l'est de la ville.
– *Reigate:* Emetteur situé sur la crête des collines du sud de Londres et destiné aux programmes de télévision en ondes métriques vers des villes situées au sud de l'agglomération.
– *Alexandra Palace:* Emetteur situé au nord de Londres, initialement utilisé pour les programmes de télévision en ondes décimétriques à destination de Londres.

Dans chaque cas il a été prévu de pouvoir émettre une puissance apparente rayonnée de 1 kW à partir de chaque émetteur. De plus, la spécification définie pour le Crystal Palace devait autoriser l'émission d'une p.a.r. de 10 kW, si nécessaire; jusqu'à présent, cette possibilité n'a pas été mise à profit dans le cadre des essais actuels. Le diagramme de rayonnement de l'émetteur du Crystal Palace a été configuré pour être approximativement omnidirectionnel. Les diagrammes de rayonnement des trois autres émetteurs devaient orienter la plus grande partie de leur puissance vers Londres. Ces différentes dispositions ont permis de tester le concept de SFN.

Pour la première étape des essais, le signal DSB est issu de l'émetteur du Crystal Palace avant d'être distribué en ondes décimétriques aux trois sites voisins. Cela a permis d'y installer de simples émetteurs constitués uniquement d'équipements de translation des fréquences et d'amplification. Au fur et à mesure de l'évolution du réseau vers un service DSB pilote pour Londres, des méthodes plus sophistiquées de distribution seront mises en œuvre.

A.6.2.3.1 Système de mesure

Pour les mesures sur les équipements mobiles et portables, un récepteur DSB, un matériel de mesure du niveau du signal ainsi qu'un ordinateur ont été installés à bord d'un break. D'autres équipements y ont également été installés pour pouvoir enregistrer automatiquement sur l'ordinateur la position et la vitesse du véhicule et la qualité sonore en réception. La Fig. A.85 représente le schéma fonctionnel du système de mesure mobile ainsi créé. Lorsqu'il a fallu effectuer à domicile des mesures de la qualité de réception des appareils portables, l'antenne a été placée à l'intérieur de la maison, avec le reste du matériel dans le véhicule. Quant aux mesures effectuées dans les bâtiments, deux types d'antennes réceptrices ont été utilisés. La première était une antenne bipôle repliée, choisie pour être parfaitement adaptée à une mesure fiable de la densité du signal. La deuxième était une antenne fouet installée sur une boite de dimensions voisines de celles d'un récepteur radio classique. Cette deuxième solution a permis de mesurer la qualité escomptée des signaux dans les bâtiments.

Dans les deux cas, de nombreuses mesures ont été réalisées dans chaque zone pour pouvoir calculer des statistiques valides de signal – même pour un pourcentage relativement restreint d'emplacements.

A.6.2.3.2 Méthodologie expérimentale

Le réseau d'émetteurs est censé desservir une zone étendue. Pour obtenir des statistiques fiables d'intensité de signal et de qualité sonore disponibles dans 99% des emplacements d'une petite zone, il faut réaliser dans chacune un grand nombre de mesures. Il est évidemment difficile (et inutile) de procéder à un relevé aussi détaillé de chaque zone. Des prévisions de la couverture prévue ont donc été établies et utilisées afin de cibler les zones intéressantes. En règle générale, il s'agissait des zones réputées a priori les plus éloignées.

On a appliqué une version de la méthode de prévision du champ de la BBC, mise au point pour les besoins de la planification de la couverture des réseaux classiques de télévision analogique et de radio MF. Des modifications ont néanmoins été introduites pour tenir compte des différentes caractéristiques du signal numérique, et des antennes réceptrices à faible gain et à hauteur réduite. Les Fig. A.86, A.87 et A.88 représentent la couverture prévue pour deux des émetteurs et pour l'ensemble du réseau. Ces prévisions sont présentées sous forme de pourcentages prévus des emplacements desservis dans chaque zone. A l'ouest de Londres, le caractère relativement plat du terrain se traduit par une diminution uniforme du niveau du signal en fonction de la distance de l'émetteur. Toutefois, au sud de Londres, on peut observer des changements très rapides de la couverture prévue, dus à la présence d'un grand nombre de petites collines et de vallées. Par ailleurs, on se trouve en présence de toutes sortes d'obstacles groupés au centre de Londres qui est une zone urbaine dense, tandis que les zones plus éloignées sont de type suburbain et rural.

FIGURE A.84

Sites des stations émettrices expérimentales DSB au Royaume-Uni

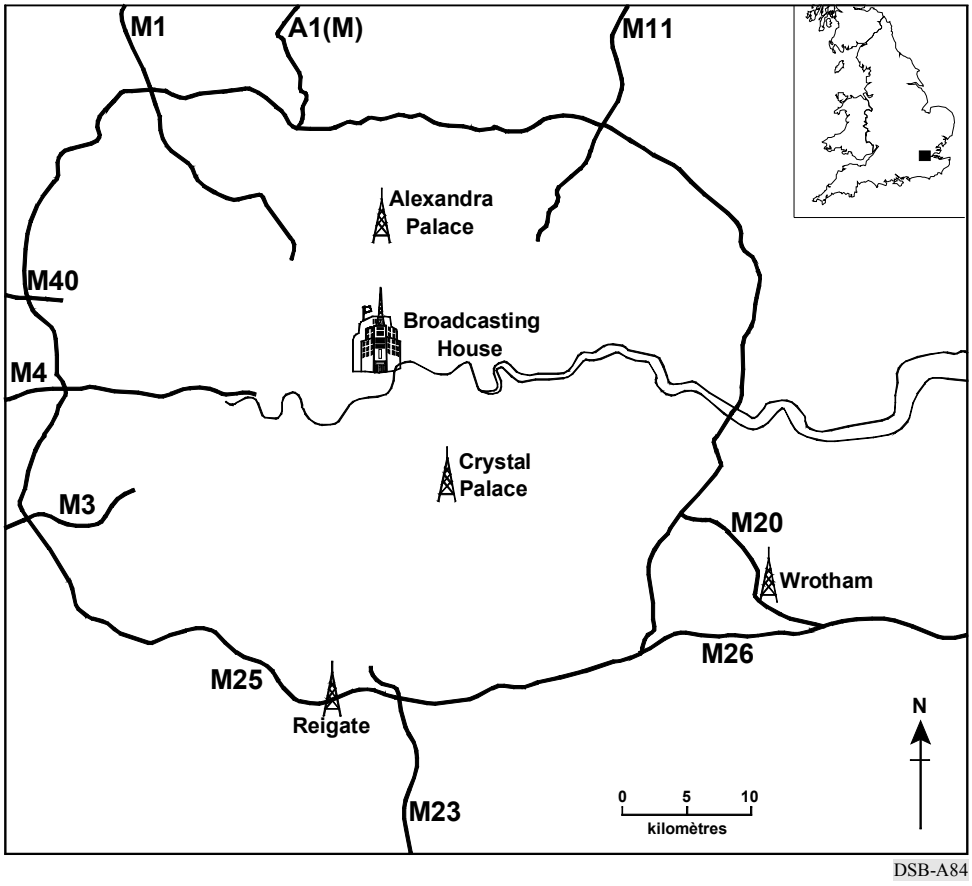


FIGURE A.85

Equipement de mesure mobile

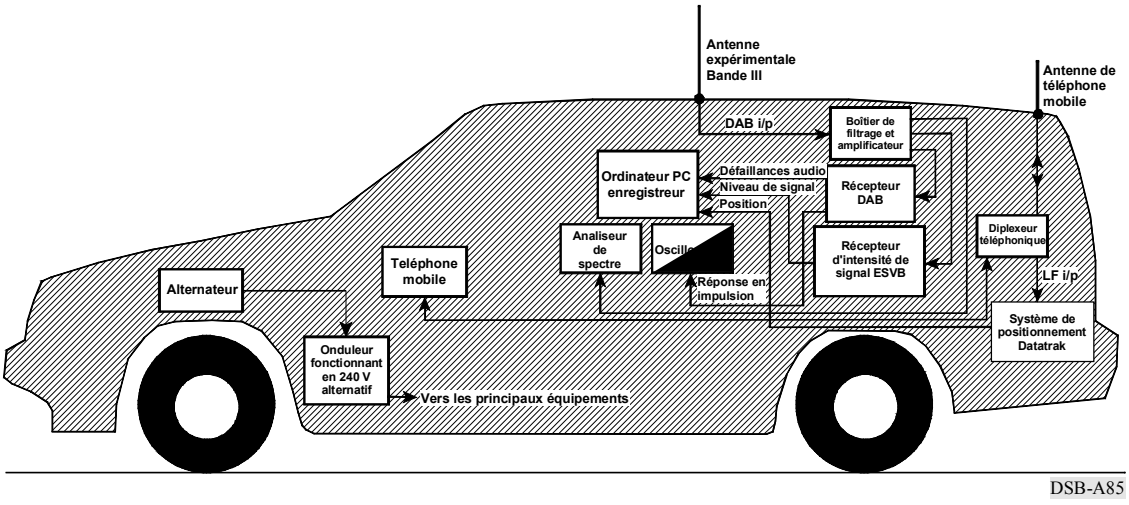


FIGURE A.86

Couverture prévue de l'émetteur de Crystal Palace

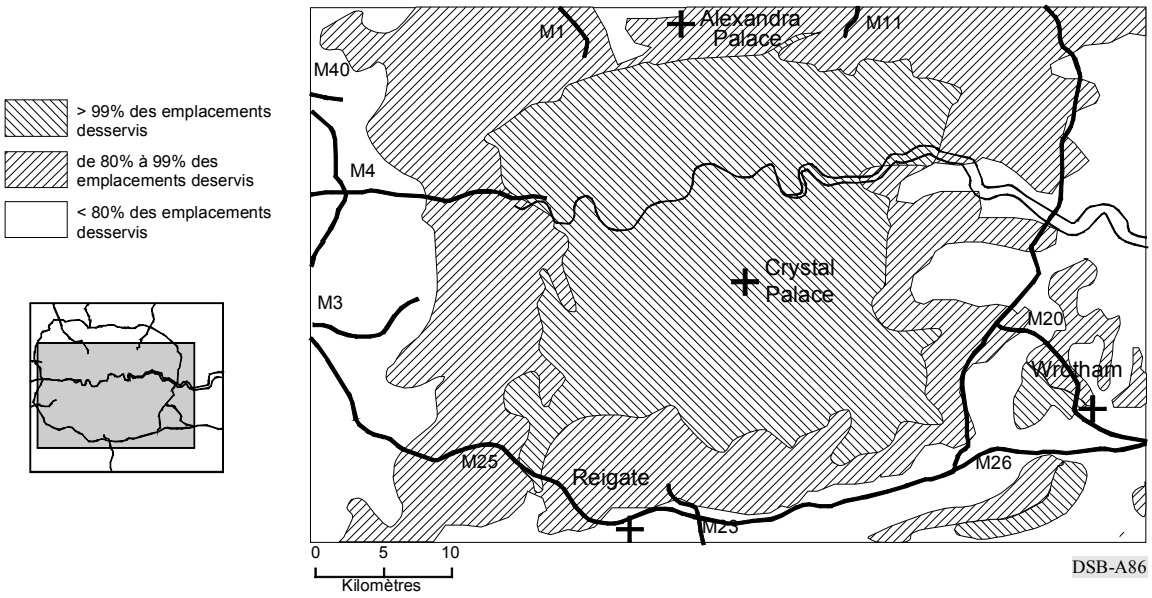


FIGURE A.87

Couverture prévue de l'émetteur de Reigate

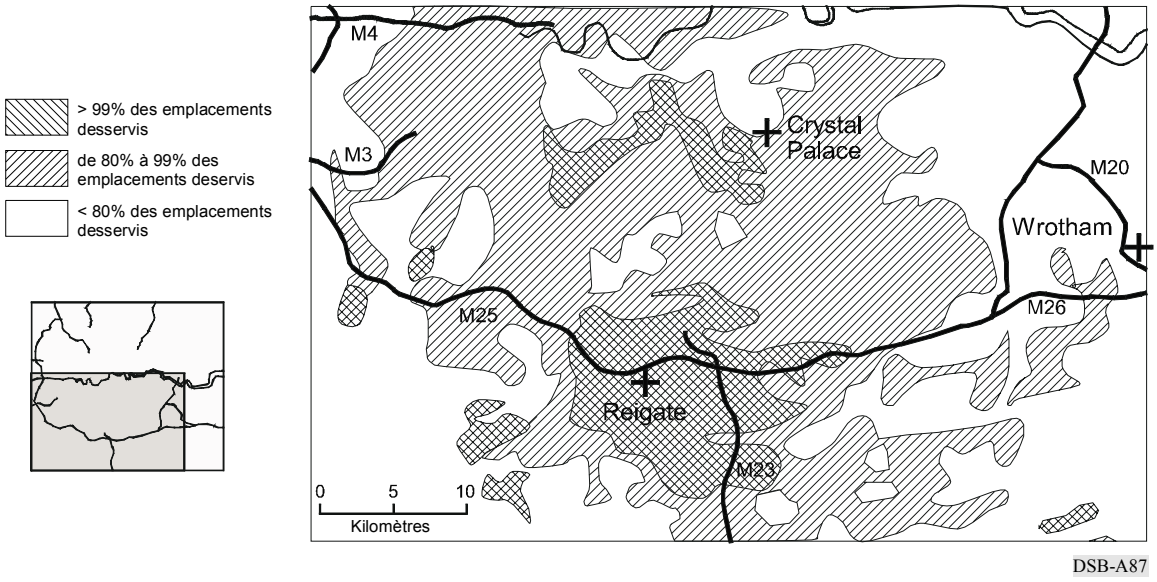
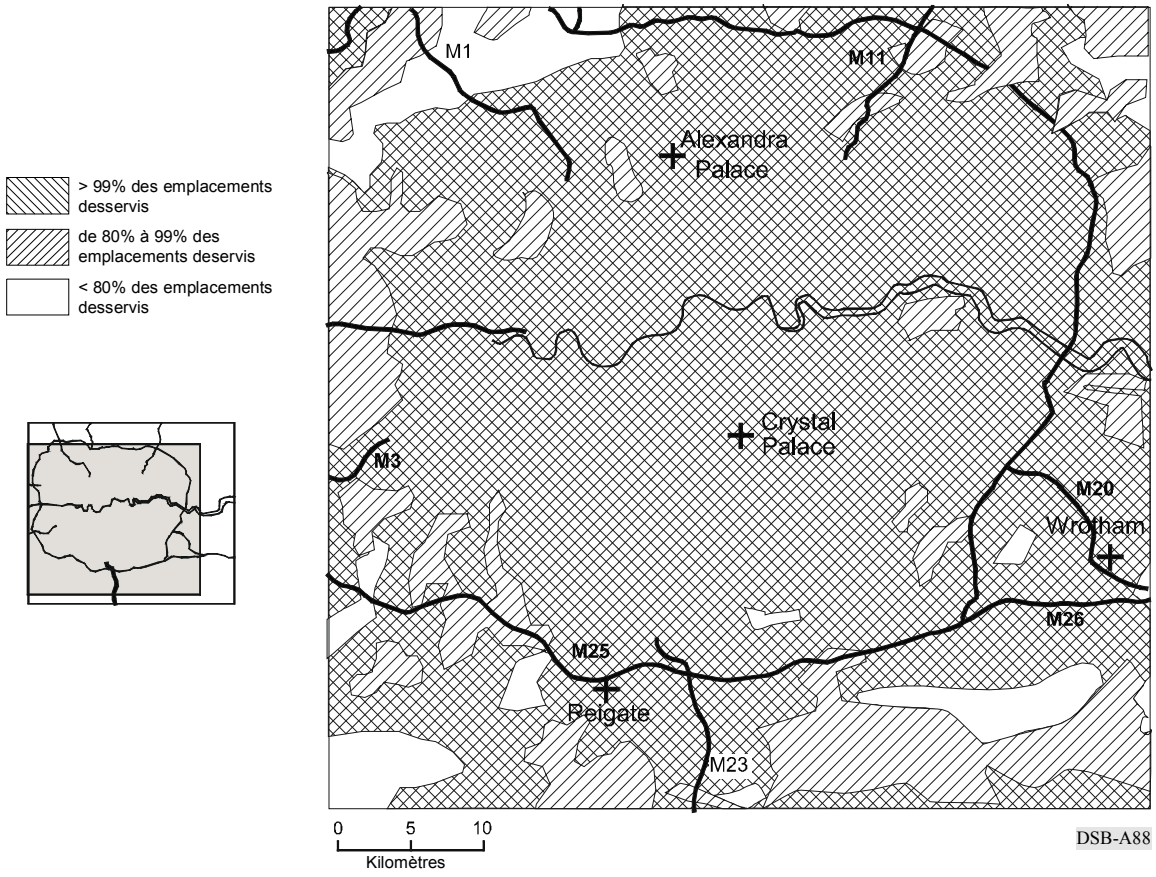


FIGURE A.88

Couverture prévue de l'ensemble du réseau



A.6.2.4 Résultats

A.6.2.4.1 Zone de couverture des émetteurs

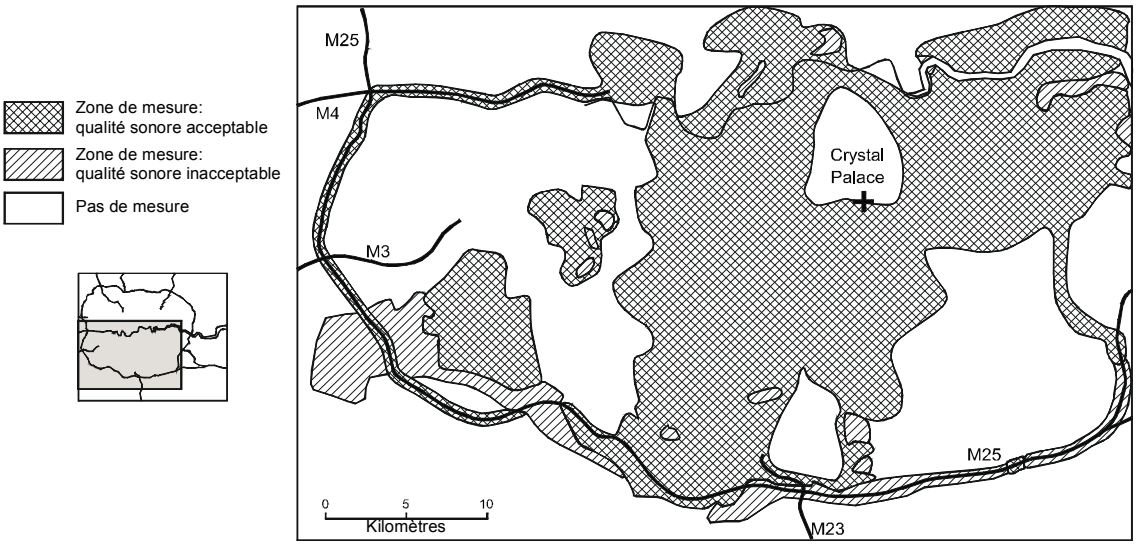
La couverture des émetteurs a été mesurée de deux façons. Dans un premier temps, la qualité subjective du signal audio reçu a été notée, les zones étant classées dans trois catégories: là où le signal sonore était intact, là où il était inintelligible et les zones intermédiaires. Dans un second temps, les résultats objectifs des mesures du signal et de l'état du récepteur ont été analysés.

Les Fig. A.89 et A.90 présentent les résultats obtenus jusqu'à maintenant en matière de qualité sonore subjective pour deux émetteurs individuels. Bien que la totalité de la zone n'ait pas fait l'objet de relevés, la comparaison des résultats avec les indications des Fig. A.86 et A.87 fait apparaître des similitudes avec les données prévisionnelles. Certaines tendances se dégagent par ailleurs des écarts observés. La couverture des zones rurales s'avère en règle générale meilleure que prévue, tandis que celle des zones urbaines denses est légèrement moins bonne. Cela tient vraisemblablement à l'optimisation du programme prévisionnel de la BBC pour les zones suburbaines. Dans certaines zones urbaines on a constaté par ailleurs une altération de la qualité de fonctionnement du système due aux parasites industriels. Ainsi, et dans un faible pourcentage d'emplacements, d'importants niveaux de brouillage ont été relevés.

Les mesures de couverture sur la base de plusieurs émetteurs se sont poursuivies en 1994. Les mesures initiales visaient les zones dans lesquelles on prévoyait une faible couverture. Les résultats obtenus jusqu'à maintenant, illustrent l'amélioration prévue en termes de qualité de fonctionnement du système grâce à la réception simultanée de plusieurs signaux. Les résultats détaillés de couverture pour l'ensemble du réseau seront présentés ultérieurement.

FIGURE A.89

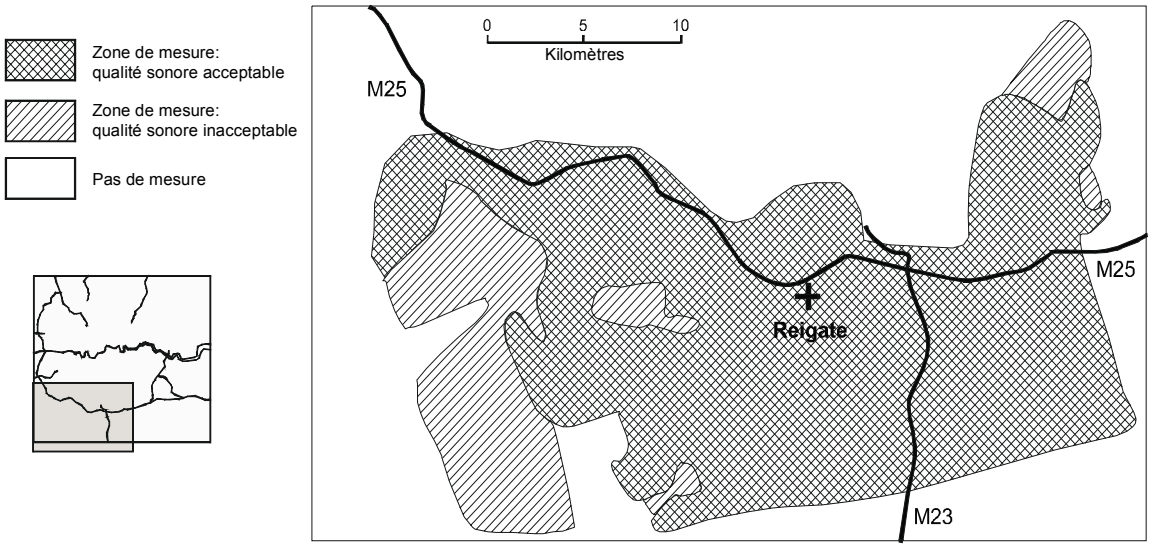
Mesure de couverture de l'émetteur de Crystal Palace



DSB-A89

FIGURE A.90

Mesure de la couverture de l'émetteur de Reigate



DSB-A90

A.6.2.4.2 Variations locales de l'intensité du signal

L'analyse a cherché à déterminer les variations locales de la composante à évanouissement lent du signal. A cet effet, des mesures ont été recueillies sur la zone étudiée à l'intérieur de blocs de 500 m sur 500 m afin de trouver la valeur médiane de l'intensité du signal, ainsi que l'écart-type des fluctuations. Les zones échantillonnées ont été contrôlées pour veiller à ce que la distribution du signal soit suffisamment voisine de la distribution log-normale.

L'écart-type calculé des variations locales du signal a été mis en moyenne pour différents types de terrain. Les informations concernant les types de terrain ont été tirées d'une base de données sur les obstacles, dans laquelle chaque carré est classé en fonction du pourcentage de la superficie occupée par des constructions. Ce pourcentage donne une indication approchée quant au caractère rural, urbain, suburbain et urbain dense de la zone considérée. La mise en moyenne des écarts-types a consisté à pondérer les résultats par le nombre d'échantillons enregistrés dans chaque zone. Le Tableau A.26 récapitule les résultats obtenus.

TABLEAU A.26

Ecart-type des variations du signal dans les zones locales

Pourcentage de la superficie bâtie	Nombre de zones dans chaque catégorie	Ecart-type moyen pondéré (dB)
100	151	4,3
90	215	4,1
80	167	4,1
70	144	4,0
60	126	3,7
50	148	4,2
40	141	4,1
30	105	3,8
20	150	4,0
10	181	4,0
Occasionnel	509	4,2
0	170	3,9
Total	2217	4,1

D'après les résultats (comme on pouvait le prévoir) les variations du signal sont nettement moindres par comparaison aux systèmes pour lesquels on suppose implicitement une valeur de 9 dB. Cela confirme un résultat qui a fait l'objet au préalable d'une mesure au moyen d'émetteurs de faible puissance dans un réseau précédent. Lors de cette expérimentation, des mesures ont été effectuées dans la même zone; elles concernaient les variations du signal émis par le même émetteur, avec un signal large bande et un signal bande étroite. Les résultats (voir la Fig. A.91) indiquent des écarts-types de la variation du signal de 9 dB et 5 dB pour les signaux bande étroite et large bande respectivement.

Une deuxième conclusion doit être dégagée de ces résultats à savoir que l'écart-type est légèrement inférieur par comparaison aux mesures antérieures. Bien que l'explication détaillée de cette observation soit encore à l'étude, elle vient très vraisemblablement du fait que les mesures actuelles sont davantage axées sur la composante à évanouissement lent du signal et comportent donc une période plus importante d'intégration de la puissance. De plus, les relevés ont été réalisés sur des terrains plus variés.

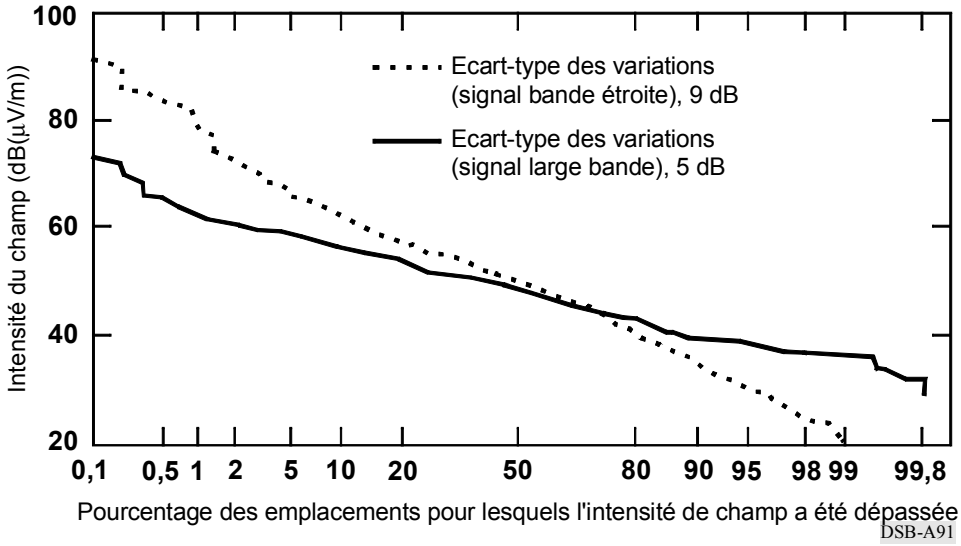
La deuxième conclusion est importante; en effet, les mesures expérimentales précédentes étaient limitées à des zones relativement peu étendues, situées pour une bonne partie d'entre elles dans des secteurs relativement accidentés (vallonnés). Il en résulte une augmentation de la variation du signal à l'intérieur d'une zone peu étendue. Or, les travaux actuels étudient des terrains plus diversifiés.

Le troisième point à signaler d'après les résultats du Tableau A.26 vient de ce que l'importance des obstacles au sol semble avoir une incidence relativement limitée sur les fluctuations du signal. Il s'agit d'un résultat inattendu.

Là encore, l'étude de cette zone n'est pas terminée mais il se peut que les irrégularités du relief compensent largement les variations éventuelles imputables à la diversité des obstacles au sol.

FIGURE A.91

Différences de variations du signal propres aux signaux large bande et aux signaux bande étroite



A.6.2.4.3 Mesures à l'intérieur des bâtiments

L'affaiblissement lié à la pénétration dans les bâtiments constitue un élément important pour la planification de la couverture dont bénéficient les récepteurs portables à l'intérieur des bâtiments. Il s'agit autrement dit de la différence entre le niveau de signal à l'intérieur des bâtiments et le niveau qui aurait été reçu au même endroit si le bâtiment n'y était pas. Cette valeur est déterminée en mesurant les statistiques de signal à l'extérieur des bâtiments, du côté le plus proche de l'émetteur et les mêmes valeurs à l'intérieur. On détermine ensuite la différence des valeurs médianes. L'affaiblissement a été mesuré dans 39 bâtiments; pour les 26 premiers d'entre eux des émetteurs à faible puissance ont été utilisés; les résultats correspondants ont été présentés. Il s'agissait dans la plupart des cas de maisons privées classiques situées dans des zones suburbaines. Lors des essais consacrés aux émetteurs de grande puissance, des mesures ont été faites dans 13 autres bâtiments, situés essentiellement dans des zones urbaines et des zones urbaines denses.

D'après la première série de mesures, la valeur moyenne de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments en rez-de-chaussée était de 7,9 dB. Comme prévu, l'intensité du signal mesuré en étage était plus forte.

On s'attendait par ailleurs à ce que, dans les zones construites, les mesures concernant les maisons individuelles et les appartements en sous-sol se caractérisent par un affaiblissement plus important dû à la pénétration dans les bâtiments; or, la valeur moyenne obtenue de 8,3 dB ne diffère pas notablement des mesures précédentes. A la réflexion, l'absence de variations en fonction de la densité des obstacles au sol est plausible dans la mesure où ces derniers affectent le signal tant à l'extérieur qu'à l'intérieur. A l'intérieur des maisons, la valeur moyenne de l'écart-type de la différence par rapport aux signaux mesurés au rez-de-chaussée a été d'environ 4 dB.

Les premiers résultats concernant le réseau des émetteurs installés autour de Londres ont mis en évidence un certain nombre de propriétés intéressantes du Système numérique A. Ils ont confirmé, sur la base d'un grand nombre de mesures effectuées dans plusieurs zones différentes, que la diversité en fréquence inhérente au système comportait une réduction notable de la variabilité du signal. Il s'agit d'une caractéristique importante de tout système numérique conçu pour desservir des récepteurs mobiles et portables, ce qui implique en effet un niveau élevé de disponibilité. Les résultats obtenus ont largement contribué par ailleurs à valider la qualité de fonctionnement du système, puisqu'une bonne qualité de réception audio a été observée sur la zone étudiée, sur la base des prévisions et des simulations. Le système, ainsi que les premiers équipements réalisés conformément aux spécifications, fonctionnent donc comme prévu.

Bien que l'analyse détaillée des mesures en réception simultanée de signaux provenant de plusieurs émetteurs ne soit pas terminée, les résultats disponibles font apparaître une amélioration de la couverture, même en présence de fortes différences de la valeur médiane du signal provenant de différents émetteurs. Ce résultat confirme des expériences antérieures qui ont démontré que les variations du signal diminuaient en cas de réception de plusieurs signaux et qu'il en résultait une diminution des erreurs contenues dans le flux des données reçues.

La qualité de réception satisfaisante observée dans la plus grande partie de la région de Londres, avec des puissances rayonnées moyennement importantes, est une conclusion intéressante.

Les données tirées des résultats obtenus ont servi à perfectionner les algorithmes et les méthodes de prévision de la couverture. Ces instruments de planification sont particulièrement précieux à une époque où la BBC doit définir les sites et les p.a.r. du réseau d'émetteurs DSB appelés à couvrir tout le territoire du Royaume-Uni. D'après l'expérience acquise à la faveur de la mise au point de ces techniques, les mesures expérimentales ont une influence déterminante sur la précision des algorithmes prévisionnels de couverture, ce qui implique de modifier en profondeur les techniques habituellement appliquées aux signaux de radiodiffusion analogiques. Toutefois, un certain nombre de sujets importants liés à l'utilisation du réseau sont encore à l'étude. Il s'agit notamment des questions suivantes:

– des mesures expérimentales étudient actuellement la corrélation entre les signaux provenant d'émetteurs différents. Cette tâche présente un intérêt notable afin de quantifier les avantages liés à la diversité spatiale (obtenus en cas de réception simultanée de signaux provenant de plusieurs émetteurs). Différentes solutions d'utilisation du système pour les besoins de la radiodiffusion destinée aux zones locales seront étudiées.

– Il est indispensable de quantifier plus précisément l'ampleur et l'incidence du brouillage à longue distance dû aux émetteurs. Ces travaux sont évidemment longs, dans la mesure où les brouillages intenses interviennent seulement pendant un faible pourcentage du temps et que l'obtention de résultats statistiquement significatifs exige des périodes de mesure prolongées.

A.7 Mesures à l'intérieur de tunnels de la couverture des émissions d'un Système numérique A en ondes métriques et dans la Bande L

A.7.1 Introduction

Depuis mai 1996 le Département de radiodiffusion de SWISSCOM poursuit le projet pilote DAB intitulé «Bernese Oberland». Dans le cadre de ce projet, un système de couverture des tunnels a été mis en place pour les émissions en ondes métriques et dans la Bande L, dans le tunnel routier de Leissigen (longueur: 2,1 km). L'objectif des essais a consisté à déterminer la couverture à l'intérieur du tunnel, en mesurant le champ, le niveau de réception et le taux d'erreur sur les bits, et à acquérir ainsi l'expérience requise pour réaliser d'autres systèmes de couverture des tunnels.

La présente contribution décrit les mesures de couverture effectuées par SWISSCOM et présente les résultats obtenus.

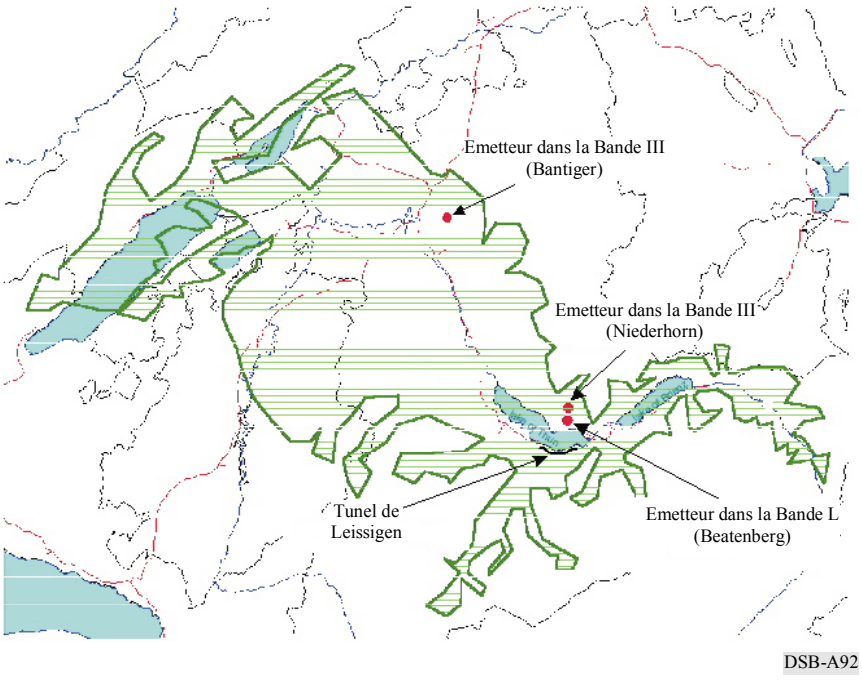
A.7.2 Configuration des essais

A.7.2.1 Structure du réseau DAB émettant en ondes métriques

Le tunnel de Leissigen est situé dans la zone de couverture du projet pilote DAB «Bernese Oberland», desservi par les émetteurs en ondes métriques situés à Bantiger et Niederhorn (canal 12B). La Fig. A.92 représente la zone environnante.

FIGURE A.92

Couverture du réseau DAB dans la Bande L



A.7.2.2 Structure du réseau DAB dans la Bande L

A la suite de différentes circonstances, le réseau DAB dans la Bande L (13 émetteurs) construit précédemment dans le cadre du projet pilote «Bernese Oberland» avait cessé de fonctionner et avait été démantelé. Il a donc fallu mettre en place à partir de Beatenberg une couverture temporaire de la région de Leissigen dans la Bande L (bloc de fréquence LD, 1 458,096 MHz).

A.7.2.3 Situation du tunnel

La carte représentée à la Fig. A.93 indique les principales informations concernant le tunnel étudié.

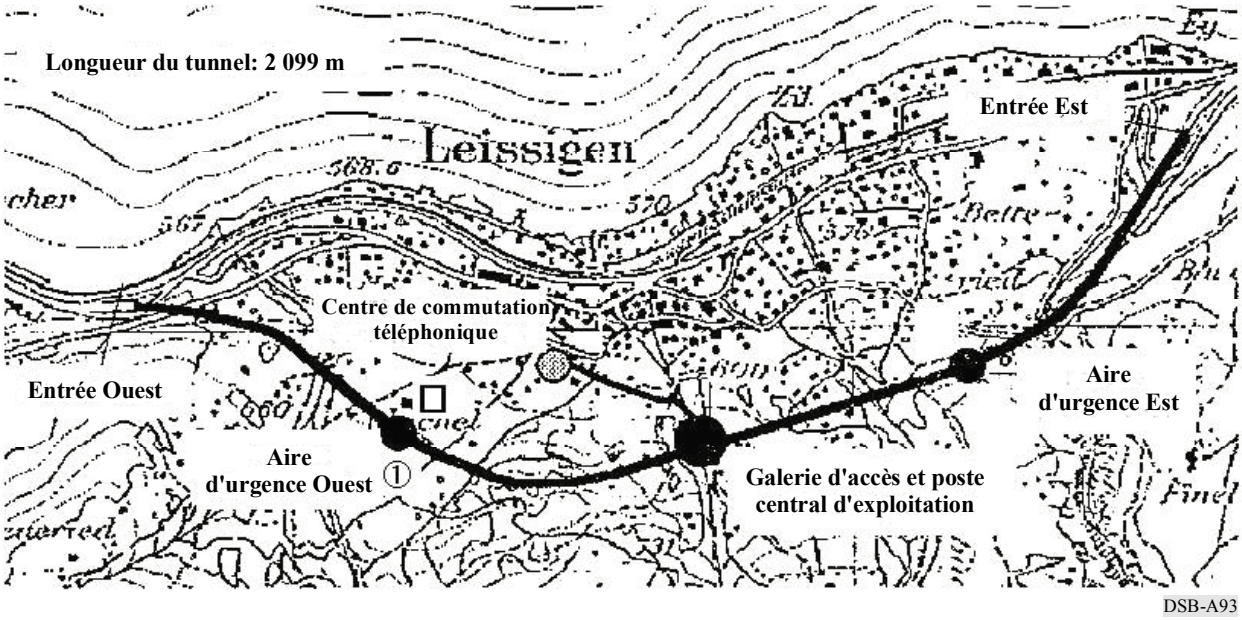
A.7.2.4 Principe de fonctionnement du système de couverture du tunnel pour les émissions en ondes métriques

En ondes métriques, la couverture DAB est assurée par un câble de rayonnement (comportant deux sections distinctes) d'ores et déjà en service pour assurer la couverture des émissions MF, des radiocommunications de la police et du téléphone mobile. La puissance DAB appliquée aux deux câbles de rayonnement (dont chacun à une longueur d'environ 1 050 m de long) au centre du tunnel, est dans chaque cas de 0,32 W (25 dBm).

Traitement du signal: le signal reçu en dehors du tunnel est traité au centre de commutation téléphonique, situé à l'entrée de la galerie d'accès, avant d'être transmis par câble optique au poste central d'exploitation situé au milieu du tunnel. Le module de transmission assure les opérations suivantes: reconversion du signal en intensité électrique, amplification à 1 W, combinaison avec les autres signaux, alimentation du câble de rayonnement dans les deux sens, à la fréquence de réception d'origine. Le traitement du signal s'effectue sans changement de fréquence.

FIGURE A.93

Carte du tunnel étudié



A.7.2.5 Principe de fonctionnement du système de couverture du tunnel émettant dans la Bande L

Dans la Bande L, la couverture du système DAB est obtenue au moyen d'antennes. A cet effet, deux antennes dirigées vers l'extérieur, de type log-périodique encapsulé (Telesystems, gain de 8 dBd) d'une puissance d'alimentation individuelle de 0,5 W (27 dBm) sont installées au milieu du tunnel. Le traitement du signal s'effectue, hormis un amplificateur supplémentaire de réception au niveau de l'antenne, de la même façon que pour les ondes métriques. L'Appendice 1 présente un schéma de principe de l'installation.

En outre, pendant la période des essais, un amplificateur de 10 W a été provisoirement mis en place, de façon à pouvoir augmenter de 10 dB la puissance d'alimentation pour les besoins des essais, au moyen d'un affaiblisseur commutable.

A.7.3 Récapitulation des résultats

A.7.3.1 Ondes métriques

Couverture du tunnel au moyen d'un câble de rayonnement (type RLF923), constitué de 2 sections de 1 050 m de long; puissance d'alimentation de chaque section: 25 dBm. Le câble de rayonnement était installé à environ 10 cm de l'angle supérieur du tunnel (côté Nord).

– Le Tableau A.27 indique les intensités de champ obtenues au milieu du tunnel.

– Le niveau de réception dépend du sens de circulation. Dans le sens Interlaken → Thun, le niveau atteint en moyenne 6 à 8 dB de plus qu'en sens inverse. Cela est dû à l'installation non symétrique du câble de rayonnement.

– La couverture du tunnel est assurée dans le sens Interlaken → Thun; en sens inverse le niveau de réception se trouve à la limite inférieure.

– En dépit de salves occasionnelles d'erreurs sur les bits, aucun brouillage du signal audio n'a été perceptible.

– La dispersion à court terme du signal en réception se situe dans l'intervalle de 2,7-4,4 dB.

– Il n'existe pas de lien décelable entre la qualité de réception et la densité du trafic ou les conditions météorologiques.

– La différence moyenne entre l'intensité du champ dans le véhicule de mesure et dans le véhicule Golf Syncro est de 13-14 dB.

– Il existe une relation linéaire entre la position dans le tunnel et le logarithme du niveau de réception. Depuis le milieu du tunnel jusqu'à la sortie, le niveau de réception tombe de 2 dB/100 m.

TABLEAU A.27

Intensité du champ au milieu du tunnel

Niveau maximal au milieu du tunnel	Golf Syncro	Measurement vehicle
Sens de circulation: Interlaken → Thun:	60 dBµV	73 dB(µV/m)
Sens de circulation: Thun → Interlaken:	53 dBµV	67 dB(µV/m)

Si l'on considère une valeur limite de 27 dBµV (Golf Syncro), il est possible de garantir la couverture en réception sur les 1 300 m du tunnel (distance du point d'attaque) suivant le scénario le plus défavorable.

Si l'on considère une valeur limite de 45 dB(µV/m) (véhicule de mesure) il est possible de couvrir une longueur de 1 100 m à partir du centre.

A.7.3.2 Bande L

Couverture du tunnel: rayonnement d'antenne; au milieu du tunnel, installation de deux antennes log-périodiques (gain 8 dBd), chacune orientée vers l'entrée et dotée d'une alimentation de 27 dBm (0,5 W). Possibilité d'augmenter de 10 dB la puissance au cours des essais.

– Le niveau de réception est indépendant du sens de circulation. A l'entrée du tunnel côté Thun, la couverture est inadéquate sur une distance d'environ 400 m. Côté Interlaken, un segment de 300 m n'est pas couvert dans le sens Interlaken → Thun. En sens inverse, l'intensité du signal est tout juste suffisante, mais compte tenu de l'importance du rayonnement provenant de l'extérieur, la couverture risque d'être insuffisante avec une autre configuration du réseau extérieur.

– Si l'on porte la puissance émettrice à 10 W, un tronçon de 200 m côté Thun reste non couvert; côté Interlaken, l'intensité du signal reçu est adéquate.

– La densité de la circulation n'a pas d'incidence sur le niveau moyen du signal mais on observe une forte intensification de ces fluctuations; ainsi la dispersion à court terme du niveau de réception varie de 3,0 dB (lorsque seul le véhicule de mesure circule dans le tunnel) à 8,3 dB (circulation intense).

– Une augmentation de 10 dB de la puissance émettrice entraîne une augmentation linéaire du niveau moyen de réception. Les fortes altérations de ce niveau sont plus rares, mais ne disparaissent pas totalement.

– La différence moyenne entre l'intensité du champ dans le véhicule de mesure et le niveau de réception dans la Golf Syncro est de 30 dB; lors d'un essai précédent réalisé sur des routes à découvert, une différence de 34 dB a été relevée.

– Le signal audio peut subir un brouillage, même en présence d'un niveau de réception adéquat; on suppose que le CAG du récepteur ne peut réagir à de fortes fluctuations du signal.

– Pour une puissance émettrice de 1 W, la couverture est suffisante sur une longueur de 700 m de tunnel, des deux côtés de l'émetteur; pour une puissance émettrice de 10 W, cette distance atteint 1 000 m.

A.7.3.3 Autres points à préciser

– Couverture du tunnel en ondes métriques. Il n'est pas nécessaire de poursuivre les études concernant les services audio.

– Dans la Bande L, la couverture du tunnel par les services audio est inadéquate, même avec une puissance accrue de 10 dB (soit une puissance de 10 W). Dans ce cas, il est suggéré d'optimiser la couverture grâce à l'utilisation de deux antennes dans chaque sens de circulation. Les antennes doivent être séparées de quelques mètres, pour que les caractéristiques de propagation restent statistiquement indépendantes (diversité spatiale).

Il convient d'étudier de façon plus détaillée la qualité de réception des services de données, dans les deux domaines de fréquence. Cette tâche ne concerne pas uniquement les essais en tunnel, mais s'applique de façon générale aux mesures de la couverture des systèmes DAB.

A.8 Evaluations expérimentales du Système numérique A et essais de champ de Terre

A.8.1 Mesures expérimentales au-dessus de 1 000 MHz

A.8.1.1 Mesures expérimentales réalisées au Canada

Une installation DSB émettrice test comportant deux sites et fonctionnant dans la bande 1452-1492 MHz, a été mise en place au Canada pour évaluer, mesurer et mettre en évidence les propriétés de couverture/propagation et les caractéristiques de canal, ainsi que les configurations d'émetteur/ réseau adaptées à la radiodiffusion DSB dans cette plage de fréquence.

Le dispositif d'essai est constitué de deux installations émettrices, mises en place dans des sites de radiodiffusion existants, situés respectivement dans la tour du CN à Toronto et sur le site de la station CKVR-TV à Barrie. Les deux emplacements sont distants de 82,6 km et émettent une seule porteuse pour les mesures de couverture, ainsi qu'un signal COFDM (Système numérique A de deuxième génération) à 3,5 MHz pour les essais SFN, sur la même fréquence à 1 468,75 MHz.

Les paramètres de l'émetteur de Barrie sont indiqués au Tableau A.24 (voir le § A.6.1.1.1.). L'antenne pouvait y être installée à deux niveaux de la tour, à 97 m et 230 m respectivement. Pour éviter des pertes d'alimentation excessives, l'amplificateur haute puissance a été installé sur la tour du côté de l'antenne. Bien qu'il puisse fournir 240 W à son niveau de saturation, l'amplificateur de puissance était limité à environ 160 W, ce qui correspond à la puissance de sortie utilisée lors des essais COFDM. Les mesures de propagation ont utilisé une porteuse non modulée pour augmenter le plus possible les possibilités de mesure des faibles intensités de champ (c'est-à-dire pouvant tomber à 15-20 dB(μV/m)).

Pour les essais SFN, un deuxième émetteur a été installé sur la tour CN à Toronto; cet émetteur fonctionnait à la même fréquence que celui de Barrie (c'est-à-dire, 1 468,75 MHz). Le Tableau A.28 indique les caractéristiques appropriées de l'installation de la tour CN.

TABLEAU A.28

Caractéristiques de l'émetteur installé sur la tour CN

Emplacement de l'émetteur	Tour CN (Toronto)	Lat. 43°38'33" Long. 79°23'15"
Fréquence de l'émetteur	1 468.75	MHz
Puissance de l'émetteur	160	W
Polarisation	Linéaire-Verticale	
Largeur de faisceau d'antenne (–3 dB) Plan-E Plan-H	 4 60	 degrés degrés
Gain d'antenne	21	dBi
Hauteur d'antenne (au-dessus du sol)	364	M
p.a.r.	12,4	kW

La zone de couverture de l'émetteur de Toronto inclut différents environnements: urbain très dense, urbain, suburbain et rural.

A.8.1.1.1 Mesures de champ du SFN des deux émetteurs de Toronto et Barrie

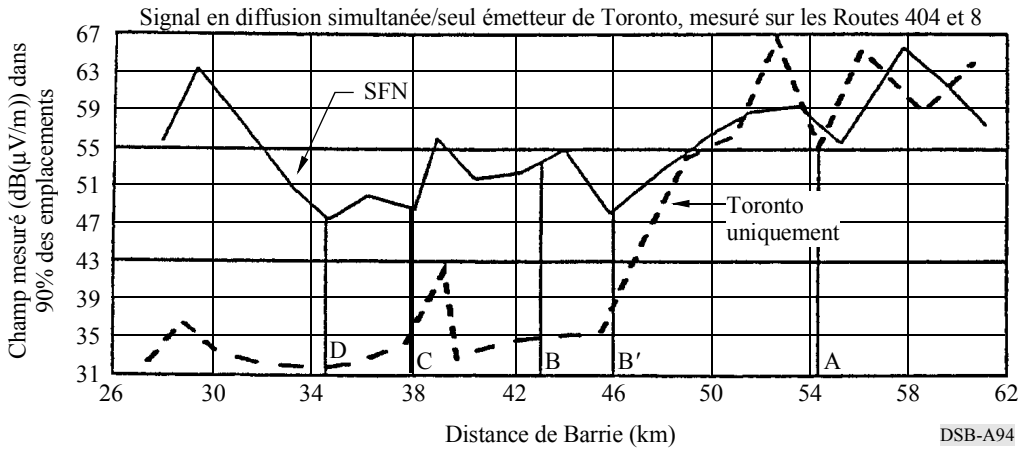
Afin d'évaluer la qualité de fonctionnement du SFN, deux trajets critiques ont été retenus. Un de ces trajets est analysé ci-après.

Le trajet SR 404-8 est représentatif, en termes de chevauchement des zones de couverture et de différence de temps de propagation, de l'ensemble des itinéraires nord-sud couverts par le SFN. L'itinéraire étudié précis commence à l'intersection des routes 404 et 7 (à 23 km de Toronto et à 61,2 km de Barrie), pour finir au croisement des routes 8 et 32 (62 km de Toronto et 26,5 km de Barrie). La courbe de l'intensité de champ mesurée en fonction de la distance parcourue sur le trajet est représentée à la Fig. A.94, d'une part pour les émissions du SFN Toronto/Barrie et d'autre part pour le seul émetteur de Toronto (les deux courbes sont décalées d'environ 1 km).

Une réception continue a été constatée sur tout cet itinéraire, sans aucune interruption de signal. (100% des emplacements). Le passage de la zone de couverture de l'émetteur de Toronto à celle de l'émetteur de Barrie et vice-versa s'effectue de façon continue.

FIGURE A.94

Courbes de l'intensité du champ le long de la Route 404



Observations effectuées sur le terrain concernant la Fig. A.94 :

– Le point A se trouve à 37,3 km de Toronto et à 54,3 km de Barrie: l'intensité du signal combiné dépasse de 10 à 20 dB le seuil du récepteur. Barrie est situé à l'extérieur de l'intervalle de garde, mais ne provoque pas de brouillage.

– Le point B est à 42 km de Toronto et à 43 km de Barrie: le niveau du signal combiné dépasse de 5 à 10 dB le seuil du récepteur, tandis que celui du seul émetteur de Toronto est de 5 dB au-dessous du seuil. Les deux signaux coïncident pratiquement à l'intérieur de l'intervalle de garde.

– Le point C est à 48 km de Toronto et à 38 km de Barrie: le niveau de signal combiné dépasse de 7 à 15 dB le seuil de réception, tandis que celui de l'émetteur de Toronto est situé à 5 dB au-dessous. Le signal de Toronto est approximativement à 5 µs en dehors de l'intervalle de garde.

– Le point D est à 52 km de Toronto et à 34,5 km de Barrie: le niveau de signal combiné dépasse de 5 à 8 dB le seuil de réception, tandis que celui du seul émetteur de Toronto se situe à 7 dB au-dessous. Le signal de Toronto est approximativement à18 µs en dehors de l'intervalle de garde, tel qu'indiqué à la Fig. A.95.

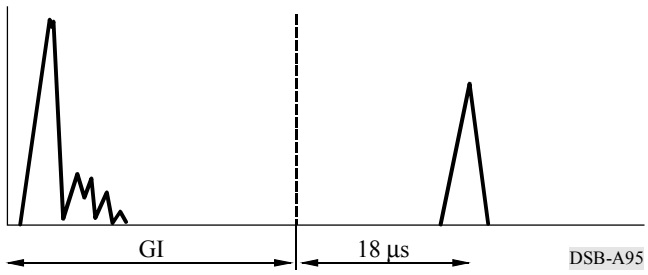
D'après la Fig. A.94, à proximité du point situé à 46 km de Barrie ou à 38 km de Toronto (Point B'), le signal de l'émetteur de Toronto est au-dessous du seuil; il est néanmoins renforcé par le signal de Barrie, reçu en tant qu'écho constructif démontrant ainsi l'impact positif du réseau SFN à la limite de la zone de couverture individuelle de chaque émetteur. Le réseau SFN a pour effet de prolonger la zone de couverture de l'émetteur de Toronto dans celle de l'émetteur de Barrie.

Les points C et D permettent de formuler une autre observation: les échos en dehors de l'intervalle de garde ne provoqueront pas nécessairement de brouillage, ni de perte de réception.

L'examen ci-dessus des conditions de réception sur le trajet SR 404-8 démontre la possibilité d'obtenir une couverture continue au moyen d'un SFN dont les émetteurs sont espacés d'environ 80 km et fonctionnent à des fréquences voisines de 1,5 GHz.

FIGURE A.95

Signal reçu en dehors de l'intervalle de garde (GI)



A.8.1.1.1.1 Résultats détaillés des mesures de couverture du SFN

D'autres mesures de l'intensité du champ du réseau Toronto-Barrie ont été effectuées dans le but de déterminer la couverture obtenue avec cette configuration et de comparer les résultats avec la couverture prévue. Les lignes en pointillés de la Fig. A.96 indiquent les trajets le long desquels les mesures de couverture détaillée ont été réalisées. Ces mesures ont été effectuées sur 270 km. La zone étudiée correspond sensiblement à la partie centrale de la zone de couverture située entre les émetteurs de Toronto et de Barrie, qui sur la base de l'expérience dont on dispose actuellement en matière de couverture des émetteurs MF, correspond à la région dans laquelle il est le plus difficile de réaliser une bonne couverture MF à partir de Toronto. Cette observation est confirmée par ailleurs par les prévisions de couverture du SFN, tel qu'indiqué par ailleurs à la Fig. A.96. Les zones légèrement ombrées de la Fig. A.94 correspondent aux emplacements où l'intensité prévue du champ des émetteurs de Barrie ou de Toronto serait insuffisante pour assurer la réception du service de DSB. Comme le montre la Fig. A.94, les trajets étudiés correspondent à la zone associée au cas le plus défavorable de couverture par le réseau SFN.

L'étude de couverture a été réalisée en vérifiant la réception du signal DSB à bord d'un véhicule circulant à une vitesse normale. En cas de défaillance du signal, les emplacements correspondant au début de la défaillance et à la fin ont été enregistrés au moyen du récepteur GPS. Deux types de défaillances ont été mesurés; d'une part, une intensité de signal insuffisante lorsque celle-ci est inférieure au seuil du récepteur, ce qui correspond à un champ d'environ 42 dB(µV/m), et d'autre part, les défaillances dues au brouillage provenant du signal différé émis dans le même canal par l'émetteur de Toronto ou de Barrie. Ce deuxième type de défaillance intervenait lorsque le retard différentiel de l'écho provenant de l'émetteur de Barrie ou de Toronto était supérieur à l'intervalle de garde et d'une amplitude suffisante pour entraîner une défaillance, même en présence d'une intensité de signal reçue supérieure au seuil du récepteur. Le Système numérique A de deuxième génération comportait un intervalle de garde de 32 µs (Mode III).

A.8.1.1.1.1.1 Interruptions dues à un signal faible

Les zones ombrées sombres de la Fig. A.96 indiquent les zones dans lesquelles l'intensité insuffisante du champ entraîne la perte du signal sonore. Au total 46 zones d'une longueur allant de 100 m à 2 km ont été mesurées.

Toutes les zones ainsi mesurées de perte de réception ou de réception intermittente, caractérisées par un défaut de fiabilité du service, représentent au total quelque 6,6% de la zone de couverture mesurée. Une corrélation assez élevée a été observée entre les interruptions prévues (zones ombrées claires de la Fig. A.96 et les défaillances mesurées (zones ombrées sombres).

FIGURE A.96

Interruptions mesurées et prévues dues à la faiblesse du signal



A.8.1.1.1.1.2 Interruptions dues au brouillage

La Fig. A.97 indique les emplacements où la perte du signal sonore a été due au brouillage. Cette défaillance s'est produite lorsque l'écho actif de l'émetteur de Barrie ou de Toronto (suivant le signal synchronisé par le récepteur) était assez différé pour arriver en dehors de l'intervalle de garde et, avec une amplitude suffisante, pour avoir un effet préjudiciable. Les deux séries de lignes tracées sur la Fig. A.97 indiquent les endroits où les échos actifs ont été constructifs pour deux valeurs de l'intervalle de garde. Les lignes intérieures correspondent au Mode II à intervalle de garde de 32 µs du Système numérique A de deuxième génération, tandis que les lignes extérieures correspondent à l'intervalle de garde qui sera utilisé lors de la prochaine phase des essais de réseau SFN. Les emplacements des interruptions sont indiqués par des lignes droites, étant donné que ce type de défaillance intervient normalement sur des distances de 100 m au plus. Les mesures ont permis de constater au total 33 interruptions de ce type très régulièrement réparties, 17 et 16 étant situées respectivement dans deux zones éloignées de 25 km et 34 km de Toronto et de Barrie. Comme prévu, aucune interruption n'a été mesurée à l'intérieur de la zone couverte par l'intervalle de garde de 32 µs et 70% des défaillances se sont produites à l'intérieur de la zone couverte par l'intervalle de 64 µs ; cette zone serait exclue en cas d'utilisation de ce mode de fonctionnement.

FIGURE A.97

Interruptions dues au brouillage (échos en dehors de l'intervalle de garde)



D'après les résultats de l'analyse détaillée de couverture, il est possible d'obtenir pour le récepteur à bord du véhicule une disponibilité de la couverture supérieure à 90%, grâce à une configuration de réseau SFN utilisant deux sites et des antennes directionnelles, les émetteurs étant espacés de plus de 80 km. Des disponibilités de couverture pouvant atteindre 99% devraient donc être réalisables à l'aide de SFN convenablement conçus, (si nécessaire avec des émetteurs de complément et des extenseurs d'extension de la couverture) moyennant un intervalle de garde accru et une meilleure conception des récepteurs.

A.8.1.1.1.2 Conclusions

Les mesures permettent de conclure à la possibilité de séparer les émetteurs d'un SFN COFDM à 1,5 GHz, par une distance pouvant atteindre 85 km et sans doute davantage, ce qui dépasse considérablement les distances établies en supposant l'interdiction des échos en dehors de l'intervalle de garde du système.

Les essais de SFN décrits dans le présent document ont été réalisés avec un intervalle de garde de 32 µs; ils ont conduit à des résultats très concluants pour des émetteurs espacés de 83 km. Cet intervalle risque certes de ne pas convenir à toutes les situations concrètes, mais il a été établi que, dans pratiquement tous les cas étudiés, un intervalle de garde plus important (proche de 64 µs) (Mode II) serait suffisant.

Une meilleure description de la qualité de fonctionnement du SFN à 1,5 GHz, afin de garantir une disponibilité de service élevée et en prévoyant une configuration à plus de deux émetteurs, avec utilisation éventuelle d'émetteurs complémentaires et de dispositifs d'extension de la couverture, exige davantage de mesures.

En conclusion, il est possible d'assurer la couverture de zones d'un rayon supérieur à 40 km, (à raison d'une disponibilité élevée à 1,5 GHz), même en présence d'un relief défavorable, avec un seul émetteur d'une p.i.r.e. comparable à celle des émetteurs utilisés en ondes métriques. Sur la base des premiers résultats des mesures de couverture (mis en moyenne sur cinq trajets radiaux à partir de Barrie), il a été constaté que la couverture s'étendait au-delà de 50 km pour 90% des emplacements et moyennant une p.a.r. d'émetteur de 17 kW, soit environ 2 kW par canal stéréo.

Enfin, ces essais ont démontré que le principe du SFN permettait d'augmenter notablement la disponibilité du service, tout en assurant une utilisation judicieuse du spectre et de la puissance. En théorie, il serait possible de couvrir une zone d'environ 80 km sur 160 km au moyen de deux émetteurs omnidirectionnels d'une p.i.r.e. de l'ordre de 10 kW, et d'obtenir une disponibilité du service de 90 à 99% avec la même fréquence voisine de 1,5 GHz, dans l'hypothèse où l'on utilise un système DSB tel que le système COFDM, qui permet d'utiliser les échos actifs de façon constructive.

A.8.1.1.2 Mesures expérimentales concernant un réseau SFN à Montréal comportant trois sites d'émetteurs

Une installation de radiodiffusion sonore numérique comportant trois sites a été créée dans la région de Montréal, de façon à évaluer les possibilités de couverture et la qualité de fonctionnement de différentes configurations de réseaux d'émetteurs pour le service DSB par voie de Terre dans le domaine de fréquence 1 452-1 492 MHz.

A.8.1.1.2.1 Description des systèmes émetteurs

Les équipements sont constitués de trois installations émettrices établies dans des sites existants, sur le Mont-Royal (principal site de radiodiffusion de Montréal) et dans deux sites de radiocommunication (utilisés par le service fixe) situés à Rigaud et au Lac Echo dans les Laurentides. Les émetteurs sont espacés en moyenne de 53 km.

Le SFN synchronisé constitué des trois sites peut être transformé en un réseau à trois fréquences; autrement dit, chaque station émettant alors sur une fréquence différente, les mesures seront effectuées avec les deux configurations de façon à déterminer la couverture individuelle d'une part, et la couverture du réseau d'autre part.

Le Tableau A.29 indique les paramètres de la station dans la configuration SFN:

Le matériel DSB utilisé est un équipement DAB Eureka-147 de troisième génération dont les paramètres sont les suivants:

Largeur de bande de canal (–3 dB)	:	1,536 MHz
Signal RF (Mode II)	:	COFDM/384 porteuses MDP-4
Débit binaire utile	:	1 152 kbit/s
Durée de symbole (totale)	:	312 µs en Mode II
Intervalle de garde	:	62 µs en Mode II
C/N à un TEB 10^{-4} (Rayleigh)	:	12 dB

A.8.1.1.2.2 Itinéraires de mesure et résultats

La carte de la Fig. A.98 représente la zone comprise entre les stations émettrices, la zone de l'intervalle de garde et certains des itinéraires de mesure proposés. Les trajets indiqués ont été répartis dans trois zones: la Zone 1 à droite de celle de l'intervalle de garde, la Zone 2 située dans la zone de l'intervalle de garde et enfin la Zone 3 à gauche de ce dernier. Trois autres zones feront l'objet de mesures, notamment celles situées au-dessous des itinéraires de mesure indiqués sur la carte. Certains résultats ont été examinés dans le cas de la configuration de SFN, en étudiant plus particulièrement la zone d'intervalle de garde commune aux trois stations émettrices. Les mesures ont été effectuées sur une distance de 191 km, dans la zone de l'intervalle de garde et démontrent la possibilité de réception à bord d'un véhicule mobile en pratiquement n'importe quel point de la zone de l'intervalle de garde. Des lacunes de réception ou de couverture ont été enregistrées sur moins de 0,6% de la distance totale parcourue sur les itinéraires de réception mobile dans cette cette zone. L'examen initial de l'intensité des signaux au voisinage des lacunes de couverture semble indiquer que les pertes de réception étaient dues au fait que les signaux étaient eux-mêmes inférieurs au seuil de réception. Toutefois, une analyse plus complète des trois mesures de fréquence, indiquant individuellement le niveau du signal et le retard propre à chaque émetteur, permettra de mieux expliquer les pertes de signal. Une fois les essais terminés, les résultats des mesures réalisées aux trois fréquences et les taux de couverture en dehors de la zone de l'intervalle de garde seront analysés.

Les mesures de champ sur tous les itinéraires considérés dans les six zones, tant pour la configuration de type SFN que pour la configuration à trois fréquences ont été menées à bien vers la fin novembre 1994.

TABLEAU A.29

Configuration SFN (Montréal)

	Mont Royal	**Rigaud**	**Lac Echo**
Latitude (N)	45°30'20"	45°27'04"	45°51'48"
Longitude (W)	73°35'32"	74°17'42"	74°01'20"
Fréquence d'émission (MHz) (Polarisation verticale)	1 468,75	1 468,75	1 468,75
Altitude	226 m	220 m	292 m
Hauteur de l'antenne émettrice (au-dessus du niveau du sol)	84 m	30 m	70 m
Largeur de faisceau d'antenne: (E) Plan E Plan H	 180° 4°	 360° 4°	 120° 4°
Type d'antenne (Tiltek)	Dir	Omni	Dir
Gain d'antenne	10,8 dBd	10,9 dBd	12,9 dBd
Inclinaison d'antenne	0°	1,5°	6°
Emetteurs	Locus	Locus	Thomson-LGT
Puissance d'émission	100 W	100 W	80 W
Affaiblissement de ligne de l'émetteur	2,92 dB	0,8 dB	1,8 dB
p.a.r.	600 W	1 kW	1 kW

A.8.1.1.3 Installation à émetteurs distribués (Ottawa)

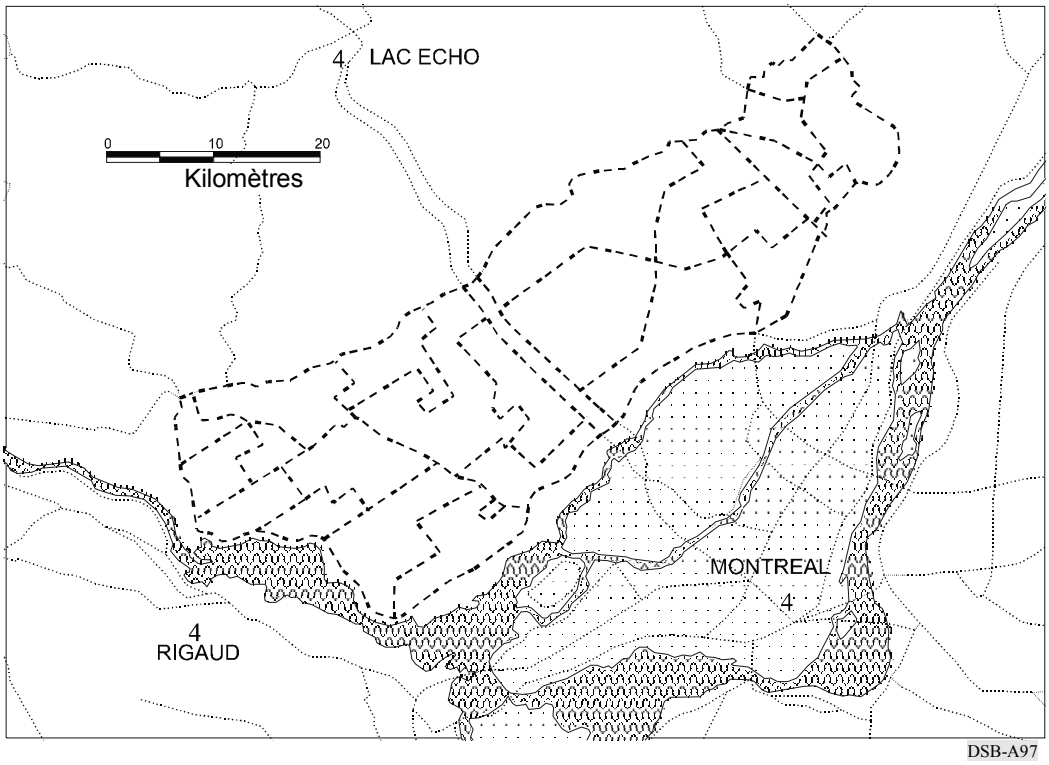
A.8.1.1.3.1 Introduction

Une station DSB expérimentale dans la Bande L fonctionne à Ottawa (Canada) depuis octobre 1995. Conçue dans l'objectif spécifique de réaliser une étude de cas consacrée au principe des émetteurs distribués, cette installation fait actuellement office de banc d'essais pour toutes sortes d'études techniques; elle sert en outre à tester des équipements d'émission et de réception.

La station d'Ottawa procède d'une tentative visant à démontrer que l'utilisation d'émetteurs de faible puissance judicieusement implantés permet de limiter la puissance totale requise par rapport aux configurations plus classiques qui utilisent un seul émetteur de grande puissance. Les dépenses de fonctionnement de plusieurs sites d'émission, généralement partagées entre cinq radiodiffuseurs, peuvent être compensées par les économies réalisées sur les équipements d'émission et par la consommation réduite d'énergie électrique. En outre, dans une grande partie de la zone desservie, la diversité de signal assurée par les émetteurs doit être un facteur notable d'amélioration de la disponibilité du service pour la réception à bord de véhicules et à l'intérieur des bâtiments. Enfin, cette approche présente l'avantage de réduire le brouillage en dehors de la zone de couverture, ce qui autorise de plus faibles distances de réutilisation.

FIGURE A.98

Configuration de réseau SFN, zone d'intervalle de garde et itinéraires de mesure



Ce projet fournira de précieux renseignements concernant les aspects suivants:

– la faisabilité du concept d'émission distribuée;

– les défis techniques lies à l'installation d'extenseurs de couverture et de réémetteurs dans des emplacements difficiles;

– les difficultés de réalisation d'une couverture fiable avec une très faible p.a.r. dans la Bande L;

– l'effet de l'utilisation d'émetteurs distribués sur la réception à l'intérieur des bâtiments;

– les mécanismes de gain de réseau et de sommation des signaux.

A.8.1.1.3.2 Description de la station

La station DSB expérimentale d'Ottawa est constituée de quatre émetteurs faible puissance qui émettent tous le même signal sur une fréquence unique de fonctionnement, (1 466,768 MHz).

Un premier site se trouve sur le toit d'un des plus hauts bâtiments (Place du Portage) immédiatement au nord du centre ville et de la rivière Ottawa. Cet emplacement garantit une excellente couverture sur une vaste zone de part et d'autre de la rivière. Tous les programmes y sont assemblés, codés, multiplexés et modulés en vue de leur émission sur une porteuse à 1 466,768 MHz, au moyen d'un amplificateur haute puissance de 100 W, et d'une antenne omnidirectionnelle à 13 dBi de gain, installée à 114 m au dessus du niveau du sol. En supposant une perte de ligne de 3 dB, cela correspond à une p.a.r. de 600 W.

Un site d'émission secondaire est installé sur le toit de l'un des plus hauts immeubles (tour Dunton, de l'Université Carleton) à quelques kilomètres au sud du centre ville. Cet emplacement garantit une excellente couverture d'une zone étendue au sud de la rivière Ottawa; il est en visibilité directe du site d'émission primaire. A cet emplacement, une antenne parabolique réseau à 21 dBi installée sur le toit du bâtiment à 111 m au dessus du sol, orientée vers la Place du Portage, reçoit le signal émis, filtré et amplifié au moyen d'un amplificateur haute puissance de 100 W avant d'être réémis par une antenne omnidirectionnelle à 13 dBi de gain. Aucun traitement du signal n'y est effectué. Des essais se poursuivent actuellement afin de déterminer l'isolation électromagnétique entre les antennes réceptrices et émettrices et de définir la fraction de cette puissance de 100 W effectivement utilisable sans créer de problèmes d'instabilité. Le deuxième site peut émettre sur la même fréquence (émetteur sur canal) ou sur une fréquence différente de celle du site principal, en fonction de la configuration souhaitée pour les besoins des essais. En fonctionnement sur une fréquence distincte, il peut fournir 600 W de p.a.r.

Ces deux sites se trouvent en zone urbaine et, en ce qui concerne la zone de service cible la plus étendue, l'altitude moyenne est de 90 m au-dessus du niveau de la mer, l'altitude entre déciles étant de 60 m.

A eux seuls ces deux sites émetteurs offrent une couverture satisfaisante de la zone de service cible – notamment de l'ensemble des villes et des agglomérations à moins de 25 km du centre ville d'Ottawa pour la réception mobile, à quelques exceptions près. D'après les résultats des mesures de couverture, quelques communautés situées à l'ouest et à l'est ne sont pas parfaitement desservies par la configuration à deux émetteurs, en raison des obstacles créés par le relief. Pour assurer une couverture appropriée dans ces zones éloignées, deux sites d'émission supplémentaires sont envisagés qui doivent faire office de réémetteurs et d'extenseurs de couverture. L'implantation définitive de ces deux sites complémentaires est actuellement en cours de finalisation, en fonction de l'analyse des résultats de couverture avec les deux émetteurs de la Place du Portage et de l'Université Carleton en service. La configuration matérielle de ces deux sites complémentaires sera semblable à celle du site secondaire, la p.a.r. étant néanmoins plus faible.

Des installations de contrôle ont été installées auprès des émetteurs et à différents endroits pour surveiller le fonctionnement du système. Chaque poste de contrôle est constitué d'un ordinateur personnel doté d'une carte d'acquisition de données qui échantillonne le niveau des différents signaux, notamment la puissance du signal reçu et celle du signal émis. Un modem permet d'accéder à distance aux données de contrôle recueillies et d'effectuer un contrôle en temps réel.

Un système mobile de mesure et d'acquisition de données (MMAS) a été mis au point afin de procéder à des études techniques approfondies des installations émettrices susmentionnées implantées sur le terrain. Tel qu'indiqué à la Fig. A.99, ce système est constitué d'un ordinateur personnel qui contrôle différents instruments et recueille également les données enregistrées par ce dernier. Aux fins des essais effectués jusqu'à présent, le système était constitué des éléments suivants:

– un récepteur d'essai de couverture Rohde & Schwarz ESVB 10 déclenché à distance et permettant de mesurer simultanément le champ sur trois fréquences distinctes;

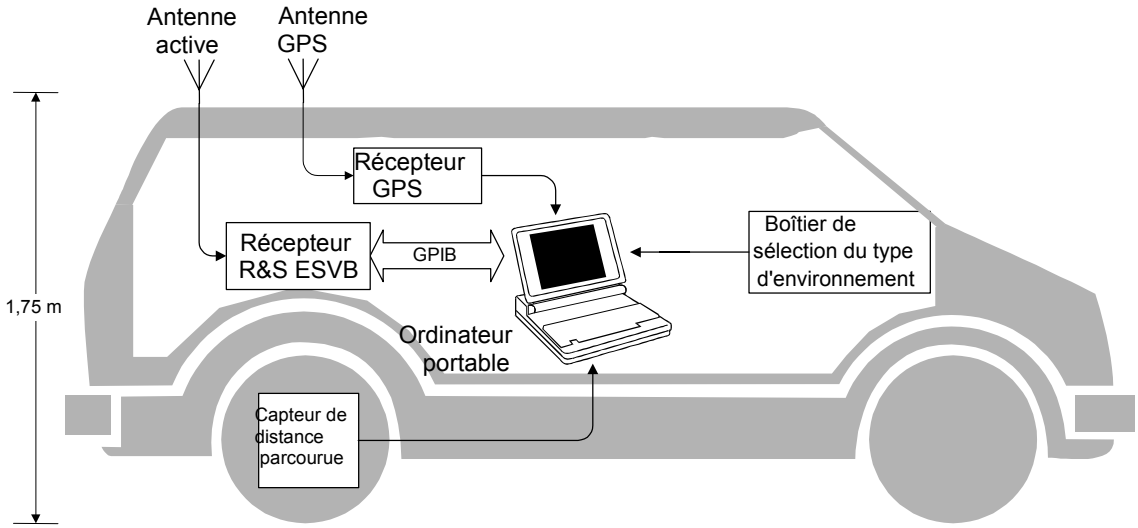
– un récepteur GPS et un capteur de roue indiquant les données d'emplacement et de distance parcourue.

– un boîtier de sélection du type d'environnement (ETSB, *environnement type selection box*) permettant au pilote de spécifier le type de terrain en un point donné quelconque.

Un récepteur DAB Philips 452 DAB a été intégré au dispositif pour les essais à venir, notamment sur une configuration de réseau SFN non synchronisé, comportant la mesure de la couverture au moyen d'un récepteur DSB. Grâce à ce module complémentaire, le système pourra extraire des informations sur le CAG, le CAF, la présence de signal RF, l'état des décodeurs de canal et de source, ainsi que le compte de fanions d'erreur Viterbi.

FIGURE A.99

Système mobile de mesure et d'acquisition de données (MMAS)



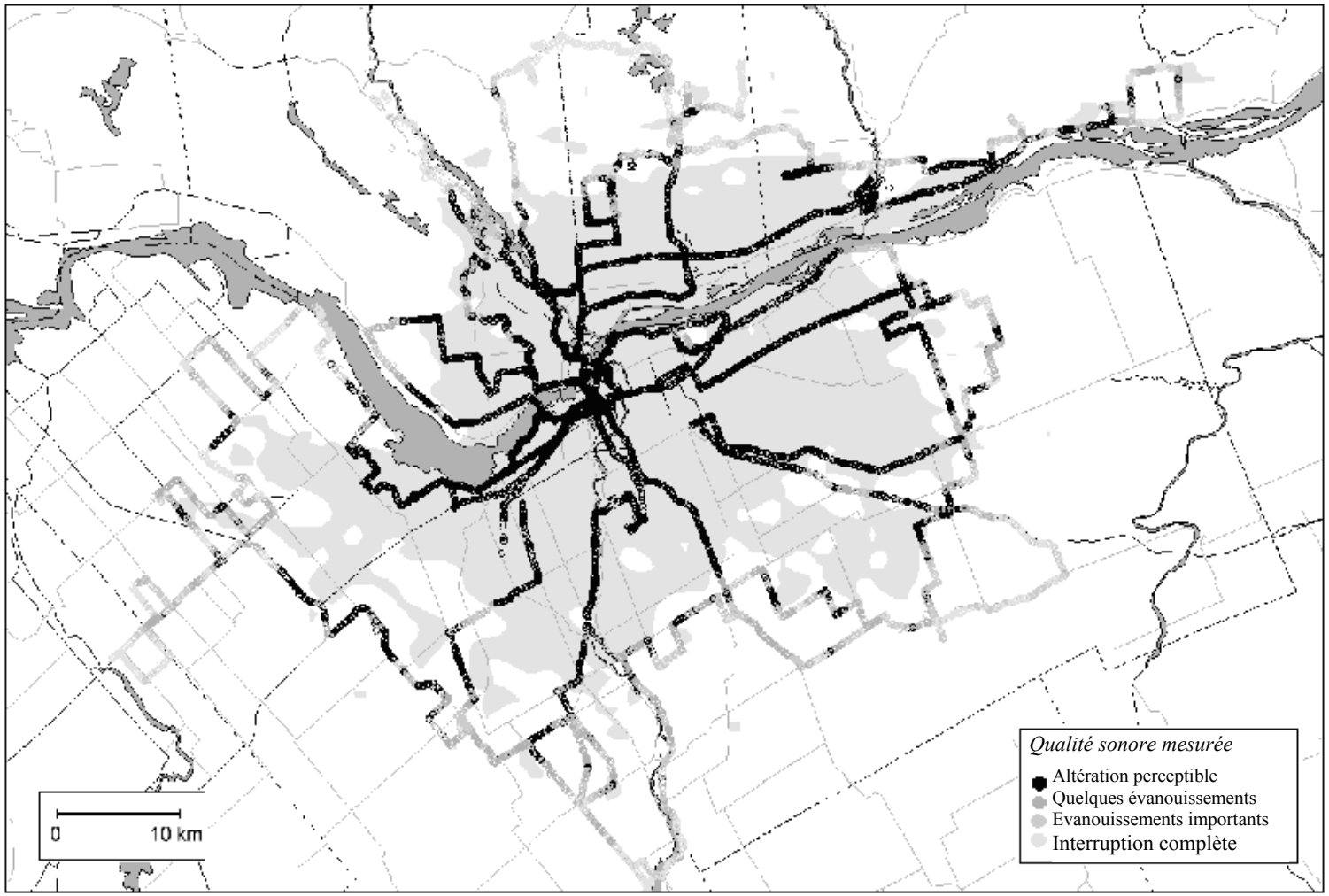
A.8.1.1.3.3 Résultats des mesures – Evaluation subjective préliminaire

A titre d'évaluation initiale de sa couverture potentielle, le site individuel (Place du Portage) doté d'une p.a.r. de 600 W a fait l'objet d'une étude réalisée en septembre 1996. Un dispositif de mesure simple constitué d'un récepteur DAB Philips 452, a permis d'explorer 1200 km d'itinéraires afin d'évaluer la qualité de réception d'un service audio à 224 kbit/s avec une protection contre les erreurs de niveau 3 (débit de codage R ≈ ½). A un moment donné quelconque le long des itinéraires de mesure, un utilisateur devait évaluer de façon subjective les aspects suivants du service audio fourni: aucune altération perceptible, quelques évanouissements; évanouissement important ou interruption complète (perte de service).

La Fig. A.100 présente les résultats mis en forme. L'évaluation subjective du service audio est décrite par l'intensité du grisé des itinéraires de réception parcourus. Les tracés indiqués en noir correspondent à une qualité de service parfaite (altération imperceptible), les tracés grisés indiquent l'existence de quelques évanouissements (gris clair), les évanouissements importants étant signalés par un tracé en gris plus clair et la perte de signal complète par les tracés les plus clairs. A titre de comparaison, la couverture prévue en termes de disponibilité de service est présentée sous forme de zone ombrée pour les valeurs au moins égales à 95%. Cette prévision a comporté un calcul réaliste des phénomènes de diffraction d'après une base de données d'altitude et de couvert du terrain. On observe une corrélation entre l'évaluation subjective de la qualité audio et la disponibilité de service prévue. Il convient de noter que le niveau de bruit réel du récepteur (3,85 dB) dépasse légèrement la valeur de 3 dB supposée dans les calculs prévisionnels.

FIGURE A.100

Couverture mesurée de l'émetteur de la Place du Portage fonctionnant à 1 466,768 MHz (évaluation subjective de la qualité sonore)
La zone ombrée représentée correspond par ailleurs à la couverture prévue en termes de disponibilité du service d'au moins 95%



A.8.1.1.3.4 Résultats des mesures – Mesures détaillées du champ

La première campagne de mesures détaillées réalisée en novembre et en décembre 1996 a recueilli des données de champ pour trois émetteurs fonctionnant sur trois fréquences distinctes dans la Bande L, avec dans chaque cas un contenu énergétique large bande de type COFDM. Situés Place du Portage et à l'Université Carleton, tel qu'indiqué plus haut, ces émetteurs comprennent en outre une installation expérimentale DSB au Centre de recherche sur les télécommunications, qui fournit une p.a.r. d'environ 60 W au moyen d'une antenne omnidirectionnelle, dont la hauteur au-dessus du niveau moyen du sol est d'environ 27 m.

Le champ produit par chaque émetteur a été mesuré en des points espacés de 2 m au moyen du système MMAS décrit plus haut. Sur les 1 800 km d'itinéraires parcourus en trois semaines quelque 835 000 points de données valides ont été enregistrés (soit 44 Mégaoctets). Chaque point de donnée contient les informations suivantes:

– champ RF dans la bande de 1,5 MHz, pour trois fréquences distinctes dans la Bande L fournie par le récepteur d'essai Rohde & Schwarz;

– emplacement du véhicule (latitude, longitude), temps absolu et coefficient de précision des données, fournis par le récepteur GPS;

– distance absolue parcourue à partir du point de départ, fournie par un capteur de roue.

– information sur le type d'environnement fournie par le pilote via le boîtier ETSB.

Avant d'analyser ce jeu de données, certaines corrections préalables sont effectuées pour:

– corriger certaines erreurs de coordonnées GPS;

– réduire au minimum l'incidence sur les statistiques du symbole NULL propre à la structure de signal du Système numérique A.

Le jeu de données préalablement traitées permet de produire 15 nouveaux jeux de données qui font ensuite l'objet d'une analyse détaillée. Sept nouveaux jeux sont obtenus en extrayant dans un premier temps les composantes du signal, puis en classant les résultats par zones de différentes tailles:

– Le traitement proprement dit des données prétraitées consiste à en extraire les composantes à variation lente et rapide au moyen d'une fenêtre glissante de Hamming de 20 points, de façon à obtenir trois jeux de données (complet, lent et rapide). Cette opération est nécessaire étant donné qu'une partie de l'analyse est représentative d'un ou deux de ces jeux de données.

– Chacun de ces trois jeux de données (complet, lent et rapide) est ensuite classé par catégorie pour en extraire les statistiques correspondant à des blocs du réseau, l'ensemble de la zone étudiée étant divisé en un réseau de blocs de taille identique. Cinq tailles de blocs sont prises en compte: 100×100, 250×250, 500×500, $1\,000 \times 1\,000$ et $2\,000 \times 2\,000$ m^2.

Les quinze jeux de données ainsi obtenus permettent d'établir toutes sortes de statistiques dont seulement une petite partie a été analysée jusqu'à présent. Les résultats préliminaires de couverture présentés ci-après concernent exclusivement les sites d'émission primaire et secondaire (Portage et Carleton, respectivement) et non le site expérimental (CRC).

Les Fig. A.101 et A.102 présentent les résultats des mesures concernant respectivement les sites des émetteurs de Portage et de Carleton. Les résultats sont tirés du jeu de données relatif au signal complet pour une zone de 500×500 m^2. La disponibilité du service est calculée en supposant un seuil de réception de –95 dBm.

FIGURE A.101

Disponibilité de service de l'émetteur de la Place du Portage d'après les mesures de champ

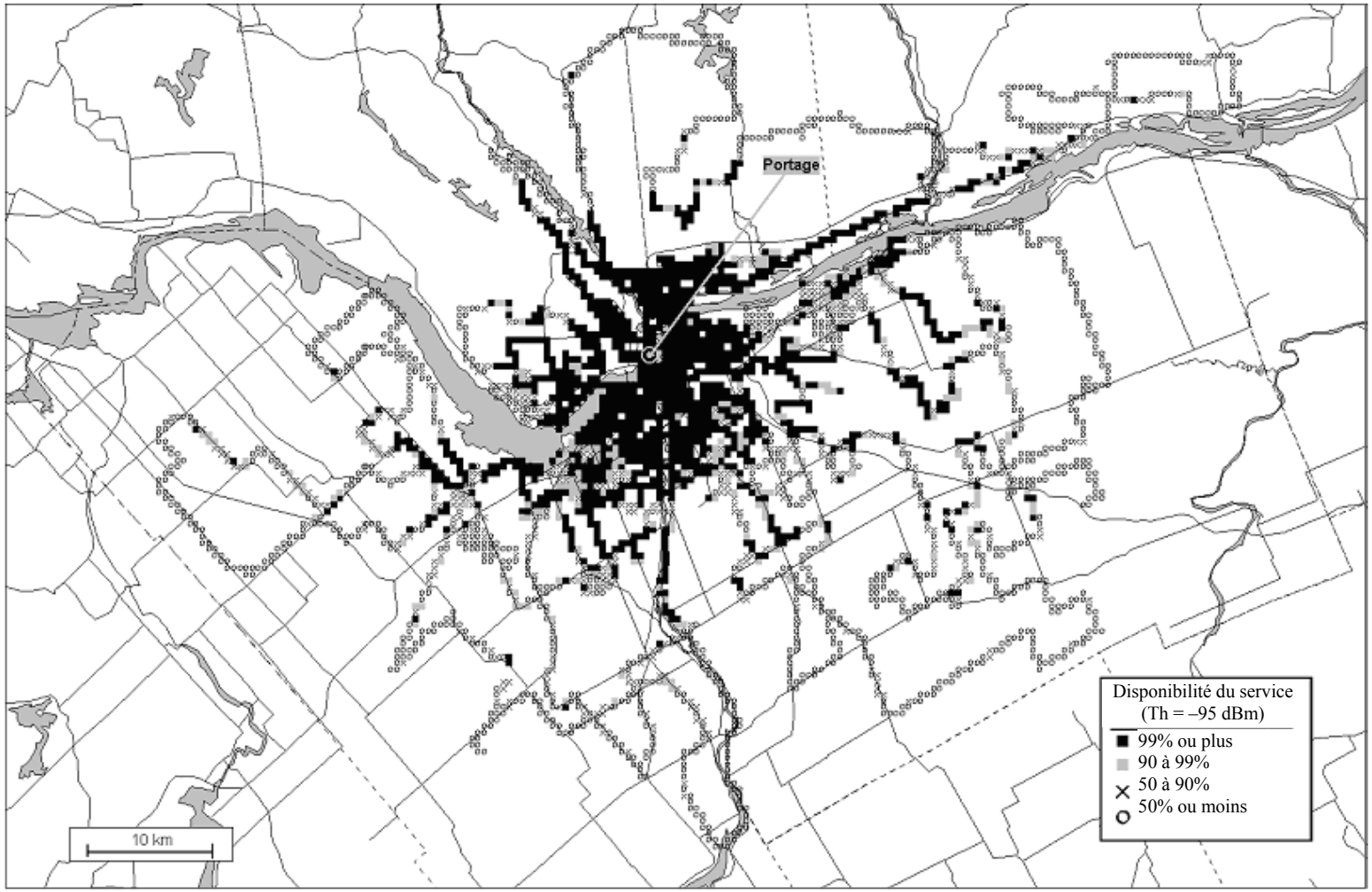
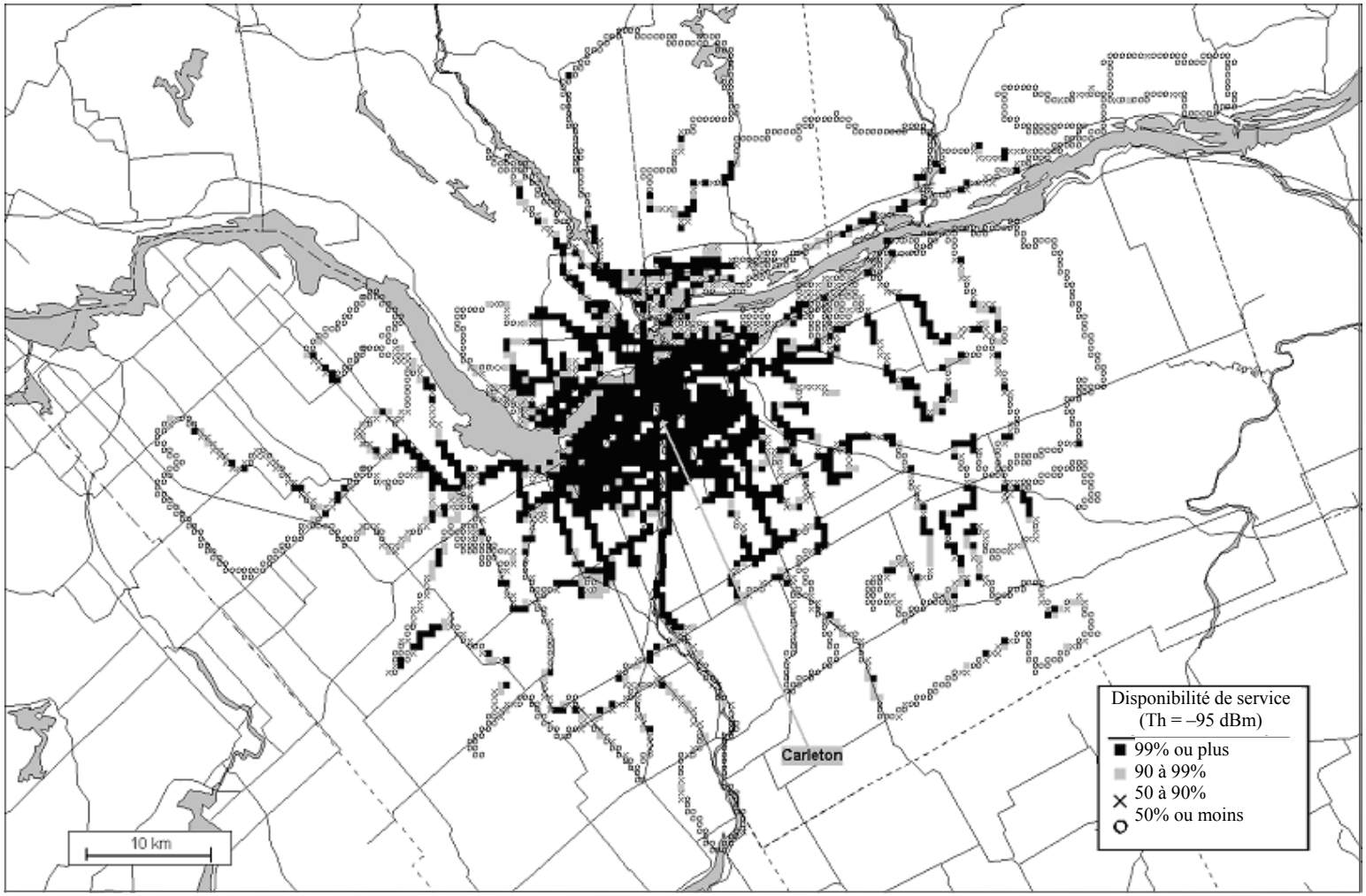


FIGURE A.102

Disponibilité de service de l'émetteur de l'Université Carleton d'après les mesures de champ



Les zones non marquées sur la carte ne correspondent à aucune mesure.

Tous les résultats concordent parfaitement avec les prévisions de couverture établies dans le cadre de la conception du système.

Les résultats plus complets de l'analyse seront disponibles prochainement.

A.8.1.2 Développement du réseau DSB à 1,5 GHz en France

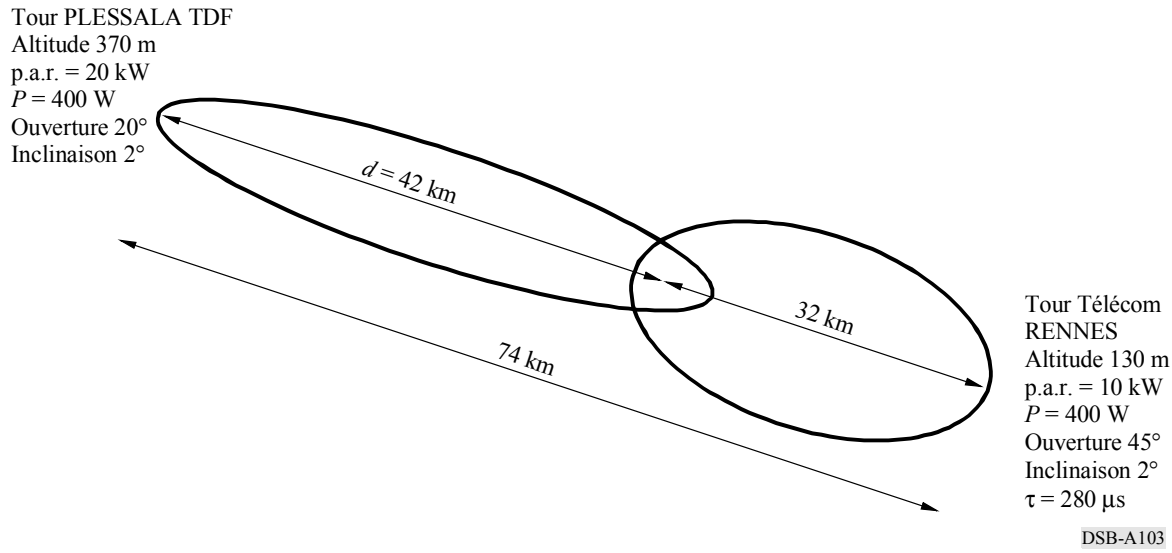
A.8.1.2.1 Essais sur le terrain de SFN réalisés en France

En 1994, dans la région de Rennes, un SFN constitué de deux sites d'émission a été réalisé. Un équipement utilisant le système numérique A de troisième génération fonctionnant en Mode II a été mis en service à 1,5 GHz. Les essais sur le terrain ont été effectués en septembre 1994 pour étudier d'une part le comportement du système dans la zone de l'intervalle de garde et, d'autre part, le champ brouilleur et les sources brouilleuses en dehors de cette zone.

La Fig. A.103 indique les principaux paramètres du SFN. La zone de l'intervalle de garde qui s'étend sur environ 20 km (Mode II) est corrigée de façon a atteindre 32 km à partir de l'émetteur principal (Rennes) en retardant le signal principal.

FIGURE A.103

Fréquence unique de Rennes fonctionnant à 1,5 GHz



Plusieurs itinéraires de mesure ont été testés, dans les conditions de fonctionnement suivantes:

– Emetteur de Rennes en service, émetteur de Plessala hors service,

– Emetteur de Rennes hors service, émetteur de Plessala en service,

– Les deux émetteurs en service.

La Fig. A.104 présente les résultats obtenus sur l'axe Rennes-Plessala avec les 2 émetteurs en service (l'émetteur de Rennes est du côté gauche). Les courbes représentent l'altitude et l'intensité du champ. De plus, les interruptions de signal sont représentées par des petits losanges sur la courbe d'intensité du champ, la zone de l'intervalle de garde étant comprise entre les deux lignes en pointillés.

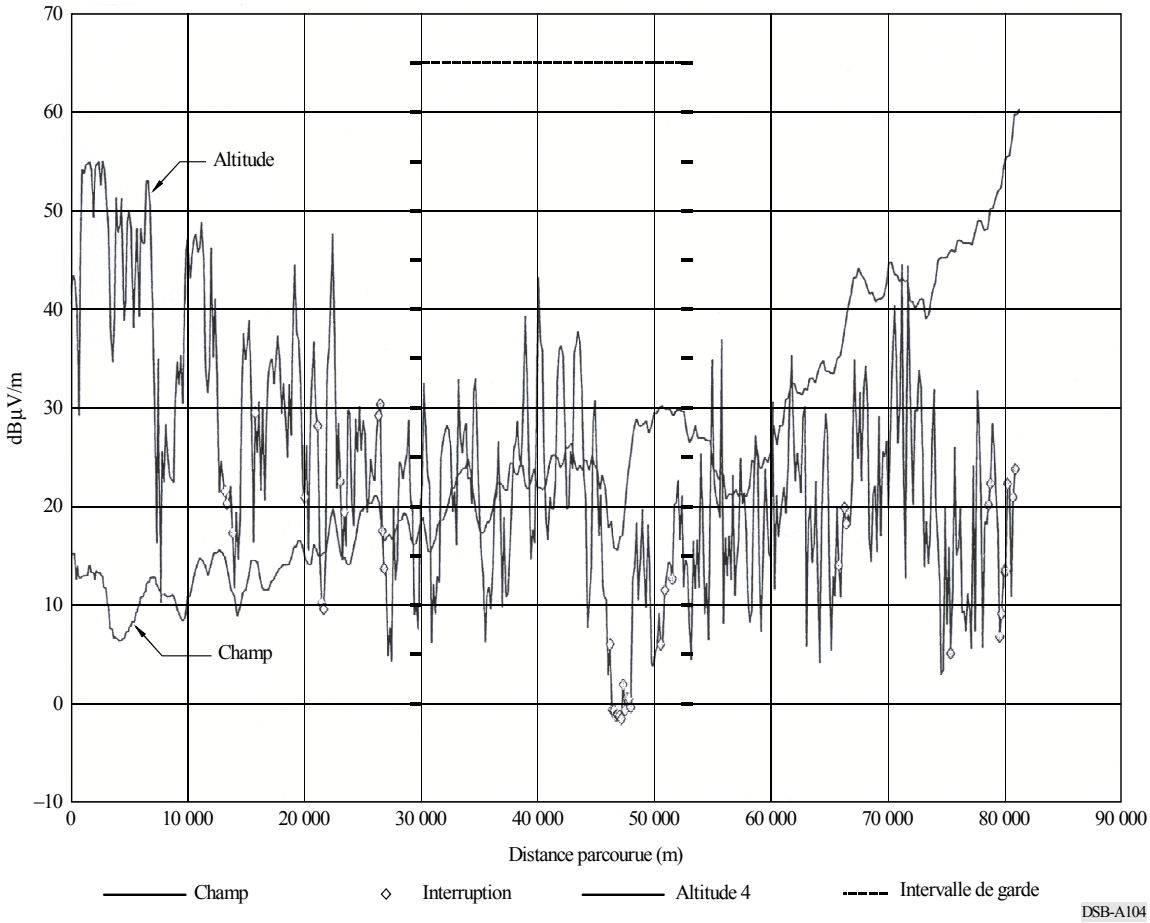
Comme le démontrent ces mesures, le principe du SFN est parfaitement établi. Toutefois, en raison de la propagation quasiment optique dans ces domaines de fréquence d'importants phénomènes d'occultation ont été observés dans les vallées (par exemple, voir Fig. 104, zone à l'intérieur de l'intervalle de garde). Les phénomènes d'occultation ont été particulièrement notables à plus de 20 km d'un émetteur. En outre, à de telles distances des émetteurs (d > 20 km), les interruptions de signal ont été fréquentes dans les petites agglomérations et dans les zones boisées (évanouissement de l'ordre de 15 dB).

Le brouillage mutuel des deux émetteurs en dehors de la zone de l'intervalle de garde a été une autre cause majeure d'interruption de signal (voir la Fig. A.104). Ce phénomène est lié étroitement à l'algorithme de synchronisation, qui dans le cas présent, synchronise le récepteur sur le premier écho d'une amplitude supérieure à 16 dB au-dessous de la puissance totale, et de 10 dB au-dessus du niveau de bruit.

Une autre façon de réduire le brouillage mutuel pourrait consister à utiliser une antenne inclinée à faisceau «co-sécant» de manière à réduire la puissance émise par cet émetteur au-delà d'une certaine distance. Ces antennes se caractérisent par leur diagramme de rayonnement obtenu en synchronisant la phase sur chacun des éléments rayonnants.

FIGURE A.104

Mesures sur l'itinéraire de Rennes-Plessala avec les deux émetteurs en service



Rapport provisoire sur les aspects techniques et la disponibilité de service.

En décembre 1996, l'administration française a autorisé la diffusion de trois blocs DSB de Système numérique A dans la région parisienne. Ces trois blocs sont situés dans la bande de 1,5 GHz et utilisent les fréquences centrales suivantes: 1 454,672 MHz, 1 459,808 MHz, 1 466,656 MHz.

Les deux blocs inférieurs sont exploités comme suit:

Premier bloc: 8 canaux audio (un canal monophonique à 96 kbit/s, deux canaux stéréophoniques à 192 kbit/s, deux canaux stéréophoniques à 224 kbit/s, et trois canaux monophoniques à 64 kbit/s) et un canal de données (32 kbit/s).

Deuxième bloc: 5 canaux audio (un canal stéréophonique à 256 kbit/s, deux canaux stéréophoniques à 224 kbit/s, un canal stéréophonique à 192 kbit/s, un canal monophonique à 128 kbit/s) et deux canaux de données (8 et 64 kbit/s).

Le dispositif utilise un Système numérique A fonctionnant en Mode II. Ce mode offre le meilleur compromis dans la bande de 1,5 GHz. L'intervalle de garde a une longueur de 62 µs. Un code convolutionnel, avec un rapport de protection d'environ 0,5 (un bit utile pour deux bits émis) est appliqué à chaque programme audio. Les canaux de données sont protégés par un code convolutionnel avec un rapport de protection de 3/8. Ces rapports ont été choisis pour obtenir une protection suffisante dans les conditions de réception les plus difficiles (réception mobile dans les zones urbaines denses). De précédents essais sur le terrain ont montré le caractère adéquat des valeurs ainsi choisies.

Chaque bloc est diffusé par un SFN synchronisé de trois émetteurs, installés aux environs de Paris; leur diagramme de rayonnement quasi omnidirectionnel réalise une couverture complète de toute la ville. Les distances entre les trois émetteurs sont inférieures à 18,5 km: en vertu des règles de synchronisation propres au Système A et des caractéristiques du Mode II, et si chaque émetteur est correctement synchronisé, il n'y a donc aucun risque d'autobrouillage à l'intérieur du réseau SFN. La puissance apparente rayonnée (p.a.r.) maximale de chaque site est de 3 kW, et la polarisation est verticale.

Puisque les canaux audio et de données sont créés en des points différents, ils doivent être regroupés via un réseau de collecte. Les trajets des studios émetteurs étant entièrement numériques, les codeurs de source numérique sont situés dans les studios. Ils sont reliés à un multiplexeur d'ensemble par des liaisons numériques en hyperfréquence à 2 Mbit/s. Chaque programme audio est numérisé, comprimé au moyen de codeurs MPEG de Couche II et transmis au multiplexeur d'ensemble du Système numérique A, via une interface de télécommunication G703/704. La fréquence d'échantillonnage est de 48 kHz. Tous les codeurs de source sont synchronisés au moyen du GPS via une fréquence pilote stabilisée.

Le multiplexeur d'ensemble crée la trame numérique du flux à 2 Mbit/s contenant les programmes audio et de données transmis aux émetteurs. Le signal multiplexé est distribué aux émetteurs via un réseau de transport (liaison numérique en hyperfréquence à 2 Mbit/s).

Les deux blocs d'ensemble sont entièrement opérationnels depuis février 1997.

Les essais d'écoute effectués à Paris et dans sa banlieue au moyen de véhicules de mesure ont donné d'excellents résultats. Aucune altération n'est perceptible le long des itinéraires suivis à Paris même et en banlieue. La réception est même possible dans certains tunnels urbains. Les zones de banlieue où l'on observe des problèmes de réception sont bien connues et prévues par le logiciel de couverture, puisque les altérations sont dues à des phénomènes d'occultation par le relief (zones accidentées, vallées profondes).

Les données associées au programme (DAP) sont intégrées à la trame audio, directement dans le codeur source. Elles utilisent une partie négligeable de la trame audio, soit un flux de 10 kbit/s de données DAP dans une trame audio de 224 kbit/s, ce qui a une répercussion négligeable sur la qualité audio. Ces transmissions de données ont été testées de façon probante sur le réseau DSB de Paris. Les récepteurs DSB offrent la possibilité de recevoir ces données sur écran.

A.8.1.3 Mesures expérimentales en Australie

A.8.1.3.1 Résultats préliminaires des mesures de couverture: réseau à fréquence unique à deux sites

A.8.1.3.1.1 Introduction

Un réseau DSB expérimental dans la Bande L fonctionne à Canberra depuis mars 1997; créé conjointement par le Communication Laboratory et par la National Transmission Agency, il est utilisé à des fins de démonstration et en tant que cadre des activités de planification et des études techniques consacrées à ce système de radiodiffusion.

A.8.1.3.1.2 Description du réseau

Le réseau DSB comprend deux sites d'émetteurs qui fonctionnent en tant que réseau à fréquence unique (SFN). L'installation émettrice primaire est située sur la Tour Black Mountain, principal site de radiodiffusion et de télécommunications de Canberra; l'émetteur secondaire, à environ 20 km au sud, à Tuggeranong Hill, fait office de site de réémission en ondes métriques des services de télévision, dans la région située au sud de Canberra.

Les deux emplacements ont été sélectionnés en raison de leur infrastructure bien établie (tours, bâtiments, etc.), et de leur capacité à assurer conjointement la couverture d'une zone étendue. Le site de Black Mountain avait été utilisé lors d'essais antérieurs; sa capacité à fournir une bonne couverture des bassins démographiques nord et centre est connue, bien que la desserte de certaines banlieues et de certaines zones isolées de la partie sud soit limitée par les effets de masque du terrain. Cependant, l'implantation d'un émetteur secondaire à Tuggeranong Hill devrait étendre la couverture à ces zones mal desservies et contribuer par ailleurs à la diversité du signal dans une grande partie de la zone considérée.

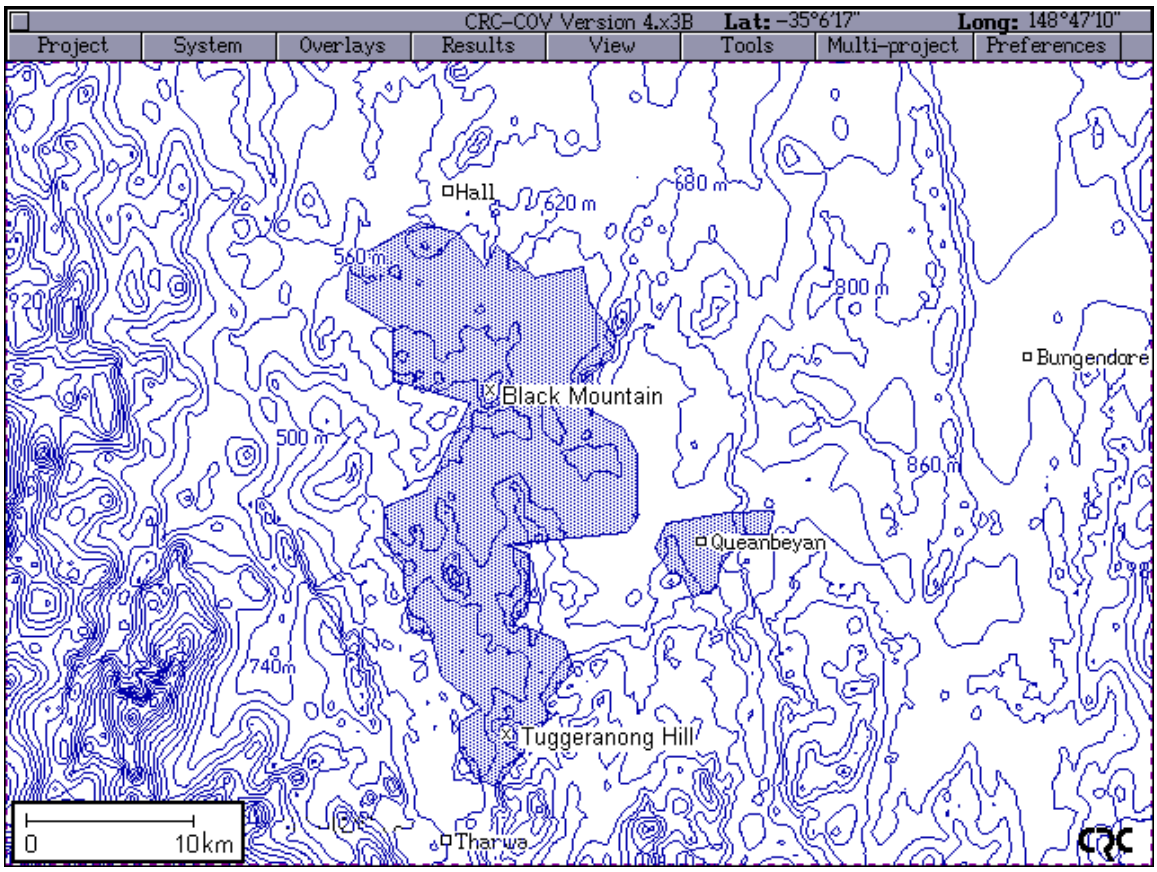
La Fig. A.105 représente une carte des courbes de niveau de l'ensemble de la région, dont les zones ombrées indiquent l'agglomération de Canberra et la ville voisine de Queanbeyan.

Par ailleurs, la Fig. A.106 (a) représente le schéma de principe de l'installation principale de Black Mountain. La plus grande partie du matériel est installée sur une seule baie, située dans le local technique du premier étage de la tour. Une liaison à hyperfréquences installée sur la plate-forme extérieure permet de distribuer l'ensemble des porteuses multiplexées au site d'émission secondaire. Les deux amplificateurs haute puissance sont logés dans un petit abri étanche installé avec les antennes émettrices sur une plate-forme de radiotélécommunication en plein air, deux étages au-dessus du local technique.

Les programmes audio proviennent de cinq radiodiffuseurs locaux en MF. Les signaux audio sont codés et multiplexés, codés en canal, modulés, puis convertis à la fréquence de 1 487,6 MHz (Bande L) au moyen des équipements du local technique. La sortie du multiplexeur est introduite dans un adaptateur de réseau d'émission qui assure la protection contre les erreurs et le verrouillage de trame G.704 du flux de données multiplexées à transmettre par la liaison à hyperfréquences à 2 Mbit. Un retard fixe de 139,08 ms est introduit dans le codeur de canal pour garantir l'émission de signaux synchronisés en temps et en fréquence par les deux sites. Cette solution corrige le retard de transmission par la liaison à hyperfréquences, ainsi que la différence de temps de traitement des deux sites. Les fréquences sont synchronisées en verrouillant le modulateur/convertisseur-élévateur sur un signal de référence extérieur à 10 MHz obtenu à partir d'un récepteur GPS.

FIGURE A.105

Carte en courbes de niveaux de la région où les zones ombrées correspondent aux agglomérations les plus importantes de Canberra et de la ville voisine de Queanbeyan (Equidistance des courbes de niveau: 60 m) Tour de Black Mountain



Une fois préamplifié, le signal COFDM de faible intensité est envoyé à la plate-forme de radiotélécommunication et introduit dans les deux amplificateurs de haute puissance de 50 W via un répartiteur à deux voies. Chaque signal amplifié est ensuite émis par une antenne sectorielle à gain élevé alimentée par une ligne de transmission Heliax à faible perte. Les deux antennes assurent ensemble une couverture sur un secteur de 320° vers l'ouest, à partir de Black Mountain. Compte tenu des pertes de ligne de transmission, la p.a.r. de chaque antenne est estimée à 1 064 W.

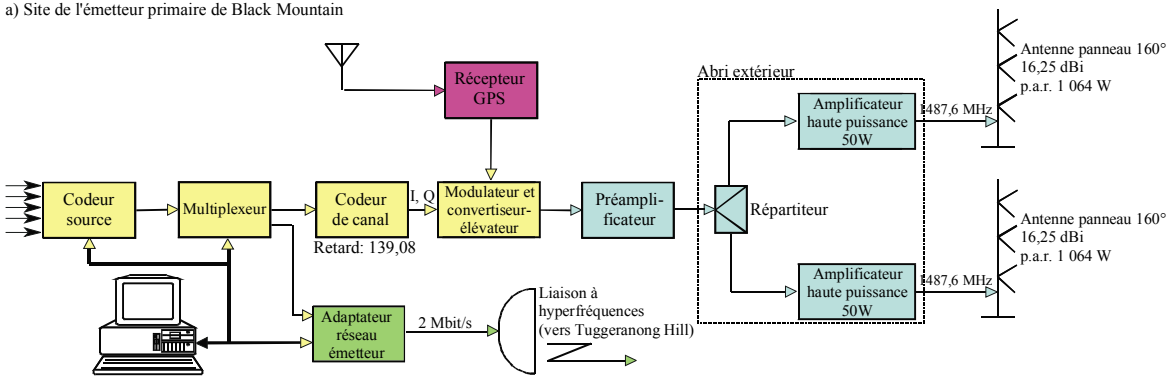
A.8.1.3.1.3 Tuggeranong Hill

La Fig. A.106 (b) représente le schéma de la configuration matérielle de l'installation de Tuggeranong Hill. Les données multiplexées reçues par la liaison à hyperfréquences à 10,5 GHz sont envoyées vers une baie d'équipement installée sous abri à la base du mât d'antenne. Les données sont alors introduites dans un adaptateur du réseau de réception, pour être reformatées et afin de corriger les erreurs éventuellement survenues dans les liaisons de transmission, avant d'être traitées par le codeur/modulateur de canal. Le signal COFDM de sortie à 35 MHz est ensuite converti à 1 478,6 MHz. Le convertisseur comme le modulateur de canal sont verrouillés en fréquence à la fréquence de référence de 10 MHz fournie par un récepteur GPS.

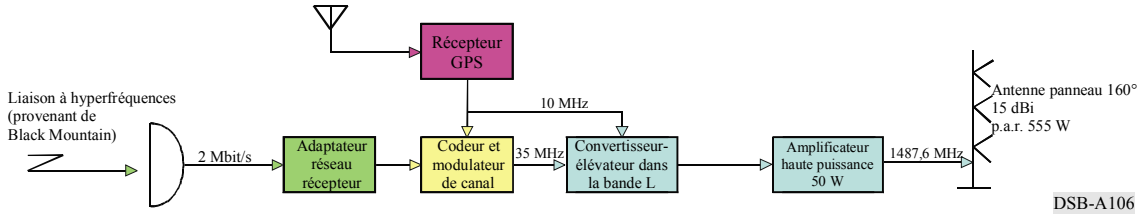
FIGURE A.106

Schéma de la configuration du réseau

a) Site de l'émetteur primaire de Black Mountain



b) Site d'émetteur secondaire instalé à Tuggeranong Hill



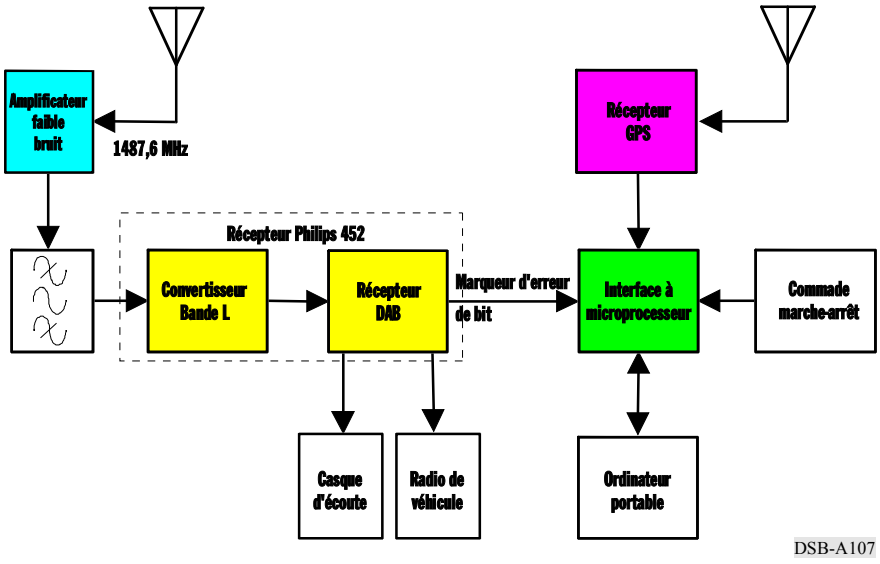
Le signal dans la Bande L est amplifié au moyen d'un amplificateur de haute puissance de 50 W, installé dans la baie d'équipements, puis appliqué à une antenne sectorielle par l'intermédiaire d'un câble Heliax à faible perte. L'antenne est installée sur le mât à environ 15 m au-dessus du niveau du sol, au voisinage immédiat de la liaison de réception à hyperfréquences. L'antenne est réglée de façon à obtenir une largeur de faisceau horizontale de 120°, la ligne de visée étant sensiblement alignée sur la Tour de Black Mountain. Compte tenu des pertes de ligne, la p.a.r. de l'installation est estimée à 555 W.

A.8.1.3.1.4 Système de mesure de la couverture DSB

Afin de faciliter l'évaluation de la couverture d'un réseau DSB, un système de mesure simple conçu autour du récepteur d'essai Philips 452, a été mis au point. Représenté à la Fig. A.107, ce système permet d'obtenir une indication de la qualité du signal audio reçu, grâce au marqueur d'erreur du décodeur Viterbi du récepteur. Le compte d'erreur est additionné sur un intervalle d'une seconde pour coïncider avec les données de position périodiques fournies par le récepteur GPS. L'interface du microcontrôleur convertit le compte d'erreur et les coordonnées GPS en format ASCII avant de transmettre les données pour les enregistrer sur un ordinateur portable. Une commande manuelle permet de lancer, d'arrêter ou d'interrompre momentanément la collecte de données.

FIGURE A.107

Système de mesure mobile



Une série d'essais en laboratoire a été réalisée pour déterminer la corrélation entre le compte d'erreur enregistré et le seuil d'audibilité pour une série de débits binaires audio et pour différents taux de protection contre les erreurs; dans ce cas, le seuil d'audibilité est défini à l'apparition d'une altération du signal sonore. Les résultats des essais en laboratoire ont été vérifiés lors d'une série ultérieure d'essais sur le terrain, avant le début de l'étude de couverture.

Le niveau de bruit du système de mesure du récepteur s'élève à environ 1,6 dB, soit sensiblement moins que les 3 dB suggérés habituellement aux fins de la planification.

Le Tableau A.30 indique les paramètres du réseau de transmission.

A.8.1.3.1.5 Mesure de la couverture du réseau DSB

Une évaluation initiale de la couverture a été réalisée pour un seul émetteur (Black Mountain) et pour les deux émetteurs (réseau à fréquence unique). En fonction des paramètres du système indiqués au Tableau A.30, la qualité de réception d'un service audio à 224 kbit/s (avec un niveau de

protection contre les erreurs égal à 3) a été évaluée sur des itinéraires qui couvrent les principales agglomérations et qui desservent la région voisine.

TABLEAU A.30

Paramètres du réseau

Paramètres	Système		
Codage source	224 kbit/s mode stéréo mixte		
Codage de canal	Niveau de protection 3 (débit de codage $R \sim 0,5$)		
Modulation	COFDM Mode II		
Fréquence d'émission (MHz)	1 487,6		
Espacement des sites (km)	20		
Délai de transmission (ms)	139,08 (Black Mountain)		
	Tour Black Mountain		Tuggeranong Hill
Puissance d'émetteur (W)	50	50	50
Perte de ligne (dB)	0,82	0,82	2,4
Irrégularités du terrain[1] Δh (m)	74	104	120
EHAAT de l'antenne[2] (m)	244	234	170
Ligne de visée (par rapport au Nord géographique) (degrés)	350	150	355
Polarisation d'antenne	Vertical	Vertical	Vertical
Gain d'antenne (dBi)	16,25	16,25	15,0
Largeur de faisceau horizontal (degrés)	160	160	120
Largeur de faisceau vertical (degrés)	4	4	8
Inclinaison d'antenne (degrés)	2	2	3
p.a.r. (W)	1 064	1 064	555

(1) Les irrégularités (Δh) du relief ont été établies sur des segments de trajet allant de 3 à 20 km, à partir du site de l'émetteur; les chiffres obtenus ont été mis en moyenne sur un certain nombre de lignes radiales comprises dans l'angle d'ouverture de faisceau de l'antenne.

(2) La hauteur EHAAT a été calculée conformément à la définition de la Recommandation UIT-R P.1546 et mise en moyenne sur un certain nombre de lignes radiales comprises dans l'angle d'ouverture du faisceau d'antenne.

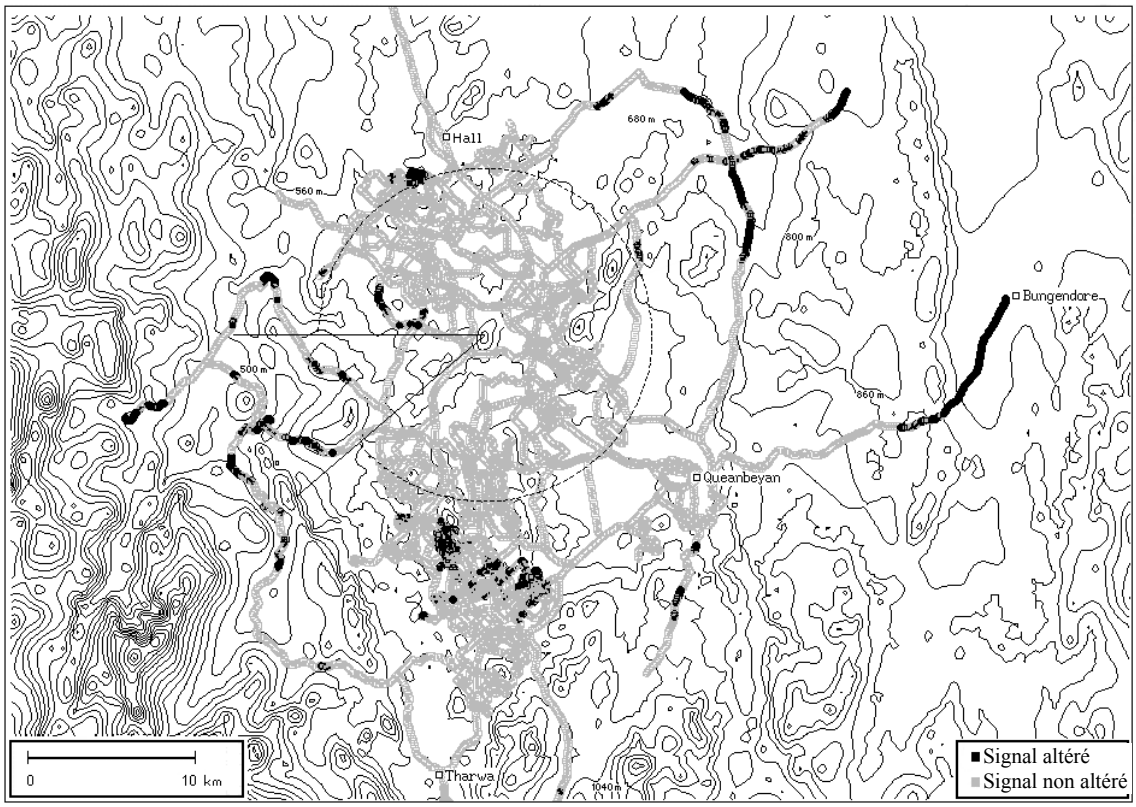
Les Fig. A.108 et A.109 présentent les résultats de l'étude sur le terrain. Le long des itinéraires de mesure, la qualité du service audio en réception est indiquée par deux légendes: les parties gris clair correspondent à une réception audio parfaite (aucun parasite audible), tandis que les parties en noir correspondent à un certain niveau d'altération audible. Ces dernières vont des évanouissements de courte durée ou des sons parasites à l'interruption complète de réception.

La Fig. A.108 présente les mesures de couverture DSB lorsque seul l'émetteur de Black Mountain est en service. La plus grande partie de la périphérie de Canberra, ainsi que la ville voisine de Queanbeyan et un certain nombre de communautés rurales isolées, semblent bien desservies par cet

émetteur. Toutefois, il reste quelques poches mal desservies à l'intérieur des zones densément peuplées. Parmi celles-ci figurent la périphérie de Fraser, située dans la zone d'ombre du Mt Rogers au nord de Canberra, et un certain nombre de zones suburbaines dans la partie sud qui sont également occultées par le relief. Il convient de signaler que la médiocre qualité de la réception en MF est bien connue, en ce qui concerne nombre des zones en question – ce qui résulte en partie des obstacles présents sur le trajet ou des réflexions successives sur les reliefs voisins.

FIGURE A.108

Mesure de couverture DSB (du seul émetteur de Black Mountain)
(Equidistance des courbes de niveau: 60 m)



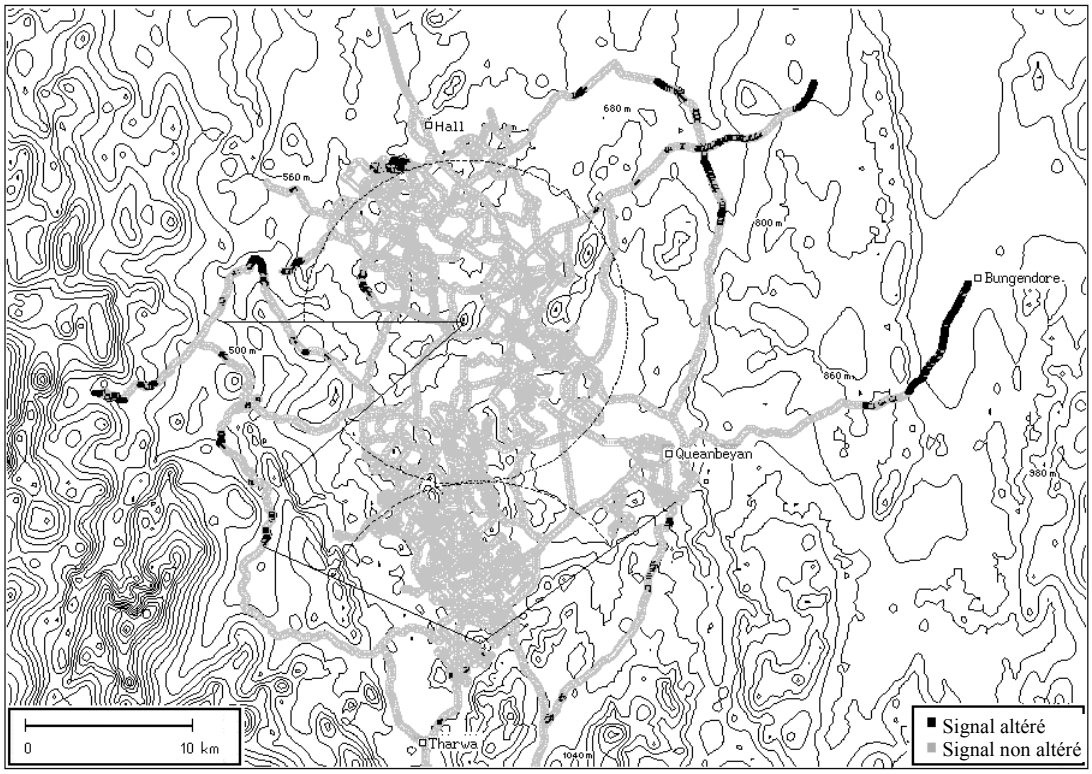
En dépit de ces restrictions, on constate dans certaines régions une couverture d'une qualité supérieure aux prévisions initiales. En particulier, la zone de l'agglomération de Queanbeyan, située en partie dans un bassin au sud-est de Black Mountain, et plusieurs tronçons de la route principale reliant Queanbeyan à la communauté rurale de Bungendore. L'émetteur était gravement occulté sur nombre des itinéraires de mesure suivis dans ces zones. Compte tenu de l'absence d'altération (audible), il semble que les réflexions sur les accidents de terrain immédiatement voisins ont sans doute contribué suffisamment à intensifier le signal reçu au point d'assurer la continuité du service. L'absence d'accidents de terrain «primaires» (capable de produire des échos par trajets multiples d'un niveau suffisant) explique probablement pourquoi d'autres zones occultées, situées à des distances comparables de l'émetteur – par exemple celles indiquées au paragraphe précédent – ne sont pas correctement desservies.

La Fig. A.109 présente les mesures de couverture obtenues lorsque les deux sites d'émission sont en service. La zone mal desservie dans le cas précédent (au sud de Canberra) bénéficie alors d'une couverture adéquate avec la configuration à deux émetteurs. La couverture est par ailleurs

manifestement améliorée sur les itinéraires immédiatement à l'ouest et au sud-ouest de Black Mountain (il est à noter que certain d'entre eux sont également en dehors de la zone de couverture nominale de l'émetteur de Black Mountain). L'amélioration observée à l'extrême sud est limitée, ce qui est néanmoins prévisible compte tenu de l'installation d'une antenne directionnelle à Tuggeranong Hill. L'emploi d'une antenne omnidirectionnelle (ou antenne-réseau) devrait entraîner une certaine extension de la couverture au sud et au sud-est de l'émetteur.

FIGURE A.109

Mesure de la couverture DSB (Black Mountain et Tuggeranong Hill)
(Equidistance des courbes de niveau: 60 m)



La contribution de l'émetteur secondaire dans les zones situées au nord est généralement limitée par le relief en présence. Une certaine amélioration est manifeste sur les itinéraires à l'ouest de Black Mountain, bien que la zone suburbaine nord de Fraser soit toujours dépourvue de couverture, de même que certains tronçons de routes importantes de liaison avec le nord et le nord-est. L'installation de l'antenne (des antennes) émettrice(s) à un niveau plus élevé sur la Tour de Black Mountain, est susceptible d'améliorer la couverture des zones en question. Néanmoins, une solution plus intéressante du point de vue de la couverture globale et de la disponibilité du service consisterait à installer un émetteur supplémentaire au nord-est de Black Mountain. Cet émetteur étendrait la couverture le long du grand axe de circulation national Canberra-Sydney et le cas échéant, la partie non desservie de l'autoroute Kings Highway (reliant Queanbeyan à Bungendore). Selon l'implantation choisie, l'obtention d'une diversité en signal dans des banlieues proches et du nord de Canberra est par ailleurs possible.

A.8.1.3.1.6 Conclusion

D'après les résultats de cette série initiale de mesures extérieures, la plupart des zones habitées de la région sont correctement desservies par la configuration actuelle à deux émetteurs. L'extension de la couverture à la zone non desservie de Fraser, à la périphérie nord de Canberra, est facile à envisager

au moyen d'un réémetteur, situé le cas échéant dans la même région à l'emplacement d'un réémetteur de télévision existant. Pour assurer le caractère opérationnel du service, il serait intéressant d'étendre la couverture aux zones rurales isolées, et le long des principales routes d'accès à la région voisine. L'utilisation d'une antenne omnidirectionnelle sur le site de Tuggeranong Hill y contribuerait en partie en améliorant la couverture de la zone située la plus au sud. Un troisième émetteur, situé au nord-est de Black Mountain serait intéressant pour pouvoir étendre la couverture à ce secteur et le long du grand axe national.

A.8.1.3.2 Mesures de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments, réalisées en Australie (à 1,5 GHz)

A.8.1.3.2.1 Résultats des mesures

Vingt-neuf locaux d'habitation privés et quatre locaux de bureaux/commerciaux ont fait l'objet de mesures. La plupart des logements étaient constitués de bâtiments indépendants à un seul niveau, avec des murs extérieurs en briques simples ou doubles, à l'exception d'une habitation indépendante à trois niveaux et de deux bâtiments de style plus ancien – l'un en bois et l'autre en «dalles» de béton. Les toits de sept des bâtiments examinés étaient en tôle, et sinon en dalles de terre cuite ou de fibrociment dans les autres cas. Les bâtiments commerciaux/de bureau étaient tous en béton armé ou en dalles de béton préfabriquées. A deux exceptions près, il s'agissait d'implantations en espace ouvert, la plupart des postes de travail étant isolés par des cloisons basses ou à mi-hauteur.

Les Tableaux A.31 (pour les bâtiments commerciaux/de bureau) et A.32 (pour les habitations privées) présentent les résultats du programme de mesure. La valeur moyenne de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments désigne l'affaiblissement du champ observé dans 50% des emplacements à l'intérieur du logement ou du local professionnel, par comparaison au champ mesuré à l'extérieur dans 50% des emplacements, tandis que l'écart-type correspond aux fluctuations par rapport à cette valeur moyenne[3]. Les résultats indiquent également la valeur moyenne de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments dans les pièces ou les locaux commerciaux où les valeurs minimales et maximales du champ ont été relevées.

TABLEAU A.31

Système numérique A – affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments (observation dans 50% des emplacements) – bâtiments commerciaux/de bureaux

N° de Référence du site	Distance de l'émetteur (km)	Visibilité directe OUI/NON	Nombre de zones de mesure	Affaiblissement moyen dû à la pénétration dans les bâtiments (dB)	Ecart-type	Affaiblissement moyen dû à la pénétration dans une pièce (dB)	
						Minimum	maximum
1	4,66	O	8	15,6	6,5	11,3	22,4
2	2,65	O	4	12,4	6,9	6,9	17,3
3	2,65	O	3	15,8	6,8	10,4	22,3
4	5,28	O	6	19,1	6,8	12,6	24,9
5	5,28	O	2	19,5	5,8	15,8	22,8
6	4,88	N	8	20,7	6,1	11,0	25,4
7	4,88	O	8	27,2	7,9	19,3	42,1

[3] Comme le confirme l'examen des mesures réalisées dans chaque bâtiment, la distribution de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments tend vers une loi log-normale.

TABLEAU A.32

Système numérique A – affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments d'habitation (valeur dans 50% des emplacements)

N° de Référence du site	Distance de l'émetteur (km)	Visibilité directe OUI/NON	Nombre de pièces mesurées	Affaiblissement moyen dû à la pénétration dans les bâtiments (dB)	Ecart-type	Affaiblissement moyen dû à la pénétration dans une pièce (dB)	
						Minimum	maximum
1	3,43	O	5	5,7	5,1	1,2	7,3
2	8,01	N	8	5,9	5,4	0,1	8,0
3	6,62	O	6	4,0	4,4	0,9	5,4
4	13,60	O	9	13,0	8,0	4,5	19,6
5	14,39	N	9	8,6	6,3	4,4	16,4
6	7,63	N	6	5,3	5,4	2,5	8,3
7	16,62	O	8	7,2	5,6	1,9	14,3
8	6,55	O	6	12,4	6,2	6,1	15,6
9	13,48	O	6	7,0	6,8	0,7	11,3
10	5,90	N	4	1,4	3,8	1,0	2,3
11	3,29	N	6	3,8	5,5	0,5	7,3
12	1,97	N	5	9,4	6,5	6,2	18,0
13	7,25	O	6	6,9	6,0	2,5	10,4
14	7,04	O	6	9,9	6,5	5,8	16,1
15	3,25	O	7	2,1	4,6	0,2	4,2
16	8,73	O	5	5,7	5,4	4,4	7,3
17	15,43	N	5	7,8	4,9	4,3	9,1
18	6,63	O	5	6,8	5,3	4,6	8,4
19	9,26	O	5	4,2	4,8	2,0	5,6
20	8,99	N	6	6,5	4,7	3,5	7,7
21	2,11	O	2	2,1	5,4	1,3	2,6
22	2,11	O	2	13,2	5,6	11,0	14,4
23	2,11	O	3	11,4	5,9	8,4	15,3
24	0,80	O	7	1,4	2,2	0,4	3,0
25	10,10	O	8	9,4	6,1	4,6	14,8
26	10,07	O	6	3,5	5,0	1,8	7,7
27	8,37	O	5	8,1	4,6	7,3	8,8
28	4,33	O	7	9,1	5,7	3,6	15,2
29	3,86	N	6	6,2	5,9	2,3	12,9
30	7,02	N	7	6,6	5,4	2,3	13,1
31	8,09	N	5	1,6	4,7	0,1	3,3

A.8.1.3.2.2 Analyse

L'affaiblissement de 6,7 dB dans le cas des logements privés est notablement inférieur aux valeurs signalées dans les études réalisées auparavant en Europe et au Canada. Cette contradiction apparente est imputable aux conditions de réception et aux structures de bâtiments qui, estime-t-on, diffèrent de celles prises en compte par les travaux précédents. Les bâtiments considérés dans cette étude très récente étaient dans tous les cas des maisons unifamiliales indépendantes, et se trouvaient dans des zones suburbaines. La plupart des bâtiments étaient en outre construits en brique sur bois. Ce type de construction a été couramment utilisé pour les habitations individuelles en Australie, au cours des 20 à 30 dernières années; il s'agit d'une structure en bois, munie d'un parement simple à l'extérieur et de plaques en plâtre sur les murs intérieurs et sur les plafonds. L'affaiblissement dû à la pénétration, tant à travers les murs intérieurs qu'à travers les plafonds, est en principe inférieur aux valeurs observées sur des structures comparables en brique pleine ou en béton. De plus, contrairement à certains climats nordiques plus froids, les pertes thermiques par les fenêtres ne sont pas un sujet de préoccupation majeur, de telle sorte que les signaux pénètrent généralement en plus grand nombre et avec une plus forte intensité dans les bâtiments, ce qui contribue à améliorer la réception à l'intérieur. En revanche, les pertes dues à la pénétration dans les bâtiments peuvent être plus élevées dans le cas de constructions plus anciennes et/ou dans des zones plus urbanisées. Ces différents aspects doivent faire l'objet d'un complément d'étude.

Le Tableau A.32 classe les données relatives aux locaux d'habitation selon le type de construction. Outre les constructions en brique sur bois, cinq des logements étudiés avaient des murs en briques doubles.[4] Les murs intérieurs de quatre de ces logements étaient également en brique, dans les autres cas, il s'agissait de cloisons en placoplâtre sur ossature de bois.

On dispose seulement de données limitées concernant les habitations en bois ou en béton. Les valeurs (relativement) élevées de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments, dans le cas du logement indépendant en bois, sont imputables à la couverture métallique propre à ce type de bâtiment, comme à l'angle de réception élevé propre au site considéré (en raison de la proximité immédiate de l'émetteur).

Comme prévu, l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments a été nettement plus élevé dans le cas des bâtiments commerciaux/de bureaux. Ainsi, les valeurs moyennes observées dans les différentes zones ont varié de 11,2 dB à plus de 40 dB, l'affaiblissement moyen étant de 18,6 dB pour l'ensemble des secteurs étudiés. Les affaiblissements les plus importants ont été relevés dans la partie centrale de chaque niveau ou au voisinage des cages d'ascenseur. Les emplacements étaient généralement éloignés des fenêtres ou d'autres ouvertures qui normalement offrent des possibilités d'arrivée du signal. Outre l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments, l'écart-type des distributions correspondantes s'est également avéré supérieur aux valeurs observées pour les locaux privés, puisqu'ils étaient en moyenne de 6,7 (contre 5,4 pour les habitations privées).

L'affaiblissement dû à la pénétration par les fenêtres d'un des bâtiments de bureau, suscite une observation intéressante (voir le site n° 7 du Tableau A.31). Le verre des fenêtres de ce bâtiment récent construit a été traité pour filtrer la lumière et le rayonnement thermique; on a constaté qu'il donnait lieu à un affaiblissement du signal d'environ 5 dB à la fréquence d'essai. Bien qu'il n'y ait pas eu de mesure à d'autres fréquences, le personnel travaillant dans les locaux en question a fait spontanément observer à l'occasion des mesures la médiocre qualité de la réception des émissions en MF comme des communications téléphoniques mobiles.

---

[4] Ce type de mur extérieur est constitué de deux couches de briques séparées par un espace.

A.8.2 Essais au-dessous de 1 000 MHz

Un certain nombre de bandes de fréquence au-dessous des 1 000 MHz ont été identifiées comme pouvant être affectées à des services T-DSB. Au Royaume-Uni, les possibilités d'utilisation du spectre ont été axées essentiellement sur la Bande III de radiodiffusion, bien que la Bande I ait également été envisagée. Les résultats détaillés présentés ci-après ont été obtenus à la suite d'une évaluation expérimentale et d'essais sur le terrain d'un réseau SFN constitué de six émetteurs basse puissance, fonctionnant dans une zone située immédiatement au sud de Londres. Les essais ont été effectués principalement à 211 MHz, bien que deux des stations aient été équipées d'émetteurs fonctionnant à 64 MHz.

Les signaux ont été enregistrés à bord d'un véhicule muni d'une antenne de toit (à environ 1,5 m au-dessus du sol) et d'un système d'enregistrement informatique du champ.

A.8.2.1 Valeurs comparées de l'écart-type du champ de signaux en ondes entretenues et de signaux T-DSB (signaux émis sur une largeur de bande de 1,75 MHz)

Dans le but de comparer la variabilité spatiale des signaux large bande à celle des émissions bande étroite auxquelles la Recommandation UIT-R P.1546 se réfère, des mesures séquentielles ont été effectuées le long de deux itinéraires sur des signaux en ondes entretenues et des signaux DSB (occupant une largeur de bande de 1,75 MHz). Ces itinéraires avaient respectivement environ 3 et 8 km de long; dans chaque cas les mesures ont porté sur des émissions provenant de trois sources distinctes. Pour une de ces sources, des mesures comparées ont été en outre réalisées sur un troisième itinéraire de 10,5 km de long. Les séries de mesures obtenues suivaient une distribution pratiquement log-normale, au moins dans le domaine couvrant de 1% à 99% des emplacements.

Le Tableau A.33 indique les résultats exprimés en termes d'écarts-types.

Les résultats font apparaître une réduction notable de l'écart-type dans une proportion de 1,6, en raison de différents facteurs, notamment de la faible hauteur d'antenne et de l'utilisation d'un diagramme de rayonnement omnidirectionnel.

TABLEAU A.33

Valeur comparée des écarts-types des variations spatiales des signaux en ondes entretenues et DSB occupant une largeur de bande de 1,75 MHz

Emetteur	**Itinéraire**	**Ecart-type (dB)**		**Rapport DSB / Ondes entretenues**
		Ondes entretenues	DSB	(dB)
A	1	9,2	5,7	0,62
	2	9,5	6,5	0,65
	1	7,0	4,5	0,64
B	2	8,0	4,5	0,56
	3	9,7	6,5	0,67
C	1	9,7	4,5	0,47
	2	9,7	5,5	0,57
	Moyennes	9,0	5,4	0,60

A.8.2.2 Valeurs comparées des signaux T-DSB pour différentes largeurs de bande dans différents types d'environnement

Les résultats présentés au Tableau A.34 indiquent les écarts-types mesurés dans un certain nombre de zones de 0,5 km^2, à une fréquence de 211 MHz, à des distances de 6 et 12 km de l'émetteur. Les mesures ont été effectuées sur des largeurs de bande T-DSB de 1,75 MHz et 3,5 MHz, et les zones ont été classées en fonction de trois types d'environnement. Le Tableau présente conjointement la valeur de l'écart-type et la différence entre les niveaux dépassés dans 50% et 99% des emplacements.

D'après les résultats, la différence des résultats observés pour les deux largeurs de bande, selon le type d'environnement, est négligeable. Bien que les écarts-types soient légèrement plus importants dans le cas des mesures large bande, d'après le Tableau A.33, les différences globales entre les valeurs obtenues dans 50% et 99% des emplacements sont parfaitement conformes aux distributions log-normales comportant les écarts-types spécifiés.

A.8.2.3 Comparaisons des variations observées selon l'emplacement, des émissions dans les Bandes I et III

Le champ créé par deux émetteurs fonctionnant à 211 MHz a fait l'objet de mesures comparatives. Ces mesures ont ensuite été répétées à une fréquence de 64 MHz. Les écarts-types correspondants sont indiqués au Tableau A.35.

TABLEAU A.34

Variations du niveau du signal correspondant à des largeurs de bande et des environnements différents

Environnement	Largeur de bande: 1,75 MHz		Largeur de bande: 3,5 MHz	
	Ecart-type (dB)	Variation observée en passant de 50% à 90% des emplacements (dB)	Ecart-type (dB)	Variation observée en passant de 50% à 90% des emplacements (dB)
Urbain dense	5,5	12,9	5,6	13,1
Urbain	5,2	12,0	5,0	11,7
Suburbain	6,0	13,9	6,2	14,5
Moyenne	5,6	12,9	5,6	13,0

TABLEAU A.35

Comparaison des variations selon l'emplacement dans les Bandes I et III

Emetteur	Ecart-type (dB)	
	64 MHz	211 MHz
A	4,1	4,7
B	4,6	4,8
Moyenne	4,4	4,8

Comme on pouvait s'y attendre, ces données comparées et plusieurs autres mesures montrent que la variabilité du signal est légèrement plus forte aux fréquences élevées. Cette différence est néanmoins suffisamment faible pour conserver l'hypothèse retenue dans la Recommandation UIT-R P.1546 selon laquelle, aux fins de la planification, il n'est pas nécessaire de distinguer de ce point de vue les Bandes I et III.

A.8.2.4 Incidence des sources multiples sur le niveau du signal

Le Chapitre 3 considère le «gain de réseau interne» disponible sur un réseau SFN utilisant le Système numérique A. Ce phénomène résulte de l'addition des signaux de l'émetteur du réseau et comprend deux composantes, dites respectivement additive et statistique.

En raison des faibles puissances de fonctionnement du premier réseau SFN expérimental installé au Royaume-Uni, l'effet cumulatif d'émissions multiples dans une zone relativement étendue a généralement été limité à deux sources: les résultats présentés au Tableau A.36 ont été recueillis dans six zones. Dans chacune les champs moyens et les écart-types correspondants sont déterminés individuellement pour chaque émetteur, puis en fonctionnement simultané. Dans cinq des zones les intensités moyennes de champ différaient de moins de 2 dB.

D'après ces résultats, la présence de deux sources augmente partout le niveau moyen d'au moins 1 dB. De manière analogue, la valeur moyenne de l'écart-type est réduite d'environ 0,8 dB, ce qui traduit un accroissement d'environ 2 dB de la disponibilité dans 99% des emplacements. Il convient néanmoins de signaler que:

– l'écart-type n'est pas toujours inférieur à celui observé pour le seul émetteur 2, bien que celui-ci crée le champ médian le plus élevé;

– l'amélioration de la couverture est sensiblement moins importante par comparaison à l'amélioration théorique prévue en associant les signaux par la méthode log-normale.

TABLEAU A.36

Variations du champ médian et de l'écart-type dans un réseau SFN

Zone	Ecart-type émetteur 1 (dB)	Ecart-type émetteur 2 (dB)[(1)]	Différence entre les champs médians (dB)	Ecart-type – deux émetteurs (dB)	Accroissement de l'intensité du champ médian[(1)] (dB)
1	6,7	6,7	1,5	4,3	3,3
2	4,7	6,1	1,6	5,1	1,8
3	4,2	5,5	1,9	4,3	1,3
4	5,7	3,7	0,7	4,2	1,8
5	5,7	4,9	0,8	5,3	4,2
6	5,8	4,6	9,3	4,2	1,0
Moyenne	5,5	5,2		4,6	

(1) Dans tous les cas l'émetteur 2 créé un champ médian plus élevé, (champ par rapport auquel les accroissements sont mesurés).

Une fois mises en moyenne, les mesures présentées au Tableau A.36 font apparaître un accroissement de l'intensité du champ médian d'environ 2,5 dB, ainsi qu'une diminution de l'écart-type correspondant à un nouvel accroissement d'environ 2 dB du signal dans 99% des emplacements, d'où une amélioration globale de 4,5 dB. La méthode log-normale (décrite dans le Rapport UIT-R BS.945) prévoit une différence de 1,5 dB entre niveaux médians et de 5,5 dB entre écarts-types, le «gain de réseau» dans 99% des emplacements étant de 6.5 dB.

A.8.2.5 Effets des bruits artificiels sur l'intensité minimale de champ utilisable

L'intensité minimale de champ utilisable mentionnée au § 8.1.3 détermine par voie de conséquence la p.a.r. requise dans le cas d'un émetteur fonctionnant à 100 MHz. Le calcul de l'intensité de champ est indiqué au Tableau A.37.

Il est à noter que l'aggravation du niveau de bruit artificiel risque d'affecter fortement l'intensité minimale du champ utilisable. Le Tableau A.37 est fondé sur le calcul d'une valeur minimale du champ utilisable en supposant un récepteur dont le niveau de bruit s'élève de 10 dB à 100 MHz (température de bruit équivalente = 2 610 K).

TABLEAU A.37

p.a.r. d'un émetteur COFDM conforme au modèle de propagation défini dans la Recommandation UIT-R P.1 546 à 200 MHz

Hauteur d'antenne effective de l'émetteur	300 m	75 m	75 m
Hauteur d'antenne du récepteur	1,5 m		
Δh	50 m		
Fréquence d'émission	200 MHz		
Intensité minimale effective de champ utilisable (ajustée). Par bloc de 1,5 MHz, en tenant compte des marges de calcul correspondant à une réception dans 99% des emplacements et à une hauteur d'antenne de 1,5 m			
Canal gaussien (G) 30,5 + 13 + 10	53,5 dB(μV/m) (G)		
Canal de Rayleigh (R) 38,5 + 13 + 10	61,5 dB(μV/m) (R)		
Distance entre l'émetteur et le récepteur (rayon de la zone desservie)		30 km	15 km
p.a.r. par bloc de 1,5 MHz		260 W(G)	260 W(G)
		1 640 W(R)	1 640 W(R)

Aux fréquences comprises dans les Bandes I et III, cela implique dans 1% des emplacements en zones suburbaines une intensification des bruits artificiels par rapport au bruit thermique de:

– 27 dB à 58 MHz;
– 17 dB à 67 MHz;
– 9,5 dB à 215 MHz.

Afin d'évaluer les niveaux de bruit artificiel, une série de mesures ont été réalisées au Royaume-Uni à quatre fréquences comprises entre 58 MHz et 215 MHz dans six agglomérations/villes. Dans chaque cas, les mesures ont été classées à l'intérieur des environnements types suivants: urbain dense, urbain, suburbain, et rural. Dans les zones rurales les mesures ont été généralement moins nombreuses que dans les autres catégories.

Les mesures ont été effectuées à bord d'un véhicule muni d'une antenne de toit, d'un récepteur enregistreur commandé par ordinateur; elles ont été faites à l'arrêt et en mouvement. Dans le premier cas, quelque 2 000 relevés ont été effectués à chaque emplacement, à raison de 70 échantillons par seconde.

Lors des mesures en mouvement, le taux d'échantillonnage a été d'environ 50 000 mesures/km. Les fréquences de mesure étaient situées dans le spectre attribué aux services mobiles privés de radiodiffusion (PMR), des essais d'écoute préalables ont été effectués dans chaque zone pour les corriger légèrement si nécessaire et éviter une situation de partage avec ces émissions. Le Tableau A.38 présente les résultats obtenus. Ils sont exprimés en dB par rapport au bruit thermique, en supposant une température de 290 K (exprimée en dB(W/Hz)). Pour chaque fréquence et pour chaque environnement, les résultats indiquent les niveaux dépassés dans 10% et 50% des emplacements.

TABLEAU A.38

Résultats des mesures de bruit artificiel

		Niveau rapporté au bruit thermique (dB)		
Catégorie	**Fréquence (MHz)**	**10% des emplacements**	**50% des emplacements**	**10%-50% (dB)**
Urbain dense	58	+ 28,5	+ 23,5	5
Urbain	58	+ 23,5	+ 17,5	6
Suburbain	58	+ 23,0	+ 17,0	6
Rural	58	+ 7,0	+ 7,0	0
Urbain dense	67	+ 26,5	+ 21,0	5,5
Urbain	67	+ 20,0	+ 17,0	3
Suburbain	67	+ 14,0	+ 10,0	4
Rural	67	+ 9,0	+ 8,0	1
Urbain dense	106	+ 23,0	+ 20,0	3
Urbain	106	+ 23,0	+ 19,0	4
Suburbain	106	+ 18,0	+ 15,0	3
Rural	106	+ 12,0	+ 11,0	1
Urbain dense	215	+ 14,0	+ 11,0	3
Urbain	215	+ 11,5	+ 8,5	3
Suburbain	215	+ 7,0	+ 4,0	3
Rural	215	+ 1,0	+ 1,0	0

Les résultats obtenus font apparaître l'accroissement escompté du niveau mesuré en fonction de la densité de construction, ainsi que, à l'exception des résultats manifestement anormaux relevés à 106 MHz, l'évolution escomptée dans le sens d'une intensification des niveaux lorsque la fréquence diminue.

Même dans la Bande III, il conviendra de prévoir une fréquence élevée pour compenser les bruits artificiels en milieu urbain et en milieu urbain dense. Toutefois, à des fins de planification des réseaux de radiodiffusion, une mesure habituelle consiste à veiller à ce que le champ dépasse largement les valeurs minimales nominales correspondant aux services considérés dans les zones ainsi exposées. Une exigence plus réaliste peut consister à compenser la présence de bruits artificiels dans 99% des emplacements suburbains.

En raison du nombre insuffisant d'échantillons, il y a vraisemblablement lieu de ne pas tenir compte des valeurs relevées en milieu rural indiquées au Tableau A.38.

Pour des distributions log-normale, la variation observée dans 1% des emplacements, atteint environ 1,8 fois l'écart des valeurs relevées dans 10% et 50% des cas, ajouté à la valeur mesurée dans 50% des cas.

Avec un récepteur dont le niveau de bruit théorique est de 10 dB (c'est-à-dire 9 dB au-dessus du bruit thermique), la tolérance requise pour compenser les bruits artificiels en supposant la sommation des puissances, est de 3 dB à une fréquence de 215 MHz. A 100 MHz la valeur obtenue par interpolation est de 20 dB.

Des études complémentaires s'avèrent nécessaires pour expliquer les résultats apparemment anormaux relevés à 106 MHz, ainsi que les différences importantes entre les valeurs relevées à 58 MHz et 67 MHz. Toutefois, les valeurs obtenues à 215 MHz fournissent, estime-t-on, une évaluation fiable des niveaux escomptés dans la Bande III.

Des mesures des bruits artificiels dans la Bande I ont également été réalisées en milieu urbain dense, à Paris. Les mesures en mouvement ont été faites tous les 10 cm sur plusieurs itinéraires, dont la longueur totale était de l'ordre de 100 km. La mesure du bruit a utilisé un récepteur centré sur une fréquence de 67 MHz, avec un filtre passe-bande de 1 MHz. Chaque itinéraire a été subdivisé en sections de 50 m. Sur chaque section, le niveau de bruit dépassé dans 1% des emplacements a été extrait.

La fonction de distribution cumulative (CDF) correspondant à ces 1% d'emplacements a été calculée pour tous les itinéraires. Si l'on considère le point à 99% de cette CDF, le niveau de bruit artificiel au-dessus du bruit thermique à Paris est estimé à 32 dB.

A.8.2.6 Mesures de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments à 211 MHz et 64 MHz

Bien que la planification des services T-DSB soit conçue essentiellement en fonction de la réception à bord de véhicules, une réception satisfaisante doit être assurée à domicile, sans exiger l'installation d'antennes fixes, par exemple pour la réception au moyen de récepteurs portables; afin de déterminer la tolérance requise pour les besoins de la planification de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments, des mesures ont été effectuées dans 23 habitations, de construction traditionnelle en brique.

Dans toutes les maisons, les mesures ont été faites dans chaque pièce, à des hauteurs d'environ 0,5 m et de 1,5 à 2 m. Le nombre de mesures a été fonction de la taille de la pièce et de la quantité de meubles, mais généralement à raison de trois mesures par m^2 à chaque hauteur. Dans les pièces du premier étage, d'autres mesures faites en plusieurs points en dehors du bâtiment, à une hauteur de 1,5 à 2 m au-dessus du sol, ont permis de déterminer une valeur médiane de l'intensité du champ en dehors du bâtiment. Outre les 23 séries de mesures définies ci-dessus, des données ont été établies pour trois appartements situés au premier étage, dont deux avaient des murs en brique et un des murs en béton. En l'occurrence, le niveau de référence extérieur a été déterminé en sortant l'antenne réceptrice par la fenêtre.

Ces différentes mesures ont été réalisées sur la base d'une émission occupant une bande de 1,75 MHz à une fréquence de 211 MHz. Dans cinq maisons, de nouvelles mesures ont été faites avec une fréquence d'émission de 64 MHz.

Le Tableau A.39 indique l'affaiblissement moyen dû à la pénétration dans les bâtiments obtenu en déduisant les valeurs médianes du champ à l'intérieur de la maison des valeurs médianes à l'extérieur. Dans certains cas, les champs mesurés en réception à l'intérieur provenant de plusieurs émetteurs étaient comparables. En pareille circonstance, les valeurs indiquées ci-après correspondent à l'ensemble des émetteurs en service.

Au Tableau A.39, les mesures réalisées à la fréquence la plus faible semblent indiquer des affaiblissements et des écarts-types apparemment plus élevés, mais se rapportent à un échantillon plus réduit. Aux fins de la planification, il suffit probablement de considérer que l'affaiblissement est indépendant des fréquences à l'intérieur des bandes de radiodiffusion en ondes métriques.

D'après la comparaison avec les résultats obtenus à 1,5 GHz, l'affaiblissement moyen au rez-de-chaussée du signal reçu en ondes métriques atteint sensiblement la moitié (dB) des valeurs obtenues à 1,5 GHz. Toutefois, les premières se rapportent à des bâtiments en brique et les secondes à des bâtiments en béton, ce qui pourrait fausser la comparaison.

TABLEAU A.39

Affaiblissement moyen dû à la pénétration dans les bâtiments et écart-type des signaux dans les logements privés

	Affaiblissement moyen (dB)		**Ecart-type (dB)**	
	211 MHz	**64 MHz**	**211 MHz**	**64 MHz**
Mesures au rez-de-chaussée:				
Pièce d'intensité maximale du champ	5,0	6,2	3,2	4,5
Ensemble du rez-de-chaussée	7,9	8,7	3,0	3,8
Pièce d'intensité minimale de champ	10,0	11,1	3,7	3,5
Mesures au 1er étage				
Pièce d'intensité maximale de champ	–0,7	–0,3	4,4	5,0
Ensemble du 1er étage	2,8	3,7	3,4	4,0
Pièce d'intensité minimale du champ	5,7	7,2	4,3	4,5

A.9 Etude du mode de transmission optimal pour le fonctionnement à 1500 MHz d'un SFN de Terre

A.9.1 Introduction

La Recommandation UIT-R BS.1114 préconise l'utilisation du Système numérique A pour la mise en œuvre de la DSB de Terre. Une description générale de ce système est jointe en Annexe à cette Recommandation; sa description détaillée, ainsi que les caractéristiques de fonctionnement en laboratoire comme dans les conditions naturelles sont rapportées dans la présente Annexe B à la publication spéciale de l'UIT sur la DSB.

Parallèlement au processus suivi par l'UIT, les travaux de l'Institut européen des normes de télécommunication (ETSI) ont conduit à l'adoption en décembre 1994 de la norme ETS 300401 fondée sur ce système Eureka-147. Dans le cadre de ces deux processus de définition d'une norme d'émission pour la DSB, un certain nombre de simulations sur ordinateur, outre des essais en laboratoire et en conditions réelles, ont été effectuées au Canada, au moyen du matériel Eureka-147 de troisième génération. Entre-temps, la CAMR-92 a attribué la bande 1452-1492 MHz, à l'échelle mondiale (à l'exception des Etats-Unis), à la DSB. Cette bande est devenue l'objet prioritaire des travaux menés au Canada dans ce domaine; des recherches approfondies ont ainsi été entreprises pour déterminer si l'un des modes de transmission actuellement proposés dans la norme DSB convenait idéalement au fonctionnement d'un SFN dans la bande de 1,5 GHz.

La présente section récapitule les résultats de ces simulations sur ordinateur et de ces essais et fait apparaître en conclusion la nécessité de définir un nouveau mode de transmission assurant un fonctionnement optimal des SFN à 1,5 GHz.

A.9.2 Modes de transmission applicables au Système numérique A

La question du mode de transmission s'est révélée l'un des principaux aspects des études canadiennes consacrées à l'optimisation du système DSB qu'il convient d'utiliser à 1,5 GHz. Le choix du mode de transmission optimal à 1,5 GHz repose sur un compromis entre la probabilité d'altération du service par étalement en fréquence (effet Doppler) du canal aux vitesses élevées du véhicule, lorsque la période de symbole est longue (en raison de la proximité immédiate des porteuses dans le domaine de fréquence), et l'inconvénient d'un intervalle de garde court dans le domaine temporel, ce qui limiterait l'utilisation des répéteurs dans le même canal aux distances de séparation plus courtes, d'où la nécessité renforcée d'émetteurs dans le même canal afin d'améliorer la couverture d'une zone donnée grâce au gain du réseau. Or, ce compromis, entre la disponibilité élevée du service pour les véhicules se déplaçant rapidement et le coût de la mise en place d'un réseau d'émetteurs DSB, est incontestablement très complexe. Les conclusions avancées ci-après reposent sur trois éléments: l'expérience canadienne en matière de fonctionnement du Système numérique A à 1,5 GHz, les mesures effectuées sur le matériel au moyen d'un simulateur de canal, et un programme complet de simulations sur ordinateur. Ces différents moyens ont été mis en œuvre pour mieux connaître les avantages et les inconvénients de l'option envisagée.

A.9.3 Fonctionnement des SFN à 1,5 GHz

Dès le début du processus, il a été admis que l'utilisation du SFN était un élément essentiel du nouveau schéma de modulation (c'est-à-dire le COFDM) proposé dans le Système numérique A. De plus, suivant notre approche actuelle de planification du système DSB à 1,5 GHz, l'utilisation du SFN est devenue un élément essentiel de la conformité aux exigences.

D'après les observations réalisées jusqu'à présent, et pour des émetteurs espacés de 50 km à l'intérieur d'un SFN, des durées d'intervalle de garde limitées à 90 µs peuvent suffire à réduire au minimum les inconvénients lies au brouillage à l'intérieur du réseau SFN, en fonction de l'environnement et du type de relief, bien qu'une durée de 166,7 µs soit nécessaire si les trois émetteurs doivent être inclus dans la zone de l'intervalle de garde (c'est-à-dire la zone dans laquelle les signaux de tous les émetteurs du SFN sont reçus en tant qu'échos actifs, à l'intérieur de l'intervalle de garde pour une configuration géographique donnée des émetteurs). Du moins pour le fonctionnement du SFN, la solution optimale consisterait à retenir un choix intermédiaire entre les Modes de transmission I et II. En fait, cette solution se situerait légèrement au-dessus d'un nouveau «Mode 1,5», prolongement logique du Mode I avec la moitié de sa durée de symbole. On définit simplement ce nouveau Mode 1,5 de référence comme l'exact intermédiaire entre les Modes I et II actuels dans la progression géométrique constituée par les trois modes de propagation actuellement proposés. L'intervalle de garde relatif à ce «Mode 1,5» serait d'environ 125 µs, soit le double de l'actuel Mode II.

Selon que l'on privilégie la disponibilité du service pour les véhicules se déplaçant à grande vitesse ou la complexité minimale et la souplesse maximale lors de la mise en œuvre d'un réseau d'émetteurs SFN, la solution optimale se situe soit au voisinage du Mode II, soit au voisinage de ce nouveau Mode 1,5'. Etant donné que le point de fonctionnement optimal pour des émetteurs espacés de 50 km se situe entre ce nouveau Mode 1,5' et l'actuel Mode II, il semblerait justifié, d'un point de vue pratique, de prendre en compte un nouveau mode, par exemple, un Mode 1,5' ou un mode légèrement au-dessus (c'est-à-dire doté d'un intervalle de garde légèrement plus court) en tant qu'option du système de transmission considéré, et de permettre ainsi à l'opérateur de choisir soit ce nouveau mode, soit le Mode II, selon que le radiodiffuseur souhaite privilégier la fiabilité de fonctionnement du SFN, soit la continuité de disponibilité du service à une vitesse élevée du véhicule.

A.9.4 Etalement des fréquences (effet Doppler)

Une durée accrue de l'intervalle de garde, qui faciliterait la mise en œuvre du SFN, contribuerait par contre à réduire l'immunité du système à l'effet Doppler et aux bruits de phase dans le canal. Il importe donc de trouver un équilibre judicieux fondé sur une meilleure connaissance de la tolérance du système à l'effet Doppler.

A.9.4.1 Simulations sur ordinateur

Les simulations sur ordinateur ont utilisé les paramètres du Mode II et du nouveau Mode 1,5'; les résultats sont indiqués aux Fig. A.110 et A.111, qui correspondent respectivement à un environnement urbain type et à une zone rurale. Dans tous les cas, le modèle appliqué sur tous les trajets a été celui de l'évanouissement de Rayleigh (spectre classique de fréquence Doppler en forme de U). Du fait de l'hypothèse d'un évanouissement de Rayleigh, et en l'absence de trajet en visibilité directe, il s'agit effectivement des conditions de propagation les plus défavorables, surtout en zone rurale, où la réception en visibilité directe (canal de Rice) est considérée comme étant prédominante. L'amplitude du signal sur chacun des trajets a été définie d'après le modèle COST 207 et en fonction des résultats des mesures en conditions réelles. Comme l'indiquent les courbes représentatives, ces résultats correspondent à des TEB de 10^{-3} et 10^{-4}. La qualité sonore obtenue au moyen du décodeur à raison d'un TEB = 10^{-3} devrait, sauf pour des données sonores particulièrement problématiques, être largement suffisante pour la réception à bord d'un véhicule en mouvement, puisque le bruit ambiant augmente aux vitesses élevées. Le facteur 2 ayant été jugé applicable entre les Modes II et 1.5, à la vitesse maximale du véhicule, il a suffi d'extrapoler à l'aide de ce facteur les résultats relatifs au Mode I, pour obtenir les résultats relatifs au Mode 1,5.

Une autre série de simulations a été réalisée pour quantifier les caractéristiques de fonctionnement du Mode II d'un réseau à fréquence unique, dans un environnement rural (pointillés épais de la Fig. A.112) en supposant deux échos actifs sensiblement identiques, séparés par un intervalle de 5 µs, ainsi que les échos de Rice associés ($k = 2$ dB). Cette situation n'est en fait pas plus défavorable que celle (examinée plus haut) du canal de Rayleigh le plus défavorable.

FIGURE A.110

Résultats des simulations et des mesures sur le terrain de l'incidence de l'effet Doppler – canal de transmission en zone urbaine type

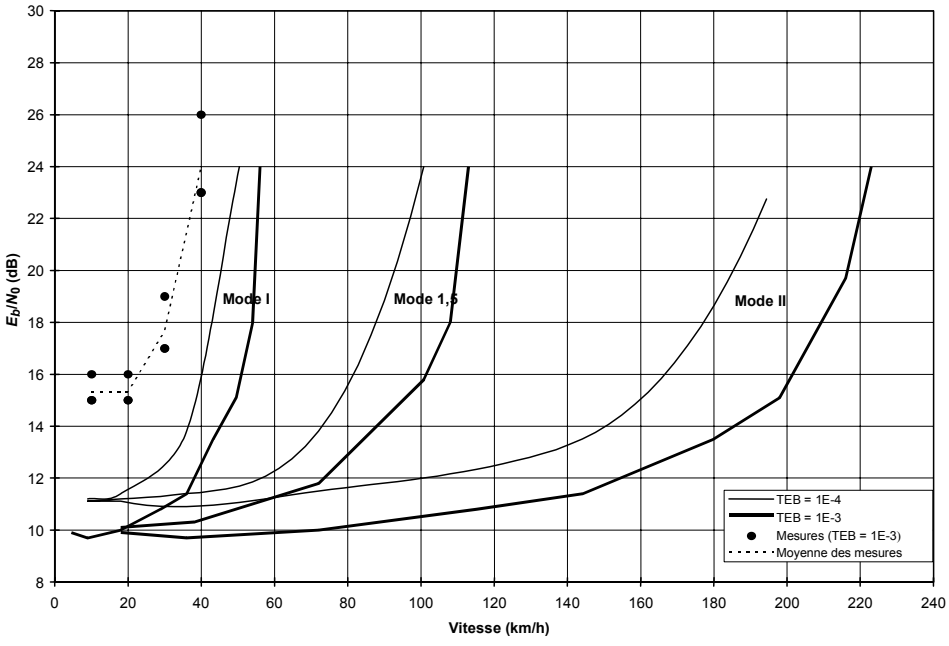


FIGURE A.111

Résultats des mesures en laboratoire et sur le terrain de l'incidence de l'effet Doppler – canal de transmission en zone urbaine type

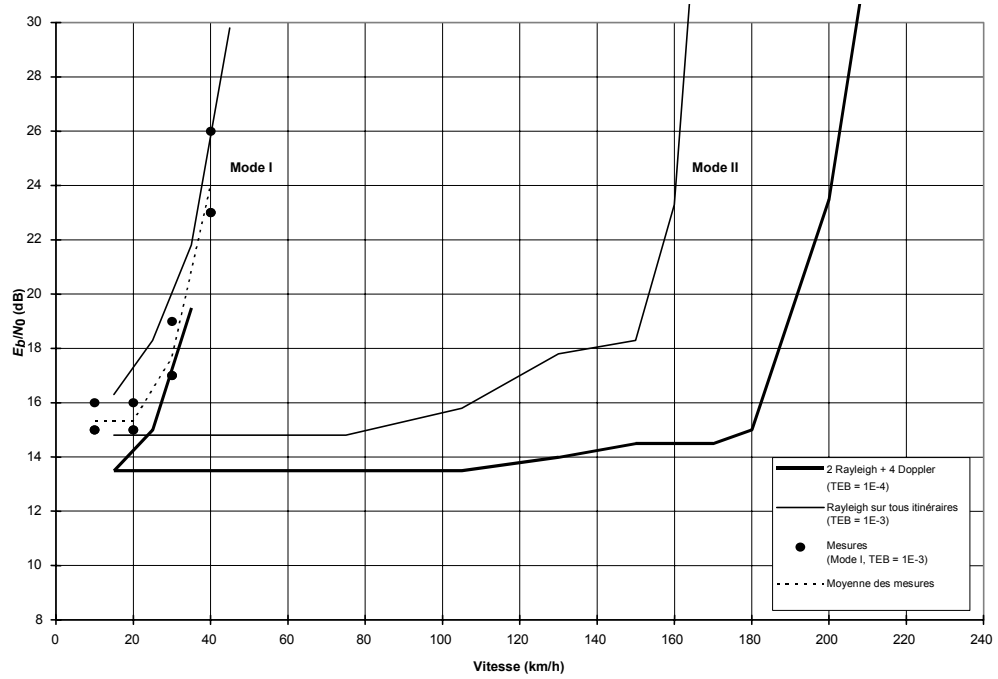
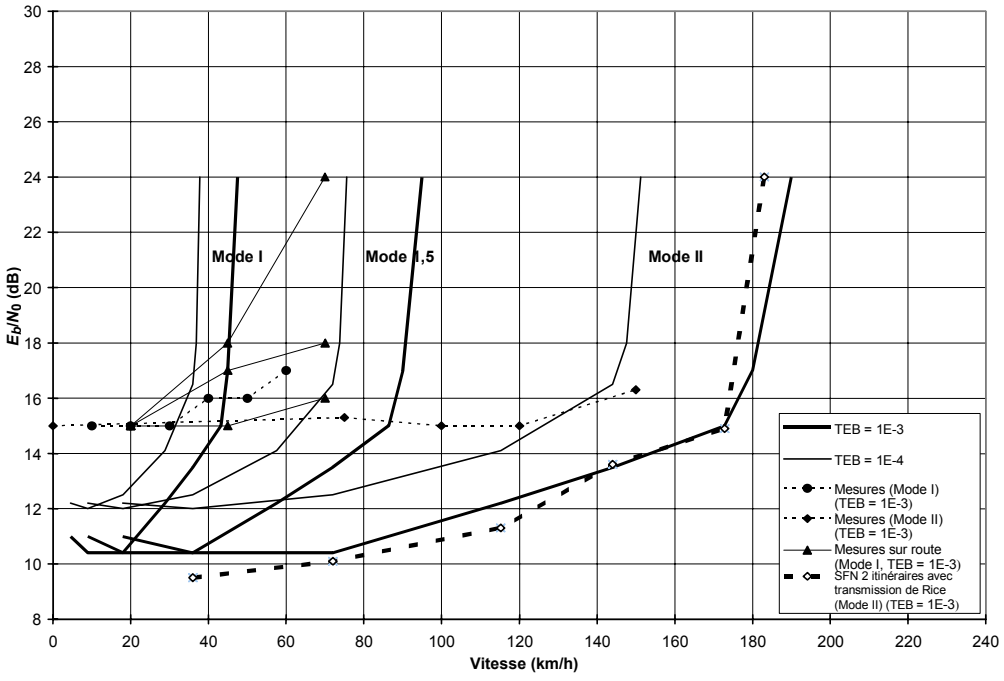


FIGURE A.112

Résultats des simulations et des mesures sur le terrain de l'incidence de l'effet Doppler – canal de transmission en zone rurale



A.9.4.2 Mesures sur le matériel

Des mesures ont été effectuées sur des équipements réels de troisième génération utilisant le Système numérique A pour les Modes I et II, au moyen d'un simulateur de canal (HP 11759C), dans le but de confirmer la validité des résultats précédents. La Fig. A.111 représente les résultats concernant deux modèles urbains, pour un TEB = 10^{-4}. Les deux modèles s'appuient sur la Recommandation COST 207 «Environnement urbain type» applicable à la simulation d'un canal en ondes décimétriques à 6 trajets. Dans une première version, les deux premiers trajets font l'objet d'un évanouissement de Rayleigh (spectre Doppler classique en forme de U), tandis que les quatre autres ont des composantes Doppler discrètes voisines du spectre gaussien recommandé selon le modèle «environnement urbain type». Dans la deuxième version, les six trajets font l'objet d'un évanouissement de Rayleigh, avec un spectre Doppler en forme de U qui correspond davantage à un scénario de type le plus défavorable. Ce dernier modèle s'apparente à celui utilisé dans les simulations sur ordinateur. Dans les deux cas, et plus particulièrement dans celui de l'évanouissement strictement de type Rayleigh, la qualité de fonctionnement mesurée est légèrement inférieure à celle prévue d'après la simulation. Cela s'explique par le fonctionnement imparfait de l'algorithme de synchronisation avec la configuration matérielle actuelle. Un autre phénomène semble se manifester dans le cas du Mode I: les mesures ont en effet tendance à donner de moins bons résultats que les simulations; cela résulte du bruit de phase résiduelle du système qui tend à provoquer une défaillance aux vitesses faibles.

Les résultats relatifs aux modèles ruraux sont indiqués à la Fig. A.113. Un de ces modèles s'appuie sur la Recommandation COST 207 concernant les zones rurales. Il comprend un premier trajet avec une distribution de Rice, les autres trajets étant de type Rayleigh. Dans le cas indiqué le facteur K de Rice est d'environ 2 dB. L'autre modèle repose sur une mesure dans le canal large bande, effectuée dans une zone rurale à proximité de Trois-Rivières (Québec); les 6 trajets ont alors été modélisés selon un évanouissement de type Rayleigh (spectre Doppler en forme de U), produisant un scénario de type le plus défavorable. Ce dernier modèle s'apparente au modèle employé dans les simulations sur ordinateur, comme le confirme la correspondance étroite entre les vitesses pour lesquelles on observe une défaillance complète du système, aussi bien lors des simulations que lors des mesures, pour les Modes I et II. Comme prévu, le mode de défaillance mesuré dans le cas du modèle COST 207 avec la composante de Rice intervient à une vitesse nettement plus élevée. Le modèle de propagation de Rice sera caractéristique de la plupart des conditions de réception en zone rurale, en particulier sur route, là où les parasites locaux sont réduits au minimum. Toutefois, dans un réseau SFN, la qualité de fonctionnement du système doit être plus proche de celle obtenue au moyen d'un canal de Rayleigh dans les zones où les échos sont reçus à une puissance équivalente, tel qu'indiqué ci-après.

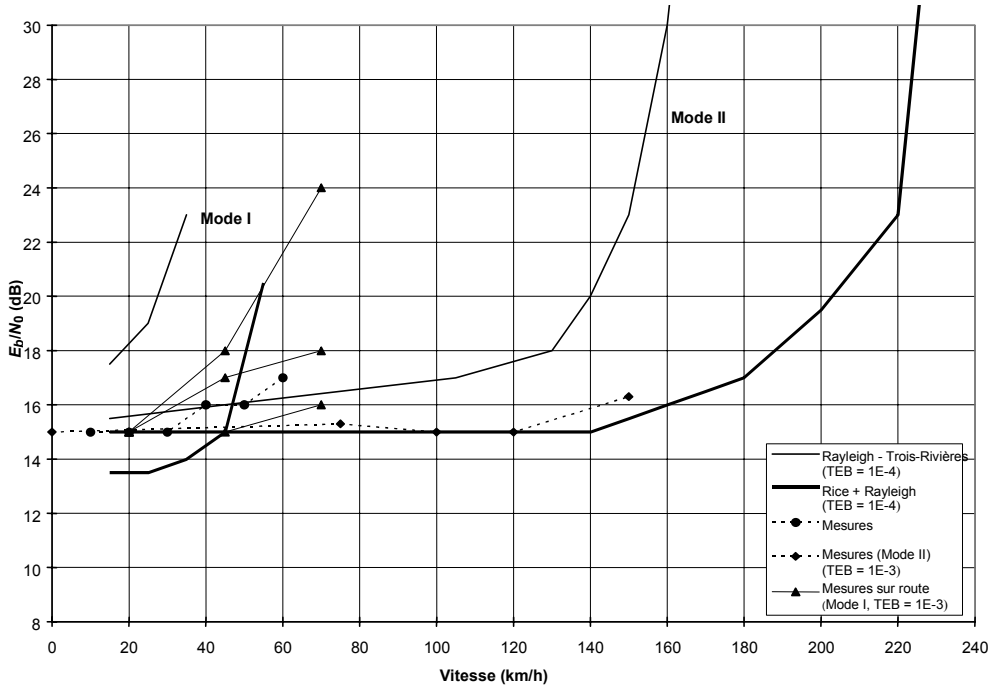
A.9.4.3 Mesures sur le terrain

La Fig. A.113 indique en pointillés les résultats de mesures réelles sur le terrain dans la région de Montréal. Les conclusions tirées de ces mesures réalisées sur un matériel de troisième génération fonctionnant en Mode I et II, tendent à montrer qu'en zone urbaine les résultats sont parfaitement cohérents avec les mesures en laboratoire, ce qui prouve la validité des modèles utilisés sur le simulateur de matériel. La seule différence manifeste tient au fait que le système exige apparemment une valeur minimale de 15 dB pour le rapport E_b/N_0 afin de fonctionner sur le terrain, sans doute en raison de la réalisation matérielle utilisée et d'une éventuelle erreur d'étalonnage. Ce qui importe toutefois est la forme de la courbe et non sa position absolue sur l'axe vertical. Là encore, les résultats relatifs au Mode I se sont avérés légèrement plus défavorables que prévu, vraisemblablement en raison du bruit de phase de l'équipement, responsable d'une diminution de la marge de liaison. En raison des vitesses excessives nécessaires il n'a été possible d'obtenir sur les autoroutes qu'un petit nombre de points de données significatif indiquant l'incidence de l'effet Doppler, en Mode II. Cela démontre concrètement la marge de surcharge confortable offerte par le Mode II fonctionnant à 1,5 GHz en présence d'un effet Doppler.

En zone rurale, les résultats des essais relatifs au Mode I font apparaître un meilleur fonctionnement du système par comparaison aux prévisions, avec des points de données indiquant une dispersion relativement importante, signe de la variabilité du phénomène. Manifestement, la réception en visibilité directe (canal de Rice) est un élément important de la couverture en zone rurale. La détérioration du service prévue à 1,5 GHz, en raison des conséquences de l'effet Doppler pour le Mode I s'est avérée moins préjudiciable que prévu, grâce à une réception généralement en visibilité directe, réduisant l'incidence de la dispersion Doppler, à la faveur de la poursuite du décalage Doppler du signal principal par le récepteur. En fait, s'il fallait doubler les vitesses maximales observées sur la route en Mode I pour estimer la qualité de fonctionnement du système en Mode 1,5, alors la vitesse maximale des véhicules serait d'au moins 90 km/h.

FIGURE A.113

Résultats des mesures en laboratoire et sur le terrain de l'incidence de l'effet Doppler – canal de transmission en zone rurale



Il convient d'examiner soigneusement la réception en présence d'un réseau SFN: en effet, l'existence d'un certain nombre d'échos actifs de puissance équivalente, tous affectés par des effets Doppler différents provoqués par le déplacement du véhicule, risque d'aggraver les conditions de radiodiffusion dans le canal. En zone rurale, un canal de Rice anodin peut alors se transformer en canal de Rayleigh plus problématique en raison de la présence de ces échos actifs. Le nombre d'emplacements de réception des échos actifs de ce type, à une puissance sensiblement égale, est toutefois limité. Cet aspect doit être pris en compte lors de la définition de la probabilité d'altération du service en raison de ce phénomène.

A.9.4.4 Analyse

Puisque la vitesse du véhicule est l'élément essentiel dans le contexte d'un étalement des fréquences dû à l'effet Doppler, la qualité sonore produite par le décodeur fonctionnant à un TEB = 10^{-3} doit être suffisante, sauf pour les données audio les plus sensibles, dans le cas d'un véhicule en

mouvement, à cause de l'intensification du bruit ambiant à vitesse élevée. Il est donc justifié de considérer le point de défaillance imputable à l'effet Doppler à un $TEB = 10^{-3}$. D'après les observations effectuées, le Mode II assure une qualité de fonctionnement éprouvée dans pratiquement toutes les situations de terrain. En revanche, le Mode I est manifestement insuffisant pour assurer le fonctionnement à 1,5 GHz, puisque la défaillance du système peut intervenir dès que la vitesse atteint 40 km/h. Le nouveau Mode 1,5 devrait cependant assurer une qualité de service adéquate dans la plupart des situations de véhicules en mouvement (défaillance à des vitesses de 80 à 100 km/h, en zones urbaines et rurales, sans forte composante en visibilité directe), sans toutefois offrir la confortable marge de surcharge observée en Mode II. Un mode de fonctionnement légèrement au-dessus du Mode 1,5 (c'est-à-dire avec un intervalle de garde plus court) offrirait une meilleure marge de surcharge, autorisant ainsi une vitesse de véhicule éventuellement accrue. En raison de la limitation évidente de la vitesse dans les zones urbaines saturées, et de la marge vraisemblablement plus élevée due à la présence probable de champs plus intenses au voisinage des émetteurs, les conditions de réception en zone urbaine ne sont pas considérées comme les plus contraignantes.

Pour la réception en zone rurale, on s'attend à ce que dans la plupart des cas il s'agisse d'un canal de Rice, en particulier sur les routes où les véhicules peuvent circuler plus rapidement, en effet, sur ces voies généralement surélevées par rapport au terrain environnant, les obstacles immédiatement voisins sont limités. Les cas décrits à la Fig. A.112 concernant la transmission en zone rurale doivent donc être classés parmi les plus défavorables, puisqu'ils correspondent à un canal de Rayleigh entièrement obstrué sans trajet direct. En fait, on s'attend à ce que l'utilisation du Mode 1,5 autorise des vitesses de circulation notablement supérieures aux valeurs indiquées sur les Figures. Toutefois, pour les émissions du SFN, le type de canal applicable à la réception en zone rurale tend à se rapprocher d'un canal de Rayleigh avec réception d'un certain nombre d'échos actifs de puissance équivalente. La contrainte plus stricte qui en résulte quant à la vitesse admissible du véhicule correspond tout à fait au cas du canal de Rayleigh obstrué décrit ci-dessus, comme la Fig. A.112 permet de le constater. Dans ce cas, la présence d'un certain nombre d'échos actifs tendra d'une part à améliorer la qualité de réception grâce au gain de réseau, tandis que d'autre part, la réception se détériorera aux vitesses élevées en raison du phénomène propre au canal de Rayleigh, lequel provoque une perte de ce gain de réseau. Il est difficile de déterminer l'importance de la perte effective de disponibilité du service dans ce genre de circonstances, puisqu'elle dépend de nombreuses variables statistiques.

Un élément qu'il convient de prendre en considération lorsqu'on définit ce compromis entre le point de défaillance dû à l'effet Doppler et l'augmentation des distances de séparation des émetteurs du SFN, réside dans le fait que la probabilité de défaillance due à l'effet Doppler repose sur les probabilités combinées de passage d'un véhicule dans une zone où la réception est difficile et, au même moment, de circulation à vitesse élevée, avec un signal reçu proche du seuil d'audibilité. L'occurrence simultanée de ces évènements est donc moins probable, ce qui doit être pris en compte lors du choix du mode de fonctionnement en fonction des conditions de réception réelles.

A.9.5 Effet du bruit de phase de porteuse

Il a été signalé que l'utilisation d'une durée de symbole plus longue à 1,5 GHz était un sujet de préoccupation pour la fabrication des récepteurs bon marché, en raison des tolérances plus strictes quant au bruit de phase, appliquées notamment à l'oscillateur local des récepteurs. Le Tableau A.40 présente certaines mesures faites sur des équipements réels de troisième génération. Il a néanmoins été constaté que les tolérances n'étaient pas aussi faibles que prévu et qu'en fait l'actuelle version prototype du circuit d'entrée RF à 1,5 GHz répondait aux spécifications, même pour le Mode I. Cela explique la possibilité de réaliser sur le terrain des mesures fiables en Mode I à 1,5 GHz avec ces équipements. On s'attend donc à ce que la tolérance de bruit de phase relative à un nouveau

Mode 1,5 ou légèrement mieux puisse être observée. En outre, la production en grande série de récepteurs capables de répondre aux spécifications de fonctionnement en Mode 1,5 (ou légèrement mieux) à 1,5 GHz, facilite encore la réalisation de cet objectif dans les cinq prochaines années. En conclusion, cela ne devrait pas peser sur la décision d'intégrer un nouveau mode à la norme d'émission.

TABLEAU A.40

Tolérance de bruit de phase des équipements Eureka-147 DAB de troisième génération

Δ fréquence	Mode 1	Mode 1	Mode II	Mode II
	Erreurs de canal	Défaillance audio	Erreurs de canal	Défaillance audio
0,5 kHz	–42 dBc	–48 dBc	–55 dBc	–62 dBc
1 kHz	–42 dBc	–48 dBc	–55 dBc	–62 dBc
5 kHz	–53 dBc	–58 dBc	–65 dBc	–71 dBc
10 kHz	–57 dBc	–61 dBc	–71 dBc	–78 dBc
20 kHz	–61 dBc	–66 dBc	–74 dBc	–81 dBc

A.9.6 Conclusion des études d'optimisation du mode de transmission

Vu l'importance de la possibilité d'assurer dans une zone étendue un fonctionnement fiable et souple d'un SFN émettant à 1,5 GHz, l'utilisation d'un intervalle de garde d'une longueur supérieure à celui du Mode II (62,5 µs) devrait être avantageuse. Les simulations sur ordinateur ont établi le bon fonctionnement du Mode II, lorsque les émetteurs sont largement espacés dans un SFN et en présence d'un relief peu marqué; on peut s'attendre néanmoins à la nécessité d'adopter des mesures techniques spécifiques autorisant un tel espacement des émetteurs, dans un environnement moins uniforme. Ainsi, l'introduction d'un nouveau mode de transmission équivalent au Mode 1,5 nominal ou légèrement supérieur faciliterait considérablement la mise en œuvre d'un SFN comportant des émetteurs largement espacés et confèrerait donc une souplesse accrue d'implantation des sites d'émission.

Une amélioration entièrement compatible du Système numérique A permettrait d'intégrer un nouveau mode de transmission, spécifiquement adapté à la mise en oeuvre d'un SFN dans la bande de fréquence 1 452-1 492 MHz. Ce nouveau mode de transmission comblerait le hiatus entre Mode I et II actuels et faciliterait une optimisation du fonctionnement dans la bande de 1,5 GHz. Intégré à moindre coût aux récepteurs grand public, ce mode de transmission autoriserait une mise en place plus économique et donc plus rapide à l'échelle des services du Système numérique A sur certains marchés mondiaux. Il serait en effet possible de faire appel à ce nouveau mode de transmission lorsque des considérations de coûts et de mise en place d'un SFN sur une zone étendue sont décisives, tandis que le Mode II actuel pourrait être retenu de préférence lorsque la disponibilité du service à bord de véhicules circulant à vitesse élevée revêt une importance majeure.

A.9.7 Analyse complémentaire de la sensibilité du Système numérique A à l'effet Doppler

Au cours de la première série d'études menées à bien au Canada pendant l'été 1994 sur l'optimisation du mode de transmission applicable à un SFN de Terre émettant dans la bande de 1,5 GHz, il a été établi que la détermination de la sensibilité du système à l'effet Doppler observé sur le terrain, en fonction de la vitesse maximale autorisée des véhicules, conditionnait avant tout la

définition du jeu optimal de paramètres de transmission du Système numérique A. Puisque la vitesse du véhicule, le mode de transmission et la fréquence de fonctionnement sont linéairement dépendants, il a été convenu de poursuivre l'étude des limitations introduites par l'effet Doppler en utilisant le système dans un ensemble de conditions particulièrement difficiles: par exemple, en Mode I à 1,5 GHz, afin de déterminer la vitesse maximale admissible dans différents environnements. Une vaste campagne de mesures sur le terrain a été entreprise pour quantifier la vitesse maximale admissible en fonction de la réduction correspondante de la marge de fonctionnement du système. Ces nouvelles mesures sur le terrain se sont déroulées en deux phases, au début de l'été 1995 à Montréal (Canada).

La phase 1 de ces mesures avait pour principal objectif une caractérisation quantitative du fonctionnement du Système numérique A en réception mobile, grâce à la définition d'une relation entre la vitesse du récepteur et la marge de fonctionnement sans défaillance du système, dans différents environnements, en termes de majoration du rapport E_b/N_0 par rapport au rapport E_b/N_0 requis à faible vitesse. La phase 2 de cette étude visait à en évaluer de manière qualitative la limite concrète liée à la dégradation du signal imposée par le déplacement du véhicule dans différents environnements.

A.9.7.1 Configuration matérielle

Situé sur le Mont-Royal l'émetteur était équipé d'une antenne à deux panneaux, alimentée à 200 W, à 84 m au-dessus du niveau du sol, produisant une p.a.r. d'environ 600 W. Le signal source était constitué d'un simple arpège de 4 notes de carillon (piste 35 CD SQAM – première partie uniquement) répété indéfiniment, et émis à un débit binaire de 224 kbit/s, avec un débit de correction d'erreurs de 1/2.

La phase 2 des mesures en conditions réelles a utilisé sur le site du mont Royal un émetteur supplémentaire de 200 W, destiné à alimenter une configuration d'antenne différente; la p.a.r. ainsi obtenue était d'environ 2,1 kW. Cette p.a.r. était davantage représentative de la puissance requise pour obtenir une couverture sur une zone de 30 km de rayon, quoique encore légèrement insuffisante. Les mesures effectuées au cours de cette phase ont porté sur un programme normal de radiodiffusion.

Une antenne réceptrice omnidirective était installée sur le toit du véhicule de mesure. Le passage du signal par deux affaiblisseurs réglables a permis d'obtenir un affaiblissement par échelons de 1 dB. Par ailleurs, un convertisseur-abaisseur de fréquence faisait passer le signal de la Bande L à la bande métrique. La réduction au minimum du bruit de phase résiduel dans l'équipement au moyen d'un oscillateur local de référence de haute stabilité a fait l'objet d'une attention particulière. Un récepteur prototype de quatrième génération a été utilisé pour cette série de mesures. Un wattmètre RF a également été installé pour suivre le niveau du signal RF et déterminer ainsi la marge disponible. Le niveau du signal sonore a été contrôlé au moyen d'un casque d'écoute de haute qualité.

A.9.7.2 Choix de l'itinéraire

Pour chaque type d'environnement considéré, de quatre à douze itinéraires ont été retenus afin de représenter un vaste éventail de situations possibles. Ce choix a dû tenir compte également de différents aspects techniques et logistiques, notamment:

– Marge de signal,

– Homogénéité de l'environnement,

– Stabilité de la puissance d'émission RF et

– Limitation de vitesse et accès aux itinéraires.

29 itinéraires en tout ont été retenus pour la Phase I du programme de mesure. Ils ont été choisis pour leur caractère représentatif des environnements urbains, suburbains, ruraux, industriels et boisés. D'autres trajets ont été choisis pour la phase 2 en présence de combinaisons d'environnements (urbain, suburbain et rural). Cette nouvelle sélection s'est appuyée sur les résultats des mesures de la phase 1 lorsque la réception était représentative de conditions normales de fourniture du service DSB grâce à une marge suffisante d'intensité du champ.

A.9.7.3 Méthodologie de mesure

Sur chacun des itinéraires choisis, les mesures ont été effectuées comme suit:

a) En un point de l'itinéraire, la marge de signal disponible a été établie dans des conditions statiques (réception fixe) en augmentant l'affaiblissement au niveau du récepteur jusqu'à ce que le TOA soit atteint. Ce point a été déterminé en procédant à l'écoute de signaux sonores critiques au moyen d'un casque et en identifiant les distorsions éventuelles.

b) A une vitesse donnée du véhicule, à partir de 10 km/h, les mesures ont été réalisées le long de l'itinéraire pour déterminer les distorsions perceptibles correspondant au niveau d'atténuation défini à l'étape a).

c) L'affaiblissement a été diminué (ou augmenté si nécessaire) par échelons de 1 dB, jusqu'à ce que le TOA soit atteint sur la totalité du trajet, c'est-à-dire jusqu'au point caractérisé par l'absence de toute distorsion perceptible sur l'ensemble du trajet.

d) Une fois ce point atteint, le processus a été répété à d'autres vitesses, par incréments de 10 km/h (20 km/h dans les zones rurales).

e) Lorsque le TOA n'a pu être atteint, même avec un affaiblissement de 0 dB (en cas de défaillance du système sans affaiblissement du signal d'entrée), les mesures sur cet itinéraire ont été considérées comme terminées.

Pour la phase 2, les mesures ont été réalisées comme suit sur chacun des itinéraires sélectionnés:

a) A partir d'une vitesse cible (calculée d'après les résultats moyens de la phase 1 pour différents types d'environnement), écoute aléatoire au moyen du système de haut-parleur de haute fidélité installé à bord du véhicule

b) Augmentation ou diminution de la vitesse du véhicule sur l'itinéraire, jusqu'à ce que le point de défaillance soit atteint.

c) Une fois atteint le point de défaillance, enregistrement des observations concernant la marge du signal, la réponse en impulsions du canal, ainsi que la nature et le taux de répétition des altérations.

A.9.7.4 Résultats

Les Fig. A.114 à A.118 présentent les résultats de la phase 1, exprimés en termes de majoration nécessaire du rapport E_b/N_0 (dB) pour une réception adéquate à une vitesse donnée. Les résultats sont rapportés à 0 dB, correspondant à des conditions quasi statiques (10 km/h).

Sur ces Figures, le dernier point de données de plusieurs courbes est inscrit dans un cercle même sans affaiblissement au niveau du récepteur (c'est-à-dire avec la puissance maximale du signal) des altérations perceptibles restaient alors présentes. Dans ce cas, les altérations en question sont désignées par l'une des trois lettres suivantes: A) quelques parasites, sans perte complète de signal et sans altération de l'intelligibilité; B) de nombreux parasites, sans interruption, risque de perte d'intelligibilité de signal et distorsion générale préjudiciable et C) de nombreux parasites, avec interruptions et altération de l'intelligibilité.

Pour la réception dans un environnement urbain, la Fig. A.114 fait apparaître la nécessité d'un accroissement du rapport E_b/N_0 aux vitesses comprises entre 30 et 40 km/h. L'itinéraire N° 14 a présenté des conditions de réception particulièrement difficiles, en raison de la densité de la circulation jointe à l'occultation de l'émetteur par les bâtiments voisins. Quant à la réception dans un environnement suburbain, les équipements de quatrième génération ont donné lieu à une dégradation notable de la réception, mais uniquement au-delà de 40 km/h, sauf sur l'itinéraire N° 27 où la réception à été plus difficile du fait de la présence d'arbres des deux côtés de la voie. Ces résultats apparaissent à la Fig. A.115.

Dans un environnement de type rural (voir la Fig. A.116), la vitesse du véhicule a pu être maintenue jusqu'à 80 km/h lorsque la réception s'effectuait en visibilité directe. Des altérations ont été enregistrées vers 60 km/h, en présence d'habitations et d'arbres en bordure de la route. Pour la réception en zone boisée (voir la Fig. A.117) l'altération est devenue particulièrement nette vers 40 km/h. Enfin, pour la réception dans un environnement de type industriel (voir la Fig. A.118), une dégradation accrue s'est manifestée vers 40 km/h.

Le Tableau A.41 présente les résultats des mesures de la phase 2. La vitesse du véhicule (intervalle de variation et valeur moyenne) correspondant au point de défaillance en Mode 1 est indiquée pour chaque type d'environnement. Le nombre d'itinéraires suivis correspondant aux résultats indiqués est également mentionné. Dans l'ensemble, les résultats de la phase 2 confirment ceux de la phase 1. Dans les zones urbaines et suburbaines, la dégradation devient perceptible à des vitesses voisines de 40-45 km/h. Sur route, le véhicule peut atteindre des vitesses sensiblement plus élevées avant d'atteindre le point de défaillance: en moyenne 54 km/h au lieu de 50 km/h dans les zones urbaines, et 64 km/h au lieu de 49 km/h dans les zones suburbaines (voir le Tableau A.41).

TABLEAU A.41

Résultats des mesures de la phase 2 de sensibilité à l'effet Doppler

Environnement	Nombre d'itinéraires	Vitesse correspondant au point de défaillance (moyenne) (km/h)
Urbain	8	45-60 (50)
Route urbaine	10	40-70 (54)
Suburbain	9	40-60 (49)
Route suburbaine	5	50-75 (64)
Industrielle	1	55 (55)
Environnement boisé	3	55-65 (60)
Rural	2	55-65 (60)
Route rurale	1	60 +

A.9.7.5 Conclusion

En règle générale, les mesures effectuées autorisent la conclusion selon laquelle la qualité de fonctionnement du Système numérique A en Mode 1 à 1,5 GHz peut être maintenue aux vitesses inférieures ou égales à 40 km/h dans le cas des zones urbaines, suburbaines et boisées, et inférieures ou égales à 60 km/h dans les zones rurales. Selon la qualité de fonctionnement du contrôle automatique de fréquence du récepteur il n'y a apparemment aucune limite effective de la vitesse du véhicule en ce qui concerne la réception en visibilité directe.

Compte tenu de la méthode de mesure propre à la phase 1 (réduction minimale du bruit de phase et écoute sur casque des signaux critiques), ces résultats peuvent être jugés particulièrement préoccupants. En effet, une écoute occasionnelle dans un véhicule permet très vraisemblablement d'atteindre les vitesses plus élevées sans que la dégradation de la réception commence à être perçue. Néanmoins, les vitesses plus élevées envisageables semblent limitées à un domaine de valeurs restreint, vu la pente manifestement élevée de l'asymptote des courbes lorsque le système se rapproche du point de défaillance. Les mesures de la phase 2 tendent à confirmer cette observation, puisque le point de défaillance a été atteint à des vitesses généralement voisines de celles observées pour les mesures du seuil d'audibilité.

En raison de la relation linéaire entre période de symbole utilisée dans le Système numérique A, vitesse maximale avant nette dégradation de la réception due à l'effet Doppler, et fréquence de la porteuse, les conclusions ci-dessus sont applicables à tout mode de transmission et à toutes les fréquences. Il suffit à cet effet de procéder par extrapolation linéaire entre la vitesse maximale du véhicule, la fréquence de fonctionnement et la période totale de symbole associée au mode de fonctionnement réel. Les résultats de cette extrapolation sont indiqués au Tableau A.42.

TABLEAU A.42

Vitesse à partir de laquelle l'effet Doppler commence à affecter la réception en zone urbaine, suburbaine et rurale en fonction de la bande de fréquences utilisée et du mode de transmission

Mode	Mode I	Mode IV	Mode II	Mode III
Intervalle de garde	246 µs	123 µs	62 µs	31 µs
216-240 MHz	260/390 km/h	520/780 km/h		
1 452-1 492 MHz	40/60 km/h	80/120 km/h	160/240 km/h	320/480 km/h

FIGURE A.114

***E_b/N_0* additionnel nécessaire dans une zone urbaine en fonction de la vitesse du véhicule**

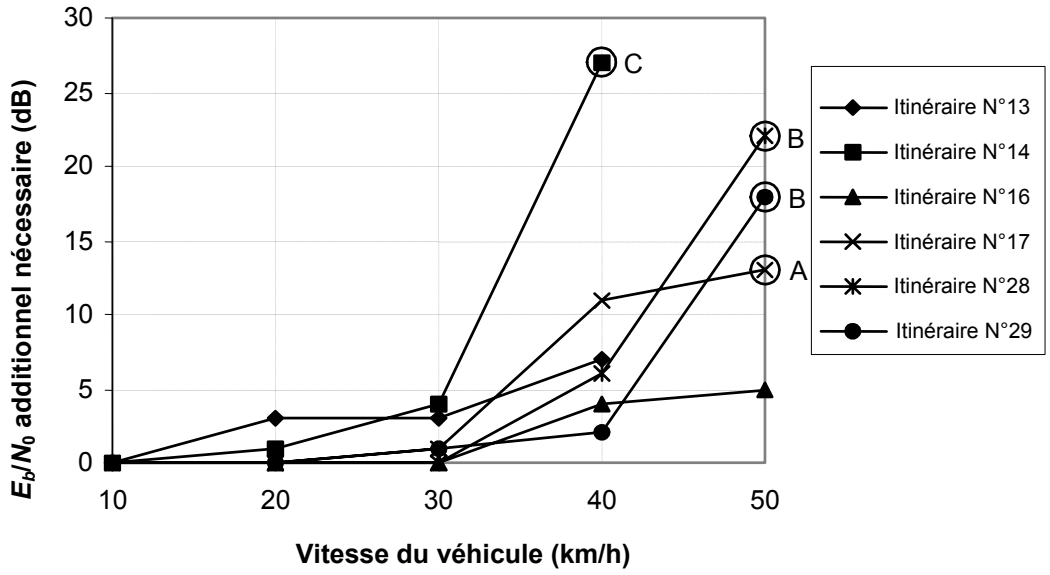


FIGURE A.115

E_b/N_0 additionnel nécessaire dans une zone suburbaine en fonction de la vitesse du véhicule

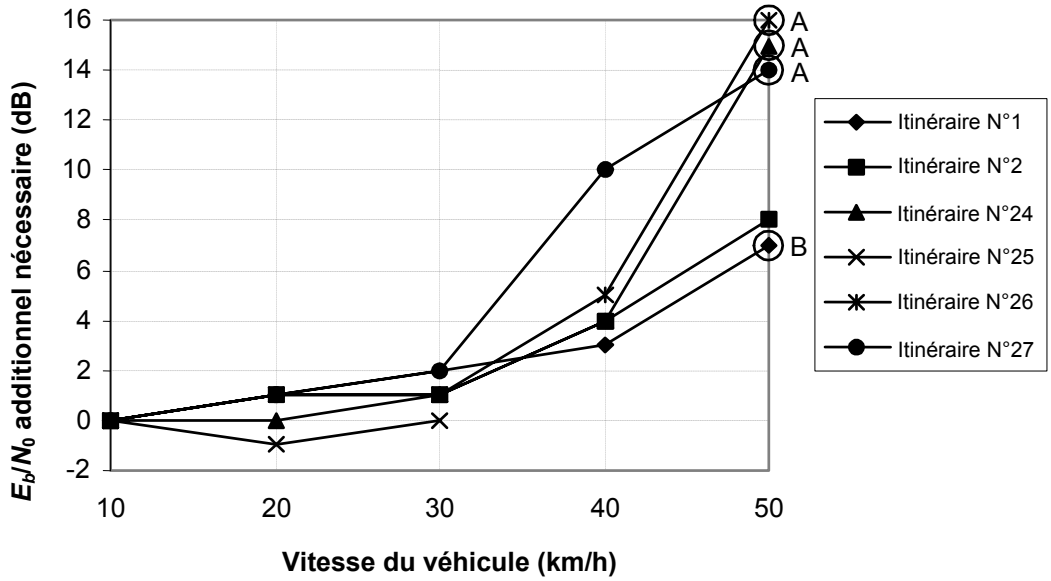


FIGURE A.116

E_b/N_0 additionnel nécessaire dans une zone rurale en fonction de la vitesse du véhicule

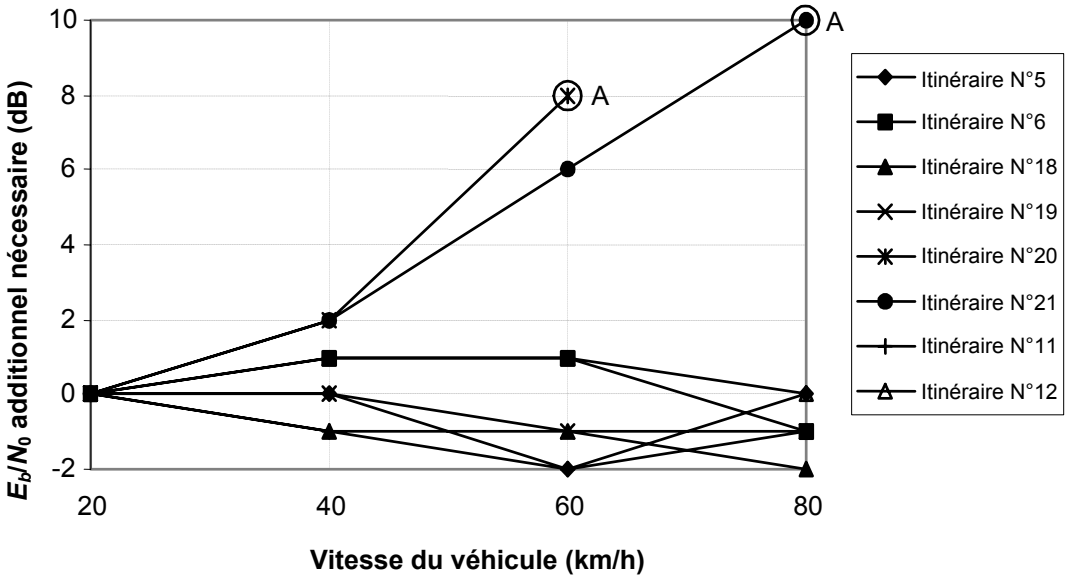


FIGURE A.117

E_b/N_0 additionnel nécessaire dans une zone boisée en fonction de la vitesse du véhicule

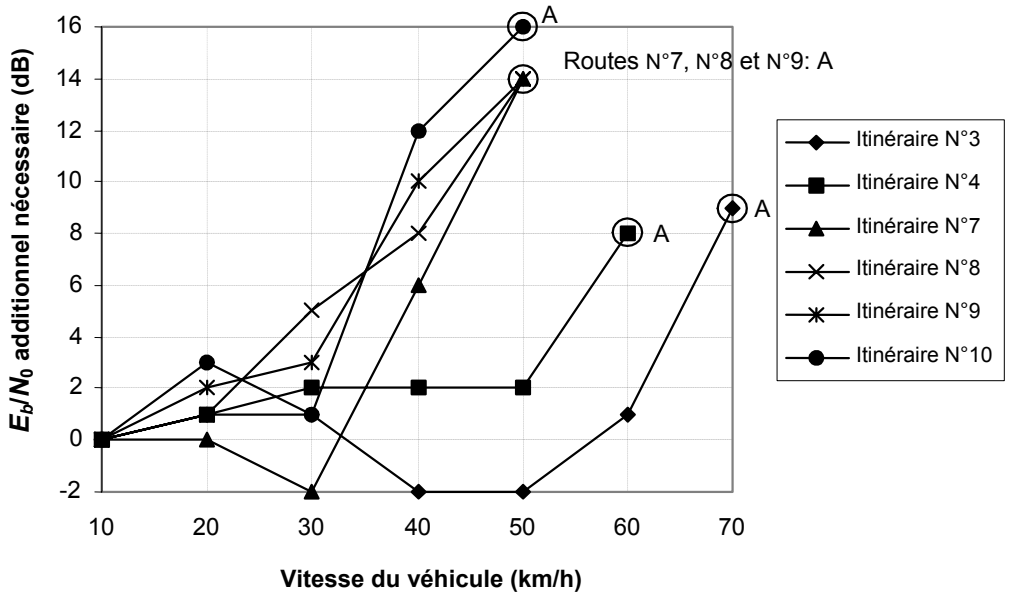
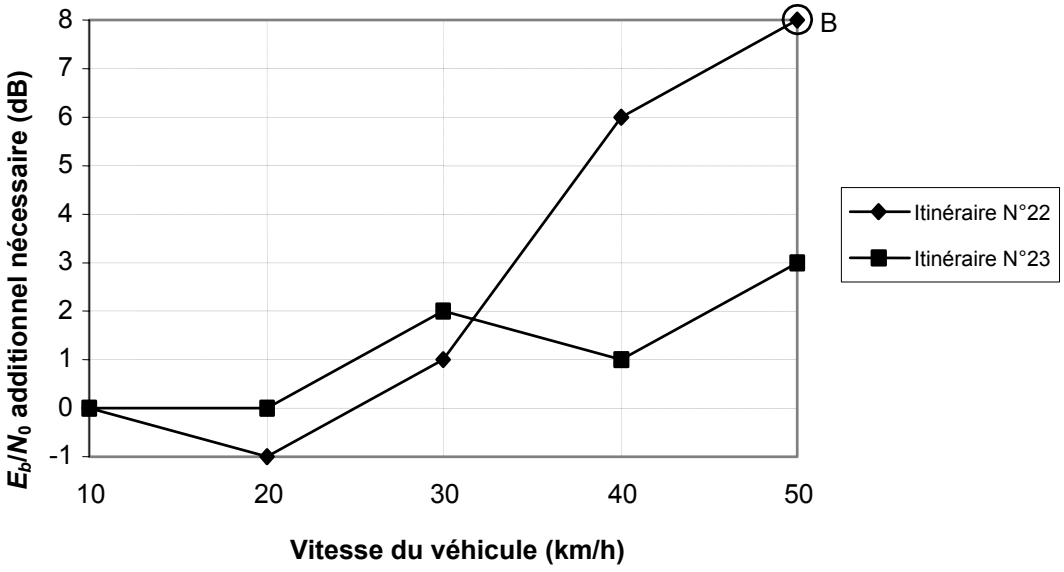


FIGURE A.118

E_b/N_0 additionnel nécessaire dans une zone industrielle en fonction de la vitesse du véhicule



A.9.8 Mesures sur le terrain réalisées à Ottawa (Canada) en été 1997

Un programme de mesure de l'effet Doppler a été mené à bien au cours de l'été 1997 sur le site d'expérimentation de radiodiffusion DSB d'Ottawa. A l'époque, il a été possible de se procurer un petit nombre d'équipements permettant de recevoir un signal en Mode IV, ce qui a stimulé l'intérêt porté à la réalisation de mesures en conditions réelles en Mode IV. Le programme de mesures a

utilisé des récepteurs Bosch Hannover 106 et Kenwood KRC-358DAB. La configuration des équipements de transmission était très voisine de celle utilisée en 1995 pour les mesures réalisées à Montréal, dont la description figure au § A.8.7.2. La méthode de mesure est également restée inchangée. Les itinéraires ont été sélectionnés suivant le principe de la situation la plus défavorable, les sites exposés à une réception altérée étant identifiés et décrits ensuite en détail.

A.9.8.1 Objectif du programme de mesure

L'objectif de ce nouveau programme de mesure consistait à réaliser des essais subjectifs (écoute d'un programme audio critique à bord d'un véhicule en mouvement, et évaluation subjective de sa qualité), pour déterminer les vitesses maximales auxquelles la réception mobile reste possible en Mode IV, sur différents itinéraires et pour différentes marges de disponibilité du service. Au début, les mesures se sont employées à valider l'extrapolation linéaire entre les valeurs relatives aux Modes I et IV, et l'utilisation de la vitesse du véhicule pour représenter l'incidence de l'effet Doppler sur la réception du signal. Il a été confirmé que les résultats obtenus en Mode I, pour un fonctionnement dans la Bande L, pouvaient simplement être extrapolés à une vitesse double du véhicule, de façon à représenter la situation correspondant au Mode IV. Tel a été généralement le cas, bien que la réception en Mode IV semble légèrement plus fiable, grâce à la plus grande efficacité de l'entrelacement temporel pour compenser les pertes de signal très brèves aux vitesses élevées. La validité de cette extrapolation étant confirmée, l'expérimentation s'est effectuée en Mode I qui facilite les mesures à vitesse modérée.

A.9.8.2 Résultats des mesures

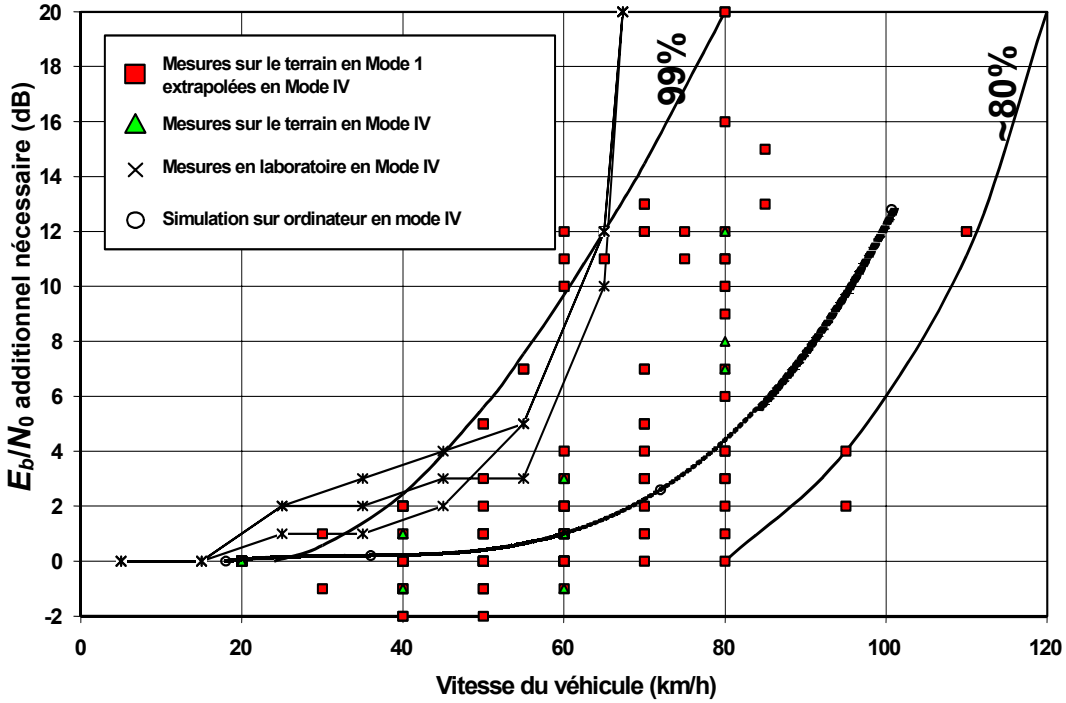
La Fig. A.119 récapitule les résultats de ce programme de mesures. Les quelques triangles correspondent aux résultats obtenus en Mode IV, tandis que les carrés représentent la constellation de résultats obtenus à partir de mesures en Mode I, mais extrapolés en appliquant un coefficient 2, d'après la vitesse du véhicule. Ces résultats sont exprimés, comme précédemment sous forme de majorations apparentes du rapport E_b/N_0 nécessaire (qui se traduit en une diminution de la marge d'évanouissement disponible) en fonction de la vitesse du véhicule en Mode IV. La résolution des mesures était de 1 dB. On peut constater que les points représentés par les triangles sont entourés de points représentés par des carrés, ce qui confirme la validité de l'extrapolation de la vitesse par un coefficient 2 à partir des résultats du Mode I.

Comme la Fig. A.119 permet de le constater, la dispersion des résultats met en évidence l'impact indéniable de l'effet Doppler dès que les vitesses atteignent des valeurs comprises entre 60 et 80 km/h dans un environnement de type urbain/suburbain. Pour confirmer les résultats de ces essais sur le terrain, les données présentées ont été complétées par des mesures en laboratoire du seuil d'audibilité au moyen d'un simulateur de canal programmé pour représenter un canal urbain type et par les résultats d'une simulation sur ordinateur indiquant la valeur médiane des résultats correspondant à un canal urbain type (cercle). Les écarts entre ces deux dernières séries de résultats s'expliquent, d'une part par la récupération idéale de synchronisation supposée dans les simulations sur ordinateur et d'autre part, du fait de la différence entre le critère très strict du seuil d'audibilité concernant les mesures d'altération en laboratoire, et la valeur médiane du rapport E_b/N_0 pour un TEB de 10^{-4} dans les simulations sur ordinateur.

Il est intéressant de noter que la valeur requise du rapport E_b/N_0 semble parfois tomber au-dessous du seuil normal d'audibilité en réception aux vitesses comprises entre 30 km/h et 80 km/h. Cette observation s'explique par la fiabilité de réception accrue grâce à l'entrelacement temporel plus efficace aux vitesses plus élevées.

FIGURE A.119

Sensibilité à l'effet Doppler du Système numérique A en Mode IV en zones urbaine et suburbaine



A.9.8.3 Analyse

D'après les résultats obtenus jusqu'à présent, les conditions de réception en Mode IV sont conformes aux prévisions des simulations sur ordinateur et des essais en laboratoire (voir la Fig. A.119). La limite supérieure de la vitesse des véhicules afin d'éviter une altération due à l'effet Doppler dans les cas critiques de réception en zones urbaine/suburbaine se situe entre 60 km/h et 80 km/h, selon les caractéristiques du canal et la marge d'évanouissement disponible. Cette conclusion confirme les résultats des programmes de mesure antérieurs dont les précédentes sections ont fait état.

Etant donné que les itinéraires de mesure ont été choisis pour leur caractère particulièrement critique, une transposition des résultats en termes de disponibilité du service a été menée à bien en s'appuyant sur la somme d'expériences acquises sur le terrain. Les deux courbes ainsi obtenues englobent l'ensemble des résultats présentés à la Fig. A.119 des mesures en conditions réelles et en laboratoire et des simulations. Ces deux courbes ont été définies sur la base d'une extrapolation empirique permettant d'obtenir l'ensemble des points de données si tous les itinéraires de la zone urbaine et suburbaine d'Ottawa avaient été couverts. Cette approximation a conduit à définir la courbe située à gauche du nuage de points en tant que courbe de disponibilité du service à 99%, la courbe de droite étant la courbe de disponibilité à 80%.

Une éventuelle confirmation de ces hypothèses aurait exigé beaucoup plus de mesures, ce qui aurait largement dépassé le cadre du programme expérimental. En fait, un programme complémentaire de mesures sur le terrain devrait également comporter une évaluation de la vitesse maximale des véhicules dans chaque configuration, puisqu'en maintes circonstances, cette vitesse maximale est généralement limitée pour des raisons élémentaires de sécurité là, où les répercussions de l'effet Doppler auraient de toute façon joué un rôle restrictif, comme on a pu l'observer. Il y a donc apparemment une corrélation étroite entre la limitation de la vitesse due à l'effet Doppler et celle qui

résulte de la configuration physique. En réalité, le nombre de trajets multiples sera normalement d'autant plus grand dans les zones fortement construites, là où le trafic est en principe plus intense. Autrement dit, les altérations dues à l'effet Doppler auront tendance à être réduites là où les véhicules sont autorisés à circuler plus rapidement, par exemple sur les routes surélevées.

Bien qu'il ne soit plus possible à l'heure actuelle de modifier le format du signal transmis, il devrait y avoir un moyen de rendre la réception des signaux du Système numérique A moins vulnérable à l'effet Doppler et d'éviter une altération de la réception aux vitesses de circulation plus élevées. A cet effet, l'amélioration des algorithmes de démodulation utilisés dans les récepteurs exige un complément d'étude. Il convient donc d'axer plus particulièrement l'attention dans ce domaine de recherche au cours des années à venir.

A.9.8.4 Etude expérimentale d'émetteurs multiples

La quantification de l'incidence de l'effet Doppler sur le fonctionnement d'un réseau SFN a fait l'objet de certains travaux. Une expérimentation a consisté à utiliser deux émetteurs dans le même canal, en évaluant la dégradation supplémentaire du signal observée lorsqu'un réémetteur était successivement mis en service et hors service. La puissance des deux émetteurs était identique. Au cours de la première série de mesures (voir la Fig. A.120), le récepteur se déplaçait sur une voie perpendiculaire à la direction des émissions du réémetteur voisin. La voie choisie formait un triangle avec les deux émetteurs, la distance par rapport au réémetteur étant trois fois plus petite que la distance par rapport à l'émetteur principal. Les résultats indiqués à la Fig. A.121 présentent des données mises en moyenne pour les deux sens de déplacement, et pour des réseaux comportant respectivement un et deux émetteurs.

Les mesures de la deuxième série (voir la Fig. A.122), ont été effectuées sur une voie radiale par rapport au réémetteur (c'est-à-dire à bord d'un véhicule se rapprochant et s'éloignant du réémetteur). Cette voie était située de façon à former un triangle avec les deux émetteurs, le récepteur étant deux fois plus proche du réémetteur que de l'émetteur principal. Là encore, les points de la Figure correspondent à des valeurs mises en moyenne dans les deux sens de déplacement.

FIGURE A.120

Incidence de l'effet Doppler sur la réception en présence de configurations à un et deux émetteurs (voie perpendiculaire à l'orientation du réémetteur)

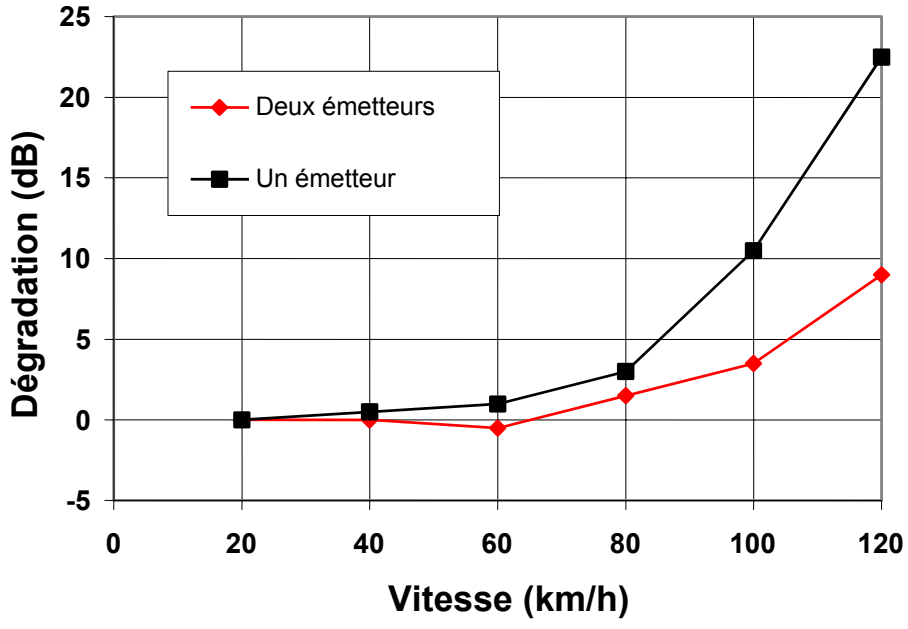
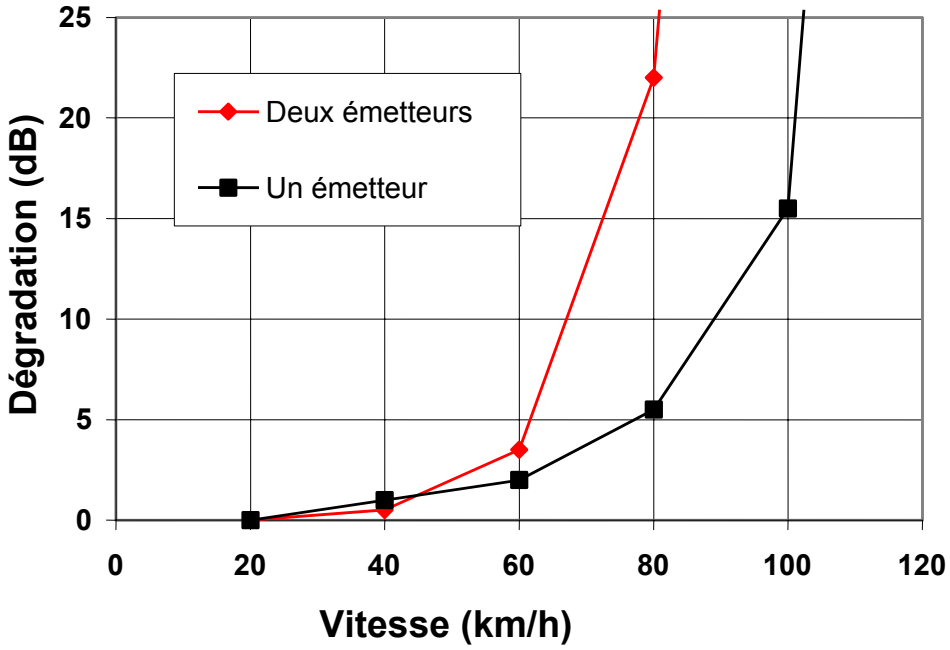


FIGURE A.121

Incidence de l'effet Doppler sur la réception en présence de configurations à un et deux émetteurs (voie radiale par rapport au réémetteur)



Pour un itinéraire orienté radialement par rapport au réémetteur, les essais ont montré que la présence du réémetteur aggravait la dégradation en raison d'un effet Doppler excessif, (on constate au niveau du récepteur le déplacement en fréquence de deux puissants échos dans des directions opposées). Dans l'autre cas, l'adjonction d'un réémetteur, lorsque l'itinéraire suit une direction perpendiculaire à la direction radiale, tend à réduire cette dégradation.

En général, cette expérimentation simple tend à indiquer qu'il devrait y avoir des moyens pour améliorer la réception en zone urbaine et suburbaine en Mode IV en faisant appel à certaines configurations spécifiques par exemple, en plaçant judicieusement des réémetteurs munis d'antennes émettrices. Il faudrait envisager de façon plus précise la réalisation d'essais spécifiques de réémetteurs installés le long des routes.

A.10 Essais de transmission par satellite dans la Bande L au moyen du Système numérique A

Le Système numérique A est conçu pour fonctionner par multiplexage en fréquence de plusieurs programmes de radiodiffusion à modulation COFDM, dans un bloc de fréquence à 1,5 MHz, tandis que le principe du Système numérique B repose sur un signal SCPC à modulation de détection cohérente, exigeant moins de 0,3 MHz de bande d'émission pour un programme de qualité «CD». De plus, l'emploi du Système numérique A comporte nécessairement le soutien d'un réémetteur par satellite pour préserver la linéarité. Ces facteurs affectent la densité de flux de puissance du signal reçu pour un satellite donné, mais n'ont pas d'incidence réelle sur les caractéristiques de propagation

en liaison descendante. Il est donc justifié de considérer que ces essais, comme ceux utilisant le Système numérique B, conduisent à des résultats représentatifs du même phénomène. Les seules différences susceptibles de se manifester sont celles dues aux différences de longueur d'onde qui vont de 20 cm (1 500 MHz) à 15 cm (2 000 MHz).

Cela étant, les essais Optus B3 comme les essais Solidaridad 2 utilisant le Système numérique A fournissent des informations de propagation semblables à celles du programme d'essai de propagation concernant le Système numérique B. (La suite de la présente sous-section récapitule les informations correspondantes). Pour simplifier, la parfaite qualité sonore de la transmission au moyen du Système numérique A a été observée en cas de propagation en visibilité directe, par exemple sur de longs parcours effectués sur les routes rurales australiennes: le signal transmis est alors effectivement constant, les problèmes liés aux trajets multiples sont réduits au minimum, et le gain de l'antenne de réception omnidirectionnelle en azimut est suffisant pour fournir au récepteur un signal assez puissant. La marge de liaison relativement faible n'altère pas la qualité de la réception, lorsqu'elle est associée à un niveau classique de codage pour correction d'erreurs.

Toutefois, l'occultation par des bâtiments et par différents objets empêchant une propagation en visibilité directe interrompt la réception du signal, lorsque pour la réception mobile sa durée dépasse environ 1 s, valeur caractéristique de l'entrelacement temporel utilisé. Que l'évanouissement dû à l'occultation dans des conditions identiques soit inférieur ou non à l'évanouissement dans la Bande S n'a pas réellement d'importance; les diminutions de niveau du signal imputables au phénomène d'occultation dépassent largement les marges de liaison possibles.

A.10.1 Résultats expérimentaux des essais australiens de transmission par satellite Optus B3

A.10.1.1 Introduction

Une série d'essais de transmission par satellite dans la Bande L ont été réalisés au moyen du satellite australien Optus B3. Ces essais avaient pour objectif de confirmer le fonctionnement du Système numérique A au moyen d'un satellite opérationnel dans la Bande L, de réaliser une évaluation qualitative de la qualité de fonctionnement du Système numérique A dans différentes conditions de réception, et enfin de recueillir des données sur les statistiques d'évanouissement dans le canal satellite mobile de la Bande L pour différentes conditions de réception et pour différents angles d'élévation. Les résultats des mesures concernant les conditions de propagation sont rapportés au Chapitre 7.

Les essais de transmission par satellite ont été menés à bien en deux phases au cours de la période allant de juin 1995 à février 1996. Les mesures de la première phase ont eu lieu à Canberra et dans la zone voisine en juin/juillet 1995. Elles ont été suivies d'une deuxième série de mesures à Adélaide (Décembre 1995) et Perth (Janvier 1996).

A.10.1.2 Généralités

La transmission par satellite Optus B3 repose sur l'utilisation d'une plate-forme spatiale Hughes 601. Au début des essais, le satellite se trouvait sur une orbite légèrement inclinée à 152° E, en vue de sa mise en service à partir de 156° E.

La charge utile dans la Bande L embarquée à bord du satellite fonctionne dans la bande de fréquences 1 545-1 559 MHz et comprend huit amplificateurs de puissance intégrés, d'une puissance totale de 150 W. Cet ensemble est conçu pour les besoins du service de communication téléphonique mobile; il utilise la transmission, l'émission et la réception dans la Bande L vers les stations mobiles et les communications dans la Bande Ku entre le satellite et la station au sol. La zone de couverture du service dans la Bande L s'étend sur le continent australien et fournit une p.i.r.e. de 49 dBW dans l'axe du faisceau [1]. Le niveau de signal correspondant à Adélaïde est de 48 dBW, et légèrement moins à Canberra et Perth (46,8 dBW et 46,1 dBW respectivement).

A.10.1.3 Configuration du matériel

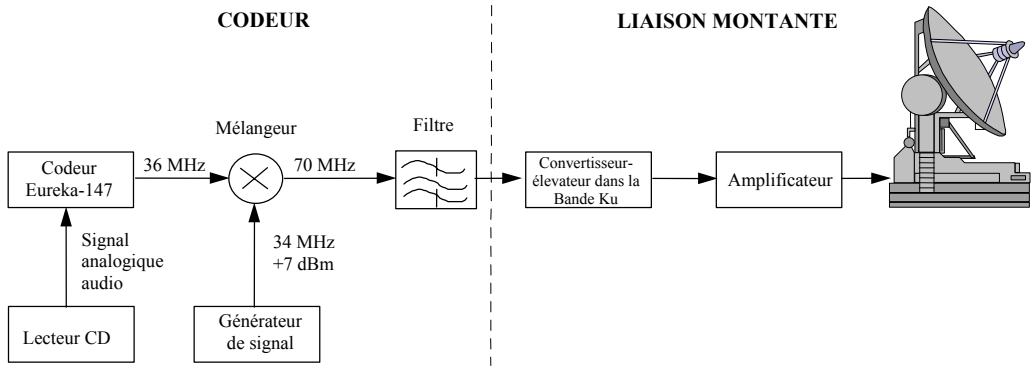
A.10.1.3.1 Matériel utilisé sur la liaison montante

La Fig. A.123 représente un schéma des équipements de codage et du matériel de la liaison montante. Le système de radiodiffusion numérique reposait sur l'utilisation d'un matériel Eureka-147 de troisième génération (Philips PDS). Ce matériel permet d'émettre un signal DSB à une fréquence intermédiaire de 36 MHz, au moyen d'un des trois modes de transmission prévus définis initialement pour le système Eureka. La trame fixe du signal code permet de sélectionner l'une des neuf applications différentes possibles, correspondant à plusieurs canaux audio et de données, associés à plusieurs niveaux de protection et à différents débits binaires. Les essais de transmission ont utilisé le Mode II. Le programme audio du lecteur CD était «comprimé» au moyen du codeur MUSICAM interne du système DSB, à un débit binaire de 256 kbits/s (mode stéréo indépendant) avec un codage de canal à un débit moyen de 6/10. La sortie du codeur a ensuite été transférée sur une fréquence intermédiaire de 70 MHz et convertie vers la Bande Ku pour la liaison montante vers le satellite B3.

Au cours de la première phase des essais, le signal codé a été émis sur la liaison montante à partir de la station terrienne Optus Belrose (Sydney) au moyen d'une antenne de poursuite de 4,5m[5]. Au cours de la deuxième phase, le signal a été émis à partir d'une antenne de 4,6 m située à Canberra.

FIGURE A.122

Configuration matérielle de la liaison montante par satellite



A.10.1.3.2 Equipement de réception

La Fig. A.124 représente la configuration matérielle correspondante utilisée pour contrôler le signal satellite reçu. La fréquence de 1 552,5 MHz dépasse seulement de 4% à 7% l'attribution nominale de fréquences au service DSB dans la Bande L (1 452-1 492 MHz); on peut donc raisonnablement s'attendre à ce que les résultats soient en rapport étroit avec les caractéristiques de fonctionnement dans cette bande. L'équipement de réception mobile était constitué d'une antenne tige bifilaire Helix conçue pour le service téléphonique mobile dans la Bande L. Cette antenne est dotée d'un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal, mais d'un diagramme incliné suivant l'axe vertical, réglable de façon à s'adapter à l'angle d'élévation du satellite. Le gain de crête nominal est de 8,5 dBic. En réception fixe, le contrôle du niveau du signal utilisait une antenne

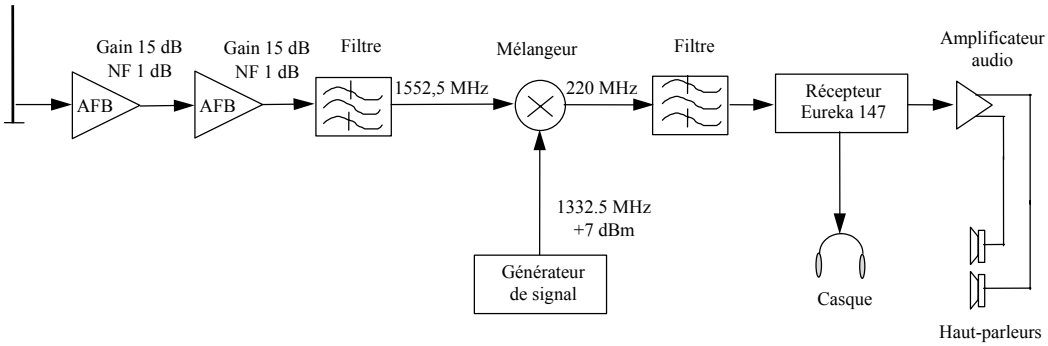
---

5 La première phase des essais a exigé l'utilisation d'une antenne de poursuite, étant donné que le satellite se trouvait sur une orbite légèrement inclinée.

panneau directive dotée d'un gain de 14 dBic. Le circuit d'entrée du récepteur était constitué de deux amplificateurs à faible bruit en série, suivi d'un étage mélangeur et d'un récepteur Eureka de troisième génération pour le décodage du signal. Enfin, le contrôle du signal audio récupéré s'effectuait sur casque et sur haut-parleurs de haute qualité.

FIGURE A.123

Configuration du matériel de réception pour le contrôle en réception mobile



A.10.1.4 Point de fonctionnement du répéteur dans la Bande L

Avec la charge du satellite Optus B3 pour la Bande L, la sortie saturée sur porteuse unique (valeur de recul à 0 dB OBO) du répéteur non linéaire est fixée arbitrairement au point de compression à 2 dB. Toutefois, les amplificateurs de puissance intégrés ne sont pas calibrés pour fonctionner en permanence à ce niveau. La valeur fiable maximale de la puissance de sortie en porteuse unique est réduite de 2,2 dB (soit un recul de puissance de 2,2 dB OBO); on estime par ailleurs que ce niveau correspond au niveau maximal d'exploitation continue en fonctionnement multiporteuse.

Lors des essais un recul supplémentaire de puissance à l'entrée (IBO, *input back-off*) a été appliqué de façon à obtenir un recul total OBO de 3,9[6] dB, par rapport au point de compression à 2 dB, et une p.i.r.e. correspondante sur la liaison descendante de 46,3 dBW (Adélaïde), 45,1 dBW (Canberra) et 44,4 dBW (Perth).

A.10.1.5 Bilan de liaison satellite

Le Tableau A.43 récapitule le bilan de liaison descendante du satellite d'après les valeurs des paramètres concernant chacun des trois emplacements. Le bilan de liaison ne fait pas mention des tolérances de réalisation (en matière par exemple de matériel, de brouillage et d'évanouissement) normalement escomptées pour un service opérationnel. En raison de la puissance relativement faible de réémetteur, il a fallu améliorer le niveau de qualité du récepteur *(G/T)* au moyen d'une antenne à gain relativement élevé et en intégrant un amplificateur à faible bruit à deux étages au circuit d'entrée du récepteur Eureka de troisième génération. Ces modifications se sont traduites par une amélioration de 7 dB du niveau de qualité nominal *G/T* escompté pour un service opérationnel (voir le Tableau 12 du corps du texte du Manuel).

---

[6] Le recul supplémentaire de 1,7 dB OBO comprend 0,5 dB dû aux caractéristiques de transfert IBO/OBO des amplificateurs de puissance intégrés, outre un affaiblissement supplémentaire de 1,2 dB dû aux phénomènes de compression d'amplitude sur le signal multiporteuse COFDM en ce point de fonctionnement.

D'après les calculs du bilan de liaison, en réception mobile, le système de réception se situe de 0,1 à 2,3 dB au-dessus du seuil d'audibilité du récepteur, en fonction de l'emplacement. Pour la réception fixe, avec l'antenne panneau à gain plus élevé, la marge correspondante est comprise de 3,7 à 5,9 dB. D'après ces calculs préliminaires, la réception mobile devrait normalement être faible, en particulier à Perth et à Canberra, tandis que la réception fixe devrait être satisfaisante.

TABLEAU A.43

Résumé du bilan de liaison descendante satellite OPTUS

Paramètre			
Fréquence de fonctionnement (MHz)	1 552		
Polarisation	Circulaire droite		
	Mobile	**Fixe**	
Gain d'antenne réceptrice (dBic)	8,5	14	
Température de bruit d'antenne estimée (K)	90	90	
Perte d'alimentation d'antenne (dB)	0, 5	1, 6	
Niveau de bruit du système de réception (dB)	1,2	1,2	
Niveau de qualité du *G*/*T* du récepteur (dB/K)	–15,1	–11,5	
Rapport *C*/*N* requis (récepteur de 3ème génération) (dB)	8,0	8,0	
	Canberra	**Adélaïde**	**Perth**
Angle d'élévation du satellite (degrés)	51	45,4	33,3
p.i.r.e. du satellite (dBW)	45,1	46,3	44,4
Distance du satellite (km)	37 036	37 387	38 327
Perte par étalement (dB)	162,4	162,4	162,7
Densité de puissance surfacique disponible (dB(W/m^2))	–117,3	–116,1	–118,3
C/*N* – mobile/fixe (dB)	9,1/12,7	10,3/13,9	8,1/11,7
Marge – mobile/fixe (dB)	1,1/4,7	2,3/5,9	0,1/3,7

A.10.1.6 Programme de contrôle du signal audio

Le contrôle du signal audio DSB du satellite a commencé dans un premier temps à Canberra. Il a été logique de n'avoir aucune altération du signal audio décodé en réception fixe au moyen d'une antenne à panneau. En réception mobile, les itinéraires suivis pour les essais ont comporté des sections situées dans des zones de rase campagne et des zones suburbaines, mais aussi dans le principal quartier d'affaires, caractérisé par des immeubles en hauteur (généralement de 6 à 7 étages). En rase campagne et en zone suburbaine la qualité de réception a été jugée uniformément satisfaisante. Du fait de l'angle d'élévation relativement élevé du satellite (51°), le signal a été rarement bloqué dans ce type d'environnement et sinon, il l'était généralement en raison des arbres en surplomb le long de la route. Comme prévu, le signal a été affecté assez souvent par des phénomènes d'occultation par des constructions dans le quartier d'affaires. Selon l'orientation relative du satellite et des bâtiments, une interruption complète du signal était alors observée au niveau du récepteur. Fait intéressant à noter dans ce type d'environnement, peu de données indiquent une dégradation progressive du signal audio avant son interruption complète. L'occultation par des bâtiments de grande hauteur, ainsi que la faiblesse relative des vitesses de

circulation, se traduisent par un blocage brutal et prolongé du signal, de sorte que le passage de conditions de réception parfaite à un silence complet se produit de façon extrêmement «nette». De manière analogue, dès que les bâtiments cessent de provoquer un phénomène d'occultation, la présence d'un signal relativement constant permet au récepteur de rétablir rapidement les conditions d'écoute et ce de manière aussi nette.

Les caractéristiques de défaillance du signal audio se sont avérées plus déconcertantes dans d'autres conditions de réception mobile – et tout particulièrement en cas d'obstruction du trajet depuis le satellite par des objets rapprochés, par exemple des arbres ou par des frondaisons de densité variable. En l'occurrence, l'effet observé s'apparente à ce que l'on observe en propagation de Terre lorsque les fluctuations rapides du signal reçu au-dessous et au-dessus d'un certain seuil risquent d'entraîner des caractéristiques de défaillance moins acceptables.

D'après les résultats encourageants de ces essais initiaux, un programme complet de contrôle du signal audio a été entrepris sur les quelque 4 400 km de route reliant Canberra à Adélaïde, puis à Perth.

Dans les zones rurales, entre Canberra et Adélaïde, la réception mobile était généralement bonne. L'altération manifeste du signal audio en présence du moindre obstacle mineur, (par ex., réverbère ou poteau au bord de la route, lignes électriques aériennes ou léger feuillage d'arbres isolés), était néanmoins prévue compte tenu de la faible marge de liaison. Même dans ces conditions, l'angle d'élévation relativement élevé du satellite, et la réception généralement en terrain dégagé ont eu pour effet de limiter la fréquence de ce type de défaillance.

Les conditions de réception les plus régulières ont été relevées le long de la route nationale reliant Adélaïde et Eucla, petite localité proche de la route, immédiatement avant la frontière de l'Etat d'Australie occidentale. Ce tronçon de 1 350 km traverse une zone pratiquement exempte de relief, ponctuée d'arbustes bas ou d'arbres isolés, généralement tout à fait en retrait de la route; la réception y a été pratiquement ininterrompue (c'est-à-dire dans près de 100% des emplacements) coïncidant avec le niveau de signal maximal sur tout l'itinéraire – estimé à 2,7 dB au-dessus du seuil du récepteur. Les très rares cas d'altération du signal audio ont été imputables à un dépointage de l'antenne, dû à la flexion de l'antenne tige Helix aux vitesses de circulation élevées (qui parfois dépassaient 120 km/h).

Sur le trajet à partir de Eucla, la végétation arbustive a cédé la place à des zones boisées, d'où une fréquence accrue des pertes de signal dues à l'occultation par des arbres de bordure. Par ailleurs, la partie restante du trajet vers Perth a été marquée par une réduction progressive du niveau du signal reçu, liée à la zone de couverture du satellite. Toutefois, la réception est restée satisfaisante sur une portion généralement dégagée de la route entre Kalgoorlie et Tammin (à environ 180 km à l'est de Perth).

Les résultats de ces différentes mesures de contrôle font apparaître la fiabilité de la réception mobile des signaux transmis par satellite (c'est-à-dire le niveau de disponibilité élevé) dans des conditions de réception dégagée ou en présence d'obstacles limités et à des vitesses de circulation de plus de 120 km/h, avec des marges de liaison très modestes (de l'ordre de quelques dB). Evidemment, dans les zones construites, l'occultation du trajet satellite-récepteur, constitue le facteur limitant de la couverture du satellite, de telle sorte que la nature de l'environnement au voisinage du récepteur et l'angle d'élévation du satellite sont les principaux facteurs de disponibilité du service. Le Système numérique A étant conçu pour mettre à profit les échos, il est possible de compléter le signal du satellite par des répéteurs de Terre dans le même canal, pour compenser les zones d'occultation créées par les bâtiments importants ou par d'autres obstacles (selon le principe de radiodiffusion hybride satellite/Terre). Dans les zones rurales et le cas échéant, dans certaines zones suburbaines, la fréquence et la profondeur des évanouissements du signal sont nettement réduites. Aussi, l'intégration d'une tolérance d'évanouissement appropriée dans le bilan de liaison descendante du satellite devrait assurer un service fiable en pareille circonstance.

A maints égards, les mesures expérimentales australiennes sur le Système numérique A et le satellite Optus 3B ont été semblables aux essais réalisés sur le Système numérique B dans la Bande S (voir l'Annexe B). Il a été établi que le système audio fonctionnait correctement en visibilité directe, mais en raison des faibles marges de liaison de réception mobile, eu égard aux conditions physiques de réception, des analyses détaillées des phénomènes de propagation n'ont pas été possibles, jusqu'à ce que les expérimentateurs passent à l'utilisation d'un signal d'ondes entretenues en bande étroite (dans ce cas les marges de liaison en réception mobile ont été inférieures à 2,5 dB).

A.10.1.7 Linéarité du répéteur

Compte tenu du schéma de modulation multiporteuse (COFDM) propre au Système numérique A, les défauts de linéarité du processus d'amplification seront à l'origine de produits d'intermodulation dans la bande et hors bande. Ces produits parasites risquent de provoquer un brouillage dans les canaux voisins, ainsi qu'une augmentation du bruit apparent de l'amplificateur.

L'incidence du point de fonctionnement du répéteur sur les niveaux d'intermodulation créés par les amplificateurs de puissance intégrés non linéaires embarqués à bord du satellite B3 a fait l'objet de plusieurs études. Le spectre COFDM sur la liaison descendante a été contrôlé au niveau de la station terrienne d'Optus Belrose (Sydney), au moyen d'une antenne parabolique de 4,6 m de diamètre, avec un convertisseur-abaisseur étalonné dans la Bande L et un récepteur de mesure. Dans le cas du Système numérique A, la «linéarité DAB» constitue une mesure des produits parasites. Il s'agit du niveau d'atténuation des lobes latéraux présents aux bords de la bande des émissions COFDM, par rapport au spectre du signal principal. Le Tableau A.44 indique la linéarité DAB mesurée pour trois points de fonctionnement différents du répéteur dans la Bande L. La linéarité DAB correspondante de l'onde de la liaison montante dans la Bande Ku dépassait 30 dB.

TABLEAU A.44

Linéarité DAB en fonction du recul de puissance en sortie du répéteur (OBO) observée sur un satellite Optus

p.i.r.e. liaison montante (dBW)	p.i.r.e. liaison descendante (dBW)	Recul de puissance en sortie (dB)	Linéarité DAB (dB)
76	44,4	4,6	22
77[(1)]	45,1	3,9	20
78	45,6	3,4	18

(1) Point de fonctionnement utilisé pour le programme de contrôle du signal audio

Pour les services de Terre, il a été suggéré d'exiger une linéarité d'au moins 30 dB (DAB) pour réduire au minimum les dégradations du système [2, 3, 4]. Toutefois, des contraintes aussi strictes quant à la linéarité des amplificateurs ne sont pas forcément nécessaires pour un service par satellite. Dans le cas d'un service par satellite à un seul canal COFDM, le signal reçu est déjà relativement faible, et à moins que la linéarité DAB soit particulièrement défectueuse, les produits d'intermodulation hors bande auront peu vraisemblablement une incidence sur le canal de Terre voisin. Si l'on considère un service par satellite utilisant deux canaux COFDM adjacents (ou davantage), il faut envisager la contribution brouilleuse des canaux voisins, bien que l'exigence de linéarité soit moindre par comparaison à la situation de Terre, parce que les niveaux des signaux sont comparables et en raison de la marge limitée dont dispose le récepteur.

Il est également intéressant de noter les résultats encourageants du programme de contrôle du signal audio obtenus en dépit d'une linéarité de 20 dB et d'une faible marge de signal. Cela tendrait à démontrer le caractère minime de la réduction de la marge du récepteur due aux produits d'intermodulation dans la bande, plus faible à ce niveau de linéarité.

A.10.1.7.1 Point de fonctionnement du répéteur dans la Bande L

Les courbes de transfert de gain des amplificateurs à tube à ondes progressives (ATOP), présentent un aplatissement caractéristique permettant de définir distinctement une puissance de sortie dite de saturation. En revanche, les amplificateurs de puissance intégrés ont une courbe limite de sortie moins nettement définie. Lorsque le niveau d'entrée augmente, les amplificateurs de puissance intégrés présentent une compression de gain plus élevée et diffusent des quantités de chaleur plus importantes, leur défaillance ultime étant due à un claquage thermique. Faute d'une protection intrinsèque des amplificateurs embarqués, la surcharge de la liaison montante risque de provoquer une défaillance thermique.

A.10.1.8 Mesure des distributions d'évanouissement du signal dans la Bande L

Tel qu'indiqué plus haut, l'évanouissement est plus ou moins important en fonction de l'environnement au voisinage du récepteur et de l'angle d'élévation du satellite. Afin de mieux définir ces relations aux fréquences de la Bande L, une série de mesures de l'évanouissement du signal a été réalisée dans différentes conditions de réception et pour trois angles d'élévation différents – 51°, 45,4° et 33,3°. Ces angles correspondent respectivement à des emplacements de réception situés à Canberra, Adélaïde et Perth et sont représentatifs des valeurs moyennes à faibles (géostationnaires) de l'angle d'élévation en Australie.

A.10.1.9 Procédure de mesure

Les mesures ont été recueillies sur quelque 2200 km de route, couvrant différents types d'environnement. Afin de faciliter la classification des conditions de réception une série de descripteurs du relief et des obstacles a été utilisée. Ces descripteurs s'appuyaient sur l'exemple de système de classification de la couverture terrestre présenté dans le Rapport 567 de l'ex CCIR. Le Tableau A.45 donne une liste des différentes classifications.

Pour déterminer la contribution globale au phénomène d'évanouissement (par occultation et sous l'effet des trajets multiples), les mesures du signal en réception ont été effectuées à intervalles réguliers de 2,5 cm. Des données ont été enregistrées, sur des segments de 400 m, sur 82 itinéraires d'essai au total, dont 21 à Canberra, 30 à Adélaïde et 31 à Perth. Les différents itinéraires avaient de 12 à 196 km de long.

A.10.1.10 Traitement des données

Les feuilles de données enregistrées ont été examinées pour valider les conditions de réception sur chacun des itinéraires d'essais. Les tronçons non conformes aux définitions du relief/des obstacles du Tableau A.45 ou réputés non valides (par exemple, lors des passages d'un type à un autre) ont été marqués et exclus de la suite des travaux. Lors de chaque passage, les tronçons consécutifs associés au même descripteur de relief/obstacles ont été concaténés pour former un seul fichier «secteur». Ce processus a conduit généralement à définir plusieurs fichiers secteurs, en fonction du nombre d'environnements types traversés à chaque passage.

La première phase du traitement a comporté un ajustement du niveau des données afin de compenser toute incidence du bruit du système. Aux valeurs élevées du rapport porteuse-bruit, cette compensation est négligeable, mais aux valeurs faibles, (c'est-à-dire à proximité du plancher de

bruit du système de mesure) le bruit représente une contribution notable, dont la prise en compte s'impose. Afin de maintenir la précision des mesures dans tout le domaine de variation des signaux enregistrés, un facteur correctif pondéré a été appliqué à chaque point de donnée du fichier.

Au cours de la deuxième phase, des fonctions de distribution cumulative des évanouissements ont été créés à partir des fichiers «corrigés». les données de chaque fichier de secteur ont été soustraites des mesures de référence en visibilité directe; ensuite le fichier de données ainsi obtenu a été converti en une fonction discrète de distribution de probabilités (FDP) par classe de 0,5 dB. La FDP obtenue a ensuite été intégrée pour générer la fonction de distribution cumulative des évanouissements.

Lors d'une expérimentation distincte, une fenêtre mobile de Hanning de 41 points (c'est-à-dire, 1 m) a été utilisée pour mettre en moyenne ou lisser le jeu de données de chaque fichier corrigé, avant de procéder à une deuxième série de calculs visant à déterminer la fonction correspondante de distribution cumulative des évanouissements. Cette mise en moyenne permet d'éliminer les effets propres aux «petites zones», produits par les trajets multiples, tout en préservant la composante dite zone étendue de l'évanouissement du signal imputable à l'occultation. La distance relativement courte de mise en moyenne garantit la préservation de l'occultation haute fréquence due aux petits obstacles, par exemple les arbres isolés.

TABLEAU A.45

Descripteurs de relief/d'obstacles utilisés pour définir le type d'environnement de réception

Description de l'environnement	
Terrain plat	Fluctuations du niveau du sol inférieures à 5 m le long du trajet de mesure ou sur 50 m de route
Relief vallonné ou accidenté	Niveau variant de 5 à 15 m le long du trajet de mesure ou sur moins de 50 m de la route. Terrain variant de plus de 15 m mais de moins de 30 m le long du trajet de mesure ou sur moins de 50 m dans l'ensemble du trajet
Relief montagneux	Niveau du terrain variant de plus de 30 m le long du trajet de mesure ou sur moins de 50 m de la route
Bâtiment élevé faisant obstacle	Quartiers centraux des affaires dont les bâtiments dépassent généralement quatre étages. Paysage urbain constitué de rues «canyons»
Urbain dense	Zone construite de bâtiments de deux à quatre étages. Espace limité voire réduit à néant entre les bâtiments
Urbain	Bâtiments de un à deux étages donnant sur la route. Espace limité voire inexistant entre les bâtiments
Suburbain dense	Bâtiments de un à deux étages en retrait de la route, espacement restreint entre les bâtiments, dans certains cas, rues bordées d'arbres
Suburbain	Bâtiments d'un étage en retrait de la route, espacement plus important entre les bâtiments dans certains cas, rue bordée d'arbres
Rural	Enclos avec quelques arbres ou bâtiments isolés
Espace découvert	Zones découvertes sans éléments importants, à moins de 30 à 50 m de la route
Zone boisée	Zones boisées, route bordée d'arbres de façon continue

A.10.1.11 Présentation des résultats

Les Fig. A.125 à A.128 indiquent la fonction de distribution cumulative des évanouissements (CFD) correspondant à chaque type d'environnement[7] (découvert, rural, boisé, suburbain, suburbain dense, urbain, urbain dense, et grands immeubles) pour les trois angles d'élévation considérés (51°, 45,4° et 33,3°). Ces diagrammes bande étroite sont tirés directement des mesures d'évanouissements et regroupent les données concernant les phénomènes de trajets multiples et d'occultation.

Chaque diagramme présente trois courbes de CFD. Les courbes intérieures et extérieures correspondent respectivement aux secteurs les plus favorables et aux secteurs les plus favorables, et indiquent les domaines de variation observés pour un type d'évanouissement et un angle d'élévation donnés. La troisième courbe est obtenue en regroupant tous les fichiers de secteur, qui correspondent à l'environnement/angle d'élévation particulier considéré, puis en calculant la fonction CFD. La taille de la base de données regroupées est indiquée par le chiffre de distance, DIST. A titre d'exemple, la quatrième figure partielle de la Fig. A.127 représente les courbes CFD en bande étroite (CM mesuré) concernant des environnements boisés, sous un angle d'élévation de 45,4° (Adélaïde). Dans 90% des emplacements, l'évanouissement mesuré du signal a été inférieur à 2 dB dans le secteur le plus favorable, ou de 11,3 dB dans le secteur le plus défavorable. Si l'on totalise l'ensemble des données relatives au secteur boisé pour cet angle d'élévation, de façon à obtenir une base de données couvrant un trajet routier de 68,8 km, l'évanouissement mesuré du signal a été inférieur à 7 dB dans 90% des emplacements.

A.10.1.12 Analyse des mesures d'évanouissement en bande étroite

A.10.1.12.1 Zones découvertes

Dans les environnements à découvert on observe certains phénomènes d'évanouissement, dus néanmoins pour une large part aux incertitudes liées au système de mesure, notamment aux variations du gain d'antenne en fonction de l'élévation et de l'azimut et dans une moindre mesure, à la largeur de classe excessive (0,5 dB) des fonctions FDP créées.

A.10.1.12.2 Zones rurales, suburbaines et suburbaines denses

Les courbes CFD en zones rurale et suburbaine (notamment en zone dense) font apparaître dans certains secteurs des évanouissements voisins de 15 à 20 dB (au niveau 1% des emplacements). Toutefois, cette intensité d'évanouissement est relativement rare comme en témoignent les distributions cumulatives globales qui font apparaître dans l'ensemble un phénomène nettement moins important. Sur la base des données regroupées, près de 95% des emplacements ruraux et suburbains (pour les trois angles d'élévation), seraient en principe desservis à raison d'une marge d'évanouissement de 5 dB. La même tolérance assurerait une disponibilité du service dans un peu plus de 90% des emplacements en zone suburbaine dense, bien que ce chiffre ne tienne pas compte des mesures effectuées à Perth. Dans les trois environnements considérés, la dégradation du signal est due essentiellement à l'occultation par les arbres ou les frondaisons, comme l'indiquent des courbes de CFD très voisines.

---

[7] Bien que la notion de type d'environnement tienne compte des descripteurs de relief et d'obstacles, seul ce dernier élément a été pris en compte dans la présentation des diagrammes de distribution cumulative des évanouissements.

A.10.1.12.3 Zones boisées

Les courbes CFD relatives à cet environnement se caractérisent par une distribution plus large et par un «coude» plus élevé de la fonction, dénotant un affaiblissement plus important du signal dans un plus grand pourcentage d'emplacements. Dans les secteurs où les conditions sont les plus défavorables, on observe des évanouissements supérieurs à 20 dB (dans 1% des emplacements) pour les trois angles d'élévation. Dans les mêmes secteurs, l'affaiblissement du signal dépasse 10 dB dans 10 à 25% des emplacements, selon l'angle d'élévation. Les données regroupées font également apparaître une aggravation de l'altération du signal. En l'occurrence, les courbes CFD montrent des évanouissement de plus de 10 dB dans environ 2% (Canberra), 5% (Adélaïde) et 10% (Perth) des emplacements.

A.10.1.12.4 Zones urbaine, urbaine dense et zones de grands immeubles

Dans les zones urbaines et urbaines denses et dans les zones de grands immeubles, l'occultation par des constructions est la cause prédominante d'altération du signal. Indépendamment de la gamme dynamique limitée du système de mesure, la tendance générale des distributions observées tend à démontrer la possibilité d'évanouissements voisins de 25 à plus de 30 dB dans ces trois types d'environnements. Le coude élevé et la faible décroissance observés sur les courbes correspondants aux zones urbaines denses et au secteur des grands immeubles (en particulier aux angles d'élévation plus faibles) dénotent également un phénomène marqué d'occultation. Dans le cas de Perth, les courbes liées à la situation la plus défavorable font apparaître des évanouissements de plus de 10 dB dans 20% (zones urbaines), 45% (zones urbaines denses) et 70% (zones de grands immeubles) des emplacements. Les chiffres correspondants relatifs aux données regroupées sont respectivement de 7%, 18% et 35%. Dans ces zones, il sera manifestement difficile d'obtenir une réception mobile fiable des signaux transmis par satellite.

La faiblesse du phénomène d'évanouissement constatée d'après les données relevées à Canberra est due à plusieurs facteurs. Hormis l'angle d'élévation élevé, la ville se caractérise par des rues relativement larges et peu de quartiers de grands immeubles. Ces quartiers ont en outre tendance à être moins denses et à comporter des constructions généralement plus espacées et moins hautes par comparaison à la plupart des autres villes. En ce qui concerne les courbes relatives aux zones urbaines, la base de données est constituée simplement de quatre secteurs limités, dont deux en visibilité directe du satellite d'où une présence d'obstacles réduite au minimum. Les courbes relatives aux zones urbaines d'Adélaïde reflètent une situation analogue. Dans ce cas, les trois secteurs constituant la base de données sont décalés de 30° par rapport à l'axe du satellite, d'où une occultation du trajet réduite par rapport à celle qui aurait pu être observée avec une autre orientation.

A.10.1.13 Variabilité du signal imputable aux phénomènes d'occultation et de propagation par trajets multiples

Tel qu'indiqué plus haut, un récepteur mobile est exposé aux évanouissements du signal dus aux phénomènes d'occultation et de propagation par trajets multiples, ce qui entraîne de fortes variations du niveau du signal reçu. L'écart-type du signal reçu définit une mesure de sa variabilité. Le Tableau A.46 présente les valeurs de l'écart-type pour chaque environnement /angle d'élévation, calculées à partir des bases de données regroupées correspondantes. Le Tableau indique les valeurs obtenues pour les données bande étroite et pour les données bande étroite lissées (BE et BE-L).

Les données bande étroite mises en tableau montrent l'effet de l'environnement de réception et de l'angle d'élévation sur la variabilité globale du signal. Les environnements caractérisés par un grand nombre d'obstacles (par exemple, zones boisées, zones urbaines et zones de grands immeubles) donnent lieu à des écarts-types plus importants, dénotant de plus fortes variations du signal reçu. Une diminution de l'angle d'élévation du satellite entraîne par ailleurs une variabilité accrue du signal, pour un type d'environnement donné. Malgré quelques exceptions isolées, la tendance générale se dégage très clairement de l'ensemble de données disponibles.

Le Tableau A.46 montre d'autre part la contribution relative de l'occultation et des trajets multiples à la variabilité globale du signal. Il importe de garder présent à l'esprit le fait que les écarts-types calculés sur les données bande étroite reflètent la variabilité globale du signal (c'est-à-dire du fait de l'occultation et des trajets multiples), tandis que les valeurs lissées correspondantes traduisent uniquement la composante occultation. D'après ces résultats, les écarts-types présentent des différences relativement faibles – allant de 0,07 dB (zones à découvert) à 0,78 dB (zones boisées) tendant ainsi à démontrer que la propagation par trajets multiples n'est pas un élément déterminant de la variabilité du signal reçu. Autrement dit, les écarts-types calculés sur les données bande étroite sont davantage représentatifs de la composante occultation que de la composante trajets multiples. Tel semble être le cas pour les divers types d'environnements et pour les différents angles d'élévation pris en compte.

TABLEAU A.46

Ecarts-types bande étroite lissés et non lissés pour divers types d'environnement et pour plusieurs angles d'élévation

Emplacement	Canberra (51,0°)		Adélaïde (45,4°)		Perth (33,3°)	
	BE	BE-L	BE	BE-L	BE	BE-L
A découvert	0,97	0,83	0,58	0,51	0,85	0,76
Rural	1,30	1,00	2,05	1,66	2,18	1,93
Suburbain	1,99	1,60	2,26	1,89	2,46	2,20
Suburbain dense	2,76	2,23	1,68	1,37	N/A	N/A
Boisé	2,75	2,16	3,57	2,79	4,67	3,90
Urbain	1,47	1,19	2,23	1,93	4,29	3,99
Urbain dense	3,35	3,02	3,85	3,43	6,79	6,38
Grands immeubles	4,12	3,75	7,03	6,30	8,03	7,44

La comparaison des fonctions lissées et non lissées des CFD bande étroite, permet de mesurer autrement la contribution de la propagation par trajets multiples. On a constaté qu'en présence de nombreux obstacles, les courbes bande étroite présentaient un évanouissement plus marqué aux faibles niveaux de puissance reçue (c'est-à-dire aux profondeurs d'évanouissement plus élevées). Cela correspond généralement aux situations d'intense affaiblissement sur le trajet en visibilité directe (c'est-à-dire avec occultation); la présence de trajets multiples à faible niveau contribue à une intensification de l'évanouissement en raison de l'annulation du signal entre les composantes de signal dispersées. Dans ce cas, la propagation par trajets multiples est un important facteur de variabilité du signal reçu. Aux niveaux élevés de puissance reçue (c'est-à-dire aux profondeurs d'évanouissement plus faibles) la propagation en visibilité directe, certes légèrement affaiblie, constitue la composante principale: le signal reçu est donc nettement moins affecté par une propagation par trajets multiples de faible niveau. Dans ce cas l'occultation est le facteur essentiel et les caractéristiques d'évanouissement des données bande étroite et des données bande étroite lissées sont identiques.

L'impact quantitatif des trajets multiples est décrit au Tableau A.47 qui indique les contributions relatives à l'évanouissement de ces deux phénomènes, pour une disponibilité dans 90% des emplacements. Les données correspondent aux courbes globales CFD.

D'après le Tableau, la contribution des trajets multiples à l'évanouissement est réduite au minimum dans les zones comportant moins d'obstacles. Dans ce jeu de données, nombre des valeurs mises en tableau sont comprises dans les limites d'incertitude associées aux classes de la FDP; on peut donc s'interroger quant à l'incidence effective de ces contributions limitées.

L'effet des trajets multiples est très manifeste dans les zones boisées, dans les zones de grands immeubles et à moindre échelle dans les environnements urbains denses. Dans le premier cas, la contribution correspondante est de 1,1 dB pour un évanouissement par occultation de 9,2 dB. Comme on peut s'y attendre ces observations correspondent à l'angle d'élévation le plus faible. Dans les zones de grands immeubles, la propagation par trajets multiples a une incidence légèrement plus forte, bien que les valeurs en question soient observées à des niveaux d'occultation de plus de 15 dB. La contribution relativement forte des trajets multiples observée dans les zones boisées est imputable à un phénomène répandu de dispersion «rapprochée» du signal par les frondaisons surplombantes et par les arbres de bordure.

TABLEAU A.47

Contributions respectives aux évanouissements dus aux occultations et aux trajets multiples (dB) pour une disponibilité dans 90% des emplacements

Emplacement	Canberra (51,0°)		Adélaïde (45,4°)		Perth (33,3°)	
	Occultation	Trajets multiples	Occultation	Trajets multiples	Occultation	Trajets multiples
A découvert	1,2	0,2	1,5	0,0	1,2	0,1
Rural	1,2	0,4	1,7	0,4	2,1	0,3
Suburbain	2,2	0,4	2,5	0,5	2,6	0,4
Suburbain dense	3,6	0,4	1,6	0,4	N/A	N/A
Bois	3,4	0,4	6,0	0,8	9,2	1,1
Urbain	2,3	0,4	2,7	0,5	6,7	0,0
Urbain dense	2,2	0,8	4,3	0,6	15,2	0,8
Grands immeubles	3,3	0,6	16,5	1,8	17,6	2,4

A.10.1.14 Résumé et conclusions des essais Optus

Une charge utile de télécommunications dans la Bande L, embarquée à bord du satellite Optus B3 a émis un signal de Système numérique A, et démontré la possibilité d'une réception fixe comme d'une réception mobile de données audio de qualité CD.

D'après les résultats des essais d'évaluation subjective, une réception mobile fiable est possible dans une zone à découvert ou comportant peu d'obstacles, à des vitesses de circulation de plus de 120 km/h avec des marges de liaison très limitées (de l'ordre de quelques dB).

Une série complète de mesures des évanouissements dans la Bande L a été réalisée dans différents environnements, et dans trois emplacements distincts, représentatifs des angles d'élévation géostationnaires moyens à faibles, en Australie. D'après les résultats recueillis lors de cette campagne de mesures, il est possible de réaliser une couverture fiable (dépassant 90%) dans des environnements de type à découvert, rural et suburbain, avec une tolérance d'évanouissement voisine de 5 dB. En présence d'obstacles plus nombreux, (c'est-à-dire zones boisées, urbaines, urbaines denses et zones de grands immeubles) la profondeur et l'importance des évanouissements du signal sont considérablement accrues et ne peuvent être corrigées sans marge de liaison extrêmement élevée. Dans ce type d'environnement, la diversité du signal par exemple, grâce à l'utilisation de répéteurs de Terre, est la seule option viable permettant d'améliorer notablement la couverture.

L'analyse des données d'évanouissement recueillies montre que les trajets multiples interviennent dans les zones comportant de nombreux obstacles et ce à des niveaux de signal reçu de quelque 10 à 20 dB au-dessous du signal reçu en visibilité directe sans obstacle, selon l'environnement particulier considéré (c'est-à-dire zones boisées, grands immeubles). A des niveaux plus élevés d'intensité du signal reçu l'occultation joue un rôle prépondérant. Vu la puissance limitée des systèmes à satellites, il est peu probable que les marges de liaison dépassent 5 à 10 dB; aussi les trajets multiples (éventuels) contribueront-ils alors pour une part inférieure au seuil de bruit du récepteur tandis que l'occultation sera la principale contrainte de disponibilité du service.

Eu égard au faible niveau des réflexions par trajets multiples, les techniques de diversité en fréquence et/ou de traitement au niveau du récepteur (conçues pour améliorer la réception dans des conditions sélectives en fréquence (c'est-à-dire propagation par trajets multiples), ont peu d'effets dans un canal de transmission uniquement par satellite du service mobile. D'où la conclusion selon laquelle, aux angles d'élévation considérés, les mesures de propagation bande étroite peuvent également constituer une indication précieuse de la qualité de fonctionnement des systèmes COFDM large bande.

FIGURE A.124

Fonction de distribution cumulative des évanouissements (CFD), relative aux environnements ruraux et à découvert

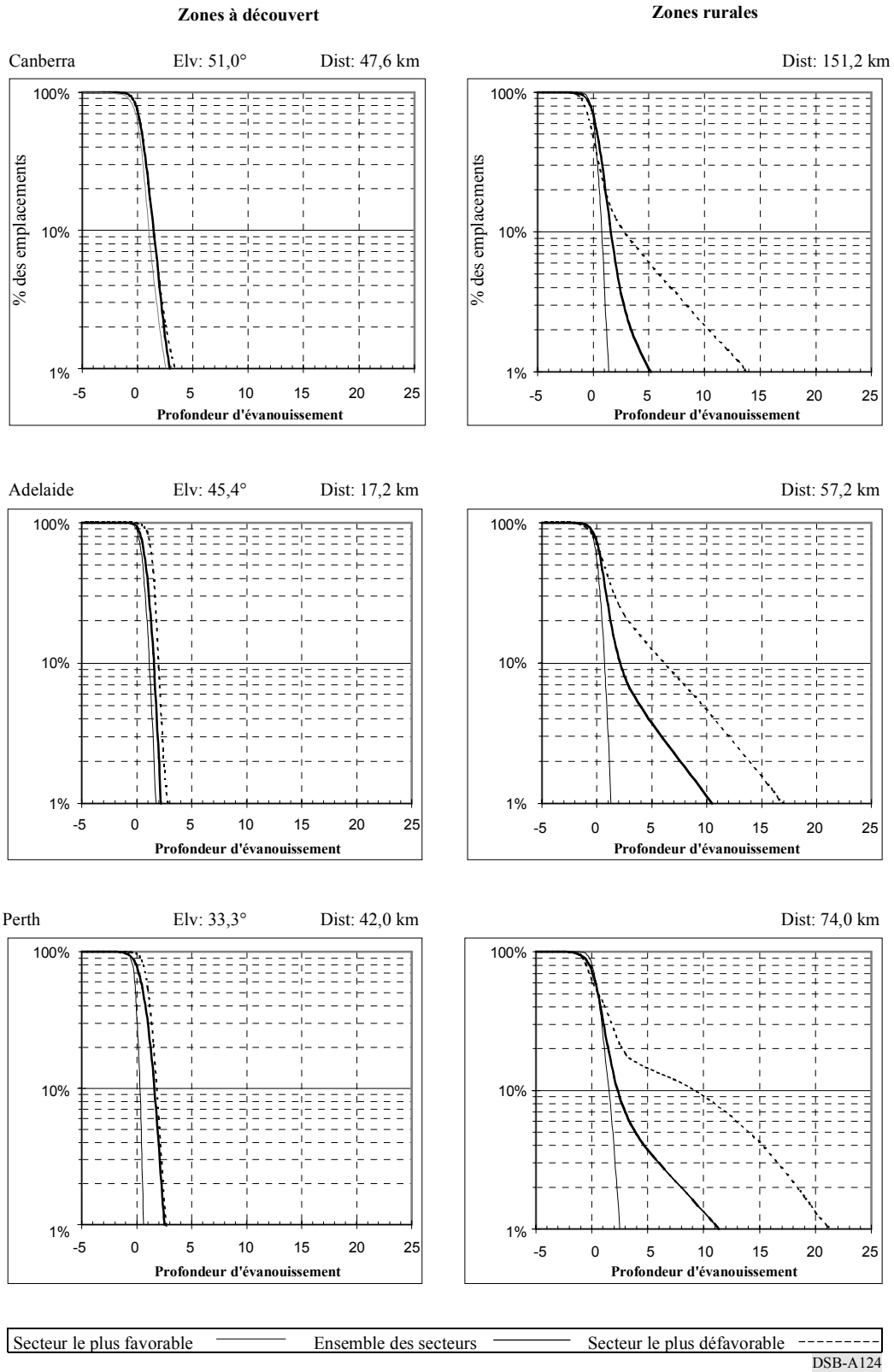


FIGURE A.125

Fonction de distribution cumulative des évanouissements (CFD), relative aux environnements à découvert, suburbains et fortement urbanisés

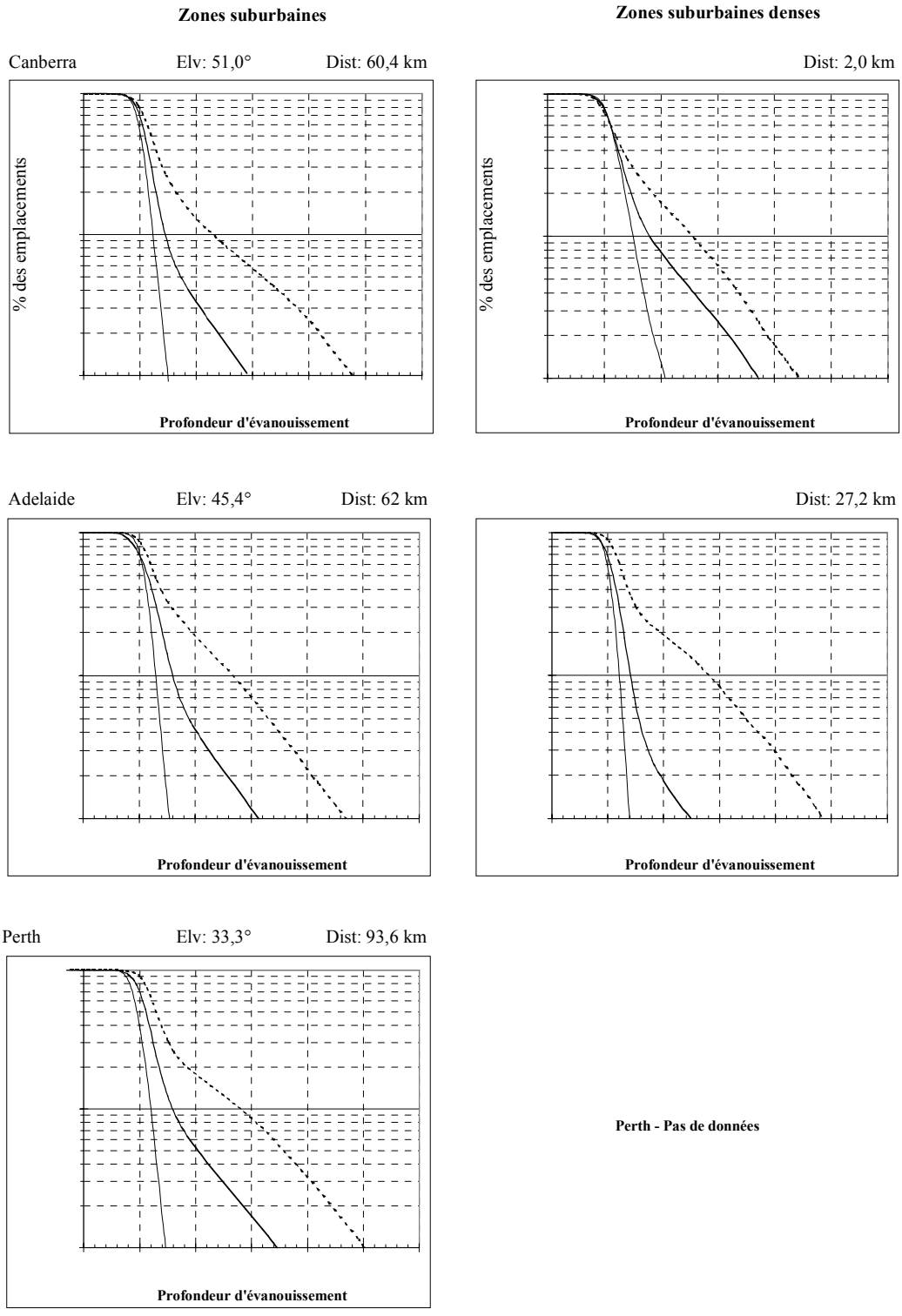


FIGURE A.126

Fonction de distribution cumulative des évanouissements (CFD), relative aux environnements boisés et aux environnements urbains

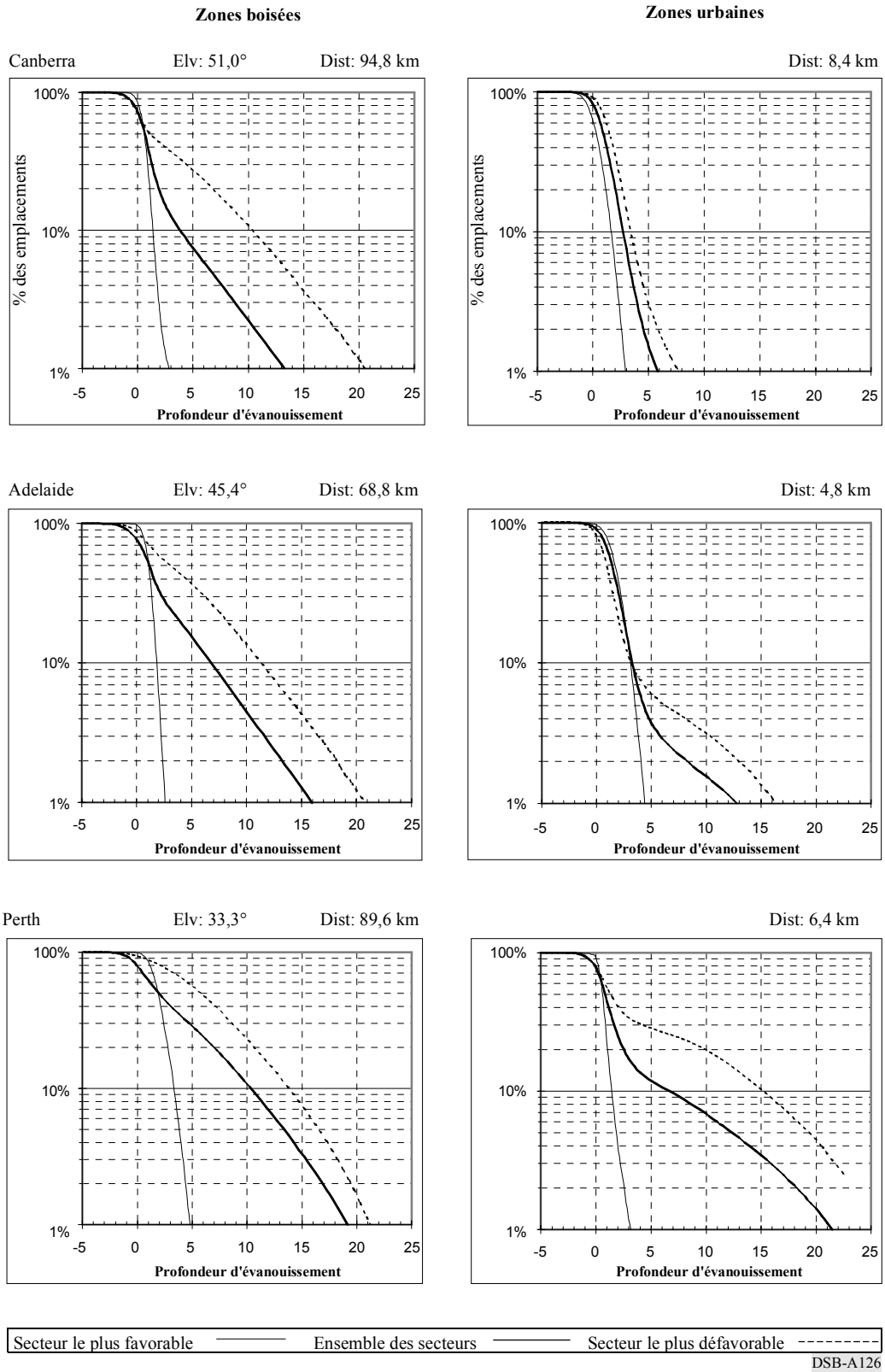
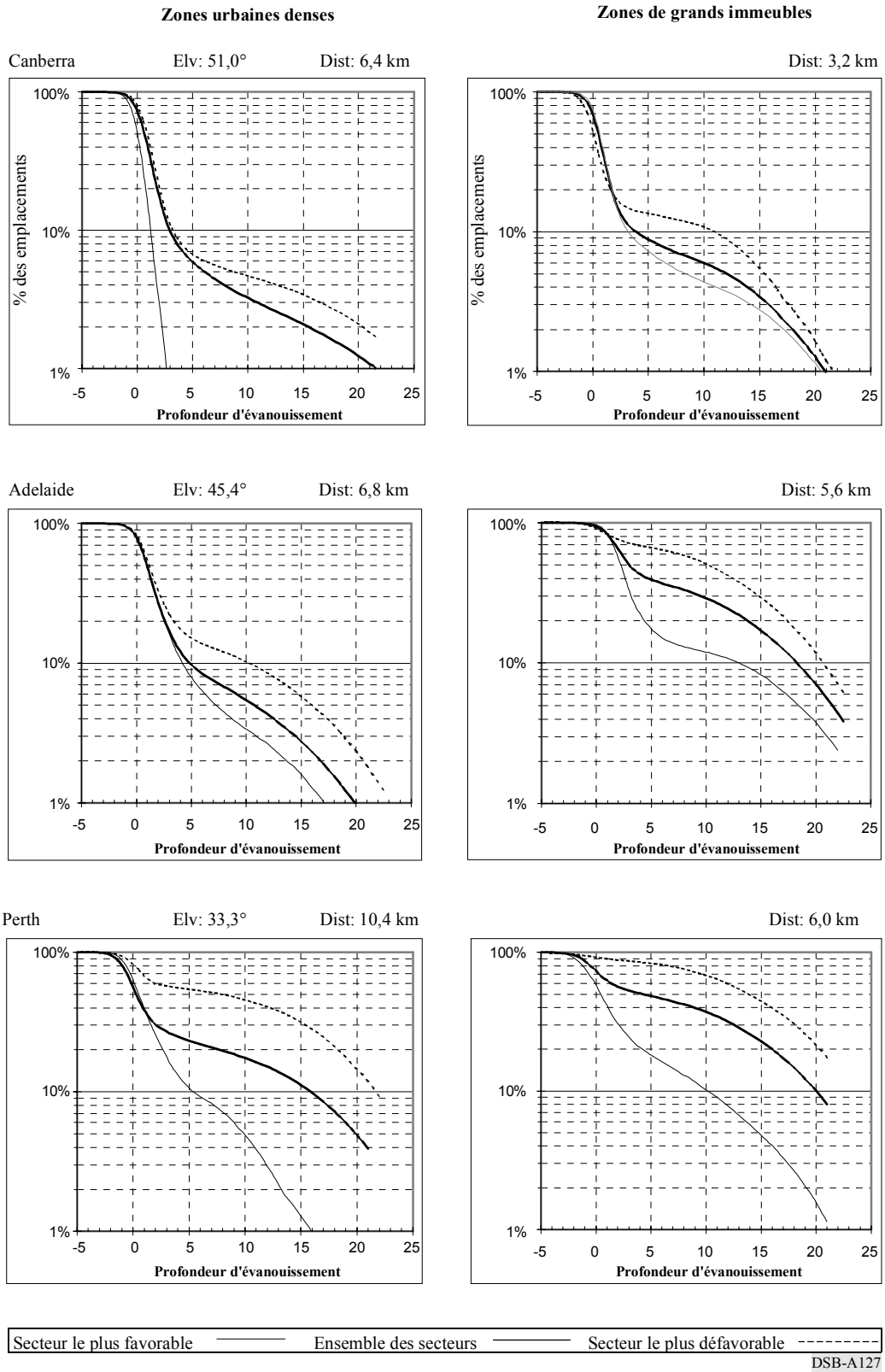


FIGURE A.127

Fonction de distribution cumulative des évanouissements (CFD), relative aux environnements urbains denses et aux zones de grands immeubles



A.10.1.15 Références bibliographiques

[1] OPTUS COMMUNICATIONS [juin 1994] Satellite Network Designer's Guide. First Edition, p. 47-9.

[2] TEW, B. [avril 1996] Digital audio broadcasting using COFDM modulation. Proc. of the Annual Broadcast Engineering Conference, National Association of Broadcasters.

[3] SAWYER, B. et FORTIN, M. [mars 1994] Transmission/reception and network hardware considerations for L-Band digital radio broadcasting (DRB). Proc. Vol. II, Second International Symposium on Digital Audio Broadcasting, Toronto, 14-17 mars 1994.

[4] LODAHL, M. [12-13 décembre 1995] DAB transmitters for VHF and UHF. Proceedings, IAB Conference on Digital Audio Broadcasting.

[5] OPPENHEIM, A. et SCHAFER, R. [1989] *Discrete-Time signal processing*, p. 444-452, Prentice Hall.

[6] HARRIS, F. [janvier 1978] On the use of Windows for harmonic analysis with the Discrete Fourier Transform. *Proc. IEEE*, Vol. 66, **1**.

A.10.2 Expérimentations du Système numérique A au moyen du satellite Solidaridad

Le Système numérique A a été expérimenté au moyen du satellite mexicain Solidaridad. Ces essais ont confirmé les résultats d'essais plus complets menés dans le cadre du programme Optus décrit ci-dessus.

Le Système numérique A offre la possibilité d'utiliser quatre modes correspondant respectivement à différentes conditions de réception. Seul le Mode III a été spécifiquement conçu pour un satellite émettant dans la Bande L. Lors des essais Solidaridad, trois de ces modes ont été évalués.

– Mode I (1 536 porteuses espacées d'1 kHz)

– Mode II (384 porteuses, espacées de 4 kHz)

– Mode III (192 porteuses espacées de 8 kHz).

Tous les modes testés – Modes I, II et III – ont donné des résultats satisfaisants en réception. Ils ont présenté de très faibles différences de qualité de fonctionnement, en dépit d'un avantage perceptible en termes de puissance d'environ 1 dB du Mode III par rapport au Mode I (le Mode III offrant la meilleure qualité de fonctionnement). Cette différence s'explique très vraisemblablement par la présence possible de bruits de phase dans l'oscillateur installé à bord du car satellite qui assurait la liaison montante – l'excellente qualité de fonctionnement de l'oscillateur embarqué à bord du satellite étant connue. Cette explication met en évidence la nécessité de veiller à la stabilité de l'oscillateur tout au long de la chaîne.

Une deuxième série d'essais consacrés à l'utilisation du Système numérique A a été effectuée sur la liaison descendante dans la Bande L du satellite mexicain Solidaridad 2. Les essais du système audio et les résultats obtenus ont été semblables à ceux effectués précédemment en Australie avec le Système numérique A. Le rapport qui en découle ne comporte pas de résultats détaillés sur les caractéristiques de propagation. Dans les essais sur un véhicule en mouvement, le même genre de résultats que ceux obtenus en Australie dans la bande L et aux Etats-Unis d'Amérique dans la bande S sont présentés, c'est à dire: légère variation de l'intensité du signal en espace libre avec visibilité directe et chutes importantes lorsque des obstacles surgissent sur le trajet ou lorsque l'antenne de réception n'a pas été alignée directement avec le satellite.

A.11 Bibliographie

ALARD, M. et LASSALLE, R. [août 1987] Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers. *EBU Review* – Technical, No. 224, p. 168-190.

CAUSEBROOK J. H. *et al.* [1982] Computer Prediction of Field Strength: A Manual on Methods Developed by the BBC for the LF, MF, VHF and UHF Bands. BBC Research Department.

CLARK, G. C. et CAIN, J. B. [1998] "*Error-correction coding for digital communications*". Plenum Press, New York, Third Edition.

COST 207, [1989] Digital land mobile radiocommunications. Final Report of COST Project 207, Commission of the European Communities, Bruxelles.

COX, D. C. et LECK, R. P. [Mars 1975] Distributions of multipath delay spread and average excess delay for 910 MHz urban mobile radio paths. *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, No. 2, Vol. AP-23, p. 206-213.

DOSCH, C., RATLIFF, P. A. et POMMIER, D. [décembre 1988] First public demonstrations of COFDM/MASCAM. A milestone for the future of radiobroadcasting. *EBU Rev. – Technical* No. 232, p. 275-283.

GREEN, J. A. [1992] Building penetration loss measurements for DAB signals at 211 MHz. BBC Research Department Report, No. BBC RD 1992/14.

KRAHE, D. [1986] Ein Verfahren zur Datenreduktion bei digitalen audio-signalen unter ausnutzung psychoakustischer phäenomene. *Rundfunktechnik Mitteilungen* 30, p.117-123.

LEE M. B. R. [avril 1993] Planning Methods for a National Single Frequency Network for DAB. Proc. 8th Int. Conf. On Antennas and Propagation, IEE Conference Publication No. 370, p. 940-947.

LE FLOCH, B., HABERT-LASSALLE, R. et CASTELAIN, D. [août 1989] Digital sound broadcasting to mobile receivers. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 35, No. 3, p. 493-503.

MADDOCKS, M. C. D. et PULLEN, I. R. [1993] Digital Audio Broadcasting: Comparison of coverage at different frequencies and with different bandwidths. BBC Research Department Report No. BBC RD 1993/11.

MADDOCKS, M.C.D. et PULLEN, I. R. [1993] Experimental work to assist in the planning of a DAB single frequency network. IEE Colloquium digest No. 1993/043, p. 9/1-9/8.

MIDDLETON J. [1989] Prediction of VHF/UHF mobile reception in urban areas. BBC Research Department Report BBC RD 1989/11.

NEWLAND J. D. [1988] Investigation of Mutual Interference between Digitally Modulated Signals. BBC Research Department Report No. BBC RD 1988/13.

SCHWARTZ, S. C. et YEH, Y. S. [septembre 1982] On the Distribution Function and Moments of Power Sums with Log-Normal Components. *Bell System Techn. J.*

SHELSWELL, P., BELL, C. P., STOTT, J. H., WATELING, S., MADDOCKS, M. C. D., MOORE, J. H., DURRANT, P. R. et RUDD, R. F. [1991] Digital Audio Broadcasting – The first UK field trial. BBC Research Department Report No. BBC RD 1991/2.

THEILE, G., STOLL, G. et LINK, M. [août 1988] Low bit-rate coding of high-quality audio signals. An introduction to the MASCAM system. *EBU Rev. – Technical*, No. 230, p. 158-181.

WATERS, G. et KOZAMERNIK, F. [mars 1990] Plans and studies in the EBU for satellite broadcasting of sound radio. 13th AIAA International Communication Satellite Systems Conference, Los Angeles, Part I, p. 176-185.

WECK, J.-P., MERKI, P. et LORENZ, R. [1988] Power delay profiles measured in mountainous terrain. IEEE Vehicular Technology Conference, p. 105-112.

WINGS: WINDOWS based Geographical Information System. Developed by Systems Options Ltd., 45 Victoria Road, Aldershot, Hampshire, GU11 1SJ.

Recommandation UIT-R PN.370-5, 1990, Courbes de propagation en ondes métriques et décimétriques dans la gamme des fréquences comprises entre 30 et 1 000 MHz. Documents de la XVIIIème Assemblée plénière (Dusseldorf 1990), volume V (remplacée par la Recommandation UIT-R P.1546, 2001).

Recommandation UIT-R P.1546, 2001, Méthode de prévision de la propagation point à zone pour les services de Terre entre 30 et 3 000 MHz.

A.12 Listes des définitions et des abréviations

A.12.1 Définitions

Bloc d'information rapide (FIB, *Fast Information Block*): Salve de données de 256 bits. La séquence de blocs FIB est acheminée par le canal d'information rapide. La structure du bloc FIB est commune à tous les modes de transmission.

Bourrage: Un ou plusieurs bits susceptibles d'être introduits dans le flux binaire audio. Les bits de bourrage sont ignorés par le processus de décodage audio. L'objectif consiste à remplir un champ de données si nécessaire.

Canal d'information auxiliaire (CIA): Totalité ou partie du sous-canal 63, utilisé pour acheminer l'information réorientée à partir du canal d'information rapide.

Canal d'information rapide (FIC, *Fast Information Channel*): Partie de la trame de transmission, comprenant les blocs d'information rapide, qui contiennent les informations de configuration de multiplexage, ainsi que les informations de service optionnel et les composantes de service de données.

Canal de données d'information rapide (FIDC, *Fast Information Data Channel*): Partie spécialisée du canal d'information rapide (CIR) disponible pour les services de données non liés aux services audio par exemple, la recherche de personnes.

Canal de service principal (MSC, *Main Service Channel*): Canal qui occupe la partie la plus importante de la trame de transmission et qui achemine toutes les composantes du service sonore numérique, ainsi que les éléments auxiliaires éventuels et les composantes supplémentaires de services de données.

Canal de synchronisation: Partie de la trame de transmission fournissant une référence de phase.

Codage convolutionnel: Procédure de codage qui crée une redondance dans le flux de données émises afin d'assurer une protection contre les distorsions de transmission.

Composante de service: Partie d'un service qui achemine soit des données audio (notamment des données associées au programme), soit des données. Les composantes d'un service donné sont liées entre elles par les informations sur la configuration du multiplex. Chaque composante de service est acheminée soit dans un sous-canal, soit dans le canal de données d'information rapide.

Dispersion d'énergie: Opération comportant une complémentarité sélective déterministe des bits de la trame logique, dans le but de réduire la possibilité de configurations systématiques entraînant une régularité brouilleuse dans le signal émis.

Données fixes associées au programme (F-PAD, *Fixed Programme Associated Data*): Partie fixe des données DAP, contenue dans les derniers octets de la trame audio DAB.

Données généralisées associées au programme (X-PAD, *Extended Programme Associated Data*): Partie étendue des données PAD, acheminée vers l'extrémité de la trame audio DAB, immédiatement avant le contrôle de redondance physique du facteur d'échelle. Sa longueur est variable.

Données associées au programme (DAP): informations associées aux données audio en termes de contenu et de synchronisation. Le champ DAP est situé à la fin de la trame audio DAB.

Ensemble: Signal transmis comprenant une série de porteuses orthogonales, régulièrement et étroitement espacées. L'ensemble désigne l'entité reçue et traitée. En général, il contient des services de programmes et de données.

Facteur d'échelle: Facteur permettant de modifier l'échelle d'une série de valeurs préalablement à leur quantification. Le code numérique du facteur d'échelle est appelé indice de facteur d'échelle.

Flux binaire audio: Séquence de trames audio consécutives.

Groupe d'information rapide (GIR): Ensemble de données utilisé pour une application dans le canal d'information rapide. Il existait huit types différents permettant de classifier les applications.

Groupe de données du canal de service principal: Ensemble de données utilisé pour une application dans le canal de service principal. Les groupes de données du canal de service principal sont transportés dans une série de paquets.

Groupe de données X-PAD: Ensemble de données utilisées pour une application, dans les données associées au programme généralisés (X-PAD).

Information de configuration du multiplex (ICM): Ces informations définissent la configuration du multiplex. Elles contiennent les indications détaillées (et, dans le cas d'une reconfiguration imminente, les informations futures à prendre en compte) concernant les services, les composantes de services et les sous-canaux, ainsi que le lien entre ces objets. Elles sont acheminées dans le canal d'information rapide, de façon à ce qu'un récepteur puisse les interpréter avant les composantes de service acheminées dans le canal de service principal. Elles contiennent en outre l'identification de l'ensemble proprement dit, ainsi qu'un marqueur de date et d'heure.

Information de service (SI): Informations auxiliaires concernant le service, par exemple les étiquettes de service et les codes de type de programme.

Masquage: Propriété de l'appareil auditif humain en vertu duquel un signal audio ne peut être perçu en présence d'un autre signal audio.

Mode audio: Le système de codage audio comporte les modes de transmission à un seul canal, à deux canaux, stéréo et stéréo mixte. Dans chaque mode, le signal audio complet est codé en tant que flux binaire audio unique.

Mode bicanal: Mode audio dans lequel deux canaux audio dont les contenus de programmes sont indépendants (par exemple bilingues), sont codés dans un seul et unique flux binaire audio. Le processus de codage utilisé est identique à celui du mode stéréo.

Mode continu: Mode de transmission des données dans le canal de service principal selon lequel les données sont acheminées de façon transparente de l'origine à la destination. Les données seront acheminées dans des trames logiques.

Mode de transmission: Ensemble spécifique de paramètres de transmission (par exemple, nombre de porteuses, durée de symbole OFDM). Quatre modes de transmission (c'est-à-dire I, II, III et IV) sont définis de façon à permettre l'utilisation du système pour différentes configurations de réseau et pour un ensemble de fréquences de fonctionnement.

Mode paquet: Mode de transmission des données suivant lequel les données sont acheminées par blocs adressables appelés paquets. Les paquets sont utilisés pour acheminer des groupes de données MSC dans un sous canal.

Mode stéréo mixte: Mode audio dans lequel deux canaux constituant une paire stéréo (gauche et droite) sont codés dans un seul flux binaire et pour lequel la redondance stéréophonique est mise à profit pour obtenir une réduction de débit supplémentaire. Le codage stéréo d'intensité est la méthode utilisée dans le système DAB.

Mode stéréo: Mode audio dans lequel deux canaux qui constituent une paire stéréo (gauche et droite) sont codés à l'intérieur d'un seul flux binaire et faisant l'objet d'un processus de codage identique à celui du mode bicanal.

Modèle psycho-acoustique: Modèle mathématique du comportement de masquage de l'appareil auditif humain.

Niveau de protection: Niveau spécifiant le degré de protection assuré par le codage convolutionnel contre les erreurs de transmission.

Protection égale contre les erreurs (PEE): Procédure de protection contre les erreurs garantissant une protection constante du flux binaire.

Protection inégale contre les erreurs (UEP, *Unequal Error Protection*): Procédure de protection d'erreurs qui permet d'adapter les caractéristiques d'erreurs binaires à la sensibilité aux erreurs binaires des différentes parties du flux binaire.

Réseau à fréquence unique (RFU): Réseau d'émetteurs DAB qui partagent la même fréquence radio de façon à obtenir une couverture étendue.

Service de données: Service comportant une composante de services primaires non audio et à titre facultatif des composantes de services secondaires supplémentaires.

Service: Signal de sortie que l'utilisateur peut choisir, et constitué soit d'un service de programme, soit d'un service de données.

Signal de transmission DAB: Signal RF transmis.

Sous-bande: Subdivision de l'intervalle de fréquence audio. Le système de codage audio utilise 2 sous-bandes de largeur égale.

Sous-canal: Partie du canal de service principal faisant l'objet d'un codage convolutionnel individuel et comprenant un nombre entier d'unités de capacité par trame d'entrelacement commun.

Symbole COFDM: Signal transmis dans l'intervalle de temps pendant lequel l'état de la phase de modulation est maintenu constant sur chacune des porteuses d'amplitude identique et équidistante de l'ensemble. Chaque porteuse fait l'objet d'une modulation par déplacement de phase en quadrature différentielle d'un symbole à l'autre, de façon à obtenir un débit binaire brut de 2 bits par porteuse et par symbole.

Symbole Null: Premier symbole de multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence dans la trame de transmission.

Trame audio DAB: Identique à la trame audio, mais contient toutes les informations spécifiquement liées au signal audio DAB.

Trame audio: Trame d'une durée de 24 ms (à une fréquence d'échantillonnage de 48 kHz) ou de 48 ms (à une fréquence d'échantillonnage de 24 kHz) qui contient un signal audio codé Couche II ISO/IEC 11172-3 [3], ISO/IEC 13818-3 [14], correspondant à 1 152 échantillons audio consécutifs. Il s'agit de la plus petite partie du flux binaire audio indépendamment décodable.

Trame de transmission: Trame effectivement transmise, propre aux quatre modes de transmission, acheminant le canal de synchronisation, le canal d'information rapide et le canal de service principal.

Trame entrelacée commune (CIF, *Common Interleaved Frame*): Sortie numérique série du multiplexeur de service principal, contenue dans la partie canal de service principal de la trame de transmission. Elle est commune à tous les modes de transmission et contient 55 296 bits (soit 864 CU).

Unité de capacité (CU, *Capacity Unit*): La plus petite unité adressable (64 bits) de la trame d'entrelacement commune (CIF).

A.12.2 Abréviations

A/D	Convertisseur analogique/numérique (*Analog/Digital converter*)
ACS	Sélectivité dans le canal adjacent (*Adjacent Channel Selectivity*)
AES	Audio Engineering Society
API	Interface de programmation d'application (*Application Programmer's Interface*)
BIR	Bloc d'information rapide
CEI	Commission électrotechnique internationale (*International Electrotechnical Commission*)
CIF	Trame entrelacée commune (*Common Interleaved Frame*)
CIR	Canal d'information rapide
COFDM	Multiplexage orthogonal code par répartition en fréquence (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*)
CPD	Commande de portée dynamique
CRC	Contrôle de redondance cyclique
CSP	Canal de service principal
CU	Unité de capacité (*Capacity Unit*)
DAB	Radiodiffusion audionumérique (*Digital Audio Broadcasting*)
DAP	Données associées au programme
EEP	Protection égale contre les erreurs (*Equal Error Protection*)
ESA	Agence spatiale européenne (*European Space Agency*)
ETI	Interface de transport d'ensemble (*Ensemble Transport Interface*)
ETS	Norme européenne de télécommunication (*European Telecommunication Standard*)

F-PAD	Données fixes associées au programme (*Fixed Programme Associated Data*)
GIR	Groupe d'information rapide
HEO	Orbite elliptique fortement inclinée (*Highly inclined Elliptical Orbit*)
ICM	Information de configuration du multiplex
ISO	Organisation internationale de normalisation (*International Organization for Standardization*)
LSB	Bit de moindre poids (*Least Significant bit*)
LSB	Byte de moindre poids (*Least Significant Byte*)
MA	Modulation d'amplitude (*Amplitude Modulation*)
MDP-4	Modulation par déplacement de phase en quadrature
MDP-4 D	Modulation par déplacement de phase quadrivalente différentielle (*Differential QPSK*)
MF	Modulation de fréquence
MIC	Modulation par impulsion et codage
MOT	Transfert d'objets multimédia (*Multimedia Object Transfer*)
MPEG	Groupe d'experts pour le codage d'images animées (*Moving Pictures Expert Group*)
MSB	Bit de plus fort poids (*Most Significant bit*)
N-PAD	Données non associées au programme (*Non-Programme Associated Data*)
OFDM	MRFO, Multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*)
OSI	Interconnexion des systèmes ouverts
PRBS	Séquence binaire pseudo-aléatoire (*Pseudo-Random Binary Sequence*)
Pty	Type de programme (*Programme Type*)
RDS	Système de radiodiffusion de données (*Radio Data System*)
SFN	Réseau monofréquence
STI	Interface de transport des services (*Service Transport Interface*)
SI	Information sur les services (*Service Information*)
STN	Réseau de transport des services (*Service Transport Network*)
TEB	Taux d'erreur sur les bits
TFR	Transformée de Fourier rapide (*Fast Fourier Transform*)
TII	Information d'identification d'émetteur (*Transmitter Identification Information*)
TMC	Canal de message de trafic (*Traffic Message Channel*)
UEP	Protection inégale contre les erreurs (*Unequal Error Protection*)
UER	Union européenne de radiodiffusion (*European Broadcasting Union*)
X-PAD	Données généralisées associées au programme (*Extended Programme Associated Data*)

ANNEXE B

SYSTÈME NUMÉRIQUE B

DSB PAR SATELLITE UTILISANT LA MODULATION À PORTEUSE UNIQUE (VOA/JPL)

TABLE DES MATIÈRES

		Page
B.1	Introduction	377
B.2	Description générale du système	378
B.3	Description du Système	379
B.3.1	Emetteur	379
B.3.2	Interfaces d'entrée	379
B.3.3	Codage audio	379
B.3.4	Multiplexage des programmes	380
B.3.5	Codage avec code correcteur d'erreur	380
B.3.6	Entrelacement	380
B.3.7	Synchronisation de trame	381
B.3.8	Insertion de la séquence de conditionnement	381
B.3.9	Modulation	381
B.4	Récepteur	381
B.4.1	Démodulation	381
B.4.2	Synchronisation de trame	381
B.4.3	Egalisation	382
B.4.4	Elimination de la séquence de conditionnement	382
B.4.5	Désentrelacement	382
B.4.6	Décodage avec correction d'erreur	382
B.4.7	Démultiplexage des programmes	383
B.4.8	Décodage audio	383
B.4.9	Sorties des interfaces	383
B.5	Simulations informatiques	383
B.5.1	Introduction	383
B.5.2	Résultats des simulations	385
B.6	Qualité de fonctionnement	385
B.6.1	Canal BBGA	385
B.6.2	Canal de satellite	390
B.6.3	Diversité de temps	390
B.6.4	Diversité de satellite	390
B.7	Rapports de protection	391
B.7.1	Brouillage causé au Système numérique B	391
B.7.1.1	Rapports de protection pour le Système numérique B brouillé par un autre Système numérique B	391

		Page
B.8	Considérations relatives au partage	392
B.9	Réseau monofréquence	392
B.9.1	Modèles de canal	392
B.9.2	Qualité de fonctionnement de l'égaliseur	392
B.10	Expériences de propagation concernant le Système numérique B	392
B.10.1	Introduction	392
B.10.2	Base de données des voies de propagation	393
B.10.3	Modélisation des voies de propagation	395
B.11	Première série d'évaluations expérimentales et d'essais sur le terrain avec le Système numérique B et des satellites NASA/TDRS	398
B.11.1	Introduction	398
B.11.2	Essais en laboratoire	398
B.11.3	Essais sur le terrain	401
B.11.3.1	Description des essais	401
B.11.3.2	Objectifs et portée	402
B.11.3.3	Parcours de mesure	402
B.11.3.4	Configuration de l'équipement	404
B.11.3.5	Matrice des essais	405
B.11.3.6	Paramètres de la liaison	405
B.11.3.7	Système d'acquisition des données	405
B.11.3.8	Résultats préliminaires	408
B.11.3.8.1	Influence du terrain et de la direction du satellite	408
B.11.3.8.2	Evaluation préliminaire de la qualité de fonctionnement du système	409
B.11.3.8.3	Evaluation préliminaire de la marge de liaison nécessaire	410
B.12	Deuxième série d'évaluations expérimentales et d'essais sur le terrain avec le Système numérique B et des satellites NASA/TDRS et quelques émissions de Terre	411
B.12.1	Résumé	411
B.12.2	Tableaux et figures des résultats obtenus dans le cadre des expériences de propagation	413
B.12.3	Mesures de propagation à bande étroite effectuées par satellite et par voie de Terre à 2 050 MHz	413
B.12.4	Mesures effectuées à l'intérieur	418
B.12.5	Blocage et effets de masquage	421
B.12.6	Propagation par trajets multiples	424
B.12.6.1	Trajets multiples spéculaires	426
B.13	Bibliographie	428
B.14	Liste d'acronymes	428

LISTE DES FIGURES

Page

FIGURE B.1 Système B: schéma de principe du récepteur 378
FIGURE B.2 Schéma fonctionnel du Système B 380
FIGURE B.3 Dispositif pour la simulation du système de réception numérique 384
FIGURE B.4 Schéma de principe de la boucle MDP-4 de Costas et de la boucle de synchronisation des symboles 386
FIGURE B.5 Mise en oeuvre du démodulateur MDP-4-O par le SPW 387
FIGURE B.6 Taux d'erreur binaire en fonction de E_b/N_0 dans une voie avec bruit BBGA 388
FIGURE B.7 Taux d'erreur binaire en fonction de E_b/N_0 avec dégradations 388
FIGURE B.8 Qualité de fonctionnement du Système B sur un canal BBGA 389
FIGURE B.9 Dégradation de la qualité de fonctionnement du Système B en fonction de l'espacement des porteuses 389
FIGURE B.10 Probabilité d'évanouissement composée en fonction de la marge pour la liaison 390
FIGURE B.11 Probabilité d'évanouissement composée en fonction de l'environnement ... 390
FIGURE B.12 Affaiblissement dû au brouillage dans la même voie 391
FIGURE B.13 Qualité de fonctionnement de l'égaliseur du Système B (non codé)..... 393
FIGURE B.14 Qualité de fonctionnement de l'égaliseur du Système B (non codé)..... 394
FIGURE B.15 Valeurs mesurées de l'intensité d'un signal de satellite en milieu rural 394
FIGURE B.16 Valeurs mesurées de l'intensité d'un signal de satellite en milieu suburbain 395
FIGURE B.17 Signal de satellite simulé, milieu rural 396
FIGURE B.18 Signal de satellite simulé, milieu suburbain 396
FIGURE B.19 Statistiques des signaux, milieu rural 397
FIGURE B.20 Statistiques des signaux, milieu suburbain 397
FIGURE B.21 Dispositif d'essai 398
FIGURE B.22 Taux d'erreur binaire mesuré sur le récepteur 399
FIGURE B.23 Taux d'erreur binaire dans le récepteur avec voie adjacente 399
FIGURE B.24 Taux d'erreur binaire dans le récepteur avec brouillage dans la même voie 400
FIGURE B.25 Fichier de données d'évanouissement pour les tests (signal reçu en milieu rural) 400
FIGURE B.26 Réglage silencieux pour $E_b/N_0 = 8$ dB 401
FIGURE B.27 Réglage silencieux pour $E_b/N_0 = 12$ dB 401
FIGURE B.28 Chronologie de l'azimut et de l'élévation du satellite TDRS, vu de Pasadena 402
FIGURE B.29 Carte du parcours de mesure 403
FIGURE B.30 Position du véhicule calculée par GPS 403

Page

FIGURE B.31 Schéma de principe de l'équipement utilisé pour les essais sur le terrain.... 404
FIGURE B.32 Mesures du récepteur d'essai avec TDRS 408
FIGURE B.33 Résultats des essais sur le terrain avec TDRS, parcours N° 1 du 9 juin 1994 (parcours N° 691)..... 409
FIGURE B.34 Histogramme des durées du réglage silencieux pour le parcours N° 691.... 410
FIGURE B.35 Histogramme des durées du réglage silencieux pour le parcours N° 691.... 411
FIGURE B.36 Puissance du signal reçu du satellite pour le parcours N° 691 414
FIGURE B.37 Puissance du signal reçu du satellite pour le parcours N° 6 415
FIGURE B.38 Puissance du signal de Terre reçu le long du même parcours que sur la Fig. B.37..... 415
FIGURE B.39 Mesure des signaux par satellite et de Terre lors de l'étalonnage effectué sur le parcours N° 6..... 416
FIGURE B.40 Mesure du signal du satellite..... 416
FIGURE B.41 Puissance du signal de Terre reçu 417
FIGURE B.42 Histogrammes et probabilités cumulatives de la puissance du signal reçu pour le parcours N° 7 418
FIGURE B.43 Gros plan du bâtiment 161 du JPL..... 418
FIGURE B.44 Statistiques du signal pour les essais effectués à l'intérieur des bâtiments du JPL 419
FIGURE B.45 Signal reçu du satellite pendant les essais effectués à l'intérieur des bâtiments 419
FIGURE B.46 Signal reçu du satellite pendant les essais effectués à l'intérieur des bâtiments – Moyennes sur une seconde..... 420
FIGURE B.47 Signal de Terre reçu pendant les essais effectués à l'intérieur des bâtiments 420
FIGURE B.48 Signal de Terre reçu pendant les essais effectués à l'intérieur de bâtiments – Moyennes sur une seconde..... 421
FIGURE B.49 Blocage causé par une large bretelle d'autoroute..... 422
FIGURE B.50 Valeurs prévues et mesurées du blocage dû à un demi-plan infini..... 422
FIGURE B.51 Blocage du signal par un grand pylône..... 423
FIGURE B.52 Effets du masquage introduit par un palmier 423
FIGURE B.53 Effets de masquage introduits par des arbres branchus (pins)..... 424
FIGURE B.54 Exemple de densité spectrale de puissance par trajets multiples en fonction du temps..... 425
FIGURE B.55 Trajets multiples spéculaires dus à une barrière métallique 426
FIGURE B.56 Effets du trafic au feu de signalisation..... 427
FIGURE B.57 Effet combiné de l'évanouissement et des trajets multiples sur une autoroute..... 427

ANNEXE B

SYSTÈME NUMÉRIQUE B

DSB PAR SATELLITE UTILISANT LA MODULATION À PORTEUSE UNIQUE (VOA/JPL)

B.1 Introduction

Le Système numérique B de radiodiffusion sonore est un système souple qui utilise efficacement la bande passante et la puissance, et assure la radiodiffusion de données numériques audio et auxiliaires à destination de récepteurs fixes, portatifs ou mobiles placés à l'intérieur ou à l'extérieur des bâtiments. Le Système B est conçu pour la transmission par satellite, ou par voie hertzienne de Terre, ou par des moyens hybrides dans les bandes de fréquences attribuées à la radiodiffusion.

Le Système B permet de moduler chaque porteuse par un multiplex adaptable de sources audio et de données numérisées. Cette caractéristique associée à la vaste gamme de débits de transmission possibles, permet de concilier les exigences des fournisseurs des services, la puissance des émetteurs et les largeurs de bande disponibles.

Le récepteur pour le Système B a une architecture modulaire. Un bloc central de réception standard permet la réception fixe ou mobile. Il est fait appel à des techniques de traitement du signal normalisées et éprouvées pour lesquelles des circuits intégrés peu coûteux ont été mis au point. Des techniques de compensation, qui sont en général nécessaires en réception mobile, sont mises en œuvre sous forme de fonctions de traitement additionnelles.

En radiodiffusion par satellite, le phénomène le plus gênant est l'effet d'écran dû aux immeubles, aux arbres et autres obstacles. L'effet d'écran est à l'origine d'évanouissements très profonds et il n'est pas possible en général de les compenser totalement en prévoyant une marge adéquate de la liaison. Plusieurs techniques de compensation ont été développées ou adaptées lors de la conception du récepteur pour le Système B. Ce récepteur prend en charge:

– la diversité de temps (retransmission de données) – une version décalée dans le temps du flux de données est multiplexée avec les données initiales et émise sur la même porteuse;

– la diversité de réception (diversité d'antenne/de récepteur) – deux récepteurs/antennes physiquement séparés reçoivent et traitent le même signal;

– la diversité d'émission (diversité de satellite/émetteur) – le même flux de données est émis par deux récepteurs physiquement séparés sur des fréquences distinctes; chaque fréquence est reçue sur une seule antenne et traitée indépendamment;

– le renforcement du signal dans le même canal (réseau monofréquence) – le même flux de données est émis par plusieurs émetteurs physiquement séparés ou plus sur la même fréquence et le signal composite reçu est traité par un égaliseur.

Dans les systèmes de Terre dotés de plusieurs émetteurs émettant sur le même canal, ainsi que dans les systèmes à satellites utilisant un renforcement du signal par des moyens de Terre, le récepteur du Système B disposera d'un égaliseur. Il s'agit là des seuls cas où le système central du récepteur devra avoir une configuration particulière. Les récepteurs non dotés de systèmes d'égalisation devront disposer d'une fonction de détection et d'élimination des symboles de conditionnement insérés dans le flux de données.

B.2 Description générale du système

La Fig. B.1 qui représente le schéma fonctionnel du récepteur (à partir de la FI), illustre parfaitement la conception du Système B. Les fonctions de la partie centrale du récepteur sont représentées par des rectangles en trait plein et les fonctions facultatives de compensation des effets de la propagation par des rectangles en trait interrompu.

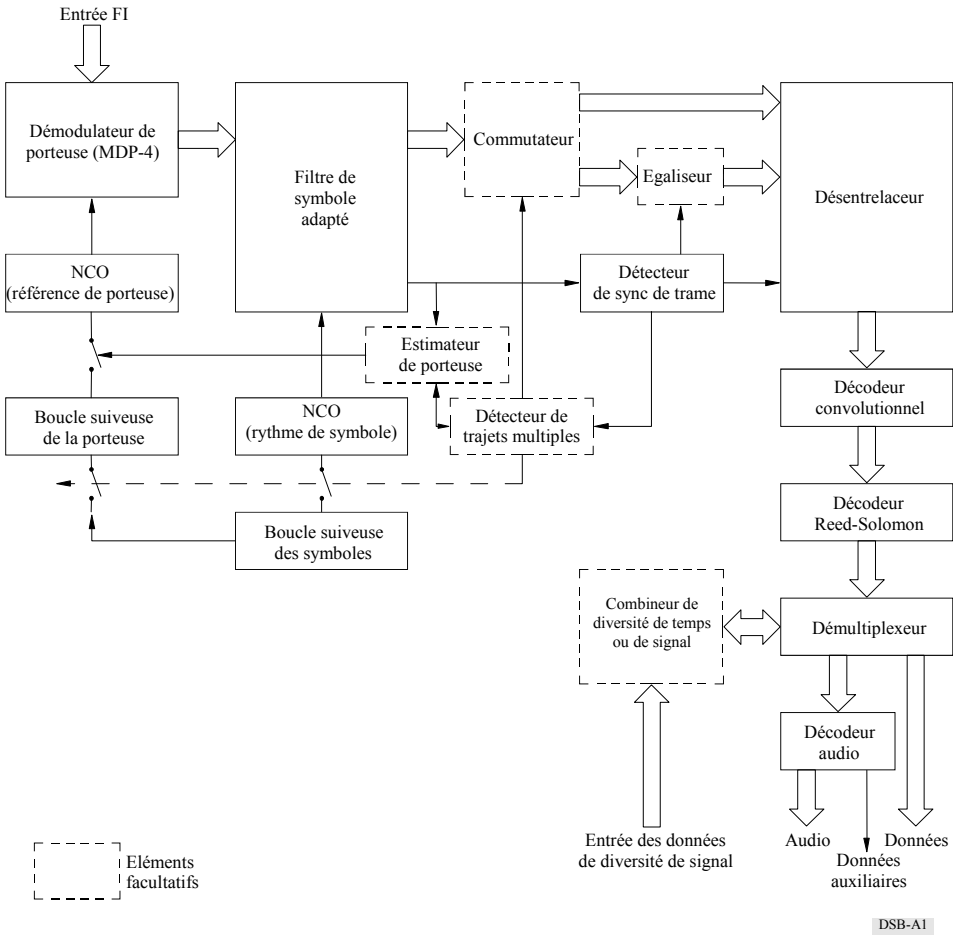
Après syntonisation du récepteur sur la porteuse voulue, le signal est converti en un signal FI de fréquence fixe inférieure à celle du signal d'entrée.

Dans la partie centrale du récepteur, la porteuse est reconstituée au moyen d'une boucle de Costas MDP-4 et les symboles sont détectés par un filtre adapté, le signal de rythme étant extrait par une boucle suiveuse de symboles. Après synchronisation de la trame, les symboles récupérés sont décodés et démultiplexés. Le décodeur de Reed-Solomon assure les fonctions supplémentaires de marquage des blocs mal décodés. Cette information est utilisée par le décodeur audio et peut être utilisée par le combineur à diversité de temps ou de signal, lorsque ce type de fonction est présent dans le récepteur.

Les signaux de la source audionumérique sélectionnée sont appliqués au décodeur tandis que les autres données numériques sont appliquées aux interfaces appropriées. Chaque codeur audio est capable de multiplexer des données asynchrones associées au programme avec le flux de données audio (voir la Fig. B.1).

FIGURE B.1

Système B: schéma de principe du récepteur



Lorsque le récepteur est équipé d'un égaliseur, celui-ci doit pouvoir être désactivé en l'absence de transmission sur trajets multiples afin de ne pas provoquer de dégradation de la qualité de réception.

La présence de propagation sur trajets multiples peut être détectée automatiquement, ou bien l'égaliseur peut aussi être activé manuellement lorsque le récepteur se trouve dans la zone desservie par des émetteurs de Terre. Lorsque l'égaliseur est activé, les boucles suiveuses de la porteuse et des symboles sont actives.

La diversité de temps est mise en œuvre en émettant une version décalée dans le temps d'un flux de données multiplexé avec le flux d'origine. Dans le récepteur, ces deux flux sont démultiplexés et recalés dans le temps. Le flux contenant le moins d'erreurs est alors choisi pour la sortie.

La diversité de signal exige un traitement indépendant du signal ou de signaux de fréquences différentes, jusqu'au combineur de diversité. Le combineur de diversité assure les fonctions de recalage temporel et sélection du flux de données contenant le moins d'erreurs.

B.3 Description du Système

Les couches de traitement de l'émetteur et du récepteur du Système B sont décrites pour chacun des blocs fonctionnels représentés à la Fig. B.2. Les spécifications sont définies pour chacun de ces blocs.

B.3.1 Emetteur

L'émetteur exécute toutes les fonctions de traitement nécessaires à la production d'une seule porteuse RF. Il assure ainsi le multiplexage de la source audio analogique avec données numériques sur une seule porteuse, le codage pour correction d'erreur directe et applique la modulation MDP-4.

B.3.2 Interfaces d'entrée

L'émetteur accepte un ensemble de signaux audio analogiques échantillonnés, un ensemble de sources de données asynchrones et un ensemble de sources de données synchrones.

B.3.3 Codage audio

Un certain nombre de codeurs audio sont prévus pour prendre en charge le nombre requis de canaux monophoniques à largeur de bande limitée, de canaux stéréophoniques (pleine bande ou à largeur de bande limitée) et de canaux son ambiophoniques pleine bande à cinq voies.

Chaque codeur accepte aussi un canal de données asynchrone multiplexé avec le flux de données audio. Le débit de données de ces canaux varie dynamiquement en fonction de la capacité non utilisée du canal audio.

La sortie de chaque codeur audio est constituée par un flux de données asynchrones avec un débit proportionnel à la bande audio et à la qualité audio. Les débits sont compris entre un minimum de 16 kbit/s pour un canal audio monaural à largeur de bande limitée et 320 kbit/s pour un signal ambiophonique à cinq voies (le débit exact doit être déterminé en se référant aux spécifications MPEG-2). Les débits des codeurs audio sont des multiples de 16 kbit/s.

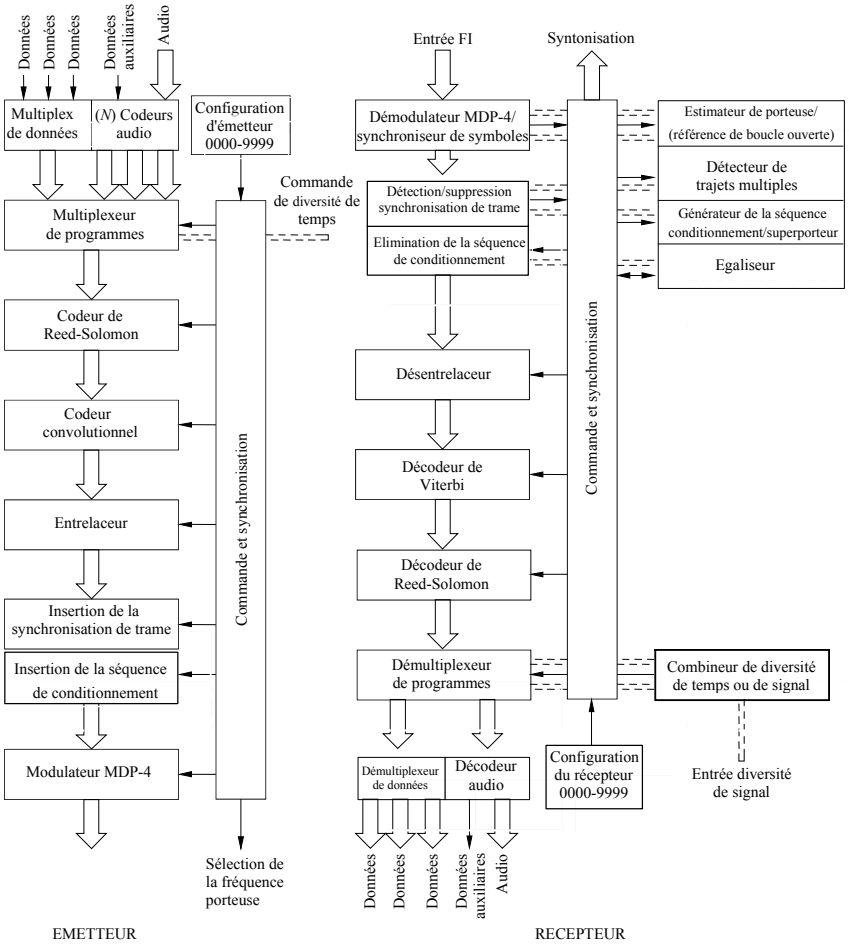
B.3.4 Multiplexage des programmes

Tous les canaux audio numérisés et les canaux de données sont multiplexés en un flux de données série composite. Le débit en sortie est compris entre 32 kbit/s et un maximum qui dépend de la largeur de la bande d'émission et de la puissance. Ce maximum devrait être compris entre 1 et 10 Mbit/s.

A chaque combinaison de multiplex de sources audio et de leurs débits correspondants, ainsi que pour les sources de données et les débits correspondants, sera associé un unique identificateur numérique d'émission. Ce nombre sera utilisé pour régler le débit et la configuration de multiplexage.

FIGURE B.2

Schéma fonctionnel du Système B



B.3.5 Codage avec code correcteur d'erreur

Le codage avec code correcteur d'erreur du flux composite est un codage convolutionnel avec taux de 1/2 et de dimension $k = 7$, précédé par un codage de Reed-Solomon 140/160.

B.3.6 Entrelacement

Un entrelaceur de blocs est utilisé pour entrelacer le flux de données composites. La longueur de bloc de l'entrelaceur sera proportionnelle au débit de données composites afin d'obtenir une durée de trame de l'entrelaceur voisine de 200 ms quel que soit le débit de données.

B.3.7 Synchronisation de trame

Un mot de code de pseudo-bruit est inséré au début de chaque trame de l'entrelaceur. La synchronisation de trame de l'entrelaceur aura aussi une relation unique avec la trame du multiplexeur de programmes.

B.3.8 Insertion de la séquence de conditionnement

Si le programme radiodiffusé doit être reçu dans un environnement comportant des répéteurs fonctionnant dans le même canal, une séquence de conditionnement connue sera insérée avec un symbole de conditionnement placé tous les *n* symboles de données (*n* étant compris entre 2 et 4). La présence de symboles de conditionnement et leur fréquence sera identifiée par un numéro d'identification unique de l'émission.

B.3.9 Modulation

La dernière étape de ce processus consiste à appliquer une modulation MDP-4 à une fréquence FI. On utilisera un conditionneur d'impulsions pour que le signal reste dans la largeur de bande prescrite. Ensuite, le signal FI modulé est amené par conversion à la fréquence d'émission. Si l'on utilise un multiplex par répartition en fréquence (MRF), d'autres porteuses sont produites par un certain nombre d'émetteurs identiques à celui qui vient d'être décrit.

B.4 Récepteur

Après syntonisation sur la porteuse voulue et conversion du signal en un signal FI fixe de fréquence inférieure à celle du signal d'entrée, le récepteur exécute les fonctions de démodulation, de décodage et de démultiplexage ainsi que la conversion numérique-analogique du signal audio choisi.

Le débit de données et la configuration de démultiplexage des programmes dans le récepteur, seront réglés par insertion d'un numéro unique d'identification de l'émission. La partie centrale du récepteur sera alors en mesure d'exécuter toutes les fonctions de réception requises dans un contexte de réception fixe ou mobile, lorsque le signal est stable et que le rapport signal/bruit est suffisamment élevé.

Dans des conditions de réception mobile, en présence de problèmes et notamment de problèmes associés à l'effet d'écran, le récepteur devra disposer des perfectionnements nécessaires pour assurer la diversité de temps ou de signal, ou l'égalisation en cas d'utilisation de renforceurs (réémetteurs).

Les spécifications du récepteur ainsi que les paramètres par défaut sont indiqués dans le Tableau B.1.

B.4.1 Démodulation

En général, la porteuse est démodulée dans un démodulateur cohérent MDP-4 à verrouillage de phase et les symboles sont détectés au moyen d'un filtre adapté, le rythme étant fourni par une boucle suiveuse de symboles.

Lorsque l'égalisation est activée en présence d'échos, les boucles suiveuses de la porteuse et des symboles sont ouvertes. Un estimateur de fréquence à transformée de Fourier rapide (TFR) est utilisé pour fournir une référence fixe de démodulation de porteuse. Un échantillonnage à une fréquence double de celle du débit des symboles est appliqué au filtre de symboles adapté et ces échantillons sont transmis à l'égaliseur.

B.4.2 Synchronisation de trame

La synchronisation de trame de l'entrelaceur est effectuée par détection avec corrélation croisée du mot unique du mode de verrouillage de trame. Ce processus permet aussi de lever l'ambiguïté due à la modulation MDP-4.

TABLEAU B.1

Spécifications du récepteur (modèle technique) du Système numérique B

Caractéristique	Gamme	Valeur par défaut
Fréquence FI	52-88 MHz	70 MHz
Fréquence RF	2,03-2,1 GHz	2,03 GHz
Type de modulation	MDP-2, MDP-4, MDP-4-O	MDP-4
Débit de données	32 kbit/s-384 kbit/s	160 kbit/s
Code convolutionnel	1/2, 1/3	1/2
Code de Reed-Solomon	0,28/32, 140/160, 220/240	140/160
Entrelaceur	0 à 1 048 576 symboles	92 160 (W = 90, H = 1 024)
Source de données	Indifférente	PAC de AT&T

B.4.3 Egalisation

En présence d'échos, il y aura plusieurs crêtes de corrélation très peu espacées à la sortie du détecteur de synchronisation de trame. Cette information peut être utilisée pour assurer la commutation automatique de l'égaliseur. L'égaliseur utilise une séquence de conditionnement produite localement dont le démarrage s'effectue sur la base d'une estimée de la position du mot de synchronisation de trame. Une comparaison du séquencement du mot de synchronisation de trame produit localement et de la sortie du détecteur de synchronisation de trame, permet de compenser les erreurs de temps entre la référence de synchronisation des symboles entrants et celle produite localement.

Le Système B utilise un égaliseur à décision prédictive en treillis avec réaction (PDFE, *predictive decision feedback equalizer*). La tolérance en matière d'étalement temporel de tous les échos dépend de la plage d'action de l'égaliseur. Pour les essais de qualité de fonctionnement du Système B, on a utilisé un égaliseur comportant 22 cellules aller et 4 cellules retour. L'égaliseur pourra assurer l'acquisition dans une fenêtre temporelle correspondant à la durée de 100 symboles successifs. La plage d'action de l'égaliseur peut être élargie s'il est nécessaire de compenser un étalement temporel plus important.

B.4.4 Elimination de la séquence de conditionnement

A la sortie de l'égaliseur, les symboles de la séquence de conditionnement sont éliminés. Lorsqu'un récepteur non équipé d'un égaliseur traite des signaux comportant des symboles de conditionnement, ce récepteur doit aussi éliminer ces symboles. Le processus d'élimination est simple puisque la position des symboles de conditionnement par rapport au mot de verrouillage de trame est connue.

B.4.5 Désentrelacement

Le désentrelaceur rétablit la séquence temporelle d'origine des symboles détectés, telle qu'elle se trouvait dans l'émetteur avant l'opération d'entrelacement.

B.4.6 Décodage avec correction d'erreur

Un décodeur de Viterbi, suivi d'un décodeur Reed-Solomon, abaisse le taux d'erreur sur les symboles détectés et reconvertit les symboles en bits de données. Si le décodeur Reed-Solomon ne parvient pas à éliminer toutes les erreurs à l'intérieur d'un bloc de données, il ajoute une marque

indiquant que le bloc est erroné. Cette indication peut ensuite être utilisée par le combineur de diversité pour choisir le meilleur signal, et aussi par le décodeur audio pour commander le silencieux audio.

B.4.7 Démultiplexage des programmes

Ici, le flux de données composite est démultiplexé en plusieurs flux de données numériques séparés et le flux audio désiré est sélectionné et appliqué au décodeur audio.

Lorsqu'on utilise la diversité de temps, le démultiplexeur de programmes sépare la version en temps réel et la version différée du flux de données, et les envoie au combineur de diversité qui choisit les données les moins erronées.

Si l'on utilise un récepteur indépendant pour la diversité de réception, on choisit les données de sortie; c'est lors du démultiplexage que les données les moins perturbées sont choisies.

B.4.8 Décodage audio

Le décodeur audio convertit le canal audionumérique choisi en un canal analogique. Il assure aussi le démultiplexage du canal de données auxiliaires et applique ces données à l'interface de sortie appropriée.

L'interface à partir du démultiplexeur de programmes fournit non seulement les données et le signal d'horloge, mais aussi une indication sur la qualité des données fournie par le décodeur Reed-Solomon. Le signal peut être utilisé pour commander le silencieux lorsque le signal est reçu dans des conditions limites. Cette fonction a été utilisée lors des essais du Système B avec le décodeur audio PAC d'AT&T, et a été désactivée lors des essais avec un décodeur audio MUSICAM.

B.4.9 Sorties des interfaces

Les sorties des interfaces se composent du canal audio et des canaux de données sélectionnés. Les données peuvent comporter une indication «bon» ou «mauvais» fournie par le décodeur Reed-Solomon. Les canaux de données peuvent commander des afficheurs du récepteur, ou des afficheurs spéciaux en cas de radiodiffusion de données. Comme plusieurs programmes peuvent être intégrés dans un même multiplex, les canaux non sélectionnés pour l'écoute peuvent être enregistrés pour reproduction ultérieure.

B.5 Simulations informatiques

B.5.1 Introduction

On trouvera ici la description des modèles de simulation du Système numérique B. Ces modèles servent à analyser la qualité de fonctionnement du récepteur en présence de voies de réception mobile et de voies de réception avec propagation par trajets multiples. La Fig. B.3 donne le schéma de principe général.

Des modèles de simulation ont été réalisés pour analyser la qualité de fonctionnement de ce récepteur par le moyen des paramètres suivants:

– débit des données;
– rapport signal de symbole/bruit (SNR);
– débit de code;
– capacité de l'entrelaceur;
– paramètres de la voie de réception mobile;
– paramètres des trajets multiples;
– paramètres de l'égaliseur de voie (en cours de réalisation).

Caractéristiques du récepteur

– largeur de bande de la boucle de synchronisation des symboles;

– largeur de bande de la boucle de Costas;

– critère d'acquisition;

– cadences de réactualisation des boucles.

Les résultats de l'analyse de la qualité de fonctionnement portent sur les caractéristiques ci-après; cette liste n'étant pas limitative:

– TEB (taux d'erreur binaire) en fonction de E_b/N_0, selon le modèle de voie et la capacité de l'entrelaceur;

– TEB en fonction de E_b/N_0, avec comme paramètre le brouillage dû à la voie adjacente;

– dégradation de la qualité en fonction des paramètres des trajets multiples;

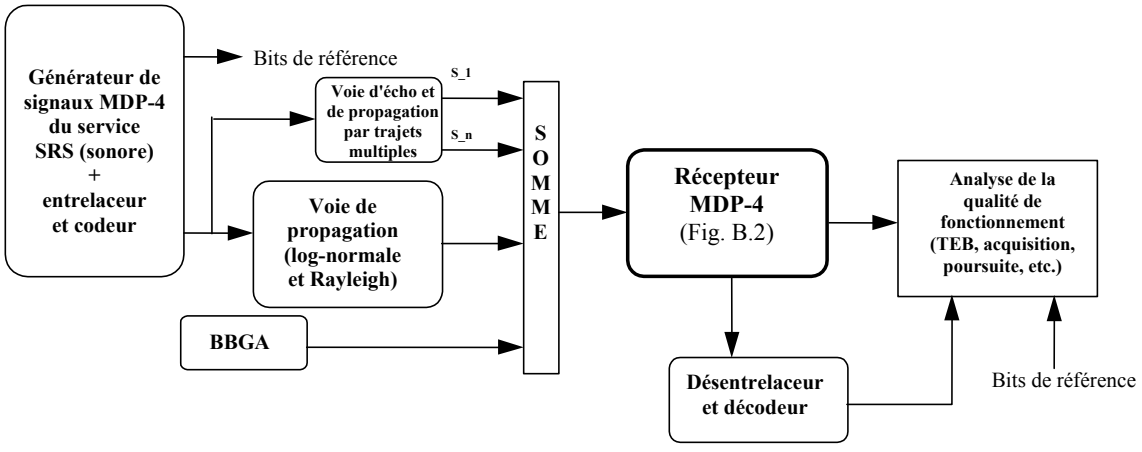
– statistiques d'acquisition (par exemple, durée moyenne d'acquisition et statistiques de perte de verrouillage);

– analyse de la poursuite (par exemple, analyse des glissements de cycle en fonction des paramètres des voies).

Le récepteur de la Fig. B.3 est modélisé d'après le système opérationnel de traitement des signaux (SPW, *Signal Processing Worksystem*) COMDISCO. La Fig. B.4 en représente deux détails: le démodulateur MDP-4 et le synchroniseur des symboles. Les modèles sont élaborés au niveau du matériel et à celui des symboles. Dans la simulation au niveau du matériel, on se sert de la FI et de la fréquence d'échantillonnage. Ces modèles sont utilisés pour analyser la mise en oeuvre des filtres FI et pour déterminer le nombre minimum nécessaire de bits par échantillon.

FIGURE B.3

Dispositif pour la simulation du système de réception numérique



L'algorithme de simulation servant à déterminer la qualité de fonctionnement du récepteur est appliqué au débit des symboles [Gevargiz, 1993], cela afin d'éviter d'avoir des durées de simulation excessives. En conséquence, chaque cycle de simulation correspond à un incrément d'un *symbole* et non à un incrément d'un *échantillon*. La Fig. B.5 illustre la mise en oeuvre par SPW du système MDP-4 représenté à la Fig. B.4. En procédant ainsi, on réduit notablement le temps de calcul par rapport à la simulation du système au débit des échantillons.

Par exemple, à la fréquence d'échantillonnage de 10 MHz et au débit de symboles de 500 ksymboles/s, on aura 20 échantillons par symbole. Autrement dit, la simulation au débit des échantillons sera environ 20 fois plus longue qu'au débit des symboles.

Sur la base de la Fig. B.5, on utilise des outils d'analyse et de simulation pour déterminer la qualité de fonctionnement de la boucle MDP-4 de Costas et du synchroniseur de symboles. Les signaux de sortie des filtres à intégration et écoulement sont déterminés par voie analytique; en revanche, on procède par simulation pour obtenir les signaux de sortie des filtres de boucle, des oscillateurs à commande numérique, des filtres d'actualisation et des détecteurs de phase.

B.5.2 Résultats des simulations

La qualité de fonctionnement du récepteur numérique (Fig. B.3) a été analysée pour plusieurs paramètres de ce récepteur. Les Fig. B.6 et B.7 donnent les premiers résultats de cette analyse. La Fig. B.6 illustre la qualité de fonctionnement du récepteur dans une voie contenant un bruit blanc gaussien additif (BBGA), avec et sans entrelacement. L'entrelaceur introduit une légère baisse de qualité, imputable à la marge pour synchronisation. On a aussi établi une comparaison entre, d'une part, les valeurs du TEB dans le cas BBGA sans entrelaceur et, d'autre part, le TEB théorique. La comparaison a mis en évidence un faible écart entre les résultats de la simulation et la théorie. La Fig. B.7 indique la qualité de fonctionnement du récepteur dans le cas trajets multiples, et en réception mobile avec évanouissements.

B.6 Qualité de fonctionnement

La qualité de fonctionnement du Système B est donnée par référence à un ensemble de modèles de canaux: un modèle de canal à bruit blanc gaussien additif (BBGA); un modèle de canal de satellite pour un seul signal de satellite; un modèle de canal avec plusieurs signaux (de même fréquence) qui représente un signal satellite associé à des réémetteurs-renforceurs de Terre, ou des signaux diffusés par un réseau d'émetteurs de Terre exclusivement.

B.6.1 Canal BBGA

Une liaison satellite en visibilité directe peut être approximée par un canal BBGA. Le nombre de trajets multiples est très faible (le facteur k de Rice est généralement inférieur à 10 dB) pour des angles d'élévation supérieurs à 20°.

La qualité de fonctionnement mesurée d'un récepteur du Système B d'un canal BBGA est représentée à la Fig. B.8 et comparée avec les résultats théoriques et ceux obtenus par simulation.

Etant donné que le Système B peut utiliser plusieurs porteuses indépendantes dans le mode MRF, l'espacement des porteuses est déterminant. La Fig. B.9 montre la dégradation de la qualité de fonctionnement mesurée en fonction de l'espacement des canaux. L'espacement est donné en termes de rapport de l'espacement entre porteuses (Hz) sur le débit de symboles transmis (symbole/s). Dans le Système B, le débit de symboles est égal au débit de données multiplié par le préfixe Reed-Solomon 160/140, multiplié par le préfixe du symbole de conditionnement.

FIGURE B.4

Schéma de principe de la boucle MDP-4 de Costas et de la boucle de synchronisation des symboles

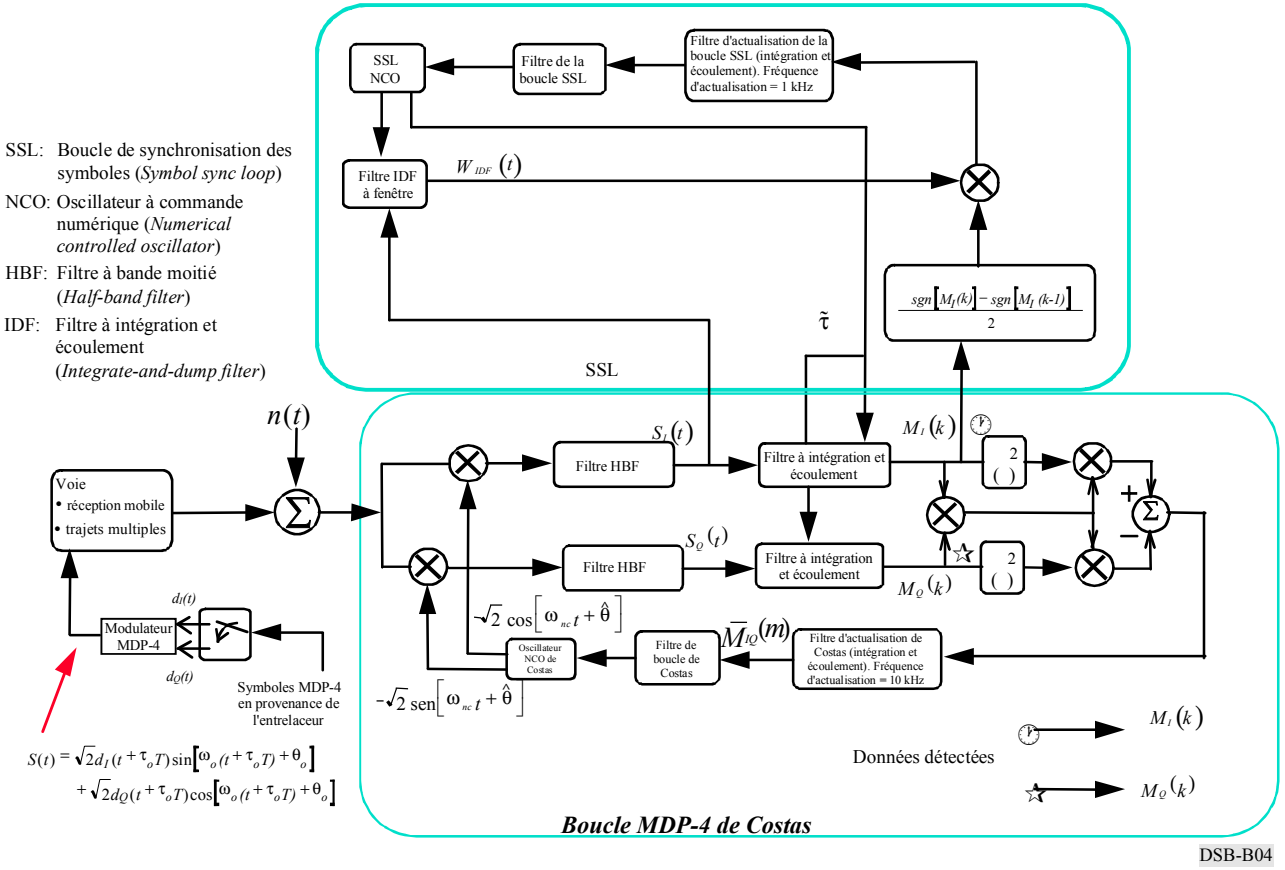


FIGURE B.5

Mise en oeuvre du démodulateur MDP-4 par le SPW

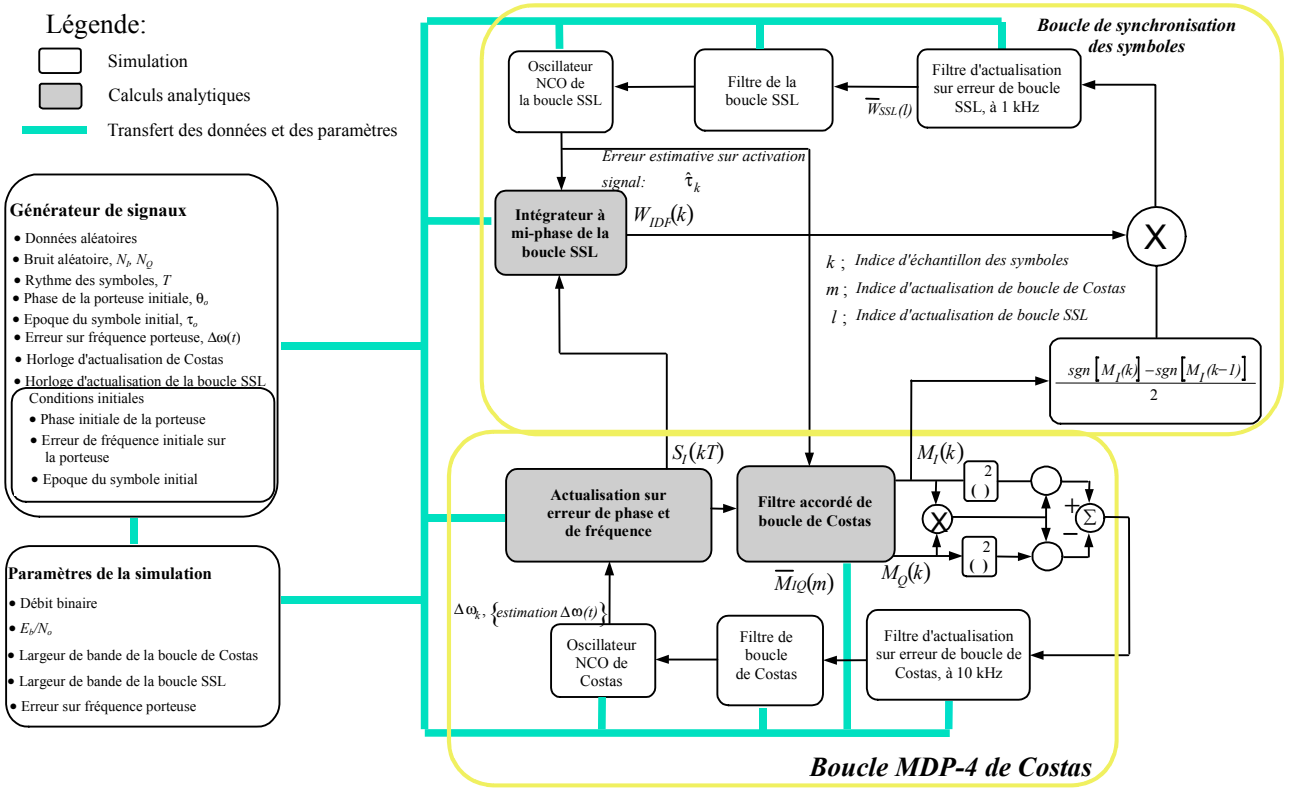


FIGURE B.6

Taux d'erreur binaire en fonction de E_b/N_0 dans une voie avec bruit BBGA

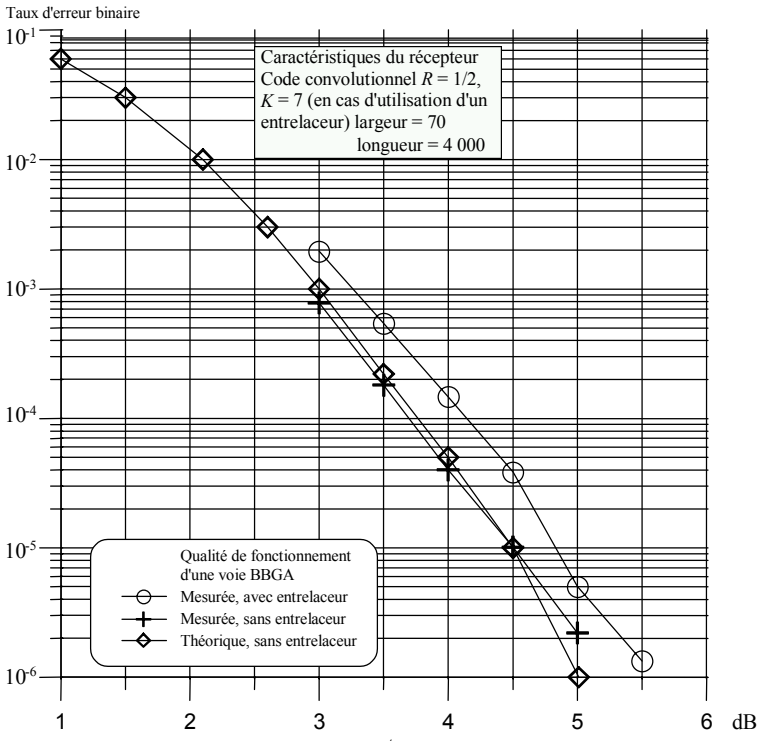


FIGURE B.7

Taux d'erreur binaire en fonction de E_b/N_0 avec dégradations

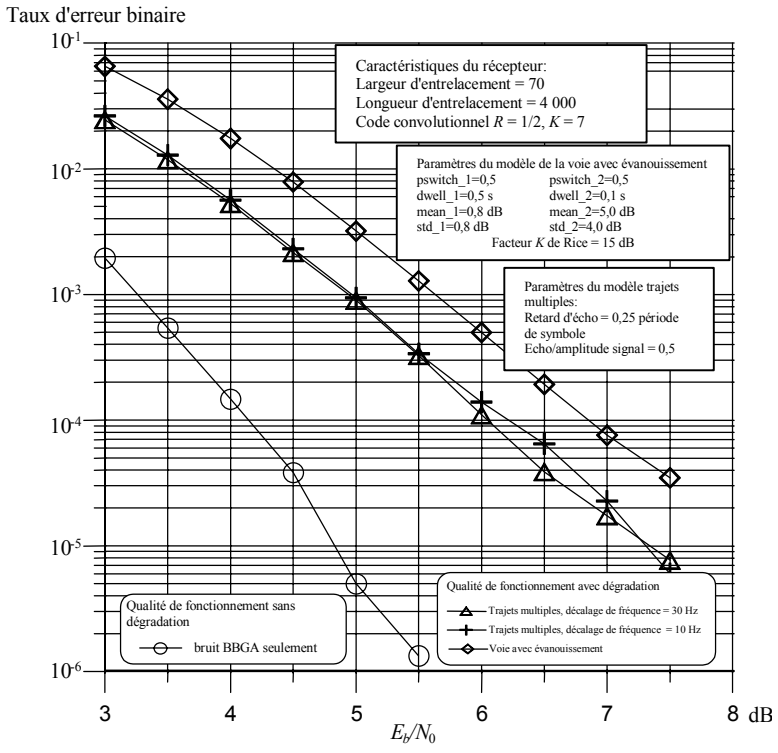


FIGURE B.8

Qualité de fonctionnement du Système B sur un canal BBGA

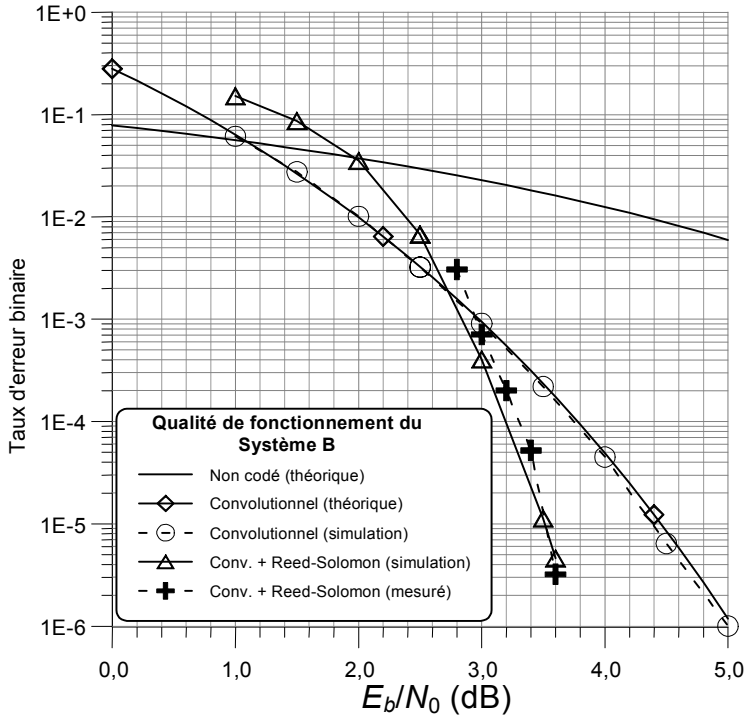
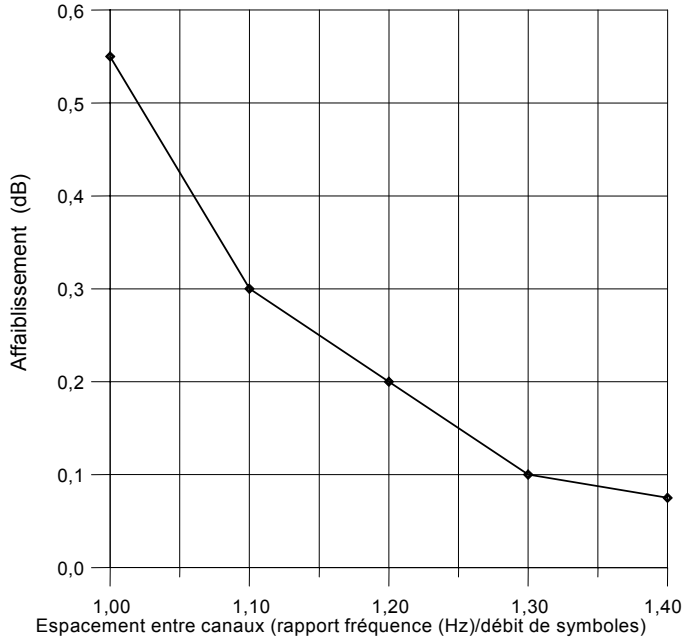


FIGURE B.9

Dégradation de la qualité de fonctionnement du Système B en fonction de l'espacement des porteuses



B.6.2 Canal de satellite

Le niveau d'un signal émis par un satellite varie en cas de réception mobile car ce signal est aléatoirement occulté par les immeubles, les arbres et autres obstacles. Afin d'évaluer la qualité de fonctionnement du Système B en réception mobile, on a élaboré un modèle à partir de mesures effectuées sur un trajet test dans la région de Pasadena en Californie. Les mesures sur le signal en provenance du satellite étaient effectuées sur une bande étroite avec une dynamique de plus de 35 dB. Le § B.11 contient un récapitulatif des statistiques de mesure du signal.

B.6.3 Diversité de temps

Lorsqu'il n'y a qu'un seul signal de satellite, une technique de compensation efficace est la diversité dans le temps. Une version décalée dans le temps du flux de données est multiplexée avec le flux d'origine, en espérant qu'au moins une version ne sera pas occultée. Le récepteur réaligne les deux flux de données et retient celui qui comporte le moins d'erreurs. Cette opération peut être effectuée à partir des indications fournies par le décodeur Reed-Solomon.

La retransmission du flux de données dégrade la caractéristique du système de 3 dB, pourtant on montre que cette méthode donne de meilleurs résultats qu'une augmentation de 3 dB de la marge pour la liaison. Les Fig. B.10 et B.11 illustrent l'efficacité de la diversité de temps pour le modèle de canal utilisé à Pasadena. La Fig. B.10 montre la probabilité totale d'apparition d'un évanouissement dépassant la plage des marges pour la liaison, moyennée sur toutes les conditions de réception du modèle. On notera que l'amélioration se produit lorsque le retard est inférieur à 4 s environ. La Fig. B.11 montre les probabilités totales pour une marge fixe de 10 dB, pour chacune des conditions de réception.

FIGURE B.10

Probabilité d'évanouissement composée en fonction de la marge pour la liaison

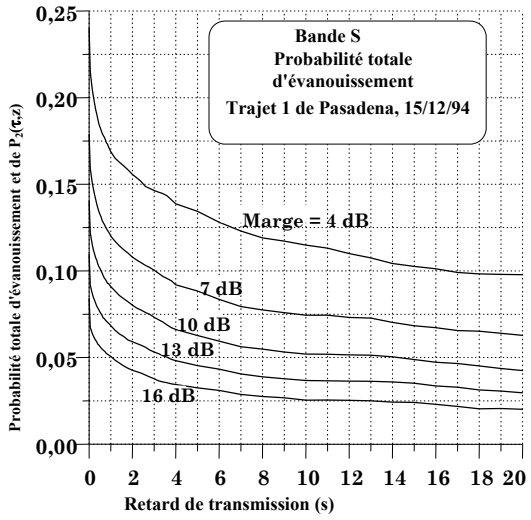
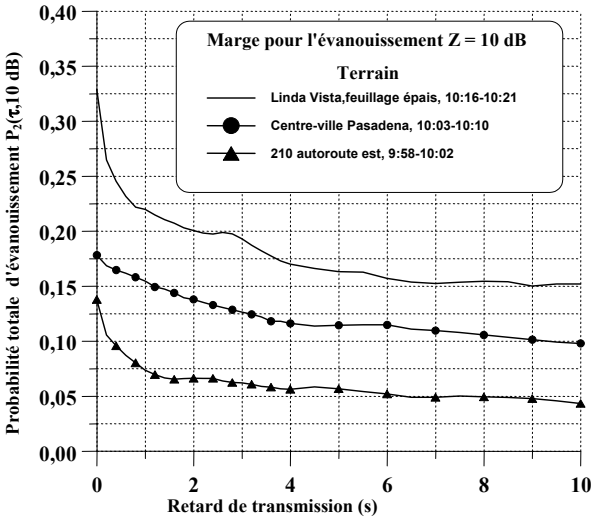


FIGURE B.11

Probabilité d'évanouissement composée en fonction de l'environnement



B.6.4 Diversité de satellite

Plusieurs satellites peuvent être utilisés pour diffuser le même flux de données, en utilisant des fréquences et des récepteurs distincts pour chaque signal. Avec une telle technique, on s'attend qu'au moins un signal ne sera pas occulté compte tenu de la différence de direction entre le récepteur et les satellites.

L'efficacité de la diversité de satellite, tout comme celle de la diversité dans le temps, dépend de la géométrie des obstacles à l'origine de l'occultation du signal. On a récemment utilisé des techniques photogrammétriques pour obtenir des statistiques sur l'efficacité de la diversité de satellite. Ces techniques font intervenir une prise de vues avec un appareil photographique équipé d'un objectif œil de poisson pointé sur le zénith, puis une analyse de ces photographies pour déterminer le pourcentage de ciel dégagé, partiellement occulté ou totalement occulté. La position du satellite peut ensuite être superposée sur ces images et servir à évaluer le gain de diversité obtenu en un lieu ou sur un trajet précis.

B.7 Rapports de protection

B.7.1 Brouillage causé au Système numérique B

Les essais de laboratoire visant à analyser les effets du brouillage causé au Système numérique B ont commencé tout récemment. D'une façon générale, la qualité de fonctionnement de ce système en présence de brouillage sera semblable à celle d'autres systèmes numériques du type à une seule voie par porteuse ayant une modulation et un codage équivalents.

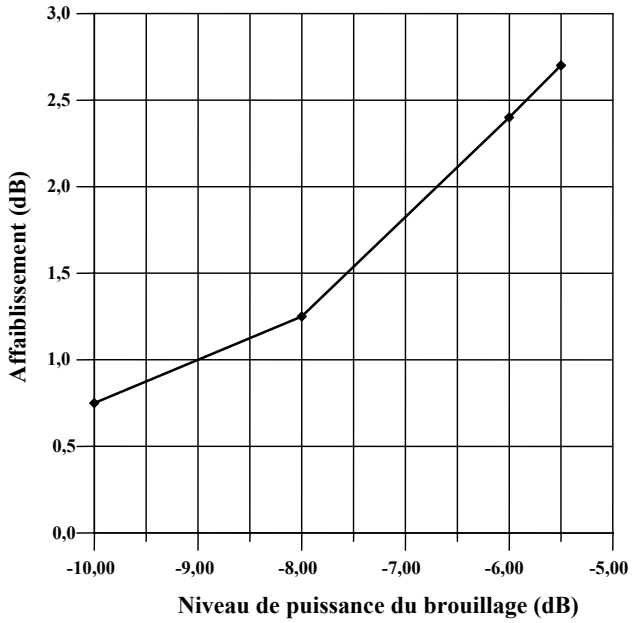
B.7.1.1 Rapports de protection pour le Système numérique B brouillé par un autre Système numérique B

La première opération pour déterminer ces caractéristiques a consisté à mesurer la baisse de qualité de fonctionnement imputable à une voie adjacente, en fonction du rapport de l'écartement de fréquence (Hz) au débit des symboles (symboles/seconde). Les résultats de cette mesure sont donnés par la Fig. B.9 (pour un Système numérique B fonctionnant au débit de données de 160 kbit/s; le débit des symboles est d'environ 183 ksymboles/s).

Il faut aussi mesurer la baisse de qualité de fonctionnement due à un brouilleur transmis dans la même voie; voir les résultats sur la Fig. B.12.

FIGURE B.12

Affaiblissement dû au brouillage dans la même voie



B.8 Considérations relatives au partage

Les caractéristiques des signaux du Système numérique B sont semblables à celles qu'on observe dans d'autres systèmes numériques du type à une seule voie par porteuse ayant une modulation et un codage équivalents; les analyses de partage pour le Système B ne devraient donc pas présenter de difficultés. Actuellement, le Système B n'est utilisé dans aucun service par satellite reconnu; pour cette raison, on n'a pas encore défini de paramètres spécifiques de système.

B.9 Réseau monofréquence

Une méthode qui permet de recevoir un signal en provenance d'un satellite dans des zones de réception difficile consiste à utiliser des réémetteurs de Terre fonctionnant sur le même canal. Le Système B utilise un dispositif d'égalisation lui permettant de fonctionner dans de telles conditions. La seule restriction à l'utilisation de l'égalisation est que les signaux soient décalés dans le temps les uns des autres de plus de 1/2 symbole. Il n'y a pas de restriction concernant la distance entre les réémetteurs à condition que le retard associé à chaque réémetteur soit différent de celui des autres réémetteurs. Le retard maximal entre réémetteurs sera fonction du nombre d'étages prévus dans l'égaliseur.

B.9.1 Modèles de canal

Deux modèles de signal ont été établis pour évaluer la qualité de fonctionnement de l'égaliseur du Système B. L'efficacité de la réception par diversité de signal a aussi été évaluée.

Le premier est un modèle de Rice dans lequel la moitié de la puissance se trouve dans la composante directe du signal et un quart dans chacune des deux composantes de Rayleigh. L'étalement Doppler sur les composantes de Rayleigh a été fixé à ±213 Hz, ce qui correspond à une vitesse du véhicule de 100 km/h à 2,3 GHz. Le débit de transmission était de 300 000 symboles/s. Le rapport E_b/N_0 est défini sur la base de la puissance totale et inclut les effets associés à la présence de la séquence de conditionnement.

Le deuxième est un modèle de Rayleigh comportant trois composantes de Rayleigh de puissance égale.

B.9.2 Qualité de fonctionnement de l'égaliseur

On a évalué la validité des compromis initiaux et la qualité de fonctionnement de l'égaliseur en utilisant une simulation simplifiée dans laquelle le retard entre les signaux était égal à un nombre entier de durée de symboles et la récupération de la synchronisation des symboles était parfaite. Les résultats sont représentés à la Fig. B.13. Le TEB est le taux d'erreur non codé, avant décodage de Viterbi et Reed-Solomon. Un taux d'erreur de 1×10^{-2} est ramené à 1×10^{-6} par le processus de décodage.

La Fig. B.14 montre la qualité de fonctionnement obtenue avec simulation intégrale, y compris le fonctionnement en boucle ouverte des boucles de démodulation de la porteuse et de synchronisation des symboles.

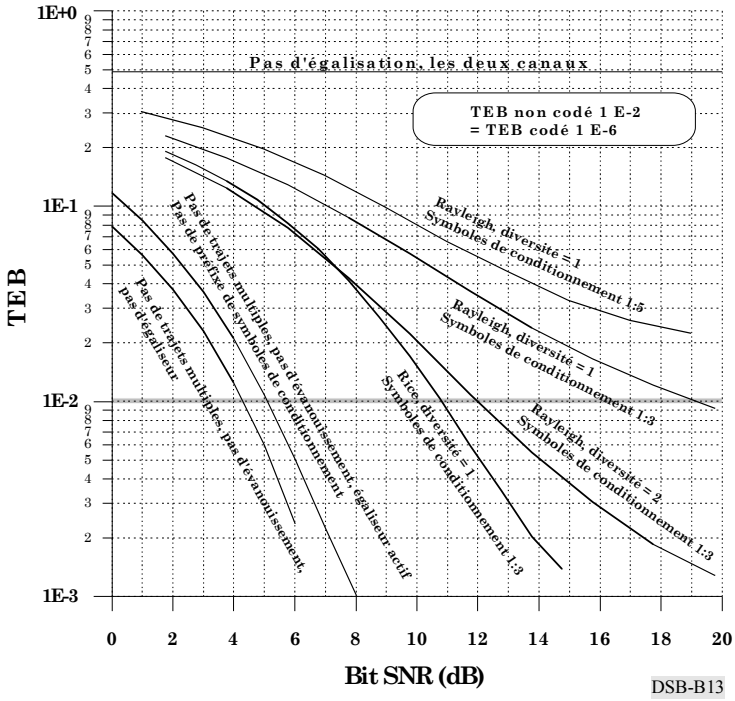
B.10 Expériences de propagation concernant le Système numérique B

B.10.1 Introduction

Aux fréquences des Bandes S et L, la propagation se fait presque exactement en visibilité directe. Les obstacles massifs, comme des collines et les bâtiments, peuvent affaiblir les signaux de plus de 20 dB. L'affaiblissement causé par les arbres, les buissons et autres obstacles semblables non massifs peut varier entre de larges limites, selon la quantité de feuillage ou d'autres matières présentes sur le trajet des signaux.

FIGURE B.13

Qualité de fonctionnement de l'égaliseur du Système B (non codé)



Dans un système à satellites, le niveau des signaux réfléchis, ou des composantes cohérentes se propageant par trajets multiples, se situe généralement à plus de 10 dB au-dessous du niveau du signal direct. Sauf si le signal du satellite est très fort, on ne peut pas compter sur les signaux se propageant par trajets multiples, pendant le blocage du signal direct.

Il est possible de compenser une partie du blocage des signaux en prévoyant une marge de liaison suffisante. Dans la pratique, il est fort probable que la marge de liaison sera limitée à des valeurs comprises entre 10 et 15 dB. Si l'on veut évaluer avec précision l'efficacité de la marge dans cette gamme de valeurs, il faut caractériser la voie de telle façon que les profondeurs d'évanouissement d'au moins 20 dB soient représentées elles-mêmes de façon précise. Il est difficile d'obtenir une gamme dynamique de plus de 20 dB avec un signal de satellite parce qu'on dispose en général d'une faible puissance. Il faut émettre un signal à spectre étroit et appliquer des techniques de mesure spéciales. Au titre du Programme de propagation en Bande S, la NASA a effectué récemment une mesure de ce genre, avec deux satellites TDRS.

B.10.2 Base de données des voies de propagation

On met au point actuellement des modèles de voie pour divers environnements de propagation, avec des données fournies par des mesures effectuées à 1,5 GHz à l'aide d'un satellite INMARSAT (1989) et, plus récemment, à 2 GHz avec un satellite TDRS. Les Figures qui suivent donnent des exemples de mesures à 1,5 GHz. La Fig. B.15 indique l'intensité du signal reçu en milieu rural, la Fig. B.16 donne les mêmes résultats pour un milieu suburbain.

On n'a pas encore analysé les résultats des mesures récentes effectuées en bande étroite à 2 GHz, avec un satellite TDRS. On prévoit que la technique de mesure utilisée permettra d'avoir une gamme dynamique encore plus étendue (jusqu'à 40 dB) dans la mesure de la puissance des signaux.

FIGURE B.14

Qualité de fonctionnement de l'égaliseur du Système B (non codé)

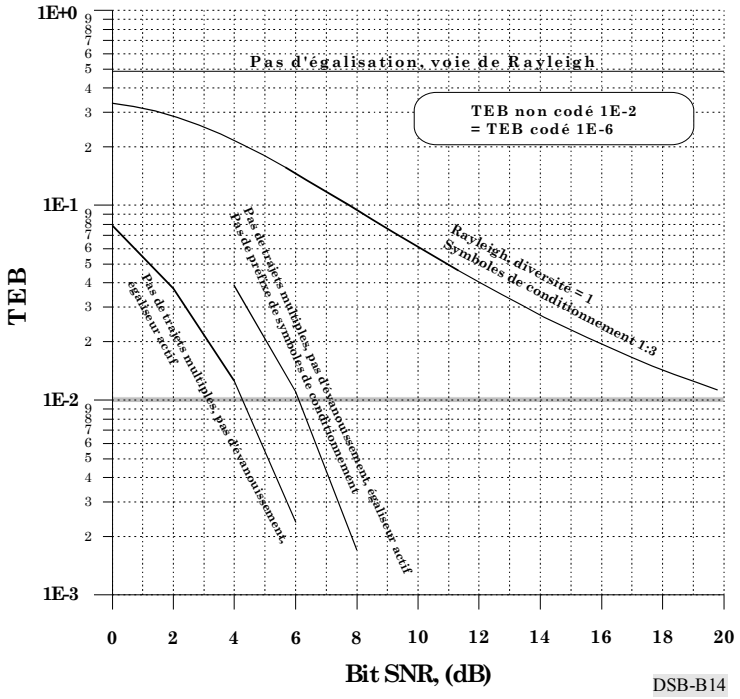


FIGURE B.15

Valeurs mesurées de l'intensité d'un signal de satellite en milieu rural

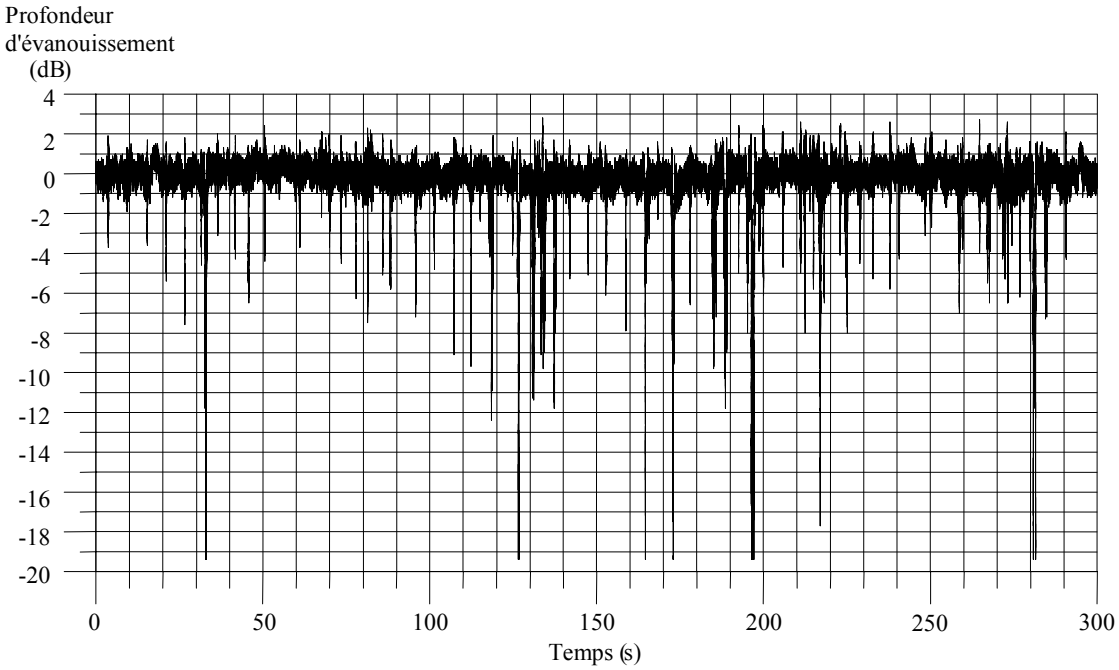
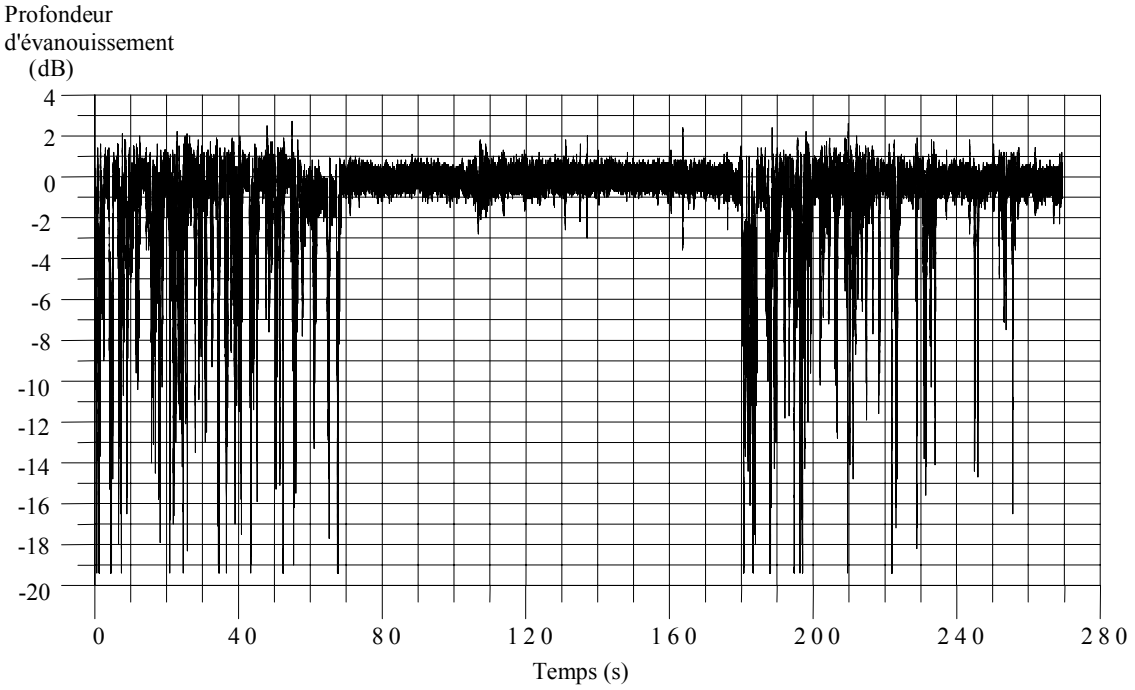


FIGURE B.16

Valeurs mesurées de l'intensité d'un signal de satellite en milieu suburbain



B.10.3 Modélisation des voies de propagation

Pour la simulation et pour les essais de laboratoire du système, on peut utiliser des fichiers de données d'échantillonnage de l'intensité du signal mesurée sur le terrain; néanmoins, il y a intérêt à avoir un modèle de voie généré par ordinateur. Avec un tel modèle, on peut modifier certaines caractéristiques statistiques de la voie, de façon contrôlée, ce qui permet d'évaluer la sensibilité du système à l'égard de différents paramètres de la voie.

On utilise actuellement un modèle de voie du type Markov dans des essais du Système numérique B (voir la description dans l'Appendice X). Afin de déterminer la précision de ce modèle, on a tracé des graphiques chronologiques de l'intensité simulée des signaux. La Fig. B.17 représente une simulation en milieu rural, correspondant au graphique mesuré de la Fig. B.15. De même, la Fig. B.18 est une simulation en milieu suburbain, correspondant au graphique de la Fig. B.17.

On a également calculé sur ordinateur les statistiques d'intensité des signaux, pour les mesures et pour les simulations (voir les Fig. B.19 et B.20). Ces Figures donnent aussi les paramètres du modèle de Markov utilisé pour générer les données de simulation. On notera la bonne concordance entre les statistiques des signaux mesurés et celles des signaux simulés.

La Fig. B.19 donne les valeurs de la probabilité cumulative pour que le niveau du signal soit inférieur à x dB, dans le cas rural (mesures et simulations, respectivement Fig. B.15 et Fig. B.17).

FIGURE B.17

Signal de satellite simulé, milieu rural

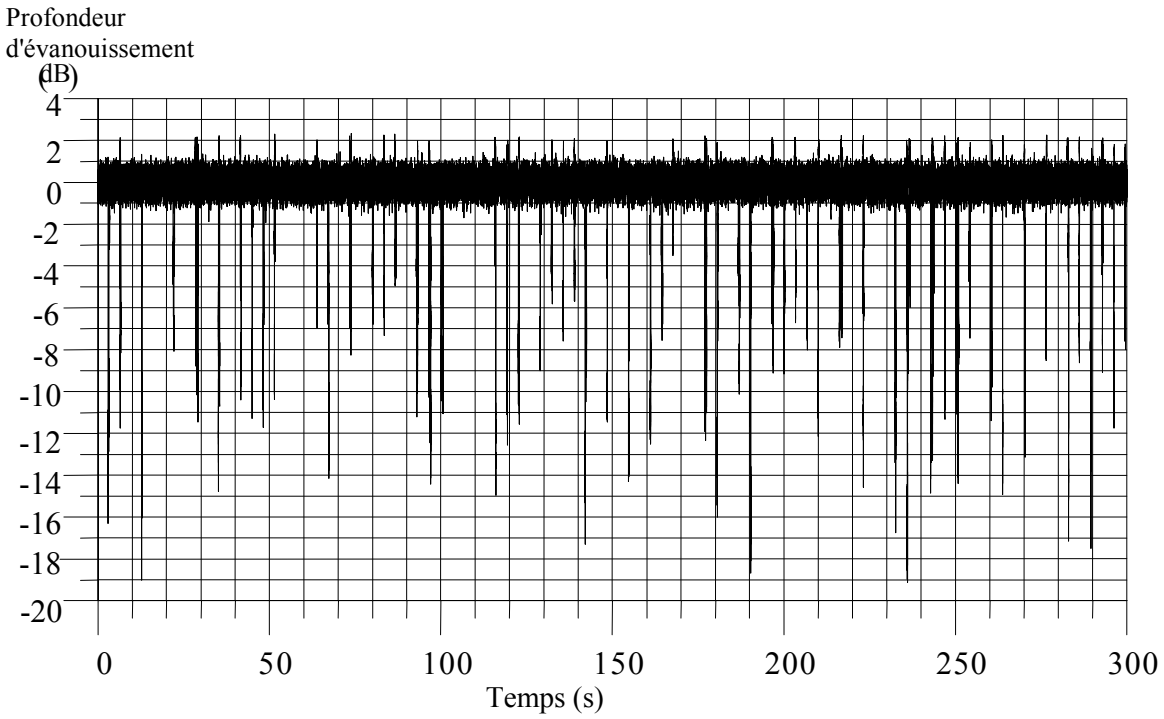


FIGURE B.18

Signal de satellite simulé, milieu suburbain

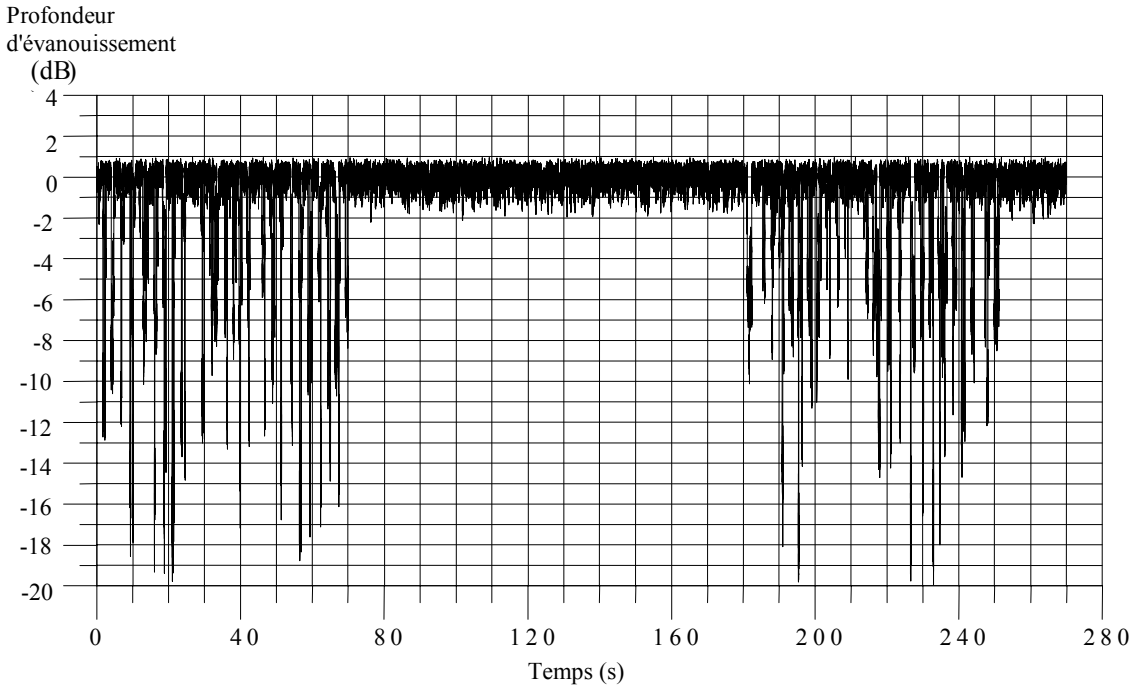
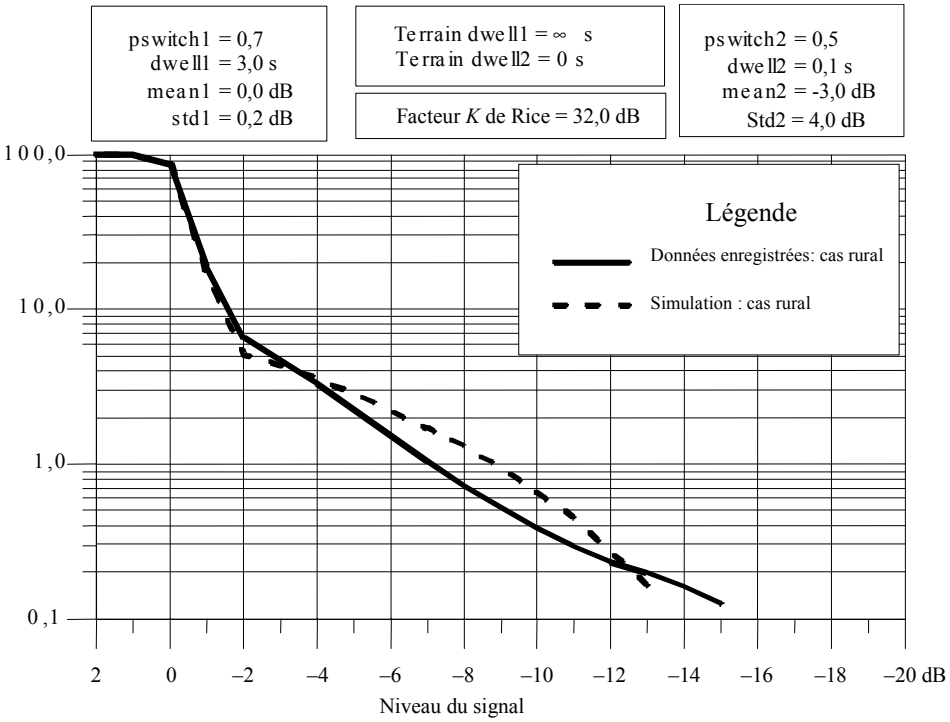


FIGURE B.19

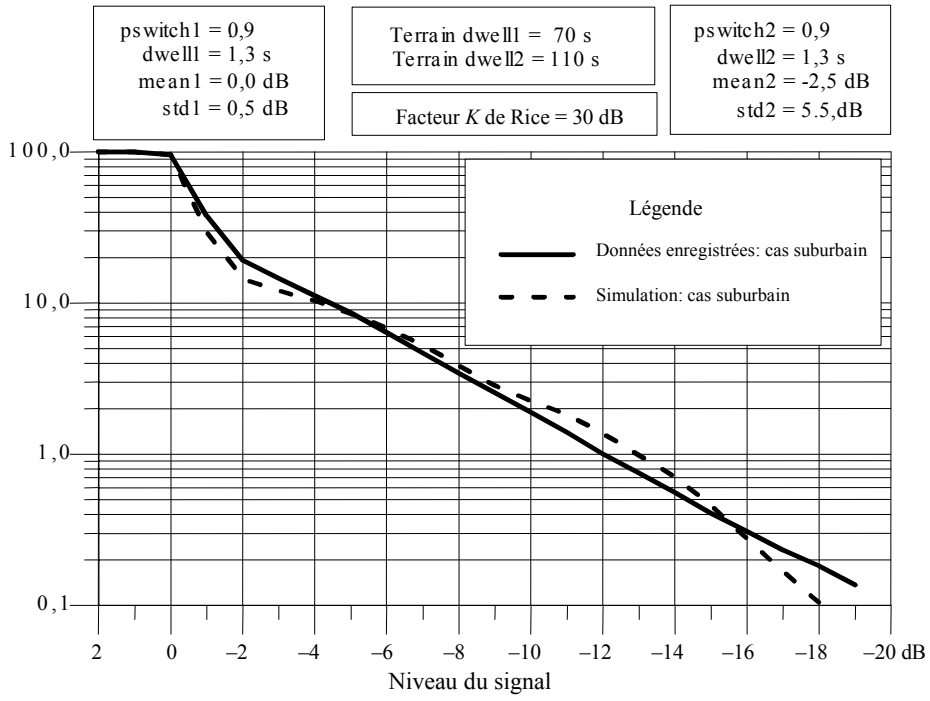
Statistiques des signaux, milieu rural



La Fig. B.20 donne les valeurs de la probabilité cumulative pour que le niveau du signal soit inférieur à *x* dB, dans le cas suburbain (mesures et simulations, respectivement Fig. B.16 et Fig. B.18).

FIGURE B.20

Statistiques des signaux, milieu suburbain



B.11 Première série d'évaluations expérimentales et d'essais sur le terrain avec le Système numérique B et des satellites NASA/TDRS

B.11.1 Introduction

En 1994, le Système B a fait l'objet d'essais et d'évaluations selon plusieurs méthodes: simulation, essais en laboratoire et essais sur le terrain avec satellite. La simulation a pour but d'évaluer les aspects complexes du système, par exemple l'égalisation et d'autres caractéristiques particulières du Système B. Cette méthode permet aussi d'évaluer plus facilement des voies de communication complexes, telles que les voies qui font intervenir des réseaux de réémetteurs de Terre.

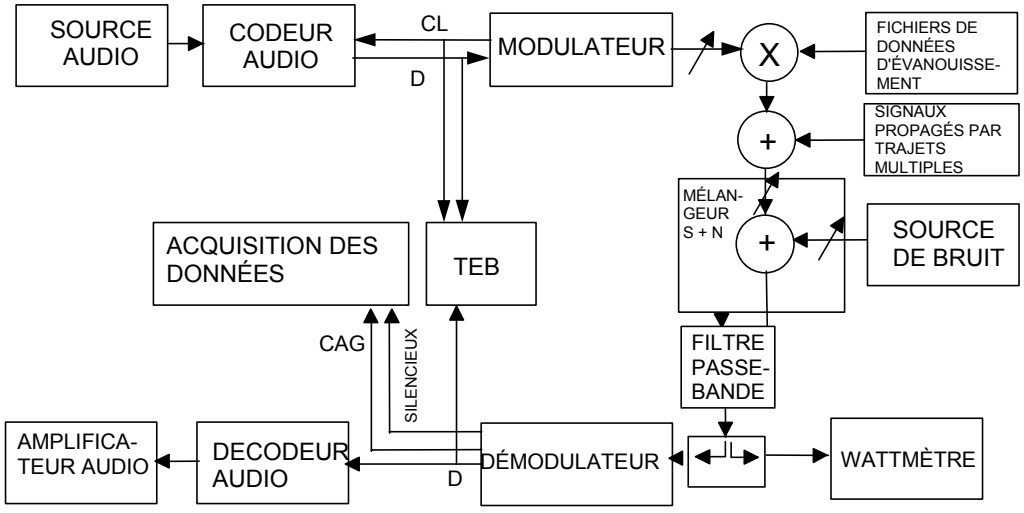
Pour s'assurer que la simulation est exacte, certains tests ont été effectués sur la simulation du récepteur de base du Système B et les résultats ont été comparés avec ceux des essais de laboratoire réalisés sur le récepteur réel. Les résultats des tests de simulation ont été exposés au § B.5. On trouvera ici les résultats des essais de laboratoire et des essais sur le terrain, effectués en septembre 1994.

B.11.2 Essais en laboratoire

La Fig. B.21 représente le dispositif mis en place pour les essais en laboratoire. La qualité de fonctionnement peut être mesurée avec un bruit BBGA seulement, ou avec un bruit BBGA et le signal commandé par un fichier de données d'évanouissement, mesurées ou simulées.

FIGURE B.21

Dispositif d'essai



Les Fig. B.22 et B.23 donnent les résultats des mesures du taux d'erreur binaire avec bruit BBGA sur le récepteur. La Fig. B.24 indique le TEB dans le récepteur en présence de brouillage dans la même voie.

FIGURE B.22

Taux d'erreur binaire mesuré sur le récepteur

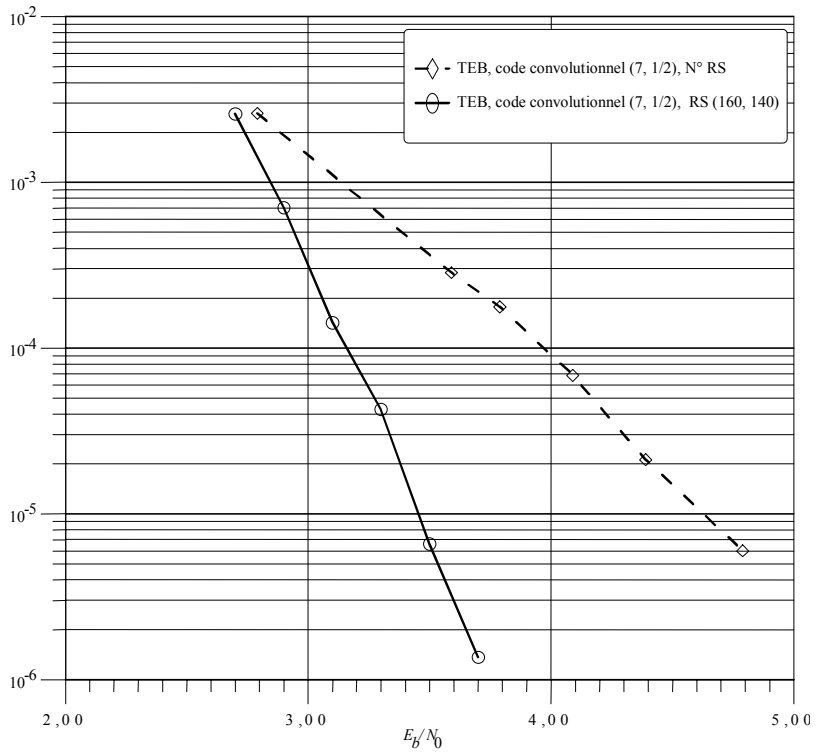


FIGURE B.23

Taux d'erreur binaire dans le récepteur avec voie adjacente

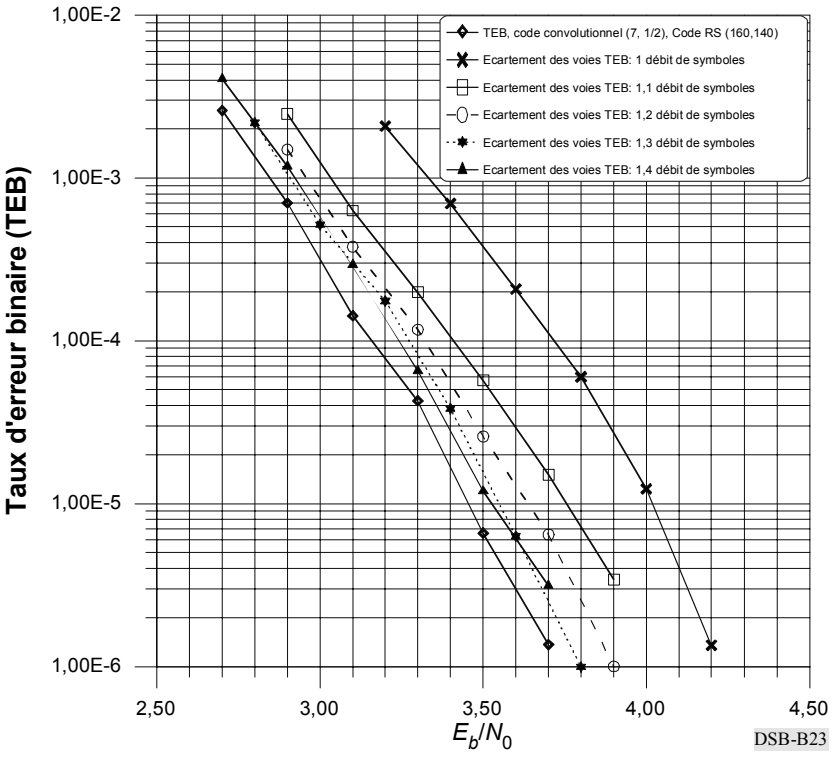
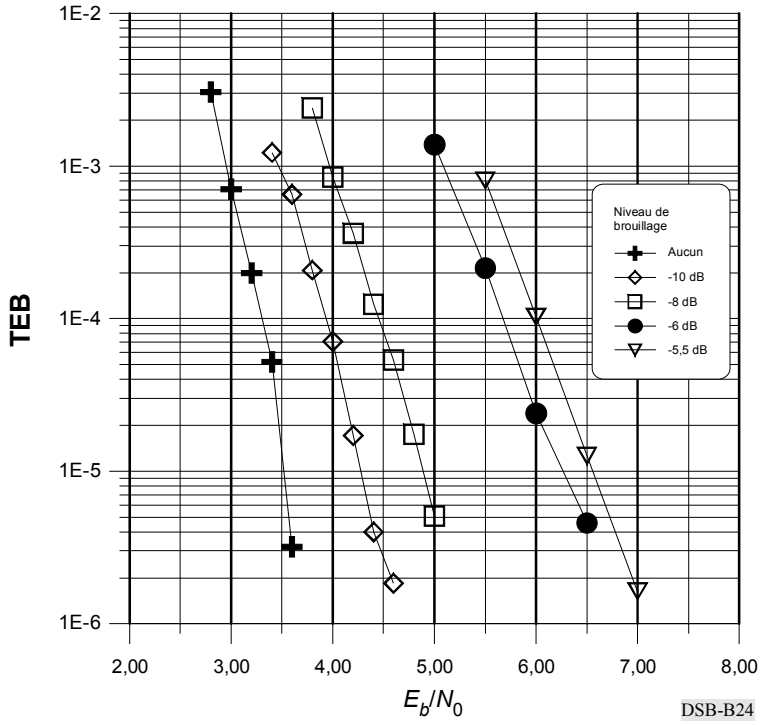


FIGURE B.24

Taux d'erreur binaire dans le récepteur avec brouillage dans la même voie



Les Fig. B.25, B.26 et B.27 illustrent, à titre d'exemple, la qualité de fonctionnement du récepteur en présence d'évanouissements. Dans le cas considéré, l'indicateur clé de la qualité est le réglage silencieux, qui montre à quel moment le point de fonctionnement du récepteur se trouve au-dessus ou au-dessous du seuil. Le fichier des données d'évanouissement est illustré par la Fig. B.25. On faisait varier la marge de liaison en choisissant deux valeurs pour le rapport E_b/N_0 en l'absence d'évanouissements.

FIGURE B.25

Fichier de données d'évanouissement pour les tests (signal reçu en milieu rural)

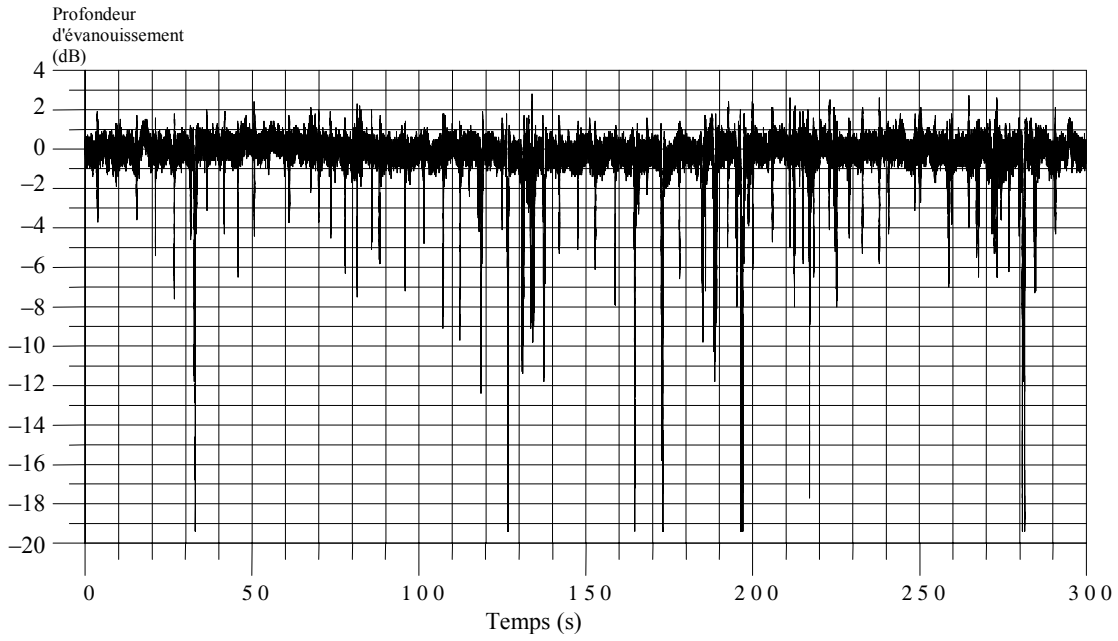


FIGURE B.26

Réglage silencieux pour E_b/N_0 = 8 dB

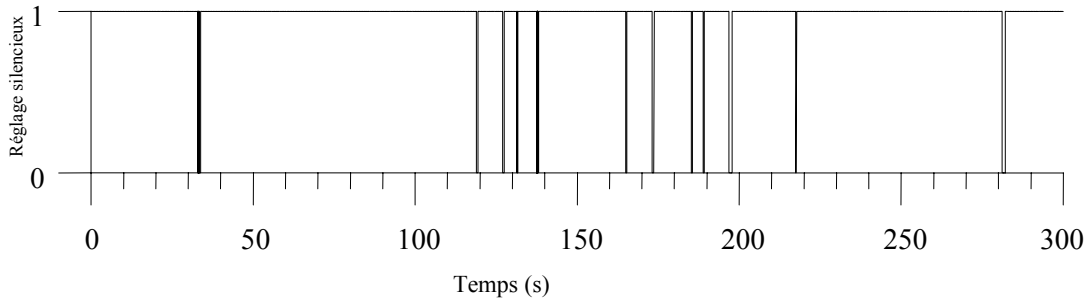
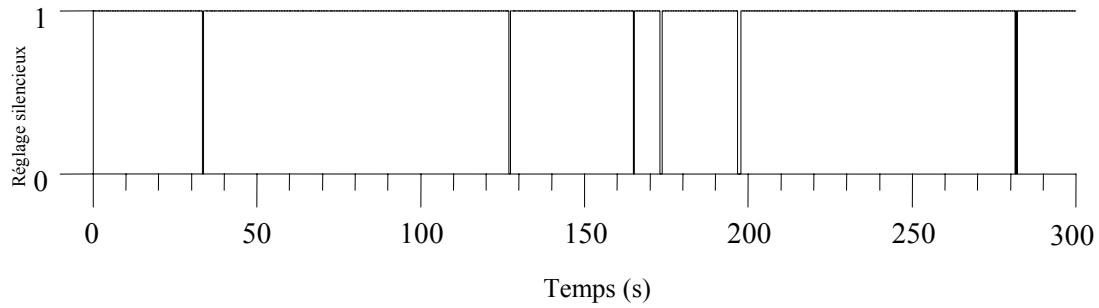


FIGURE B.27

Réglage silencieux pour E_b/N_0 = 12 dB



B.11.3 Essais sur le terrain

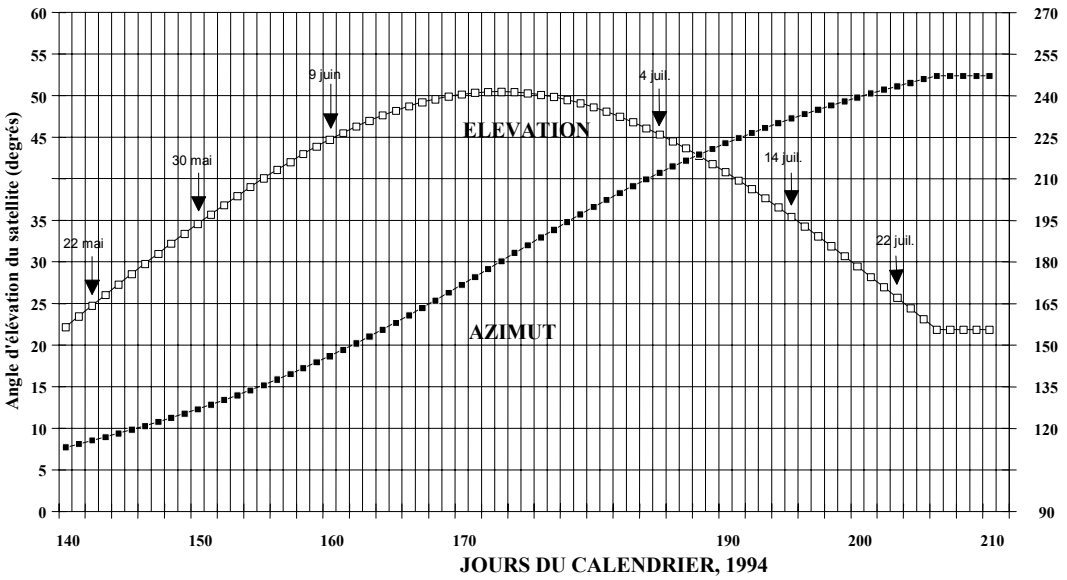
B.11.3.1 Description des essais

La NASA a mis à disposition les installations TDRS pour les besoins de l'expérimentation. Durant la période du 20 mai au 25 juillet 1994, le satellite TDRS 3 a été déplacé de 62° O à 171° O. Une série d'essais de réception mobile avait été programmée pour la durée de cette période, afin de profiter de toute la gamme des angles d'élévation et d'azimut du satellite qui résulteraient de ce déplacement.

La Fig. B.28 montre comment les angles d'élévation et d'azimut de TDRS 3 ont varié pendant la période considérée. Trois antennes de réception hélicoïdales bifilaires ont été utilisées dans cette série d'essais. Chacune de ces antennes avait un gain de 8 dBic, mais le gain de crête est maximisé pour plusieurs angles d'élévation (25°, 35° et 45°). Pour cette raison, les essais étaient programmés à des dates aussi proches que possible des dates auxquelles l'élévation du satellite coïncidait avec ces trois angles.

FIGURE B.28

Chronologie de l'azimut et de l'élévation du satellite TDRS, vu de Pasadena



B.11.3.2 Objectifs et portée

Les objectifs de cette série d'essais étaient de deux sortes:

– évaluer qualitativement les caractéristiques de fonctionnement d'un système de radiodiffusion audionumérique par satellite dans toute une série de conditions de réception; et

– évaluer quantitativement les caractéristiques de fonctionnement pour une certaine gamme de paramètres du système et de la liaison, et faire l'estimation de la marge de liaison qui sera nécessaire dans un système opérationnel.

La puissance fournie par TDRS étant limitée, il n'a pas été possible de réaliser des marges supérieures à 8 ou 10 dB environ. De ce fait, on ne peut répondre directement qu'à la question suivante: cette marge est-elle suffisante dans une zone de réception donnée? En revanche, il n'est pas possible de dire exactement quel est le supplément de marge qui donnerait un service parfait. Néanmoins, on devrait pouvoir estimer les avantages découlant d'une marge de liaison plus grande, en tenant compte des éléments suivants: les résultats des mesures faites pendant ces essais, les données fournies par les mesures du Programme de propagation de la NASA ainsi que par d'autres exercices de modélisation de la propagation et d'autres essais de laboratoire.

B.11.3.3 Parcours de mesure

On a choisi un parcours de mesure qui traversait des environnements de réception divers, allant d'une autoroute dégagée jusqu'à des quartiers d'affaires et résidentiels variés. Ce parcours est indiqué sur le plan de la ville de Pasadena (voir la Fig. B.29) et sur une carte représentant la latitude et la longitude (voir la Fig. B.30).

Les tronçons de cet itinéraire sont numérotés dans l'ordre où ils étaient parcourus. Le Tableau B.2 indique les types d'environnement les plus importants, en commençant par le point de départ, au laboratoire JPL.

FIGURE B.29

Carte du parcours de mesure

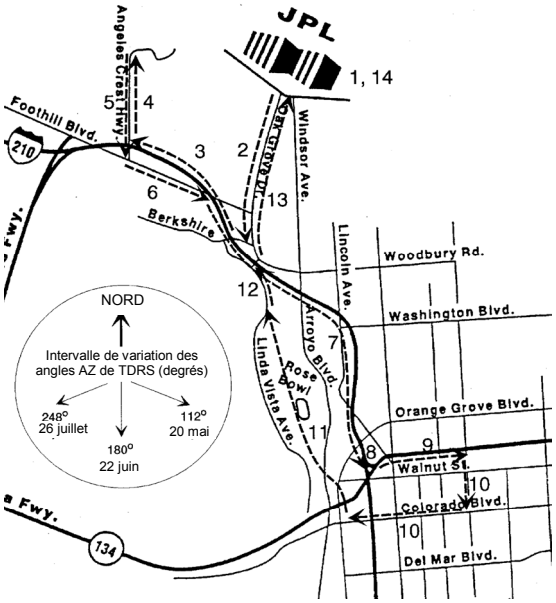


FIGURE B.30

Position du véhicule calculée par GPS

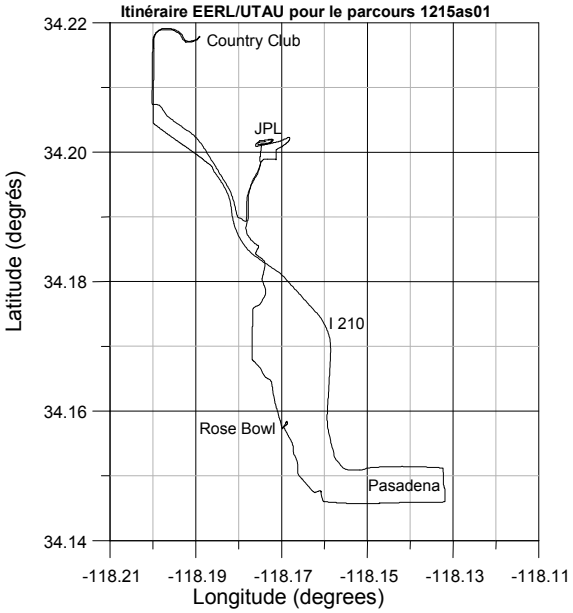


TABLEAU B.2

Description du parcours de mesure

Bâtiments et arbres sur le terrain du JPL	1
Rue de largeur moyenne, 4 voies de circulation, avec arbres situés à distance variable de la chaussée	2
Autoroute surplombant la rue, avec quelques bretelles	3
Rue de grande largeur, 4 voies de circulation, avec arbres situés à distance variable de la chaussée (Nord)	4
Rue de grande largeur, 4 voies de circulation, avec arbres situés à distance variable de la chaussée (Sud)	5
Quartier commercial avec bâtiments bas	6
Autoroute surplombant la rue, avec quelques bretelles	7
Deux longs tunnels	8
Autoroute en contrebas de la rue, avec quelques bretelles	9
Quartier commercial, la plupart des maisons à 3 étages, mais quelques grands bâtiments	10
Zone dégagée mixte avec quelques arbres près de la route	11
Quartier résidentiel très ombragé	12
Rue de largeur moyenne, 4 voies de circulation, avec arbres à distance variable de la chaussée	13
Bâtiments et arbres sur le terrain du JPL	14

Un enregistrement vidéo du parcours était réalisé pendant chaque série de mesures mobiles; on utilisait pour cela un caméscope VHS dans le véhicule et une caméra vidéo à 2 images par seconde installée sur le toit. Le signal audio reçu était aussi enregistré à l'aide du caméscope. Cela permettait d'identifier les obstacles qui s'interposent dans le trajet du signal du satellite et qui provoquent l'extinction audio.

B.11.3.4 Configuration de l'équipement

La Fig. B.31 donne le schéma de principe de l'équipement mis en oeuvre: équipement de la station terrienne d'émission de White Sands (Nouveau-Mexique) et équipement du véhicule de mesure qui circulait à Pasadena. On utilisait deux codeurs/décodeurs audio différents: un système MUSICAM de construction Comstream fonctionnant à 256 kbit/s et un système PAC de l'AT&T fonctionnant à 160 kbit/s.

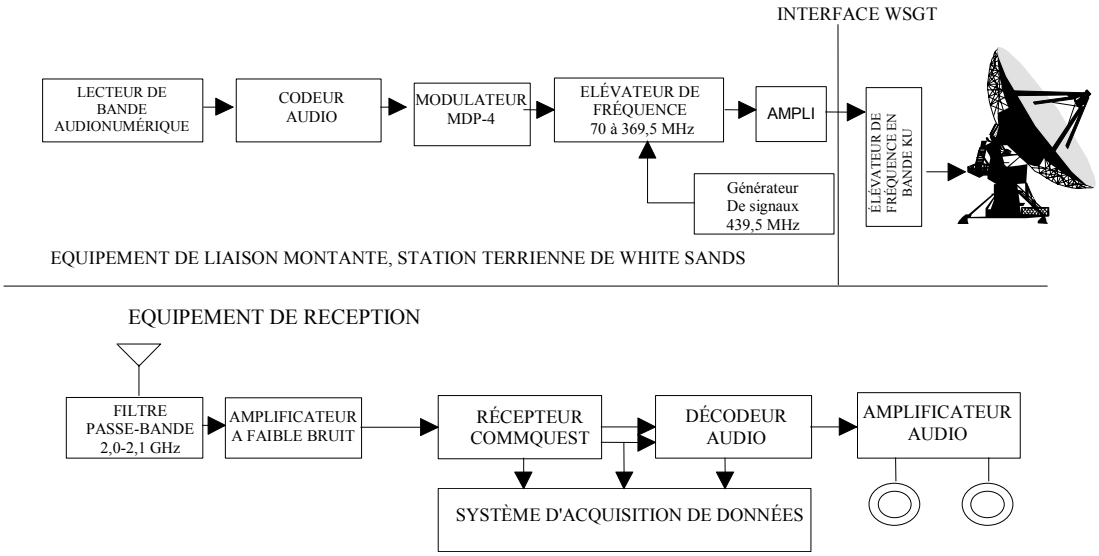
Les interfaces respectives des deux systèmes, entre le récepteur et le décodeur audio, présentent une seule différence, dans l'utilisation du signal de réglage silencieux fourni par le récepteur. Le schéma de principe du récepteur de DBS (voir la Fig. B.31) montre que le récepteur déclenche le réglage silencieux selon que le décodeur de Reed-Solomon a réussi, ou non, à décoder chaque bloc de 140 octets de données.

Le décodeur audio PAC utilise le signal de réglage silencieux pour essayer de rétablir le son, si le silencieux est de courte durée, ou pour couper le son si la durée du silencieux est supérieure à une certaine valeur. Le système MUSICAM n'utilise pas le réglage silencieux: il met en oeuvre un détecteur interne d'erreurs binaires pour déterminer l'instant où il déclenchera la coupure. Dans un cas comme dans l'autre, le signal de réglage silencieux est un bon indicateur de l'écart qui existe entre le fonctionnement de la liaison et le seuil.

Comme on disposait du satellite pendant une durée limitée, on n'a pu tester que quelques-uns des modes possibles. La configuration standard était définie comme suit: code convolutionnel au débit de 1/2; longueur de l'entrelaceur: 92 160 symboles; et code de Reed-Solomon au débit de 140/160.

FIGURE B.31

Schéma de principe de l'équipement utilisé pour les essais sur le terrain



B.11.3.5 Matrice des essais

Le Tableau B.3 énumère les essais programmés et exécutés, avec indication des dates et de la configuration des équipements. Le débit de données identifie le système de compression audio qui était utilisé (256 kbit/s = MUSICAM, 160 kbit/s = PAC). Un X dans la colonne d'enregistrement des données indique le type d'enregistrement obtenu. Les modes de fonctionnement du récepteur – Modes 1 à 4 – se réfèrent à plusieurs options testées (options de codage et de longueur d'entrelaceur). Ces modes sont définis dans le Tableau B.4. Le Mode 1 est le mode de fonctionnement nominal du récepteur.

B.11.3.6 Paramètres de la liaison

Le Tableau B.5 indique les paramètres de la liaison adoptés pour les essais. On note une différence de 2 dB pour la marge de la liaison, en raison de la différence des débits de données entre les deux systèmes de compression audio.

Le bilan de la liaison prévoit une perte de 3 dB au titre du pointage de l'antenne de réception, ce qui n'est pas toujours le cas. De ce fait, la marge de liaison peut dépasser parfois de 3 dB au maximum la valeur indiquée par le bilan de la liaison.

Le 6 juillet 1994, il y a eu une erreur de pointage de l'antenne du satellite, avec comme conséquence une baisse d'environ 5 à 6 dB du niveau du signal par rapport à la normale. Ce jour-là, tous les essais ont été faits avec une très faible marge de liaison. Le même dépointage s'est produit le 14 juillet, mais il a pu être corrigé après deux parcours de mesure.

B.11.3.7 Système d'acquisition des données

Le système utilisé pour enregistrer les paramètres des essais était le système d'acquisition des données (DAS, *data acquisition system*), installé dans le véhicule de mesure du JPL, complété par un caméscope portable et un enregistreur sur bande audionumérique (DAT, *digital audio tape*). Le schéma de principe du dispositif de mesure est représenté par la Fig. B.32.

Le système DAS enregistre les données suivantes: les signaux d'essai analogiques et numériques, une voie audio à largeur de bande limitée, l'information GPS et des images vidéo provenant d'une caméra montée sur le toit du véhicule. Toutes ces données de mesure sont stockées sur une bande magnétique numérique, accompagnées d'un repère de temps.

Le caméscope était installé derrière le pare-brise du véhicule; tout le parcours de mesure était enregistré sur bande magnétique. Ce dispositif, avec les images provenant de la caméra montée sur le toit, permettra de corréler les variations du signal enregistré avec les objets ayant provoqué ces variations. En visionnant le film du caméscope, on aura aussi une bonne impression générale de la qualité de fonctionnement de la liaison dans différents environnements de réception.

Afin d'obtenir un enregistrement de bonne qualité du signal audio reçu, on a aussi enregistré le signal de sortie du décodeur audio sur un enregistreur DAT.

TABLEAU B.3

Matrice des essais

Date (1994)	Mode de fonctionnement	Débit de données (kbit/s)	VHS	DAT	DAS	Observations
22 mai	Mode 1	256			X	
27 mai	Mode 1	256	X	X	X	
3 juin	Mode 1 Mode 3 Mode 4	256 256 256	X X X	X X X	X X X	
9 juin	Mode 1 Mode 3	256 256	X X	X X	X X	
6 juillet	Mode 1 Mode 2 Mode 3	160 160 160	X X X	X X X	X X X	Dépointage de l'antenne du satellite Dépointage de l'antenne du satellite
14 juillet	Mode 1 Mode 1 Mode 1	256 160 160	X X	X X X	X X X	Dépointage de l'antenne du satellite Dépointage de l'antenne du satellite
21 juillet	Mode 1 Mode 1	256 160	X X	X X	X X	

TABLEAU B.4

Définition des modes du récepteur

Paramètre	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4
Viterbi	1/2	1/3	1/2	1/3
INT W	90	90	90	90
INT D	1	1	1	1
INT H	1 024	1 024	4 096	4 096

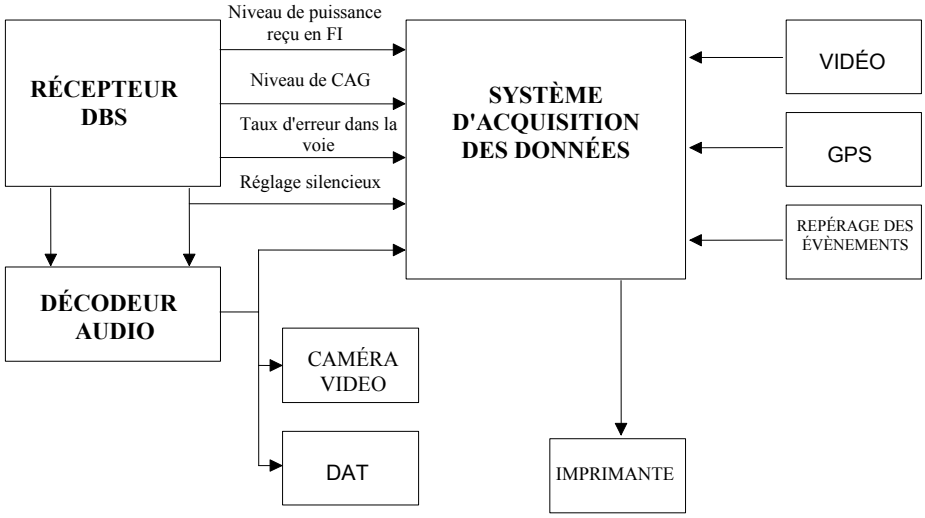
TABLEAU B.5

Bilan de liaison pour la réception de radiodiffusion audionumérique en visibilité directe dans la Bande S (2,05 GHz)

Débit binaire audio (stéréo)	(kbit/s)	256,00	160,00
Puissance d'émission satellite	(W)	7,00	7,00
Puissance d'émission satellite	(dB(W))	8,45	8,45
Fréquence	(GHz)	2,05	2,05
Diamètre de l'antenne du satellite	(m)	5,00	5,00
Gain de l'antenne du satellite	(dBi)	38,02	38,02
Ouverture de faisceau de l'antenne du satellite	(degrés)	2,05	2,05
p.i.r.e.	(dB(W))	46,47	46,47
Angle d'élévation du satellite	(degrés)	35,00	35,00
Distance oblique	(km)	38 373	38 373
Affaiblissement en espace libre	(dB)	−190,32	−190,32
Affaiblissements dans l'atmosphère	(dB)	0,25	0,25
Signal sur l'antenne	(dB(W))	−144,09	−144,09
Gain de l'antenne de réception	(dBi)	8,00	8,00
Perte par dépointage de l'antenne de réception	(dB)	3,00	3,00
Signal reçu	(dB(W))	−139,09	−139,09
Température de l'antenne	(K)	150	150
Facteur de bruit du récepteur	(dB)	1,50	1,50
Température de bruit du système de réception	(K)	274	274
G/T du système de réception (sur l'axe de l'antenne)	(dBK^{-1})	−16,37	−16,37
C/N_0	(dB(Hz))	65,13	65,13
Débit binaire	(dB)	54,08	52,04
Rapport E_b/N_0 disponible	(dB)	11,05	13,09
Rapport E_b/N_0 théorique (TEB = 10^{-6})	(dB)	3,50	3,50
Perte de mise en oeuvre du récepteur	(dB)	1,00	1,00
Dégradation par brouillage	(dB)	0,50	0,50
Valeur nécessaire du rapport E_b/N_0 du récepteur	(dB)	5,00	5,00
Marge de liaison, centre du faisceau	(dB)	6,05	8,09
Marge de liaison, bord du faisceau	(dB)	3,05	5,09

FIGURE B.32

Mesures du récepteur d'essai avec TDRS



B.11.3.8 Résultats préliminaires

Des graphiques chronologiques représentant l'intensité des signaux reçus et le comportement en réglage silencieux ont été tracés pour chacun des parcours de mesure. On a ainsi obtenu une bonne vue d'ensemble des effets produits par les différents tronçons du parcours sur la réception des signaux. On peut utiliser ces graphiques pour établir visuellement une corrélation entre les obstacles et les épisodes enregistrés où le signal reçu passe en dessous du seuil. Il est possible de quantifier les effets produits par d'autres obstacles qui affaiblissent le signal sans toutefois l'amener au niveau du seuil.

Les statistiques des évanouissements ont été calculées à l'aide des données du réglage silencieux. Ces données fournissent une indication sur les variations de la qualité de fonctionnement de la liaison en fonction de l'angle d'élévation du satellite et de la marge de la liaison.

Les études sur la marge de liaison nécessaire ont été poursuivies en laboratoire dans le cadre de la deuxième série d'évaluation et d'essais sur le terrain dont il est question au § B.12. On utilise un ou plusieurs des graphiques chronologiques mesurés du signal du satellite avec plusieurs valeurs de E_b/N_0, pour commander un simulateur de voie par satellite.

B.11.3.8.1 Influence du terrain et de la direction du satellite

Le graphique chronologique type de la Fig. B.33 permet de se faire une bonne idée de l'influence du terrain. Ce graphique est annoté à l'aide de nombres qui correspondent aux tronçons du parcours représenté au Tableau B.2. Le graphique donne les valeurs de la puissance du signal reçu ainsi que le signal de sortie de l'étage de réglage silencieux du récepteur en fonction du temps. Chaque fois que ce signal de sortie atteint l'état inférieur, cela signifie que le signal reçu s'est abaissé en dessous du seuil. Le Tableau B.6 donne des statistiques du réglage silencieux. Les Fig. B.34 et B.35 sont des histogrammes représentant la durée de ce réglage.

La caméra vidéo portable et la caméra vidéo à images fixes montée sur le toit du véhicule donne des images du terrain. On peut ainsi identifier les obstacles qui provoquent les fluctuations du signal.

FIGURE B.33

Résultats des essais sur le terrain avec TDRS, parcours N° 691 du 9 juin 1994

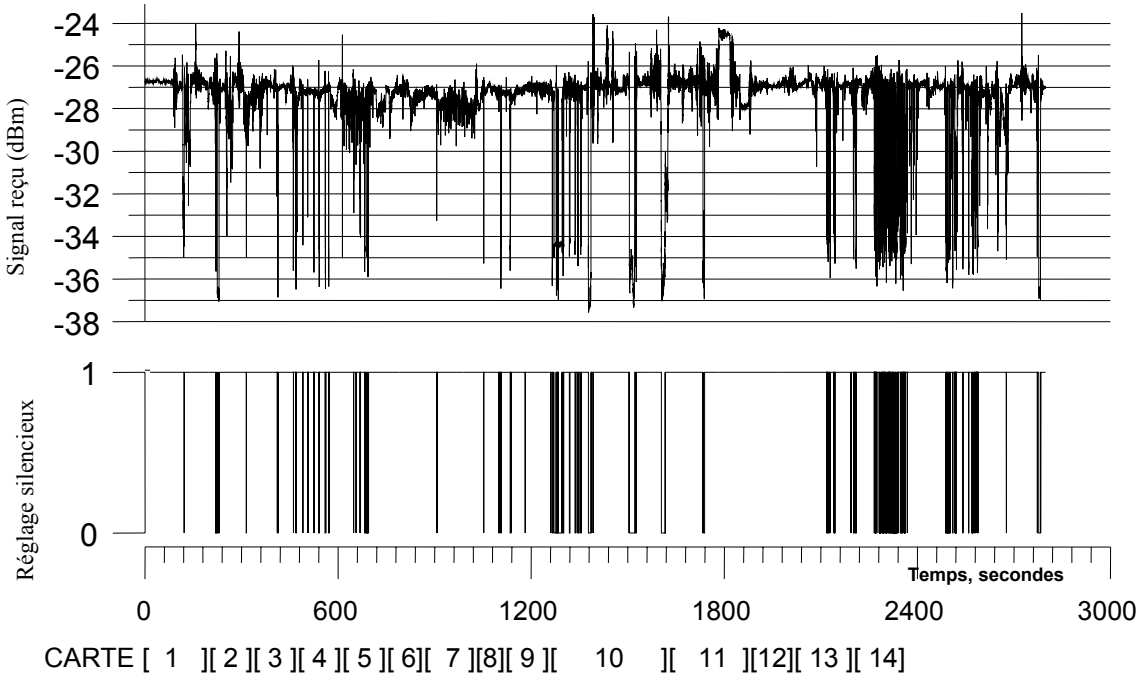


TABLEAU B.6

Statistiques pour le parcours N° 691

Parcours N°	Puissance reçue moyenne (dB)	Mode de puissance du récepteur (dB)	Pourcentage de temps du réglage silencieux	Nombre de réglages silencieux	Durée des réglages silencieux (s)	Durée moyenne d'un réglage silencieux (s)
691	–27,55	–26,9	5,50	268	154,01	0,57

B.11.3.8.2 Evaluation préliminaire de la qualité de fonctionnement du système

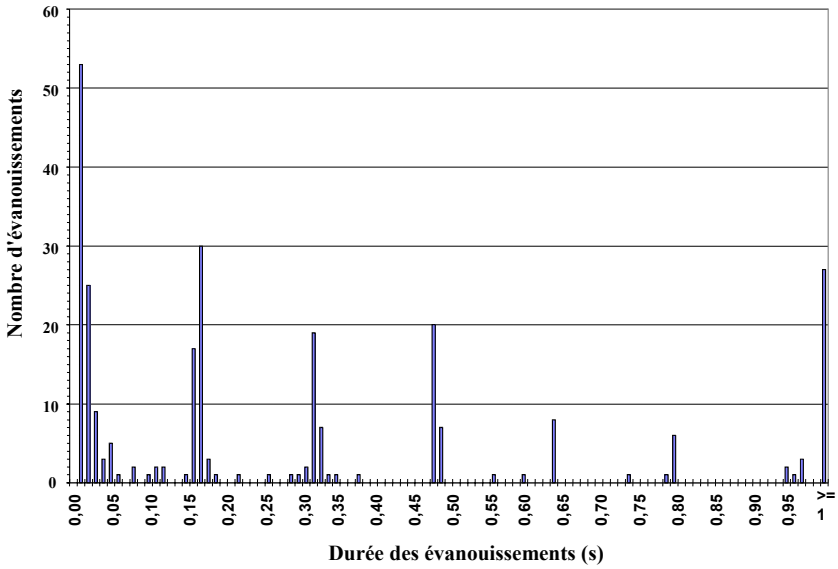
La qualité du son restitué par le récepteur est très bonne aussi longtemps que le signal du satellite se situe au-dessus du seuil. Lorsqu'il passe en dessous du seuil, cela entraîne la coupure du décodeur audio. Il est très difficile de déceler une dégradation du signal audio: ou bien celui-ci est audible et parfait, ou bien il est coupé. De ce fait, les affaiblissements du son sont moins gênants que si le son subissait une dégradation progressive.

Les pertes de signaux imputables aux échangeurs autoroutiers durent environ une à deux secondes et ne peuvent être éliminées par entrelacement dans le temps. Connaissant la direction approximative du satellite, on a vite fait de pouvoir prédire ces pertes. Il semble que celles-ci deviennent plus tolérables subjectivement, en raison de leur prévisibilité et du passage brusque entre les états «tout» et «rien». Les conditions d'écoute les plus défavorables du point de vue subjectif existent dans les zones contenant des arbres à feuillage très épais, où la liaison passe en dessous du seuil rapidement et de façon aléatoire.

Le passage du signal audio entre les états «tout» et «rien» est très brusque, en raison de la structure du signal et du comportement des décodeurs audio. Si l'on procède par enchaînement du codage convolutionnel et du codage Reed-Solomon, le taux d'erreur varie très rapidement en fonction du rapport signal/bruit (voir la Fig. B.8). Le décodeur Reed-Solomon corrige jusqu'à 10 erreurs sur les octets dans un bloc de 1 120 bits (140 octets). Lorsque le taux d'erreur binaire dépasse cette valeur, les données non corrigées sont mises au rebut et il y a production d'un signal de réglage silencieux pendant la durée de chaque bloc de données erroné. Le décodeur audio PAC utilise ce signal pour corriger le segment audio correspondant ou pour couper le signal de sortie audio. Le décodeur audio MUSICAM a recours à la détection interne des erreurs binaires pour déterminer l'instant où il déclenchera la coupure. Le taux d'erreur binaire est très élevé au moment de la défaillance du décodeur Reed-Solomon; pour cette raison, la coupure en question intervient rapidement.

FIGURE B.34

Histogramme des durées du réglage silencieux pour le parcours N° 691

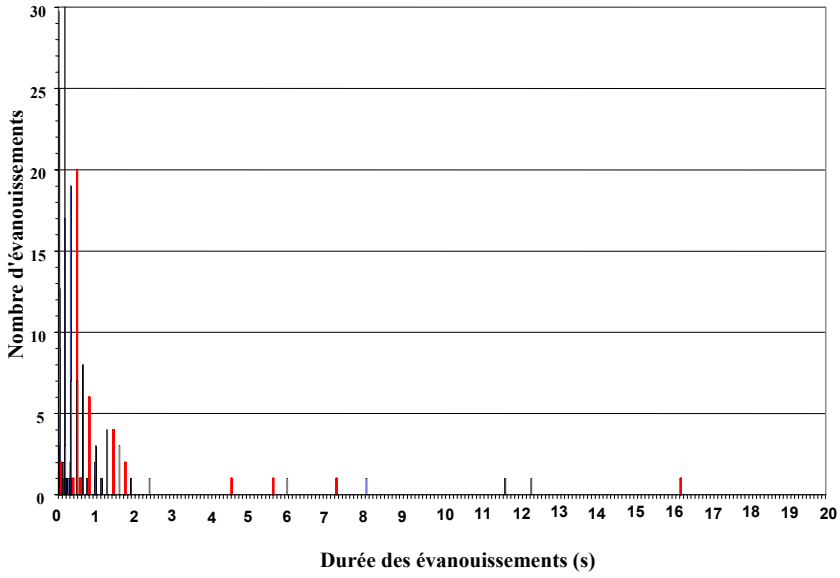


B.11.3.8.3 Evaluation préliminaire de la marge de liaison nécessaire

On procède actuellement au traitement des résultats d'essai pour déterminer des paramètres tels que le pourcentage de disponibilité de la liaison. Ces résultats montrent clairement qu'il est impossible de garantir une disponibilité de 100%, même avec une marge de liaison très proche de 10 dB. Des essais ont été effectués en laboratoire avec les fichiers des valeurs mesurées des évanouissements et avec des marges de liaison plus élevées dans le cadre de la deuxième série d'évaluations et d'essais sur le terrain mentionnés dans la section B.12. Ces résultats sont comparés avec d'autres techniques de compensation que l'on envisage actuellement pour le Système numérique B.

FIGURE B.35

Histogramme des durées du réglage silencieux pour le parcours N° 691



B.12 Deuxième série d'évaluations expérimentales et d'essais sur le terrain avec le Système numérique B et des satellites NASA/TDRS et quelques émissions de Terre

La plupart des expériences menées dans le cadre du SRS (sonore) depuis 1991 ont utilisé le Système numérique B, conjointement avec des satellites disponibles pendant des durées limitées, sous le contrôle de la NASA. Au début, avant la CAMR-92, les essais ont été réalisés avec une version antérieure du Système numérique B et une liaison descendante en Bande L au-dessus de 1 500 MHz (MARECS-B). Toutefois, de 1992 à 1996, la grande majorité des expériences ont été effectuées en Bande S, avec divers satellites-relais de poursuite et d'acquisition de données (TDRS).

B.12.1 Résumé

Ces satellites TDRS possèdent une liaison descendante en Bande S utilisant un faisceau orientable de 2°. Les fréquences de la liaison descendante utilisées se situaient au voisinage de 2 050 MHz, approximativement à mi-chemin entre les deux attributions de fréquences du SRS (sonore) qui étaient prévues pour une utilisation dans un avenir proche.

La liaison montante vers les différents satellites TDRS utilisés a été établie à White Sands au Nouveau-Mexique. Le faisceau orientable de la liaison descendante a permis de mener des expériences dans des points de réception situés en Argentine, au Brésil, au Canada, au Venezuela et aux Etats-Unis d'Amérique. Les campagnes de collecte de données les plus importantes ont été menées aux Etats-Unis d'Amérique, en particulier à Pasadena et à San Francisco en Californie. Certaines données ont été recueillies dans la partie méridionale des Etats-Unis d'Amérique, notamment pendant qu'un des satellites TDRS utilisés se déplaçait lentement depuis une position au-dessus de l'océan Atlantique vers une autre position surplombant l'océan Pacifique à une longitude voisine de celle de Hawaii.

Par suite des créneaux rendus disponibles, il a été possible de recueillir des données pour des angles de séparation compris entre 22° et 78° entre le satellite et les récepteurs de Terre, ce qui a donc permis de couvrir la quasi-totalité des angles d'ouverture d'un service de radiodiffusion par satellite. Une grande partie des données correspondant à la variation des angles d'élévation a été recueillie au moment où la position du satellite TDRS a changé. En Californie, on a obtenu des variations comprises entre 22° et un peu plus de 50°. Comme prévu, dans les cas de visibilité directe, la valeur de l'angle d'élévation n'influait guère sur la qualité de la réception. Comme cela a été démontré dans d'autres expériences, à mesure que l'angle d'élévation augmente, la probabilité d'un blocage diminue en milieux urbain et suburbain, en ce qui concerne la réception mobile. Le blocage ne disparaît jamais complètement et, dans bon nombre de villes, les conditions ambiantes ne se prêtent pas bien à la seule diffusion par satellite d'un service de radiodiffusion sonore pour la réception mobile. Par exemple, dans les rues de nombreuses villes il arrive que l'on constate un blocage du signal, même avec un angle d'élévation de 80°. Le même phénomène se produit évidemment dans le cas des zones très boisées qui longent une route.

En revanche, la situation en fonction de l'angle d'élévation se complique pour la réception avec une antenne interne intégrée à un «récepteur de table». Lorsque les angles d'élévation sont très élevés, la pénétration se fait par les toits, etc. S'il n'est pas possible de tirer parti de l'avantage qu'offre une fenêtre, la réception peut être pire qu'en présence, par exemple, d'un angle de site compris entre 30 et 55°. Lorsque la réception se produit dans une pièce équipée d'une fenêtre, il faut que celle-ci soit en ligne de visibilité du satellite. On observe alors un diagramme de rayonnement complexe à l'intérieur de la pièce car il se forme des ondes stationnaires. En règle générale, certains emplacements de la pièce possèdent une puissance surfacique suffisamment élevée pour la réception audio, contrairement à la plupart des autres emplacements.

Dans le cadre des expériences ainsi réalisées, la marge de la liaison en visibilité directe était normalement comprise entre 7 et 10 dB, d'où une réception audio satisfaisante dans les conditions de visibilité directe.

La plupart des expériences ont été réalisées avec un signal audio de «qualité CD» parfaite. Toutefois, il a été reconnu que le «seuil de bruit» était trop élevé dans ce cas précis pour confirmer toutes les statistiques de la «profondeur de l'évanouissement/du blocage» pour un nombre important d'«interruptions» dues à des groupes d'arbres et à des bâtiments dans le cadre de l'essai effectué par un mobile se déplaçant sur un itinéraire minutieusement établi de 45 min dans la région de Pasadena, en Californie. On a donc utilisé un signal d'onde continue (CW, *constant wave*) à bande étroite pour obtenir cette information. Il est ressorti des données obtenues dans cet essai qu'il se produisait souvent des blocages compris entre 30 et 60 dB. Pour réduire ces niveaux de blocage, il n'est ni possible d'augmenter la puissance du satellite, ni de recourir aux techniques de compensation.

Lors des essais effectués avec les signaux CW, on a réalisé des émissions avec de faibles angles d'élévation (angles rasants) à partir du sommet d'une colline à Pasadena, l'objectif étant de recueillir des données sur les caractéristiques de propagation du terrain qui pouvaient être comparées directement avec les émissions du satellite pour des angles d'élévation légèrement supérieurs à 20°. Il ressort clairement des résultats obtenus que les conditions de propagation à l'extérieur dans le cas des émissions de Terre sont très différentes par rapport aux émissions en provenance des satellites. Comme prévu, les champs de rayonnement dans les sites de réception à l'extérieur sont plutôt «du type Rayleigh», avec des effets importants de propagation par trajets multiples. Les essais montrent aussi, comme prévu, que l'on peut obtenir une couverture locale si on applique des niveaux de puissance de Terre réalistes. Enfin, pour la réception à l'intérieur d'un bâtiment, il faut venir à bout de conditions de propagation qui sont aussi prononcées que celles que l'on rencontre avec les satellites. Toutefois, si on utilise des niveaux de puissance nettement supérieurs à l'extérieur d'un bâtiment, dans la zone de couverture prescrite, les possibilités de pénétration offertes pour la réception via une antenne interne augmenteront, même si elles n'équivalent pas, par exemple, à la réception actuelle en MF dans la gamme des fréquences porteuses de 100 MHz.

Comme cela est indiqué ci-après, il faut disposer de signaux CW à bande étroite pour déterminer les valeurs véritables des blocages observés dans les signaux audio de l'ensemble de la bande (environ 300 kHz).

B.12.2 Tableaux et figures des résultats obtenus dans le cadre des expériences de propagation

La Fig. B.33 illustre les effets de propagation sur la réception audio du Système numérique B le long du parcours d'essai à Pasadena. Dans la partie supérieure de la Figure, on observe des réductions du signal de l'ordre de 10 dB sur certaines parties du trajet. La partie inférieure de la Figure représente le réglage silencieux du signal audio qui correspond avec les évanouissements profonds du signal. Toutefois, la profondeur exacte de ces évanouissements n'a pas pu être établie.

La dernière ligne de la Fig. B.33 indique les conditions ambiantes locales le long du trajet (voir le Tableau B.7). Ainsi, à la 12ème ligne du Tableau B.7 intitulée «Quartier résidentiel très ombragé», le signal audio n'a pas pu être détecté.

B.12.3 Mesures de propagation à bande étroite effectuées par satellite et par voie de Terre à 2 050 MHz

Les essais ont été réalisés en décembre 1994 à Pasadena, Californie, à l'aide d'un signal CW à bande étroite. Le satellite avait un angle d'élévation de 22° et le signal de Terre émis à partir d'un point élevé situé sur le terrain du JPL avait un angle d'élévation pratiquement nul.

La Fig. B.29 est une carte du parcours de mesure et le Tableau B.7 contient une brève description du terrain.

La Fig. B.30 décrit le tracé de la position du véhicule calculée par GPS au cours des essais.

TABLEAU B.7

Description du parcours de mesure

Bâtiments et arbres sur le terrain du JPL	1
Rue de largeur moyenne, 4 voies de circulation, avec arbres situés à distance variable de la chaussée	2
Autoroute surplombant la rue, avec quelques bretelles	3
Rue de grande largeur, 4 voies de circulation, avec arbres situés à distance variable de la chaussée (Nord)	4
Rue de grande largeur, 4 voies de circulation, avec arbres situés à distance variable de la chaussée (Sud)	5
Quartier commercial avec bâtiments bas	6
Autoroute surplombant la rue, avec quelques bretelles	7
Deux longs tunnels	8
Autoroute en contrebas de la rue, avec quelques bretelles	9
Quartier commercial, la plupart des maisons à 3 étages, mais quelques grands bâtiments	10
Zone dégagée mixte avec quelques arbres près de la route	11
Quartier résidentiel très ombragé	12
Rue de largeur moyenne, 4 voies de circulation, avec arbres à distance variable de la chaussée	13
Bâtiments et arbres sur le terrain du JPL	14

La Fig. B.36 représente la courbe de la puissance du signal reçu avec 100 échantillons par seconde, par rapport à une valeur de visibilité directe normalisée de 0 dB. La mesure indique que l'effet imputable aux trajets multiples est très faible dans les cas de visibilité directe. La plupart des dégradations sont dues au blocage du signal par des bâtiments et des arbres.

La différence entre la réception par satellite et la réception de Terre est représentée sur les diagrammes des Fig. B.37 et B.38.

Ces essais ont été réalisés sur le même parcours de mesure que sur la Fig. B.29, à l'exception des tronçons 3 à 6 à l'ouest du terrain du JPL. Ces tronçons n'ont pas pu être couverts par l'émetteur de Terre.

Comme il est émis à un angle d'élévation plus faible, le signal de Terre subit davantage les effets des trajets multiples que le signal en provenance du satellite. En outre, il est plus probable que l'on observera un blocage dû au terrain. Cet essai a démarré sur une colline proche du site d'émission de Terre. Dans un premier temps, de 10 h 43 à 10 h 49, le signal a été bloqué par la crête sur laquelle l'émetteur était situé. Il semblerait aussi que le signal ait été bloqué par le terrain à 11 h 12 et à 11 h 19.

FIGURE B.36

Puissance du signal reçu du satellite pour le parcours N° 691

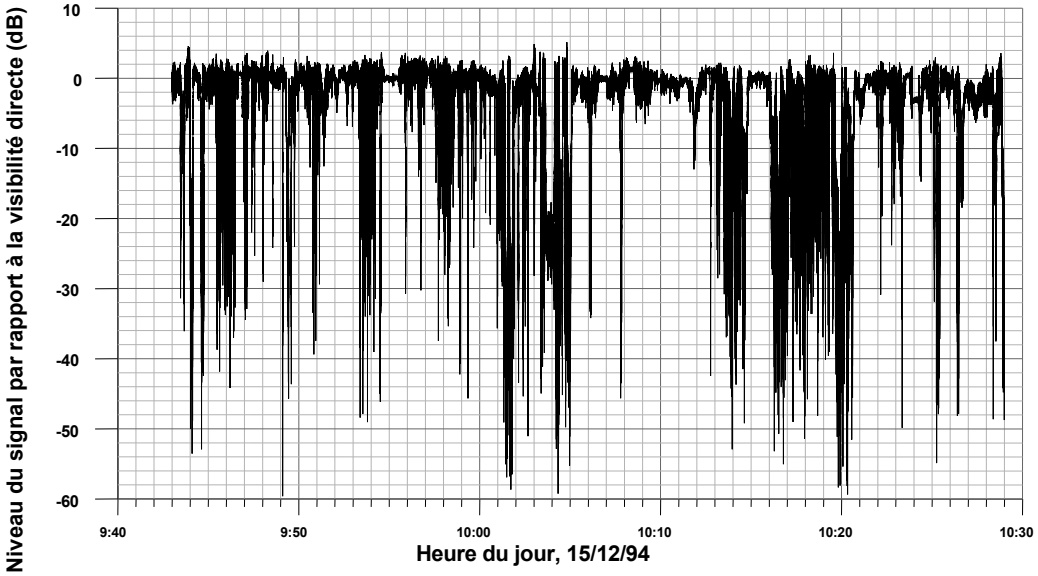
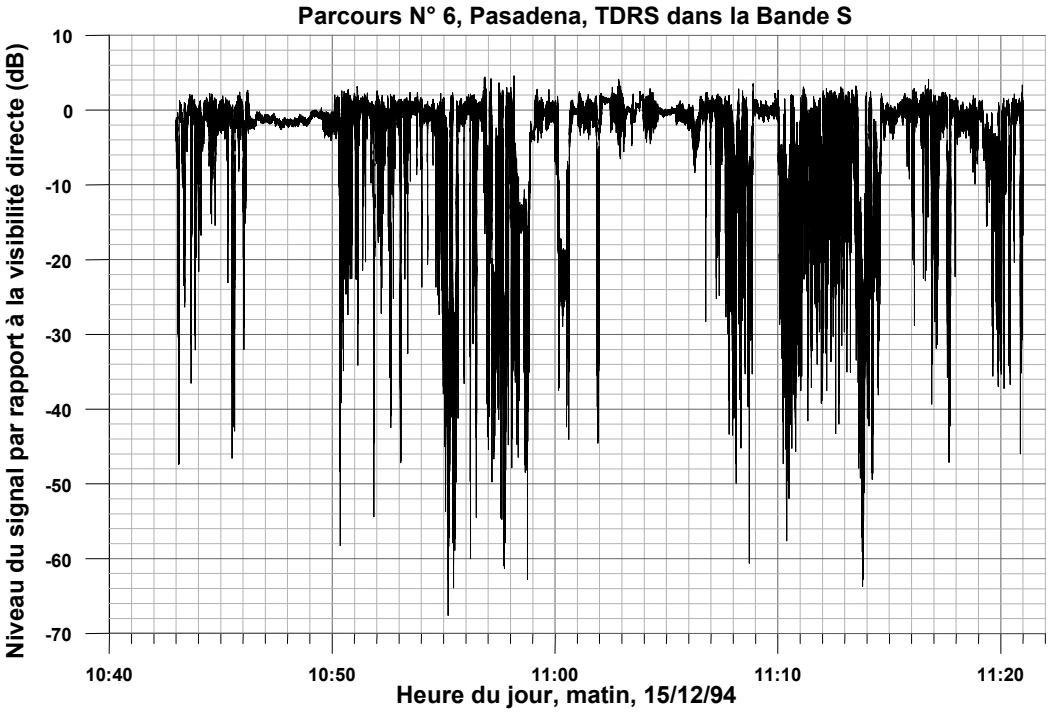


FIGURE B.37

Puissance du signal reçu du satellite pour le parcours N° 6



L'essai tenait également compte de plusieurs boucles de 360° effectuées dans un parking. La Fig. B.39 représente la courbe du signal du satellite et du signal de Terre obtenue pendant les cercles d'étalonnage effectués dans le parking. Cette courbe montre aussi qu'il se produit beaucoup plus de trajets multiples pour le trajet du signal de Terre.

FIGURE B.38

Puissance du signal de Terre reçu le long du même parcours que sur la Fig. B.37

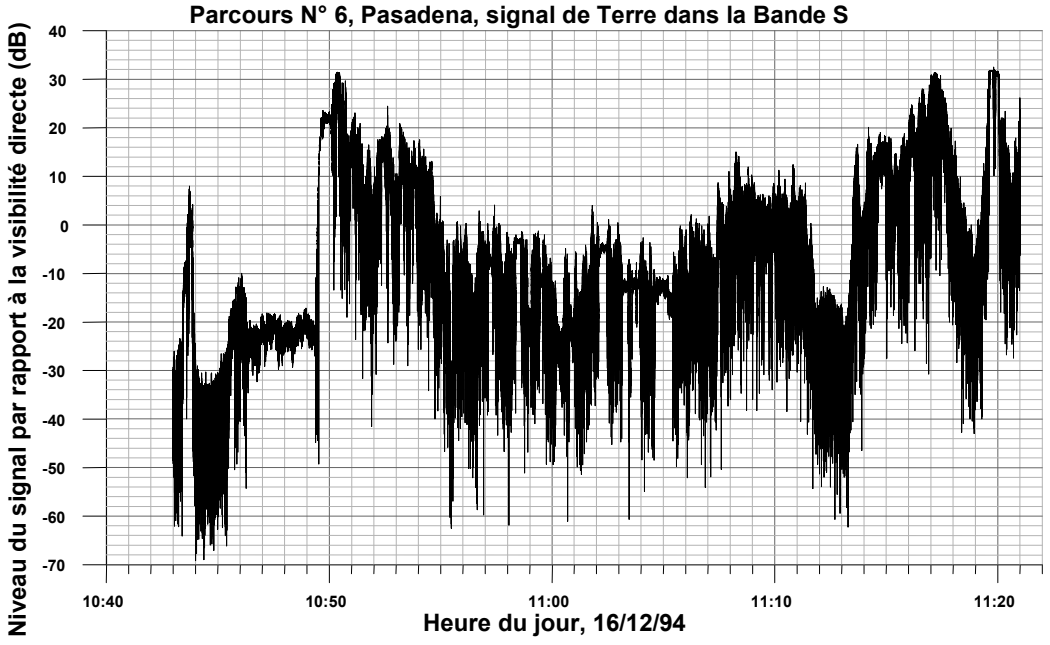
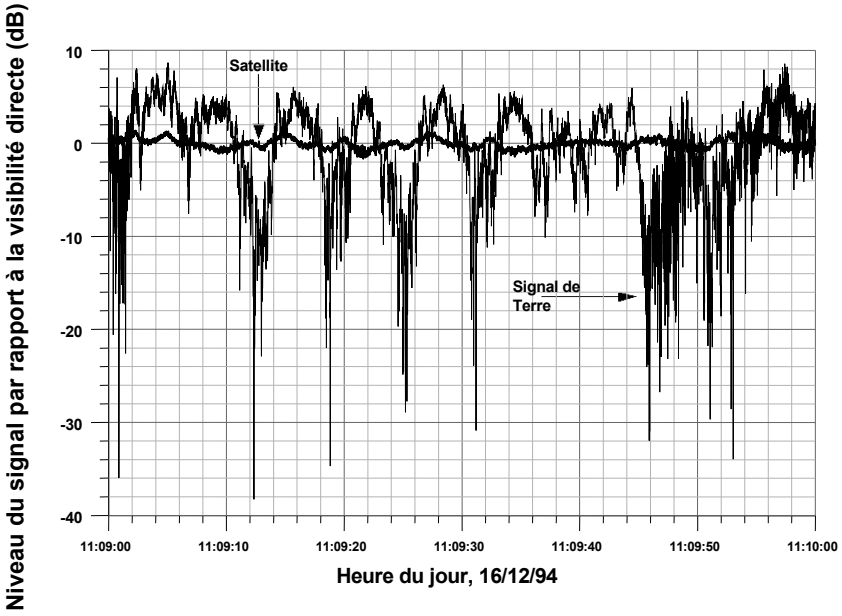


FIGURE B.39

Mesure des signaux par satellite et de Terre lors de l'étalonnage effectué sur le parcours N° 6

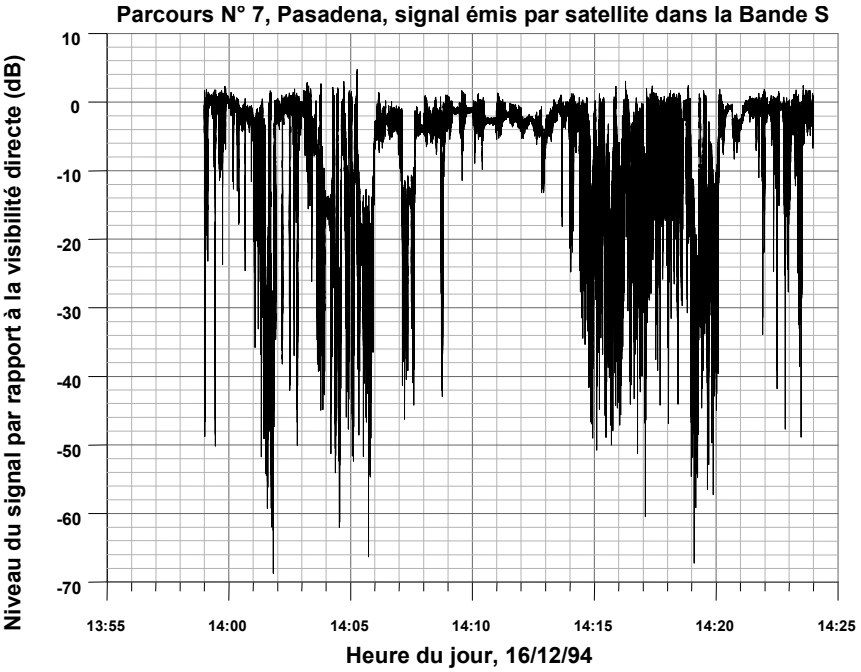


Un autre essai a été effectué sur le même parcours de mesure que le précédent, sauf qu'il a commencé après la zone initiale pendant laquelle il se produisait un blocage du signal de Terre. Il comportait en outre une partie sans signal de Terre, ce qui a permis d'étalonner le seuil de bruit du récepteur pour la mesure du signal de Terre.

Les Fig. B.40 et B.41 représentent les échantillons des signaux de satellite et de Terre reçus dans le cadre de cet essai.

FIGURE B.40

Mesure du signal du satellite



Les Fig. B.37 à B.41 montrent que le signal de Terre est beaucoup plus affecté par les trajets multiples. En revanche, les effets du blocage introduits par des obstacles tels que les arbres et les bâtiments semblent moins prononcés que sur le signal du satellite.

L'affaiblissement moyen subi par le signal de Terre sur le parcours de mesure n'était pas excessif. La diversité d'antenne permet, dans une certaine mesure, de remédier aux effets des trajets multiples. Etant donné qu'il est possible de compter sur une puissance plus élevée de l'émetteur du signal de Terre, le recours à des émetteurs d'appoint de Terre pour zones étendues afin d'augmenter la réception du signal de satellite en Bande S semble prometteur.

La Fig. B.42 montre les données statistiques du signal correspondant aux mesures des signaux de satellite et de Terre de la Fig. B.30.

FIGURE B.41

Puissance du signal de Terre reçu

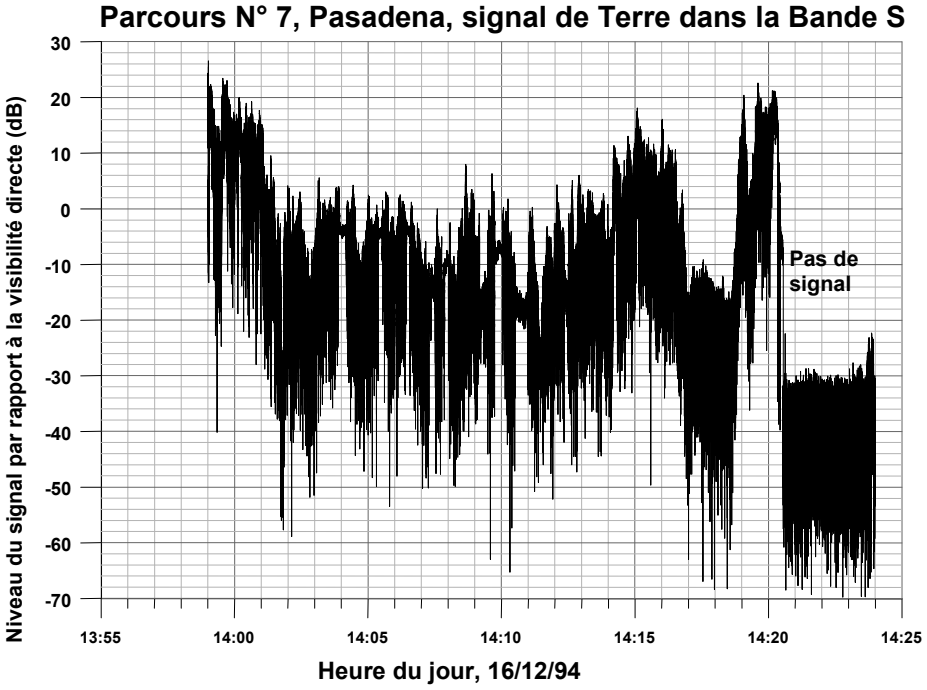
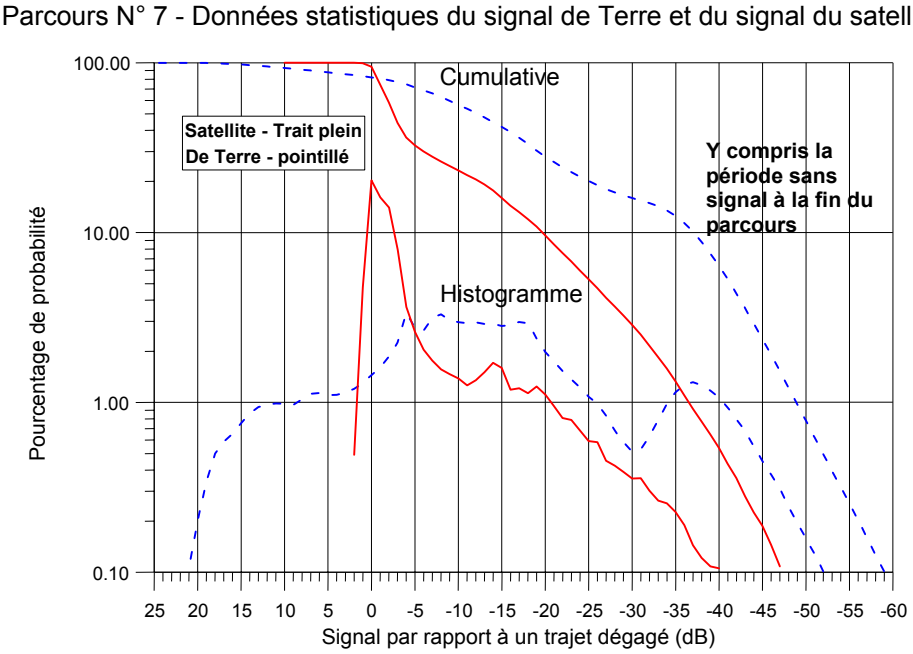


FIGURE B.42

Histogrammes et probabilités cumulatives de la puissance du signal reçu pour le parcours N° 7



B.12.4 Mesures effectuées à l'intérieur

Une série de mesures a été effectuée par l'expérimentateur à l'intérieur du bâtiment 161 du JPL. La Fig. B.43 est une photographie en gros plan du bâtiment 161, vu du site de l'émetteur de Terre.

FIGURE B.43

Gros plan du bâtiment 161 du JPL



Le récepteur a été transporté à l'entrée Est du premier étage du bâtiment, puis par le couloir Nord jusqu'à la porte Ouest (à 14:35:30), où il a été sorti du bâtiment avant d'y être réintroduit par le couloir Ouest et a refait tout le trajet dans le sens inverse pour sortir par l'entrée Est (à 14:39:40). Les données relatives au signal sont représentées sur la Fig. B.44. Les Fig. B.45 à B.48 indiquent les mesures de puissance du signal, les moyennes étant établies sur une seconde.

FIGURE B.44

Statistiques du signal pour les essais effectués à l'intérieur des bâtiments du JPL

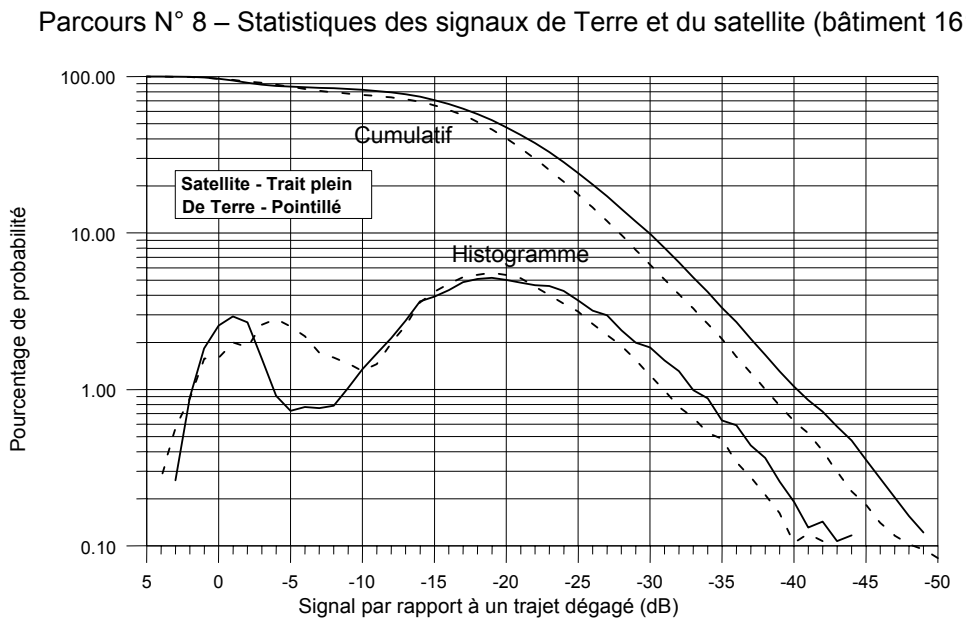


FIGURE B.45

Signal reçu du satellite pendant les essais effectués à l'intérieur des bâtiments

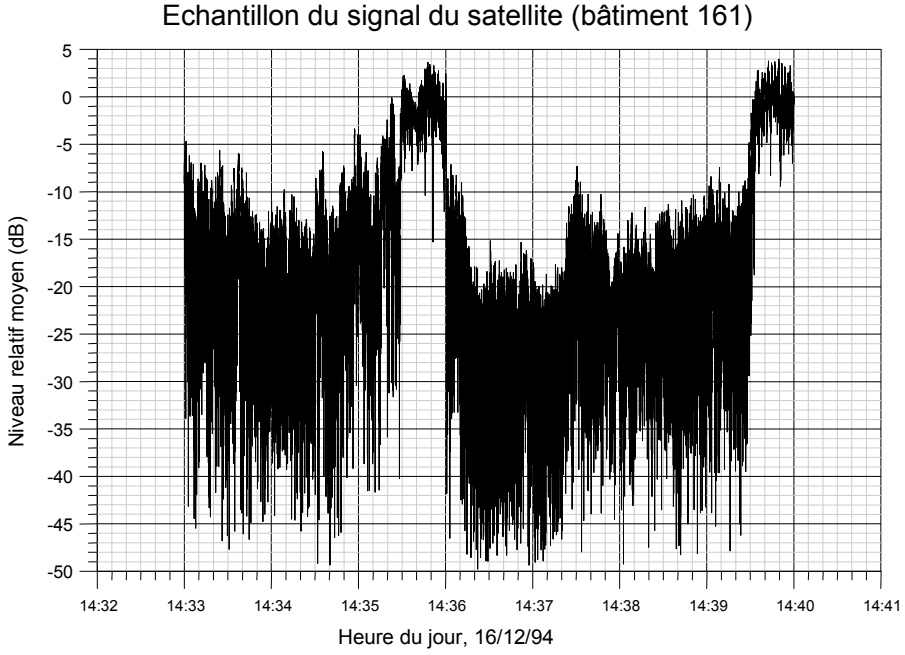


FIGURE B.46

Signal reçu du satellite pendant les essais effectués à l'intérieur des bâtiments - Moyennes sur une seconde

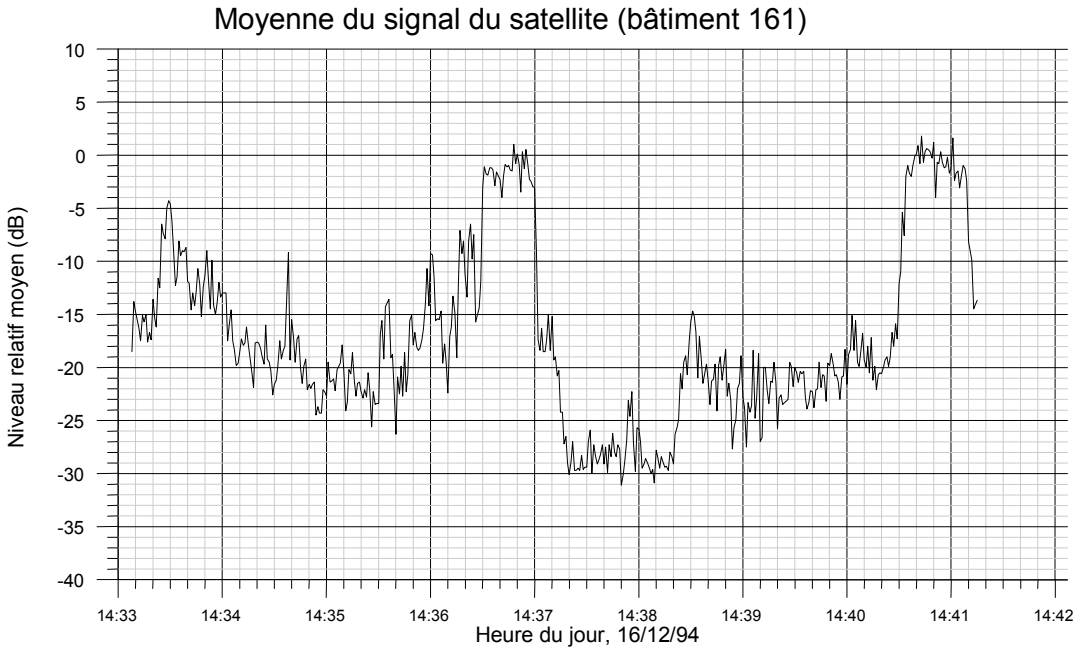


FIGURE B.47

Signal de Terre reçu pendant les essais effectués à l'intérieur des bâtiments

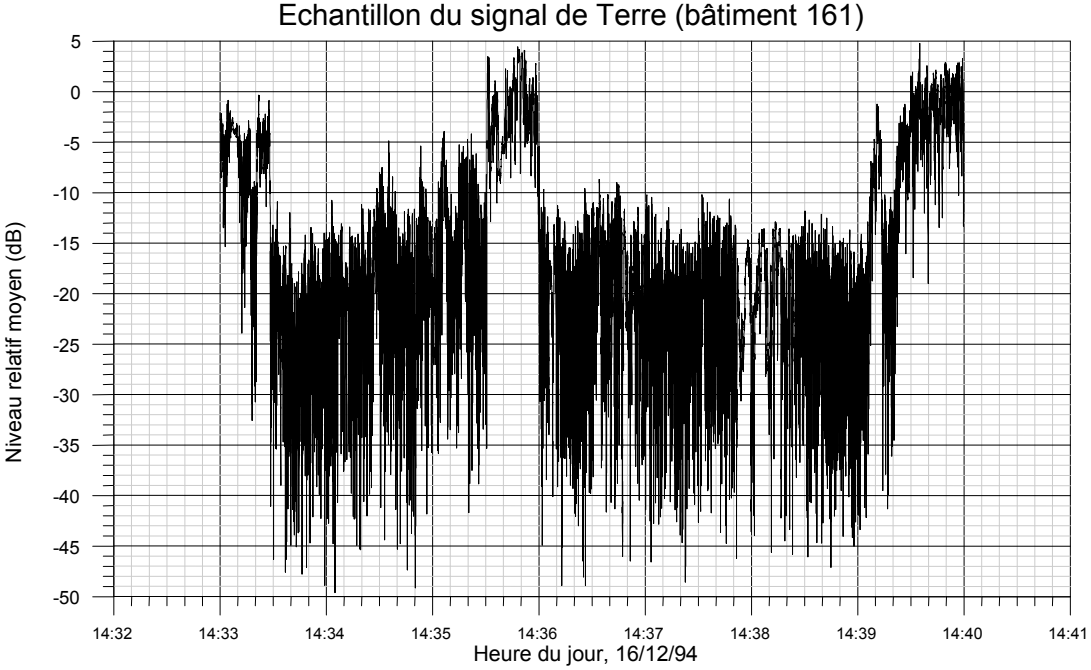
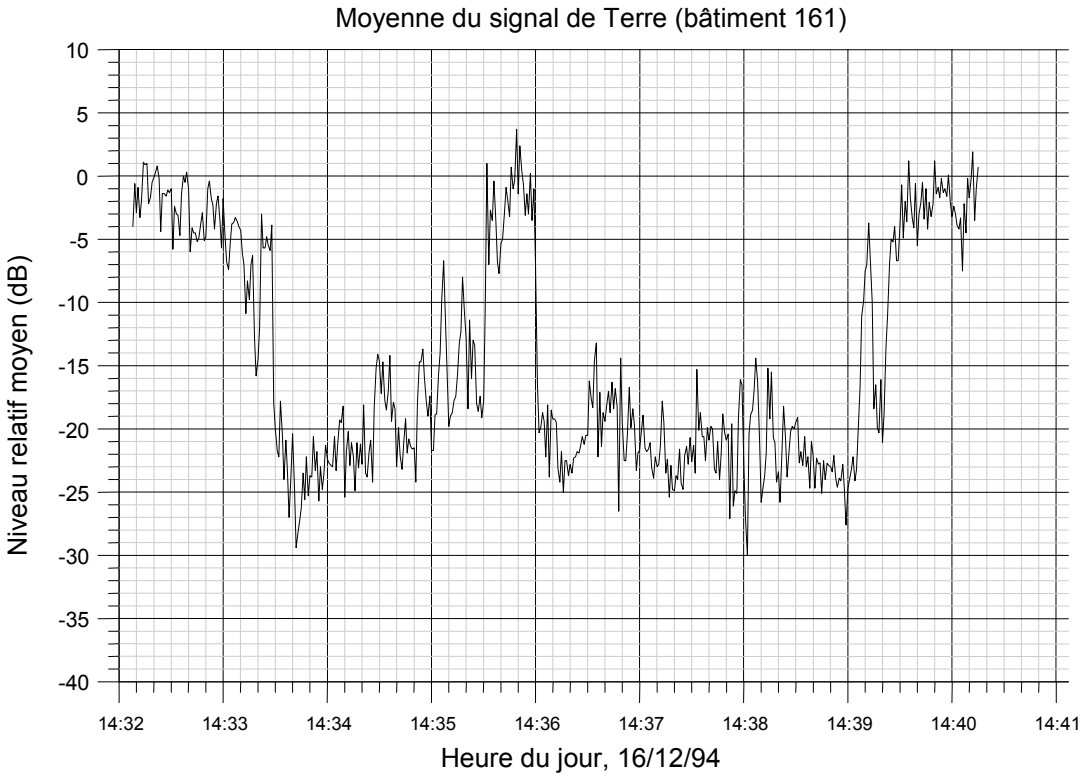


FIGURE B.48

Signal de Terre reçu pendant les essais effectués à l'intérieur de bâtiments - Moyennes sur une seconde



B.12.5 Blocage et effets de masquage

Si l'on se reporte au graphique chronologique du signal reçu, il apparaît à l'évidence que de nombreux phénomènes de blocage du signal et d'effets de masquage se produisent le long de ce parcours. Grâce à l'enregistrement vidéo, il est possible d'établir, dans la plupart des cas, des corrélations entre ces phénomènes et des objets qui bloquent la visibilité directe vers le satellite.

Si l'objet qui obstrue le signal est suffisamment large, le signal direct est entièrement obstrué et ne laisse qu'une composante diffuse de propagation par trajets multiples. Ce phénomène est illustré à la Fig. B.49 qui représente l'effet exercé par une large bretelle d'autoroute.

Les taux d'évanouissement (variation de puissance par mètre) observés près de l'entrée et de la sortie concordent parfaitement avec une diffraction sur un bord tranchant. On se reportera à la Fig. B.50, qui montre la situation que l'on observe lorsque le satellite entre en visibilité directe après avoir été obstrué par un grand bâtiment (ligne noire). Le véhicule se déplaçait vers le sud alors que le bâtiment et le satellite étaient orientés à l'ouest. Il est possible de modéliser cet évanouissement sous la forme d'un blocage en représentant un demi-plan opaque infini (ligne verte) à une distance de 25 m, qui correspond à la distance indiquée par la vidéo.

FIGURE B.49

Blocage causé par une large bretelle d'autoroute

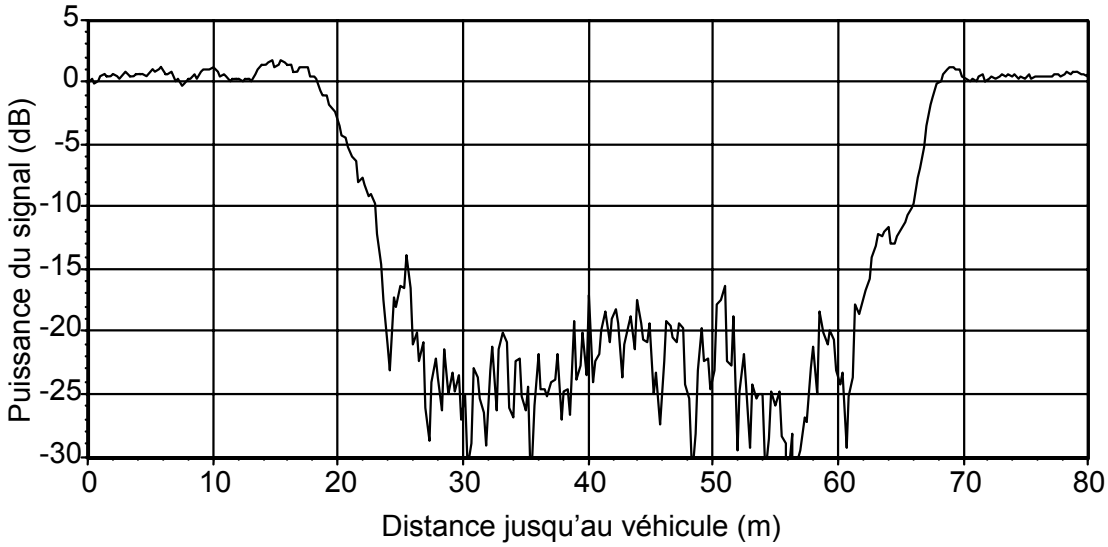
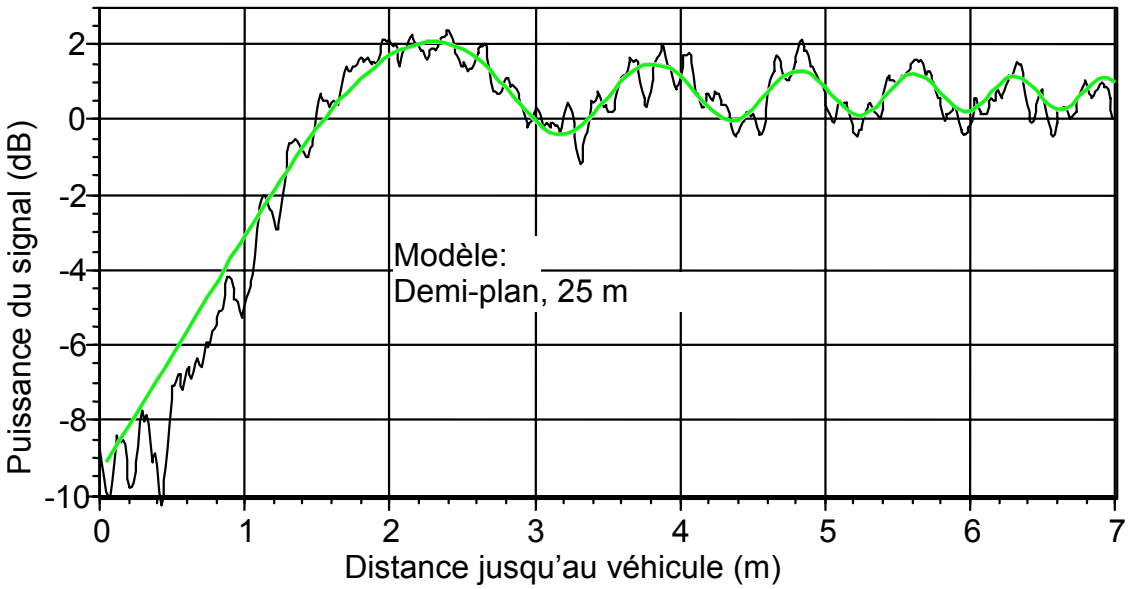


FIGURE B.50

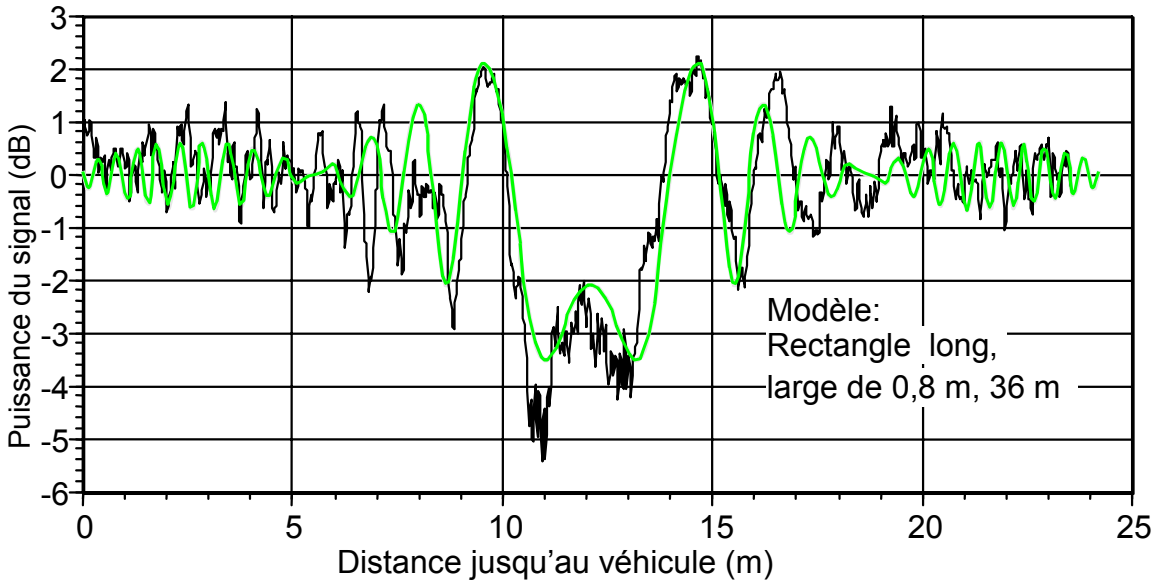
Valeurs prévues et mesurées du blocage dû à un demi-plan infini



Si le blocage est causé par un objet opaque plus étroit, le signal aura le comportement indiqué sur la courbe de la Fig. B.51. Dans cette Figure, la puissance du signal reçu en fonction de la distance jusqu'au véhicule est représentée par une courbe (ligne noire) sous la forme d'un grand pylône métallique passant devant le satellite. On obtient une modélisation relativement bonne de cet évanouissement (ligne verte) sous la forme d'un blocage introduit par un long rectangle étroit et opaque à une distance de 36 m pour une largeur de 0,8 m, valeurs qui sont conformes à la vidéo.

FIGURE B.51

Blocage du signal par un grand pylône



Enfin, si le signal est bloqué par un objet non opaque comme un arbre, l'effet produit sur le signal dépend de la structure fine de l'objet. On en trouvera l'illustration sur les deux Fig. B.52 et B.53 ci-après qui montrent l'effet produit par un palmier avec tronc mais sans branche et l'effet produit par un arbre avec branches et feuillages.

FIGURE B.52

Effets du masquage introduit par un palmier

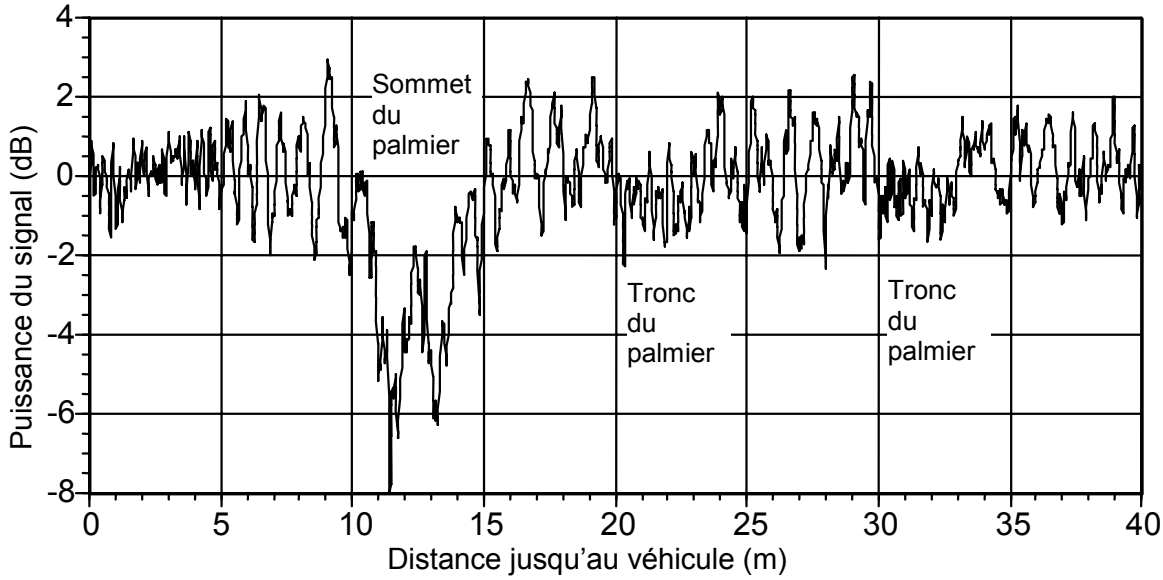
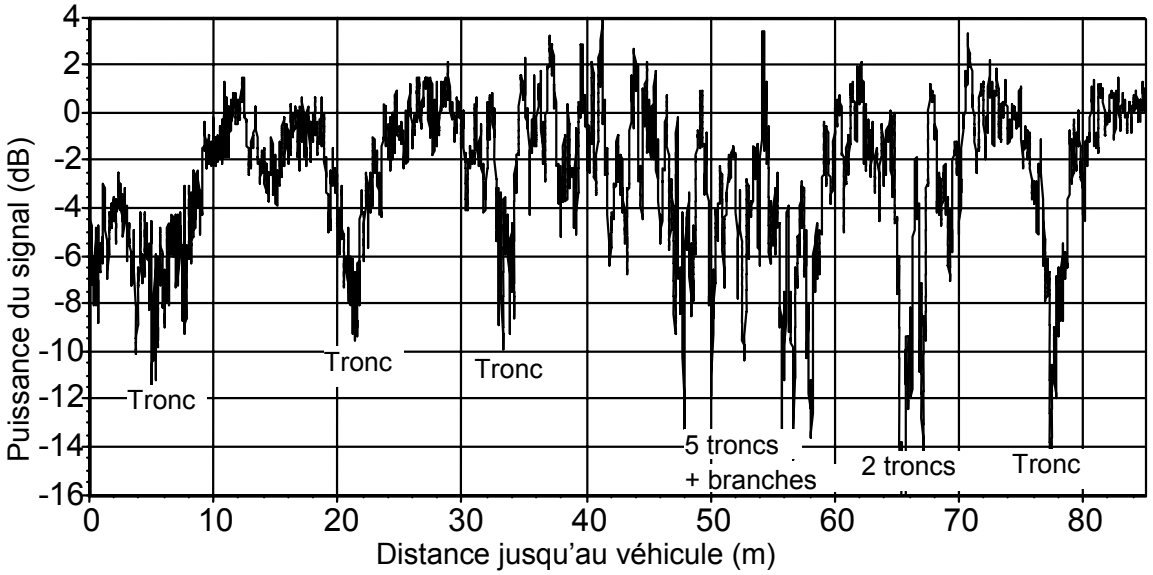


FIGURE B.53

Effets de masquage introduits par des arbres branchus (pins)



B.12.6 Propagation par trajets multiples

La propagation par trajets multiples résulte de l'effet combiné causé par de nombreuses réflexions du signal à partir du terrain environnant. La propagation par trajets multiples spéculaires se produit lorsqu'il existe une grande surface réfléchissante à proximité du récepteur. Cette présence entraîne une adjonction cohérente constructive ou destructive par rapport au signal. Son effet peut être suivi par un récepteur de poursuite cohérent. De plus, sa valeur se mesure aisément d'après la courbe du signal reçu.

La puissance diffusée par trajets multiples comprend de nombreuses composantes qui agissent comme du bruit additif. Lorsqu'elle est combinée à la propagation par trajets multiples spéculaires, cette perturbation causée à un récepteur peut être très complexe, comme cela est illustré par la courbe de la densité spectrale de puissance de la Fig. B.54.

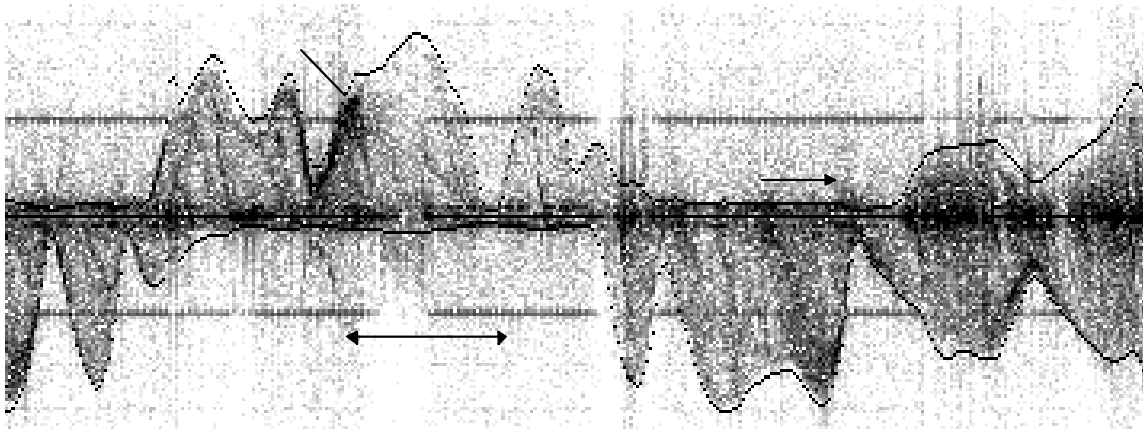
En principe, la propagation par trajets multiples spéculaires des objets stationnaires observés à partir d'un véhicule en déplacement subira un effet Doppler de la part de la fréquence porteuse d'émission. La valeur du déplacement de fréquence correspondra à la vitesse du véhicule exprimée en longueurs d'onde par seconde, multipliée par le cosinus négatif de l'angle entre la direction du véhicule et la source de propagation par trajets multiples. Ainsi, lorsqu'un objet se déplace de l'avant vers l'arrière d'un véhicule, la fréquence des trajets multiples qui était négative deviendra positive et subira une modification type de quelque 200 Hz (Doppler de ±90 Hz à 30 mph).

On peut observer la fréquence Doppler dans notre série de données en prenant un bloc de tensions complexes de 1 ms et en effectuant une transformée de Fourier pour obtenir la densité spectrale de puissance par bloc temporel. Puisque les effets de déplacement de l'oscillateur sont supprimés dans le traitement postérieur par une boucle en phase de 4 Hz de largeur de bande qui suit le mesureur de phase en visibilité directe, nous mesurons la fréquence Doppler par rapport à la fréquence de visibilité directe qui subit aussi un décalage Doppler.

La Fig. B.54 montre la densité spectrale de puissance (niveau gris) en fonction du temps (abscisses) et de la fréquence (ordonnées). Chaque TFR est calculée pour 128 points de 1 ms ou avec une résolution d'environ 1/8 de seconde. L'échelle de fréquences est naturellement superposée au bruit omniprésent de 60 Hz.

FIGURE B.54

Exemple de densité spectrale de puissance par trajets multiples en fonction du temps



Puisque la direction et la vitesse du véhicule sont connues en fonction du temps, on peut calculer les relations des écarts Doppler maximums d'un objet stationnaire en plus de l'écart Doppler dans la direction de visibilité directe du satellite. Les lignes noires qui représentent l'enveloppe de puissance sur le diagramme sont calculées en tant que somme du déplacement de fréquence maximal/minimal et du décalage Doppler en visibilité directe du satellite. Elles correspondent avec précision au comportement observé de la puissance par trajets multiples.

Si les trajets multiples étaient produits uniquement par un fond isotrope diffus de dispersion, la puissance par trajets multiples en fonction de la fréquence serait alors pratiquement homogène entre les limites de l'effet Doppler sur le diagramme antérieur. Néanmoins, toute source spéculaire commencera à l'extrémité positive de la fréquence et se déplacera vers l'extrémité négative à mesure que l'objet se déplace devant le véhicule en direction de l'arrière. Un grand nombre de ces objets sont visibles sur le diagramme précédent et peuvent tous être corrélés avec de grands objets (en général, des bâtiments) qui sont visibles sur l'enregistrement vidéo.

B.12.6.1 Trajets multiples spéculaires

La mesure du signal du satellite a permis d'interpréter plusieurs effets intéressant des trajets multiples spéculaires représentés sur les trois figures suivantes.

La Fig. B.55 montre l'effet du déplacement à proximité d'une grande surface réfléchissante. Une haute barrière métallique est placée parallèlement au véhicule d'observation, celui-ci se déplaçant entre le satellite et la barrière. D'après l'enregistrement vidéo, la distance par rapport à la barrière a diminué d'environ 1 ou 1,5 m d'un bout à l'autre de la barrière, soit environ 8 longueurs d'onde. Il devrait en résulter environ 16 valeurs minimales de l'évanouissement comme on peut le voir ci-dessous.

La Fig. B.56 montre les effets des véhicules qui se déplacent entre le véhicule d'essai et le satellite lorsque le véhicule d'essai est arrêté à un feu de signalisation. L'angle décrit pour chaque évanouissement correspond à l'espacement angulaire entre le satellite et le véhicule qui produit les trajets multiples.

FIGURE B.55

Trajets multiples spéculaires dus à une barrière métallique

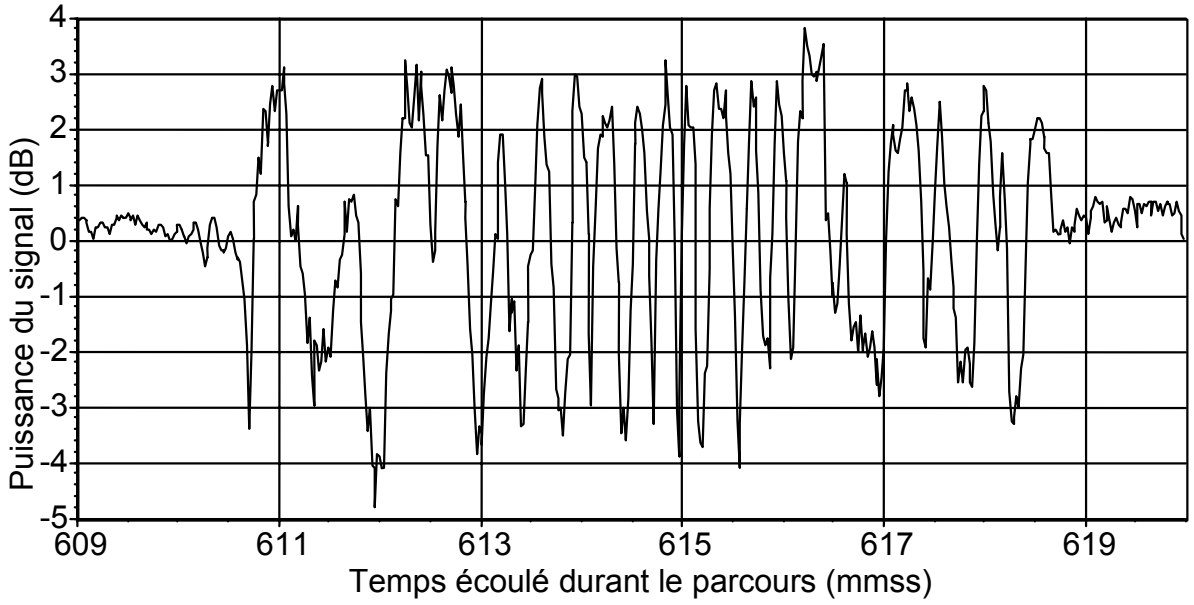
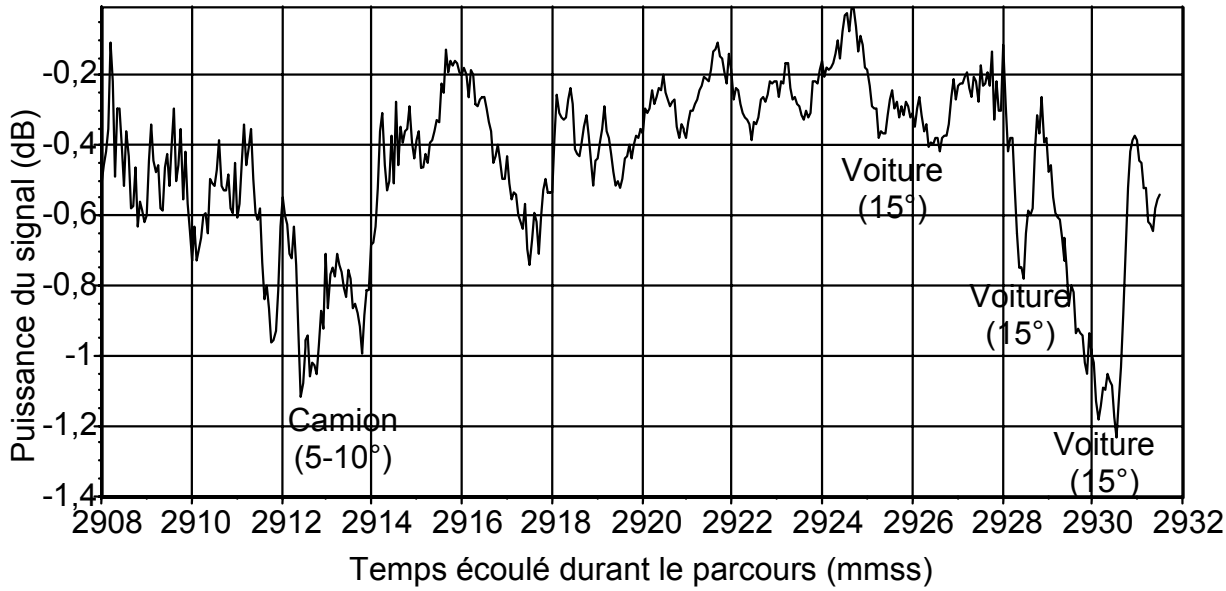


FIGURE B.56

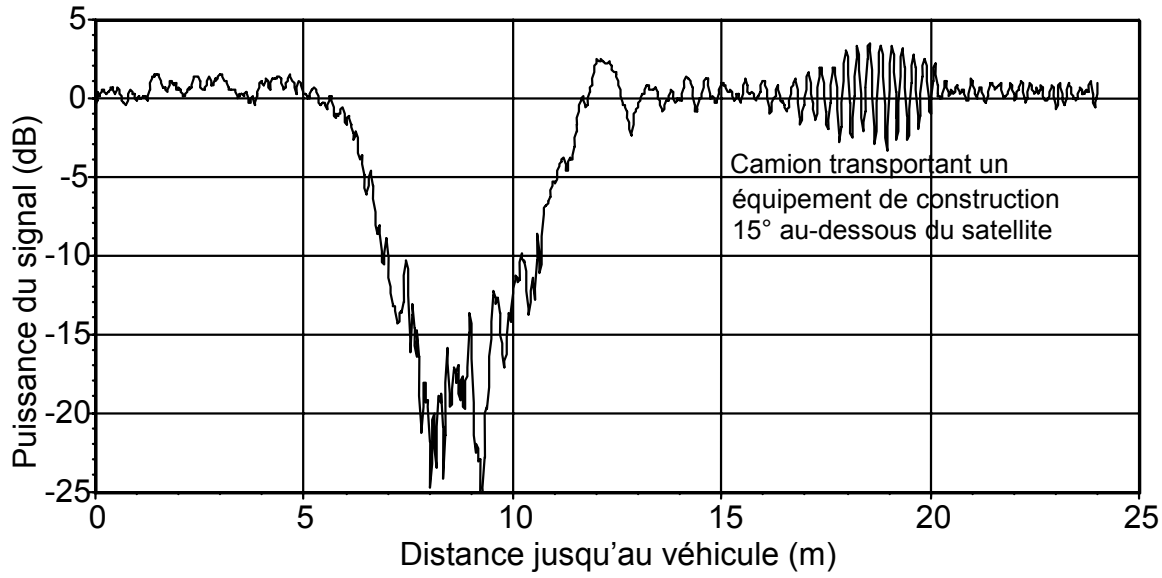
Effets du trafic au feu de signalisation



La Fig. B.57 illustre un effet intéressant engendré par le trafic qui se déplace dans le sens opposé sur l'autoroute. Après un évanouissement causé par un passage supérieur étroit, un camion à plate-forme transportant un équipement métallique de construction sur le sens opposé de l'autoroute est passé à environ 15° au-dessous du satellite, produisant ainsi des trajets multiples importants. Ce type d'événement n'avait jamais été observé le long de plusieurs miles de route, malgré le fait que de nombreux gros camions circulaient.

FIGURE B.57

Effet combiné de l'évanouissement et des trajets multiples sur une autoroute



B.13 Bibliographie

GEVARGIZ, J. M., [1993] Performance Analysis of an all Digital BPSK Demodulator. Proc. of the 1993 IEEE Globecom, p. 1670-1676.

B.14 Liste d'acronymes

AMP	Amplificateur (*amplifier*)
BBGA	Bruit blanc gaussien additif
CAG	Commande automatique de gain
CAMR	Conférence administrative mondiale des radiocommunications (organisée sous les auspices de l'UIT)
CL	Contrôle/commande (*control*)
CW	Onde continue (*constant wave*)
DAS	Système d'acquisition des données (*data acquisition system*)
DAT	Magnétophone audionumérique (*digital audio tape recorder*)
DBS	Satellite de radiodiffusion directe (*direct broadcast satellite*)
GPS	Système mondial de radiorepérage (*global positioning system*)
HBF	Filtre mi-bande (*half band filter*)
IDF	Filtre intégré (*integrate and dump filter*)
JPL	Jet Propulsion Laboratories, Californie (Etats-Unis d'Amérique)
MARECS	Satellite européen de télécommunications maritimes (exploité par Inmarsat) *(maritime rescue and communication satellite (operated by Inmarsat))*
MDP-2	Modulation par déplacement de phase bivalente
MDP-4	Modulation par déplacement de phase quadrivalente (*quaternary phase shift keying*)
MDP-4 D	Modulation par déplacement de phase quadrivalente décalée (*offset quaternary phase shift keying*)
MRF	Multiplexage par répartition en fréquence
NCO	Oscillateur à commande numérique (*numerical controlled oscillator*)
p.i.r.e.	Puissance isotrope rayonnée équivalente
PAC	Codificateur audio perceptuel (*perceptual audio coder*) (élaboré par les laboratoires Bell)
RS	Codage de bloc Reed-Solomon (*Reed-Solomon, block coding*)
SNR	Rapport signal/bruit (*signal to noise ratio*)
SPW	Système de travail de traitement du signal (COMDISCO, Californie) (*signal processing worksystem*)
SQ	Réglage silencieux (*squelch*)
SRS	Service de radiodiffusion par satellite
SSL	Boucle de synchronisation de symbole (*symbol synchronization loop*)
TDRS	Satellite-relais de poursuite et de retransmission de données (*tracking and data relay satellite*)
TEB	Taux d'erreur binaire (en anglais, l'expression *bit error ratio* serait plus précise)
TFR	Transformée de Fourier rapide
VHS	Chaîne vidéo domestique (norme de magnétoscope grand public) (*video home system* (*video tape recorder standard)*)
VOA	Voice of America

ANNEXE C

SYSTÈME NUMÉRIQUE C

RADIODIFFUSION SONORE NUMÉRIQUE DE TERRE UTILISANT LA TECHNOLOGIE IBOC

TABLE DES MATIÈRES

		Page
C.1	Description du système	439
C.1.1	Abréviations, symboles et conventions	439
C.1.1.1	Introduction	439
C.1.1.2	Abréviations et acronymes	439
C.1.1.3	Conventions de présentation	440
C.1.1.4	Symboles mathématiques	441
C.1.1.4.1	Conventions de désignation des variables	441
C.1.1.4.2	Opérateurs arithmétiques	442
C.1.1.5	Paramètres du système MF	443
C.1.2	Couches du Système numérique C	443
C.1.2.1	Introduction	444
C.1.2.2	Types d'onde et spectres	445
C.1.2.2.1	Type d'onde hybride	445
C.1.2.2.2	Type d'onde hybride étendu	445
C.1.2.2.3	Type d'onde tout numérique	445
C.1.2.3	Canal de commande du système	445
C.1.2.4	Voies logiques	446
C.1.2.5	Voies logiques primaires	446
C.1.2.6	Voies logiques secondaires	446
C.1.2.7	Fonctionnalité des voies logiques	446
C.1.3	Composantes fonctionnelles	447
C.1.3.1	Points d'accès au service	447
C.1.3.2	Embrouillage	447
C.1.3.3	Codage de voie	448
C.1.3.4	Entrelacement	449
C.1.3.5	Traitement des commandes de système	449
C.1.3.6	Mise en correspondance avec des sous-porteuses OFDM	449
C.1.3.7	Génération de signaux OFDM	449
C.1.3.8	Sous-système de transmission	449
C.1.3.9	Compression du signal audio	449
C.1.4	Description fonctionnelle	449
C.1.4.1	Introduction	449
C.1.4.2	Fonctionnalité	450
C.1.4.3	Sous-système de transmission	451

		Page
C.1.4.3.1	Introduction	451
C.1.4.3.2	Eléments fonctionnels	452
C.1.4.3.2.1	Concaténation des symboles	452
C.1.4.3.2.2	Conversion vers des fréquences supérieures	452
C.1.4.3.2.3	Intervalle temporel de diversité	453
C.1.4.3.4	Modulateur de fréquences analogique	453
C.1.4.3.5	Combineur analogique/numérique	453
C.1.4.3.6	Utilisation de répéteurs sur la voie	454
C.1.4.3.7	Synchronisation par système GPS	454
C.1.4.4	Types d'onde et spectre	454
C.1.4.4.1	Introduction	454
C.1.4.4.2	Subdivisions de fréquences et conventions spectrales	454
C.1.4.4.3	Spectre associé au type d'onde hybride	456
C.1.4.4.4	Spectre associé au type d'onde hybride étendu	458
C.1.4.4.5	Spectre associé au type d'onde tout numérique	458
C.1.4.5	Capacité de données auxiliaires	462
C.1.5	Spécifications de la transmission en MF	464
C.1.5.1	Introduction	464
C.1.5.2	Tolérances au niveau de la synchronisation	464
C.1.5.2.1	Intervalle temporel de diversité analogique (ou encore, retard lié à la diversité analogique)	464
C.1.5.2.2	Fréquence des porteuses RF et horloge des symboles OFDM	464
C.1.5.2.3	Verrouillage de phase par GPS	464
C.1.5.3	Limites de bruit et d'émission du système IBOC	465
C.1.5.3.1	Types d'ondes analogiques	465
C.1.5.3.2	Types d'ondes hybrides et hybrides étendus	465
C.1.5.3.3	Type d'onde tout numérique	466
C.1.5.4	Niveaux des bandes latérales numériques	466
C.1.6	Glossaire	468
C.2	Qualité de fonctionnement en mode hybride: rapport des essais réalisés en laboratoire	473
C.2.1	Généralités	473
C.2.2	Définitions et hypothèses	473
C.2.2.1	Signal souhaité	473
C.2.2.2	Taux d'erreur sur les blocs	474
C.2.2.3	Brouillages	474

		Page
C.2.2.4	Evanouissement	475
C.2.2.5	Enregistrement du son MF analogique au TOA numérique	477
C.2.3	Procédures d'essai	477
C.2.3.1	Qualité de fonctionnement en présence de bruit gaussien	478
C.2.3.2	Comportement en présence d'évanouissements de Rayleigh	479
C.2.3.3	Comportement en présence de brouillages à évanouissement individuel	480
C.2.4	Résultats d'essai	481
C.2.4.1	Comportement en présence de bruit gaussien	481
C.2.4.2	Comportement en présence d'évanouissements de Rayleigh	481
C.2.4.2.1	Profil urbain à évanouissement rapide (UF)	481
C.2.4.2.2	Profil urbain à évanouissement lent (US)	481
C.2.4.2.3	Profil rural à évanouissement rapide (RF)	482
C.2.4.2.4	Profil relief avec obstacles, à évanouissement rapide (TO)	482
C.2.4.3	Qualité de fonctionnement en présence de brouillages à évanouissement individuel	484
C.2.4.3.1	Brouillages à source unique par le premier canal adjacent	484
C.2.4.3.2	Brouillages à source unique dans le canal	484
C.2.4.3.3	Brouillages à source unique par le deuxième canal adjacent	485
C.2.5	Conclusions	487
C.3	Essai de compatibilité en laboratoire du mode hybride	488
C.3.1	Généralités	488
C.3.2	Présentation générale de l'essai	488
C.3.2.1	Choix du récepteur	488
C.3.2.2	Dispositif d'essai d'ATTC	488
C.3.2.3	Description de la campagne d'essai	488
C.3.3	Résultats des essais	489
C.3.3.1	Résultats des essais objectifs	489
C.3.4	Conclusion	490
C.4	Essais en exploitation du mode hybride réalisés en 2000	490
C.4.1	Généralités	490
C.4.2	Dispositif des essais	490
C.4.2.1	Configuration des stations	490
C.4.2.2	Configuration des plates-formes mobiles	490
C.4.2.2.1	Collecte et traitement des données par le récepteur GPS	491
C.4.2.2.2	Collecte et traitement des données par l'analyseur de spectre	491

		Page
C.4.2.2.3	Collecte et traitement des données par le récepteur DSB	492
C.4.2.2.4	Application sur PC	492
C.4.2.2.5	Traitement et stockage des signaux vidéo	492
C.4.2.2.6	Traitement et stockage des signaux audio	492
C.4.3	Essais de couverture numérique	493
C.4.3.1	Généralités	493
C.4.3.2	Choix de l'itinéraire	493
C.4.3.3	Procédure	494
C.4.3.4	Présentation des résultats d'essai	494
C.4.3.5	Essais à Washington/Baltimore	494
C.4.3.5.1	Comparaison de la couverture du système IBOC avec les niveaux des signaux analogiques existants	495
C.4.3.5.2	Comparaison de la qualité de fonctionnement mesurée du système numérique avec celle du service analogique existant	496
C.4.3.5.2.1	Point d'essai 1: couverture numérique uniforme	497
C.4.3.5.2.2	Point d'essai 2: zone de bascules	497
C.4.3.5.2.3	Point d'essai 3: bord extrême de la couverture numérique	497
C.4.3.6	Essais de qualité de fonctionnement à Las Vegas	498
C.4.3.6.1	Comparaison de la couverture du système IBOC avec les niveaux des signaux analogiques existants	498
C.4.3.6.2	Comparaison de la qualité de fonctionnement mesurée du système numérique avec celle du service analogique existant	498
C.4.3.6.2.1	Axes retenus aux fins des essais	500
C.4.3.7	Récapitulatif des essais consacrés à la couverture numérique	501
C.4.4	Essai de compatibilité dans le premier canal adjacent	502
C.4.4.1	Généralités	502
C.4.4.2	Situation des points d'essai	502
C.4.4.3	Procédure	502
C.4.4.4	Résultats des essais	504
C.4.4.4.1	Analyse de la qualité de fonctionnement audio aux points d'essai	504
C.4.4.4.1.1	Résultats pour la station WMMR	504
C.4.4.4.1.2	Résultats pour la station WFLS	504
C.4.4.4.2	Récapitulatif	504
C.4.5	Essais de compatibilité avec le signal hôte	504
C.4.5.1	Généralités	504
C.4.5.2	Situation du point d'essai	504

		Page
C.4.5.3	Procédure	504
C.4.5.4	Résultats des essais	505
C.4.6	Récapitulatif des essais en exploitation	505
C.5	Essais en laboratoire et en exploitation réalisés en 2001	505
C.5.1	Vue d'ensemble du programme d'essais	505
C.5.1.1	Installations	506
C.5.1.2	Evaluation subjective, composante du programme d'essais	507
C.5.2	Résultats des essais en mode hybride	507
C.5.2.1	Qualité audio	508
C.5.2.2	Zone de service	509
C.5.2.2.1	Couverture générale	509
C.5.2.2.2	Couverture en présence d'un brouillage analogique dans le premier canal adjacent	511
C.5.2.2.3	Couverture en présence d'un brouillage analogique dans le second canal adjacent	511
C.5.2.2.4	Couverture en présence d'un brouillage numérique dans le second canal adjacent	511
C.5.2.2.5	Couverture en présence de brouilleurs analogiques provenant de deux sources dans le second canal adjacent	512
C.5.2.2.6	Couverture en présence de trajets multiples	513
C.5.2.2.7	Couverture dans des configurations à antennes multiples	515
C.5.2.2.8	Couverture d'un terrain parsemé d'obstacles	515
C.5.2.3	Durabilité	516
C.5.3.2.1	Evaluation subjective des échantillons audio retenus aux fins des essais en exploitation	516
C.5.2.3.2	Essai avec compteur à main	519
C.5.2.4	Qualité de fonctionnement en acquisition	522
C.5.2.5	Comportement à mesure que le signal se dégrade	522
C.5.2.6	Compatibilité avec la station hôte	523
C.5.3	Mode hybride étendu	524
C.5.4	Mode tout numérique	524
C.5.5	Conclusions	524

LISTE DES FIGURES

		Page
FIGURE C.1	Schéma fonctionnel de l'interface radioélectrique MF de la couche 1	448
FIGURE C.2	Schéma conceptuel de la fonction de génération de signaux OFDM	450
FIGURE C.3	Schéma fonctionnel du sous-système de transmission dans le cas hybride ou hybride étendu	451
FIGURE C.4	Schéma fonctionnel du sous-système de transmission dans le cas du tout numérique	452
FIGURE C.5	Subdivision de fréquences – Séquençage A	455
FIGURE C.6	Subdivision de fréquences – Séquençage B	455
FIGURE C.7	MISE en correspondance du spectre avec les sous-porteuses de référence dans la bande latérale inférieure	456
FIGURE C.8	MISE en correspondance du spectre avec les sous-porteuses de référence dans la bande latérale supérieure	456
FIGURE C.9	Spectre associé au type d'onde hybride – Mode de service MPI	457
FIGURE C.10	Spectre associé au type d'onde hybride étendu – Modes de service MP2 à MP4	458
FIGURE C.11	SPECTRE associé au type d'onde tout numérique – Modes de service MP5 à MP7 et MS1 à MS4	460
FIGURE C.12	Limites de bruit et d'émission des signaux MF (amplification de puissance) en mode hybride du système IBOC	466
FIGURE C.13	Limites de bruit et d'émission des signaux MF (amplification de puissance) du système IBOC en mode tout numérique	467
FIGURE C.14	Dispositif d'essai en présence de bruit gaussien	478
FIGURE C.15	Dispositif de L'ESSAI en présence d'évanouissements de Rayleigh	479
FIGURE C.16	Dispositif d'essai en présence de brouilleurs à évanouissement individuel	480
FIGURE C.17	Taux d'erreur sur les blocs du système hybride pour différents types d'évanouissement sur 9 trajets et de BBGA	482
FIGURE C.18	Taux d'erreur sur les blocs d'un système hybride dans un environnement urbain à 9 trajets à évanouissement rapide avec un brouilleur du premier canal adjacent à évanouissement individuel	485
FIGURE C.19	Taux d'erreur sur les blocs du système hybride avec un brouilleur à 10 canaux à évanouissement individuel	486
FIGURE C.20	Taux d'erreur sur les blocs du système hybride avec brouilleur du deuxième canal adjacent à évanouissement individuel	487

Page

FIGURE C.21 Diagramme d'un dispositif type d'émetteur MF 491

FIGURE C.22 Equipement des véhicules utilisés pour les essais..... 493

FIGURE C.23 Carte de couverture du système IBOC MF de la station WETA 495

FIGURE C.24 Tracé des axes de mesure de la couverture du système IBOC sur la carte de prévision de la puissance des signaux analogiques 496

FIGURE C.25 Puissance du signal prévue et mesurée en exploitation..... 499

FIGURE C.26 Situation des points d'essai de compatibilité premier canal adjacent/signal hôte 503

FIGURE C.27 Qualité de fonctionnement des récepteurs numériques et analogiques dans toutes les conditions des essais en exploitation 508

FIGURE C.28 Puissance des signaux analogiques le long des axes à 270° et 315° de la station WETA 510

FIGURE C.29 Couverture sur l'axe à 90° de la station WNEW par rapport à l'intensité du signal de la station WBAB 512

FIGURE C.30 Couverture le long de l'axe à 270° de la station WHFS en présence d'un brouillage analogique prévu provenant de la station WMZQ 513

FIGURE C.31 Boucle dans New York Downtown correspondant à la couverture de la station WNEW 514

FIGURE C.32 Qualité de fonctionnement du numérique et de l'analogique en présence de brouillage faible, puis modéré dans le premier canal adjacent..... 517

FIGURE C.33 Qualité de fonctionnement du numérique et de l'analogique en présence de brouilleurs dans le second canal adjacent provenant d'une double source – Musique..... 518

FIGURE C.34 Qualité de fonctionnement du numérique et de l'analogique en présence de brouilleurs dans le second canal adjacent provenant d'une double source – Voix..... 518

FIGURE C.35 Qualité de fonctionnement du numérique dans des conditions de trajets multiples faibles, modérées et importantes – Musique 519

FIGURE C.36 Qualité de fonctionnement du numérique dans des conditions de trajets multiples faibles, modérées et importantes – Voix 520

FIGURE C.37 Nombre de dégradations temporelles entendues en moyenne..... 520

FIGURE C.38 Notes d'évaluation moyennes (MOS) données aux segments audio au terme de l'essai avec compteur à main 521

FIGURE C.39 Qualité de fonctionnement du Système numérique C dans des conditions mixtes..... 523

FIGURE C.40 Compatibilité du système IBOC avec le signal émis en exploitation dans le canal principal de la station hôte..... 524

ANNEXE C

SYSTÈME NUMÉRIQUE C

RADIODIFFUSION SONORE NUMÉRIQUE DE TERRE UTILISANT LA TECHNOLOGIE IBOC

C.1 Description du système

Utilisant la technologie IBOC (*in-band on-channel*, c'est-à-dire dans la même voie, dans la même bande), le Système numérique C permet de passer souplement de l'analogique actuel au numérique; il permet la fourniture de services audio et de services de données numériques à des récepteurs mobiles, portables ou fixes, et ce depuis des émetteurs de Terre fonctionnant dans la bande attribuée actuellement à la radiodiffusion en ondes métriques. Les radiodiffuseurs peuvent continuer à émettre des signaux en MF analogique simultanément avec les nouveaux signaux numériques, qui sont de meilleure qualité et plus résistants, ce qui permet aux radiodiffuseurs, ainsi qu'à leurs auditeurs, de passer de l'analogique au numérique tout en conservant les fréquences qui leur sont actuellement attribuées.

C.1.1 Abréviations, symboles et conventions

C.1.1.1 Introduction

La présente section vise à fournir les clés nécessaires pour mieux comprendre la présente Annexe:

– Abréviations et acronymes

– Conventions de présentation

– Symboles mathématiques

– Paramètres du système MF.

NOTE – On trouvera au § C.1.6 un glossaire définissant les termes techniques utilisés dans la présente Annexe.

C.1.1.2 Abréviations et acronymes

BC	Décompte des blocs de L1 (*L1 block count*)
DD	Contrôle de l'intervalle temporel de diversité analogique (*analog diversity delay control*)
EAS	Système d'alerte d'urgence (*emergency alert system*)
FCC	Federal Communications Commission
GPS	Système de positionnement global
IBOC	Sur la même voie, dans la même bande (*in-band on-channel*)
IDD	Indicateur de l'intervalle temporel de diversité analogique (*analog diversity delay indicate*)
kbit/s	kilobits par seconde
L1	Couche 1
L2	Couche 2
MA	Modulation d'amplitude
MDP-2	Modulation par déplacement de phase bivalente

MDP-4	Modulation par déplacement de phase quadrivalente
MF	Modulation de fréquence
MP1-MP7	Modes de service primaire de 1 à 7
MS1-MS4	Modes de service secondaire de 1 à 4
OFDM	Multiplexage fréquentiel orthogonal (*orthogonal frequency division multiplexing*)
OSI	Interconnexion de systèmes ouverts (*open systems interconnection*)
P.A.	Pas applicable
P1-P3	Canaux logiques primaires de 1 à 3
PE	Processus d'entrelacement
PIDS	Voie logique de service de données primaire IBOC (*primary IBOC data service logical channel*)
PM	Primaire principale (*primary main*)
POF	Point de défaillance (*point of failure*)
PSM	Mode de service primaire (*primary service mode*)
PX	Primaire étendue (*primary extended*)
RDDS	Service de transmission de données en radiodiffusion (*radio broadcasting data service*)
RF	Fréquences radioélectriques (*radio Frequency*)
RSID	Identification de la sous-porteuse de référence (*reference subcarrier identification*)
S1-S5	Canaux logiques secondaires de 1 à 5
SAP	Point d'accès au service (*service access point*)
SB	Large bande secondaire (*secondary broadband*)
SCA	Communications secondaires autorisées (*subsidiary communications authorization*)
SCCH	Canal de commande du système (*system control channel*)
SCI	Indicateur de canaux secondaires (*secondary channel indicator*)
SDI	Service de données IBOC (*IBOC data service, IDS*)
SIDS	Voie logique de service de données secondaire IBOC (*secondary IBOC data*)
SM	Secondaire principale (*secondary main*)
SP	Secondaire protégée (*secondary protected*)
SSM	Mode de service secondaire (*secondary service mode*)
SX	Secondaire étendue (*secondary extended*)
UCS	Unité de commande de service
UDS	Unité de données de service
UTC	Temps universel coordonné

C.1.1.3 Conventions de présentation

Sauf indication contraire, les conventions ci-dessous s'appliquent à la présente Annexe:

– Dans le présent document, toutes les dispositions mises entre { } sont susceptibles d'être modifiées après examen.

– Tous les termes du glossaire sont présentés en italiques après leur premier emploi dans le texte.

– Tous les vecteurs sont numérotés à partir de 0.

– On considèrera que l'élément d'un vecteur qui est pourvu de l'indice le moins élevé est le premier.

– Dans les dessins et Tableaux, on considèrera le bit le plus à gauche comme le premier bit.

– On considèrera que le bit 0 d'un octet ou d'un mot est le bit de plus faible poids.

– Dans la présentation des dimensions d'une matrice, on indiquera d'abord le nombre de lignes (par exemple, une matrice $n \times m$ compte n lignes et m colonnes).

– Dans les diagrammes, l'indication éventuelle du temps ira croissant à partir de la gauche.

C.1.1.4 Symboles mathématiques

C.1.1.4.1 Conventions de désignation des variables

Les conventions de désignation des variables définies dans le Tableau C.1 seront utilisées tout au long de la présente Annexe.

TABLEAU C.1

Conventions de désignation utilisées dans la présente Annexe C

Catégorie	Définition	Exemples
Lettres en minuscules et majuscules	Indique des quantités scalaires	i, j, J, g_{11}
Minuscules et majuscules soulignées	Indique des vecteurs	$\underline{u}$, $\underline{V}$
Minuscules et majuscules soulignées deux fois	Indique des matrices bidimensionnelles	$\underline{\underline{u}}$, $\underline{\underline{V}}$
[i]	Indique le é^{nième} élément d'un vecteur où *i* est un entier non négatif	$\underline{u}[0]$, $\underline{V}[1]$
[ ]	Indique le contenu d'un vecteur	$\underline{v} = [0, 10, 6, 4]$
[i] [j]	Indique l'élément d'une matrice bidimensionnelle dans la é^{nième} ligne et la é^{nième} colonne, où *i* et *j* sont des entiers non négatifs	$\underline{u}[i]\,[j]$, $\underline{V}[i]\,[j]$
$\begin{bmatrix} & \\ & \end{bmatrix}$	Indique le contenu d'une matrice	$\underline{\underline{m}} = \begin{bmatrix} 0 & 3 & 1 \\ 2 & 7 & 5 \end{bmatrix}$
n…m	Indique tous les entiers de *n* à *m*, inclusivement	3…6 = 3, 4, 5, 6
n:m	Indique les positions des bits de *n* à *m* d'une séquence binaire ou vecteur	Etant donné un vecteur binaire i = [0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 0], $i_{2:5}$ = [1, 0, 1, 1]

C.1.1.4.2 Opérateurs arithmétiques

Les opérateurs arithmétiques définis dans le Tableau C.2 seront utilisés tout au long de la présente Annexe C.

TABLEAU C.2

Opérateurs arithmétiques utilisés dans la présente Annexe C

Catégorie	Définition	Exemples
·	Indique une multiplication	$3 \cdot 4 = 12$
INT( )	Indique la partie entière d'un nombre réel	INT(5/3) = 1 INT(–1,8) = –1
a MOD b	Indique une opération avec modulo	33 MOD 16 = 1
$\oplus$	Indique une addition binaire par modulo-2	$1 \oplus 1 = 0$
|	Indique la concaténation de deux vecteurs	$\underline{B} = [\underline{S} \mid \underline{F}]$ Le vecteur $\underline{B}$ se compose des éléments de $\underline{S}$, suivis des éléments de $\underline{F}$.
j	Indique la racine carrée de –1	$j = \sqrt{-1}$
Re( )	Indique la composante réelle d'une quantité complexe	Si $x = (3 + j4)$, Re(x) = 3
Im( )	Indique la composante imaginaire d'une quantité complexe	Si $x = (3 + j4)$, Im(x) = 4
Log_{10}	Indique le logarithme en base 10	$\log_{10}(100) = 2$

C.1.1.5 Paramètres du système MF

Les paramètres temporels pour les symboles ci-dessous définis dans le Tableau C.3 seront utilisés tout au long de la présente Annexe.

TABLEAU C.3

Paramètres temporels utilisés dans la présente Annexe C

Nom du paramètre	Symbole	Unité	Valeur exacte	Valeur calculée (4 chiffres significatifs)
Espacement des sous-porteuses OFDM	Δf	Hz	1 488 375/4 096	363,4
Largeur de préfixe cyclique	α	Aucune	7/128	$5{,}469 \times 10^{-2}$
Durée d'un symbole OFDM	T_s	s	$(1 + \alpha) / \Delta f =$ $(135/128) \cdot (4\,096/1\,488\,375)$	$2{,}902 \times 10^{-3}$
Débit de symboles OFDM	R_s	Hz	$= 1/T_s$	344,5
Durée d'une trame L1	T_f	s	$6\,5536/44\,100 = 512 \cdot T_s$	1,486
Débit de trames L1	R_f	Hz	$= 1/T_f$	$6{,}729 \times 10^{-1}$
Durée d'un bloc L1	T_b	s	$= 32 \cdot T_s$	$9{,}288 \times 10^{-2}$
Débit de blocs L1	R_b	Hz	$= 1/T_b$	10,77
Durée d'un couple de blocs L1	T_p	s	$= 64 \cdot T_s$	$1{,}858 \times 10^{-1}$
Débit d'un couple de blocs L1	R_p	Hz	$= 1/T_p$	5,383
Nombre de trames d'intervalle temporel de diversité	N_{dd}	Aucune	= nombre de trames L1 d'intervalle temporel de diversité	3

C.1.2 Couches du Système numérique C

Les conditions de fonctionnement du Système numérique C sont établies dans le détail en fonction des modèles en couches de l'interconnexion des systèmes ouverts de l'Organisation internationale de normalisation (modèle OSI de l'ISO), dont les principales caractéristiques sont présentées succinctement ci-dessous pour référence:

- Couche 1: Couche physique
  - Modem, entrelacement, CED, embrouillage
- Couche 2: Couche liaison de données
  - Routage Couche 1, trames de/à Couche 4 – Vérification minimale de l'intégrité des trames
- Couche 3: Couche réseau – Pas nécessaire pour le Système numérique C
- Couche 4: Couche transport – Elaboration de services, transmission fiable de données dans un format exigé pour des applications particulières
  - Audionumérique
  - Données de commande et texte
  - Transmission de fichiers et de paquets

– Couche 5: Couche session – Pas nécessaire pour le Système numérique C

– Couche 6: Couche de présentation – Fournit des services comme l'encodage/décodage

  – Images

  – Texte

  – Audio, PAC

– Couche 7: Couche d'applications – Fournit le moyen d'échanger des informations à destination de l'utilisateur par l'intermédiaire de l'interface homme/machine

  – Audio – Mixage, traitement du signal audio, etc.

  – Texte – Traitement en vue de diffusion

  – Vidéo – Présentation des images vidéo

  – Applications spécialisées comme mini-applications Java, etc.

Chaque couche OSI du système de radiodiffusion a une couche correspondante, dénommée homologue, dans le système de réception. La fonctionnalité de ces couches est telle qu'en combinant des couches inférieures, on obtient une communication virtuelle entre une couche donnée et son homologue de l'autre côté.

Le présent Manuel se limitera à la description de la Couche 1, les Couches 3 et 5 n'étant en effet pas applicables à un système de radiodiffusion tel que le Système numérique C.

C.1.2.1 Introduction

La Couche 1 du Système numérique C convertit les informations et les commandes de système provenant de la Couche 2 (L2) pour les insérer dans l'onde MF IBOC en vue de leur transmission dans la bande d'ondes métriques. Ces informations et commandes sont mises dans des trames de transfert discrètes et transportées dans plusieurs voies logiques via les points d'accès au service (SAP, *service access point*) de la couche 1. Ces trames sont dénommées également unités de données de service (UDS) et unités de commande de service (UCS) de la Couche 2.

La taille et le format des UDS de la L2 varient en fonction du mode de service, composante importante des commandes de système, qui détermine les caractéristiques de transmission de chaque voie logique. Après une estimation des besoins des applications candidates, les couches de protocole supérieures choisissent les modes de service qui configurent le mieux les voies logiques, dont la multiplicité reflète la souplesse du système, qui permet de diffuser simultanément différentes classes de signaux audionumériques et des données.

La Couche 1 reçoit quant à elle des commandes système sous forme de UCS en provenance de la Couche 2, commandes qui sont traitées dans le processeur des commandes de système.

Les paragraphes ci-dessous présentent:

– un aperçu des types d'onde et des spectres;

– un aperçu des commandes de système, en particulier les modes de service disponibles;

– un aperçu des voies logiques;

– une description détaillée de chacune des composantes fonctionnelles constituant la Couche 1 de l'interface hertzienne MF.

NOTE 1 – Tout au long du présent Manuel, différents paramètres de système sont globalement représentés sous forme de symboles mathématiques, dont les valeurs sont indiquées au § C.1.1.4.

C.1.2.2 Types d'onde et spectres

Tel qu'il est conçu le Système de radiodiffusion numérique permet de passer avec souplesse à un système de radiodiffusion numérique par le biais de trois nouveaux types d'onde: hybride, hybride étendu et tout numérique. Les deux premiers types conservent le signal MF analogique, contrairement au tout numérique. Les spectres associés à ces trois types d'onde sont bien au-dessous du *gabarit des émissions spectrales* attribué tel qu'il est actuellement défini par la FCC.

Le *signal numérique* est modulé par la technique du *multiplexage fréquentiel orthogonal* (OFDM), procédé de modulation parallèle dans laquelle le flux de données module un nombre élevé de sous-porteuses orthogonales, qui sont transmises simultanément. Souple par nature, la modulation OFDM permet une mise en correspondance directe des voies logiques avec différents groupes de sous-porteuses.

C.1.2.2.1 Type d'onde hybride

Pour le type d'*onde hybride* le signal numérique est transmis dans les *bandes latérales principales primaires* (PM) d'un côté ou de l'autre du signal MF analogique. Le niveau de puissance de chaque bande latérale est inférieur d'environ 23 dB à la puissance totale du signal MF analogique. Le *signal analogique* peut être monophonique ou stéréophonique, et peut comporter des voies de type communications secondaires autorisées (SCA, *subsidiary communications authorization*).

C.1.2.2.2 Type d'onde hybride étendu

Pour le type d'*onde hybride étendu*, la largeur des bandes latérales associée au type d'ondes hybride peut être étendue en direction du signal MF analogique pour augmenter la capacité numérique; ce spectre supplémentaire, attribué vers le bord interne de chaque bande latérale principale primaire, est dénommé *bande latérale étendue primaire* (PX).

C.1.2.2.3 Type d'onde tout numérique

C'est avec le type d'*onde tout numérique* que les améliorations de système sont les plus remarquables: le signal analogique est supprimé et la largeur des bandes latérales numériques primaires est étendue sur la totalité de la bande disponible comme dans le cas du type d'onde hybride étendu. En outre, ce type d'onde permet de transmettre des *bandes latérales secondaires* numériques de plus faible puissance dans le spectre libéré par le signal MF analogique.

C.1.2.3 Canal de commande du système

Le canal de commande du système (SCCH) transporte les informations des commandes et des informations d'état. Les modes de service primaires et secondaires et la commande de l'*intervalle temporel de diversité* sont transmis de la Couche 2 à la Couche 1, tandis que les informations de synchronisation sont transmises dans l'autre sens.

Les modes de service déterminent toutes les configurations possibles des voies logiques; il en existe au total onze, à savoir:

– les sept modes de service primaires que sont MP1, MP2, MP3, MP4, MP5, MP6 et MP7, qui configurent les voies logiques primaires;

– les quatre modes de service secondaires que sont MS1, MS2, MS3 et MS4, qui eux configurent les voies logiques secondaires.

C.1.2.4 Voies logiques

Une voie logique est un conduit de signaux qui, par trames de transfert interposées, achemine des UDS de L2 jusqu'à l'intérieur de la Couche 1 avec une qualité de service donnée suivant le mode de service. La Couche 1 de l'interface hertzienne MF fournit dix voies logiques vers des protocoles de couche supérieure. Les voies logiques ne sont pas toutes utilisées dans chaque mode de service. Pour de plus amples détails, se reporter aux § C.1.2.5 à C.1.2.7.

C.1.2.5 Voies logiques primaires

Il existe quatre voies logiques primaires qui sont utilisées pour les types d'onde hybride et tout numérique; elles sont dénommées P1, P2, P3 et PIDS.

Le Tableau C.4 indique le débit d'informations théorique assuré par chaque voie logique primaire en fonction d'un mode de service primaire donné.

TABLEAU C.4

Débit d'informations théorique des voies logiques primaires

Mode de service	Débit d'informations théorique (kbit/s)				Type d'onde
	P1	P2	P3	PIDS	
MP1	25	74	0	1	Hybride
MP2	25	74	12	1	Hybride étendu
MP3	25	74	25	1	Hybride étendu
MP4	25	74	50	1	Hybride étendu
MP5	25	74	25	1	Hybride étendu, tout numérique
MP6	50	49	0	1	Hybride étendu, tout numérique
MP7	25	98	25	1	Hybride étendu, tout numérique

C.1.2.6 Voies logiques secondaires

Il existe six voies logiques secondaires qui ne sont utilisées qu'avec le type d'onde tout numérique; elles sont dénommées S1, S2, S3, S4, S5 et SIDS. Le Tableau C.5 indique le débit d'informations théorique assuré par chaque voie logique secondaire en fonction d'un mode de service secondaire donné.

C.1.2.7 Fonctionnalité des voies logiques

Les voies logiques P1 à P3 sont conçues pour acheminer des signaux audio et des données. Les voies S1 à S5 peuvent être configurées pour acheminer des données ou des signaux audio ambiophoniques, associés à un son surround. Les voies logiques de service de données primaires IBOC (PIDS) et les voies logiques de service de données secondaires IBOC (SIDS) sont conçues pour acheminer des informations de service de données IBOC (*IBOC data service*, IDS).

La qualité de fonctionnement de chaque voie logique est décrite dans son intégralité par trois paramètres de caractérisation, à savoir: *le transfert*, *le temps d'attente* et *la résistance*, en robustesse. Ces paramètres de caractérisation se composent du codage de voie, du mappage spectral, de la profondeur de l'entrelacement et de l'intervalle de diversité. Le mode de service configure de façon originale ces composantes pour chaque voie logique active, d'où la possibilité d'affecter des paramètres de caractérisation appropriés.

En outre, le mode de service spécifie le verrouillage et la synchronisation des trames de transfert pour chaque voie logique active.

TABLEAU C.5

Débit d'informations théorique des voies logiques secondaires

Mode de service	Débit d'informations théorique (kbit/s)						Type d'onde
	S1	S2	S3	S4	S5	SIDS	
MS1	0	0	0	98	6	1	Tout numérique
MS2	25	74	25	0	6	1	Tout numérique
MS3	50	49	0	0	6	1	Tout numérique
MS4	25	98	25	0	6	1	Tout numérique

C.1.3 Composantes fonctionnelles

Le présent paragraphe propose une description détaillée de chaque bloc fonctionnel de la Couche 1 et du flux des signaux correspondants. La Fig. C.1 donne un schéma fonctionnel du traitement opéré dans la Couche 1. Les signaux audio et les données sont transmis des couches OSI supérieures à la couche physique, le modem, par l'intermédiaire des points d'accès au service de la Couche 1.

Le flux des signaux est décrit en détail dans les § C.1.3.1 à C.1.3.8.

C.1.3.1 Points d'accès au service

Les SAP de la Couche L1 définissent l'interface entre la Couche 2 et la Couche 1 de la *pile de protocoles du système*. Chaque voie logique et le canal SCCH disposent de leur propre SAP. Chaque voie entre dans la Couche 1 avec des trames de transfert discrètes, dont la taille et le débit sont déterminés de manière originale par le mode de service. Ces trames de transfert de la Couche 2 sont normalement dénommées UDS et UCS de L2.

C.1.3.2 Embrouillage

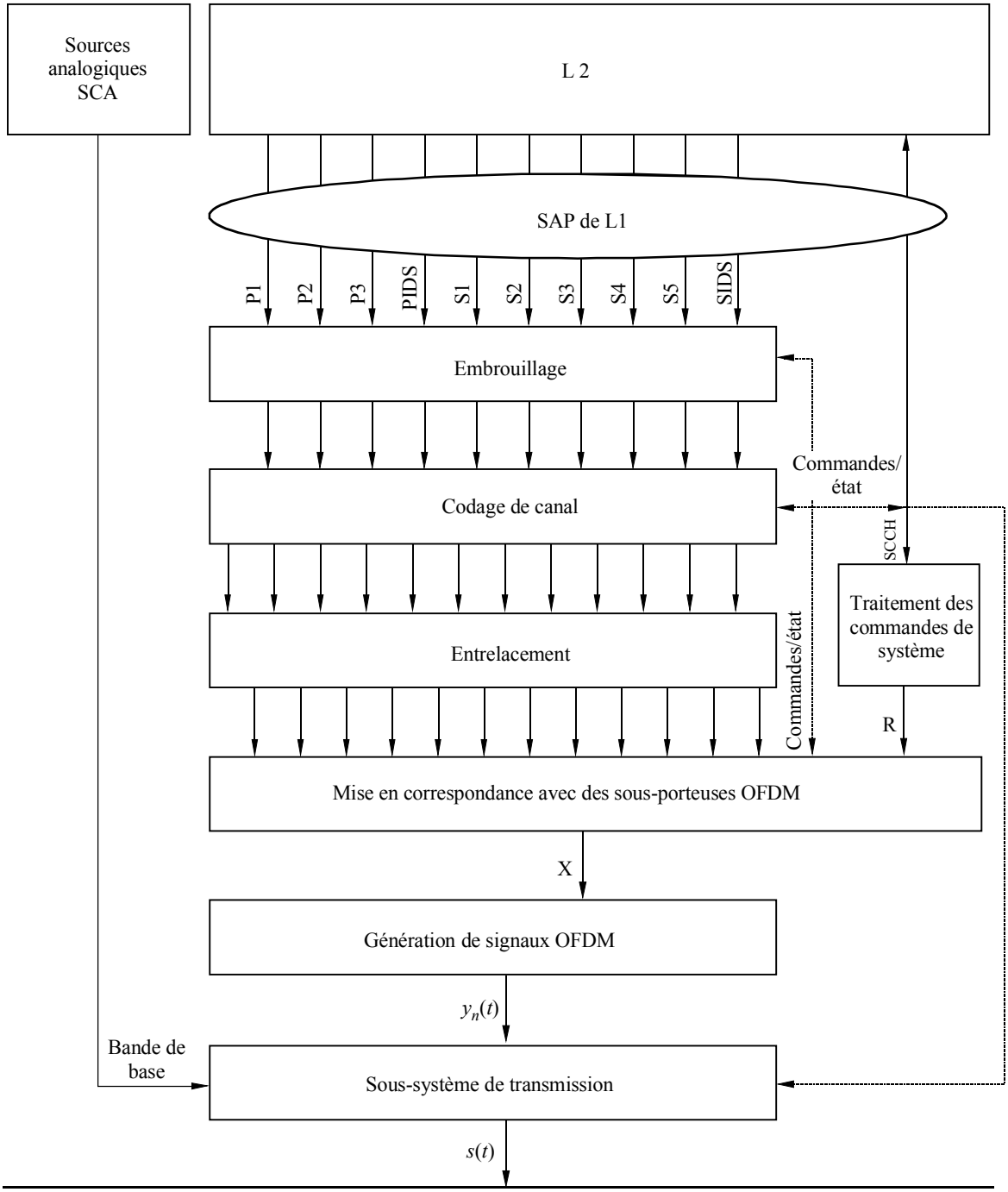
Cette fonction randomise, embrouille les données numériques de chaque voie logique pour faire disparaître et réduire les périodicités des signaux lorsque l'onde est démodulée dans un démodulateur MF analogique classique.

C.1.3.3 Codage de voie

Le Système numérique C utilise les codes convolutionnels de Viterbi avec un taux de codage effectif de 2/5. Ce codage convolutionnel ajoute une redondance aux données numériques dans chaque voie logique pour en améliorer la fiabilité en cas de dégradation dans la voie. La taille des vecteurs de voie logique augmente de façon inversement proportionnelle au taux de codage. Les techniques de codage peuvent être configurées pour chaque mode de service. Un intervalle temporel de diversité est par ailleurs imposé aux voies logiques choisies. A la sortie du codeur de voie, les vecteurs de voie logique conservent leur identité.

FIGURE C.1

Scéma fonctionnel de l'interface radioélectrique MF de la Couche 1



C.1.3.4 Entrelacement

L'*entrelacement* temporel et fréquentiel sert à réduire les effets des salves d'erreurs. Les techniques d'entrelacement sont adaptées à l'environnement d'*évanouissement* des ondes métriques et peuvent être configurées pour chaque mode de service. Chaque voie logique est entrelacée individuellement. La profondeur de l'entrelacement est adaptée en fonction de l'utilisation de la voie, tandis que sa longueur dans les voies audio primaires (P1 et P2) équivaut à une trame de L1. Ce faisant, les voies logiques perdent leur identité. La sortie de l'entrelaceur est structurée dans un format matriciel; chaque matrice se compose d'une ou de plusieurs voies logiques et est associée à une partie donnée du spectre transmis. L'intervalle de diversité, entrelacement compris, est égal au total à 3 trames de L1 ($3 \times 1{,}486$ s).

C.1.3.5 Traitement des commandes de système

Cette fonction génère une matrice de *séquences de données de commande de système* qui comprend les commandes et les informations d'état (notamment le mode de service), à diffuser sur les sous-porteuses de référence.

C.1.3.6 Mise en correspondance avec des sous-porteuses OFDM

Cette fonction attribue les matrices résultant de l'entrelacement et la matrice des commandes de système aux *sous-porteuses OFDM*. Une ligne de chaque matrice active résultant de l'entrelacement est traitée en un temps T_s, correspondant à la durée d'un *symbole OFDM* pour produire un vecteur de sortie $\underline{X}$, représentation du signal dans le domaine fréquentiel. Spécifiquement adaptée à l'environnement de brouillage non uniforme, cette mise en correspondance est fonction du mode de service.

C.1.3.7 Génération de signaux OFDM

Cette fonction génère la partie numérique d'onde MF IBOC dans le domaine temporel. Les vecteurs d'entrée sont transformés en une impulsion mise en forme en bande de base dans le domaine temporel, $y_n(t)$, définissant un seul symbole OFDM.

C.1.3.8 Sous-système de transmission

Cette fonction formate l'onde en bande de base en vue de la transmission dans la voie en ondes métriques. Parmi les principales sous-fonctions figurent la concaténation des symboles et la conversion vers des fréquences supérieures. En outre, lors d'une transmission d'une onde de type hybride, cette fonction module la source analogique et la combine avec le signal numérique pour constituer un signal hybride composite, $s(t)$, prêt à être transmis.

C.1.3.9 Compression du signal audio

Le Système numérique C utilise la technologie de compression des signaux audio AAC dans la gamme comprise entre 48 et 96 kbit/s.

C.1.4 Description fonctionnelle

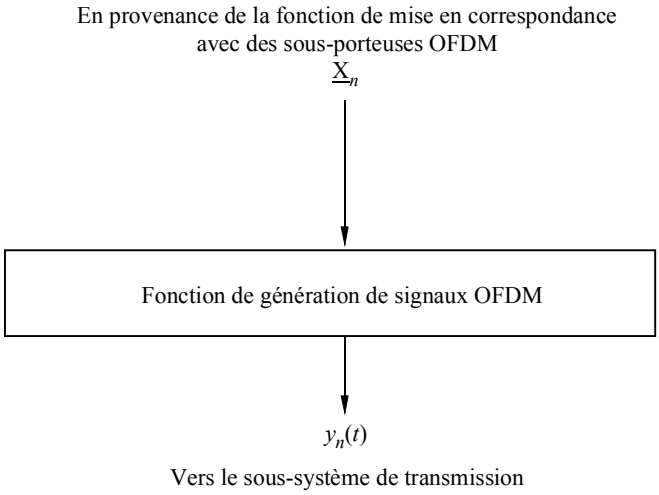
C.1.4.1 Introduction

La fonction de génération de signaux OFDM reçoit des symboles OFDM complexes dans le domaine fréquentiel en provenance de la mise en correspondance avec des sous-porteuses OFDM, et produit en sortie des impulsions dans le domaine temporel représentant la partie numérique du signal MF IBOC. Un schéma conceptuel de la génération de signaux OFDM est présenté à la Fig. C.2.

La fonction de génération de signaux OFDM reçoit en entrée un vecteur complexe $\underline{X}_n$ de longueur L, représentant les valeurs de constellation complexes pour chaque sous-porteuse OFDM pour le symbole OFDM *n*. Elle produit en sortie une onde $y_n(t)$ complexe, en bande de base, dans le domaine temporel, représentant la partie numérique du signal FM IBOC pour le symbole OFDM *n*.

FIGURE C.2

Schéma conceptuel de la fonction de génération de signaux OFDM



C.1.4.2 Fonctionnalité

Supposons que $\underline{X}_n[k]$ représente les points de constellation transposés provenant de la mise en correspondance avec des sous-porteuses OFDM pour le $n^{ième}$ symbole, où k = 0, 1, …, L-1 représente les sous-porteuses OFDM. Supposons que $y_n(t)$ représente la sortie dans le domaine temporel de la génération de signaux OFDM pour le $n^{ième}$ symbole. $y_n(t)$ peut alors s'écrire par rapport à $\underline{X}_n[k]$ comme suit:

$$y_n(t) = h(t - nT_s) \cdot \sum_{k=0}^{L-1} \underline{X}_n[k] \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \cdot \Delta f \left[k - \frac{(L-1)}{2} \right] \cdot (t - nT_s)}$$

où n = 0, 1, …, ∞, $0 \leq t < \infty$, L = 1093 est le nombre total de sous-porteuses OFDM, et T_s et Δf sont respectivement la durée des symboles OFDM et l'espacement entre les sous-porteuses OFDM.

La *fonction de mise en forme des impulsions*, $h(\xi)$, se définit comme suit:

$$h(\xi) = \begin{cases} \cos\left(\pi \dfrac{\alpha T - \xi}{2\alpha T} \right) & \text{si} \quad 0 < \xi < \alpha T \\ 1 & \text{si} \quad \alpha T \leq \xi \leq T \\ \cos\left(\pi \dfrac{T - \xi}{2\alpha T} \right) & \text{si} \quad T < \xi < T(1+\alpha) \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

où α est la largeur du préfixe cyclique et $T = \frac{1}{\Delta f}$ est l'inverse de l'espacement entre les sous-porteuses OFDM.

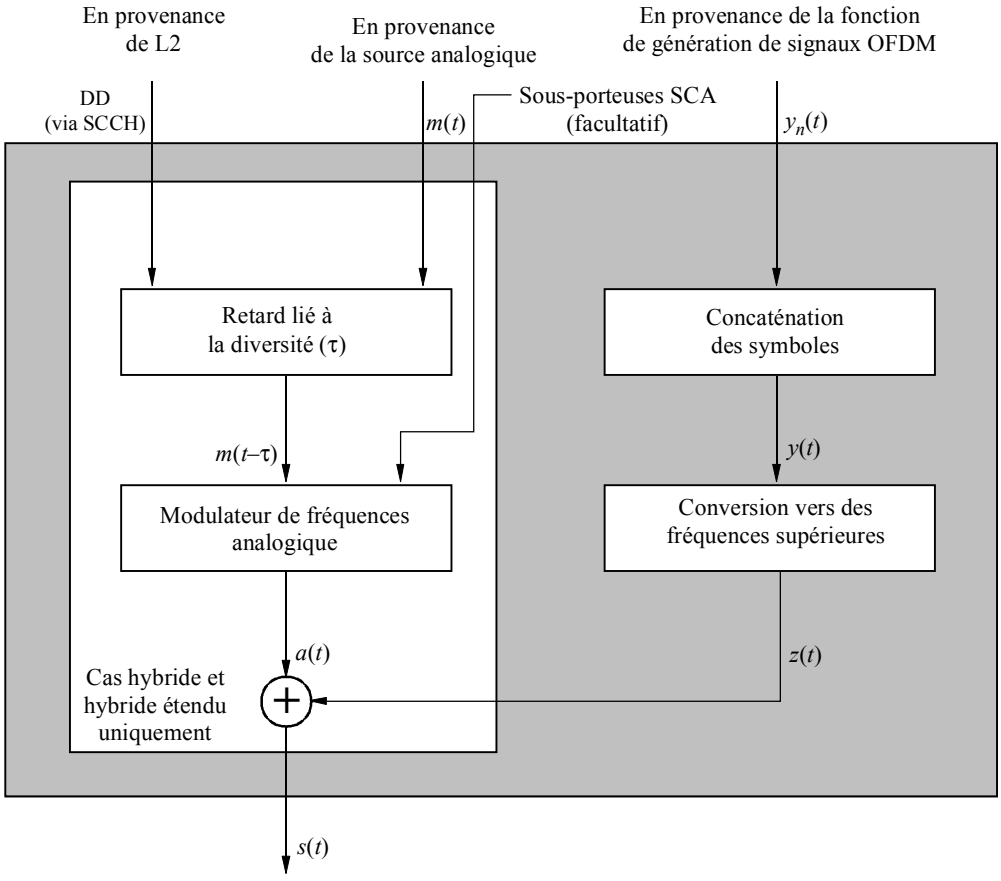
C.1.4.3 Sous-système de transmission

C.1.4.3.1 Introduction

Le sous-système de transmission formate l'onde MF IBOC en bande de base en vue de sa transmission dans la voie en ondes métriques. Les fonctions comprennent la concaténation des symboles et la conversion vers des fréquences supérieures. En outre, dans le cas des types d'onde hybride ou hybride étendu, le signal analogique en bande de base est retardé et modulé avant d'être combiné avec l'onde numérique (voir l'illustration de la Fig. C.3).

FIGURE C.3

Schéma fonctionnel du sous-système de transmission dans le cas hybride ou hybride étendu

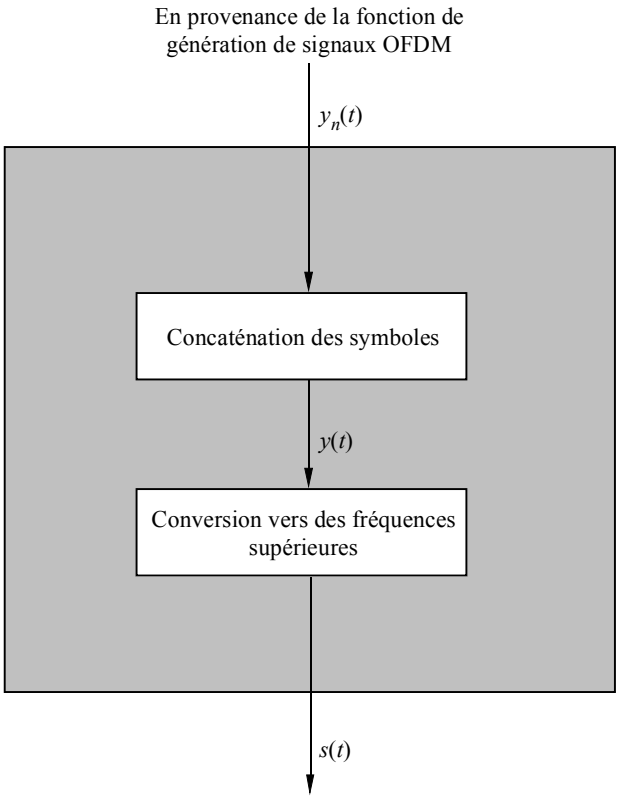


A l'entrée de ce module, on a une forme d'onde OFDM complexe, en bande de base, dans le domaine temporel, $y_n(t)$, qui est issue de la fonction de génération des signaux OFDM. Un signal analogique en bande de base, $m(t)$, provient également d'une source analogique, parallèlement à des signaux de communications secondaires autorisées (SCA), dans le cas de la transmission d'une forme d'onde hybride ou hybride étendue. Par ailleurs, le contrôle de l'intervalle temporel de diversité analogique (DD) est assuré depuis la Couche 2 par l'intermédiaire de la CCH. En sortie, on aura une forme d'onde MF IBOC en ondes métriques.

Le schéma fonctionnel du sous-système de transmission tout numérique est illustré à la Fig. C.4.

FIGURE C.4

Schéma fonctionnel du sous-système de transmission dans le cas du tout numérique



C.1.4.3.2 Eléments fonctionnels

Les éléments fonctionnels du sous-système de transmission sont indiqués dans les § C.1.4.3.2.1 à C.1.4.3.5.

C.1.4.3.2.1 Concaténation des symboles

Les différents symboles OFDM dans le domaine temporel produits par la fonction de génération de signaux OFDM sont concaténés pour produire un continuum d'impulsions pendant $t = 0,\ldots, \infty$ comme suit:

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} y_n(t)$$

C.1.4.3.2.2 Conversion vers des fréquences supérieures

Le signal numérique concaténé $y(t)$ est transféré de la bande de base à la fréquence de la porteuse RF comme suit:

$$z(t) = \mathrm{Re}\left(\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_C t} \cdot y(t) \right)$$

où f_c est la fréquence de la voie attribuée dans la bande des ondes métriques et Re[ ] indique l'élément réel de la quantité complexe. Dans le cas du type d'onde tout numérique, le produit de la conversion vers des fréquences supérieures est une onde MF IBOC transmise dans la bande des ondes métriques, et donc $s(t) = z(t)$.

Les porteuses conservent leur espacement de 200 kHz sur toute la gamme de fréquences de 88,0 à 108,0 MHz. Les voies sont numérotées de 201 à 300, la voie 201 étant calée sur 88,1 MHz et la 300 sur 107,9 MHz. L'exactitude absolue de la fréquence porteuse est indiquée au § C.1.5.

C.1.4.3.2.3 Intervalle temporel de diversité

En cas de diffusion d'une onde de type hybride ou hybride étendu, z(t) est combiné avec le signal MF analogique $a(t)$, comme il est indiqué dans la Fig. C.3. Pour la génération du signal $a(t)$, on applique d'abord un intervalle temporel de diversité au signal analogique en bande de base $m(t)$.

Le bit de commande analogique de l'intervalle temporel de diversité (DD), reçu en provenance de la Couche 2 par l'intermédiaire du canal SCCH, est utilisé par les couches de protocole supérieures pour activer ou désactiver cette commande, qui est désactivée si DD est égal à 0, et activée si DD vaut 1. Lorsque la commande est activée, un intervalle ajustable τ est appliqué au signal analogique en bande de base $m(t)$. L'intervalle est fixé de telle sorte qu'à la sortie du combineur analogique/numérique, le signal $a(t)$ est retardé par rapport au signal numérique correspondant z(t) d'une durée égale à T_{dd}. Dans le système IBOC, les signaux analogique et numérique acheminent le même programme audio, le signal audio analogique étant retardé par rapport au signal audionumérique correspondant d'une durée égale à T_{dd} à la sortie du combineur analogique/numérique. Le retard est ajustable pour tenir compte des délais de traitement dans les chaînes analogique et numérique.

L'exactitude absolue de l'intervalle temporel de diversité, lorsque la commande est activée, est définie au § C.1.5.

C.1.4.3.4 Modulateur de fréquences analogique

Pour les types d'onde hybride et hybride étendu, le signal analogique en bande de base, retardé, $m(t-\tau)$ est modulé en fréquence pour produire une onde MF analogique RF identique aux signaux analogiques existants.

C.1.4.3.5 Combineur analogique/numérique

Lors de la diffusion d'une onde de type hybride ou hybride étendu, le signal RF MF modulé analogiquement est combiné avec le signal RF modulé numériquement pour produire l'onde IBOC MF dans la bande des ondes métriques, $s(t)$. Les deux parties analogique et numérique de l'onde sont calées sur la même fréquence porteuse.

Les niveaux de chaque bande latérale numérique dans le spectre de sortie sont réduits de façon appropriée par la fonction de mise en correspondance avec des sous-porteuses OFDM. Les facteurs d'échelle des sous-porteuses et leur rapport de puissance à la puissance totale de la porteuse MF analogique sont indiqués dans le § C.1.5.

Les limites du bruit spectral et d'émission du signal numérique IBOC sont indiquées elles aussi dans le § C.1.5.

C.1.4.3.6 Utilisation de répéteurs sur la voie

L'utilisation de la modulation OFDM dans le Système numérique C permet de recourir à des répéteurs numériques sur la voie ou à un réseau monofréquence pour combler les trous dans la couverture souhaitée quand les affaiblissements du signal dus au terrain ou à des effets d'écran sont sévères. Un exemple d'application type serait en montagne où le relief et d'autres obstacles constitués par le terrain se trouvant à l'intérieur des zones de service de la station affectent les émissions analogiques ou numériques.

Le Système numérique C fonctionne avec un temps de garde effectif entre les symboles OFDM d'environ 150 µs[1]. Pour éviter que le brouillage intersymboles soit excessif, il convient de limiter à 22 km au maximum la couverture effective dans la direction du système d'émission primaire. Plus précisément, le rapport entre le signal provenant de l'émetteur primaire et le signal amplifié doit être d'au moins 10 dB à une distance supérieure à 22 km du répéteur dans la direction de l'antenne primaire. Il est possible d'améliorer la qualité de fonctionnement et d'optimiser les distances entre les amplificateurs sur la voie en utilisant des antennes directives pour protéger la station principale.

C.1.4.3.7 Synchronisation par système GPS

Afin de garantir une synchronisation temporelle précise, pour l'acquisition rapide par les stations et la synchronisation des amplificateurs, chaque station est verrouillée sur le système GPS.

Cette opération est normalement réalisée par synchronisation avec un signal synchronisé temporellement et fréquentiellement avec le GPS[2]. Les stations non verrouillées ne peuvent pas bénéficier d'accordage rapide puisqu'elles ne peuvent pas être synchronisées avec d'autres stations[3].

C.1.4.4 Types d'onde et spectre

C.1.4.4.1 Introduction

La présente section décrit le spectre qui est associé à chacun des trois types d'onde numérique: hybride, hybride étendu et tout numérique. Chaque spectre est divisé en plusieurs bandes latérales, qui représentent différents groupes de sous-porteuses. Tous les spectres sont représentés en bande de base.

C.1.4.4.2 Subdivisions de fréquences et conventions spectrales

Les sous-porteuses OFDM sont groupées en *subdivisions de fréquences*, chacune se composant de 18 sous-porteuses de données et d'une sous-porteuse de référence (voir les Fig. C.5 (séquençage A) et C.6 (séquençage B)). La position de la sous-porteuse de référence (séquençage A ou B) varie en fonction de la position de la subdivision à l'intérieur du spectre.

Pour chaque subdivision, les sous-porteuses de données d1 à d18 transportent les UDS de L2, alors que les sous-porteuses de référence acheminent les commandes de système. Les sous-porteuses sont numérotées de 0, à la fréquence centrale, à ± 546 de chaque côté de la gamme de fréquences attribuée pour la voie donnée.

---

[1] 150 µs équivalent à une distance de propagation de 45 km.

[2] Les stations verrouillées sur le système GPS sont dites du niveau I: installations de transmission verrouillées sur le système GPS.

[3] Niveau II: installations de transmission non verrouillées sur le système GPS.

Outre les sous-porteuses de référence comprises à l'intérieur de chaque subdivision, selon le mode de service, cinq sous-porteuses de référence additionnelles, au maximum, sont insérées dans le spectre aux niveaux des sous-porteuses –546, –279, 0, 279 et 546, le résultat étant une distribution régulière des sous-porteuses de référence sur tout le spectre. Pour en faciliter l'identification, on attribue à chaque sous-porteuse de référence un numéro unique compris entre 0 et 60. Toutes les sous-porteuses de référence dans la *bande latérale inférieure* sont indiquées dans la Fig. C.7; toutes les sous-porteuses de référence dans la *bande latérale supérieure* sont elles indiquées dans la Fig. C.8. Les chiffres indiquent la relation qui existe entre les numéros des sous-porteuses de référence et les numéros des sous-porteuses OFDM.

FIGURE C.5

Subdivision de fréquences – Séquençage A

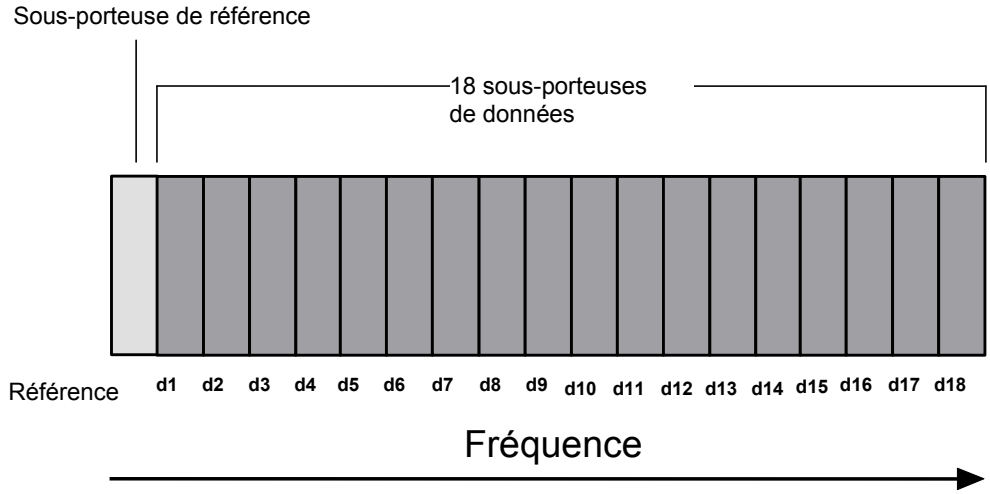


FIGURE C.6

Subdivision de fréquences – Séquençage B

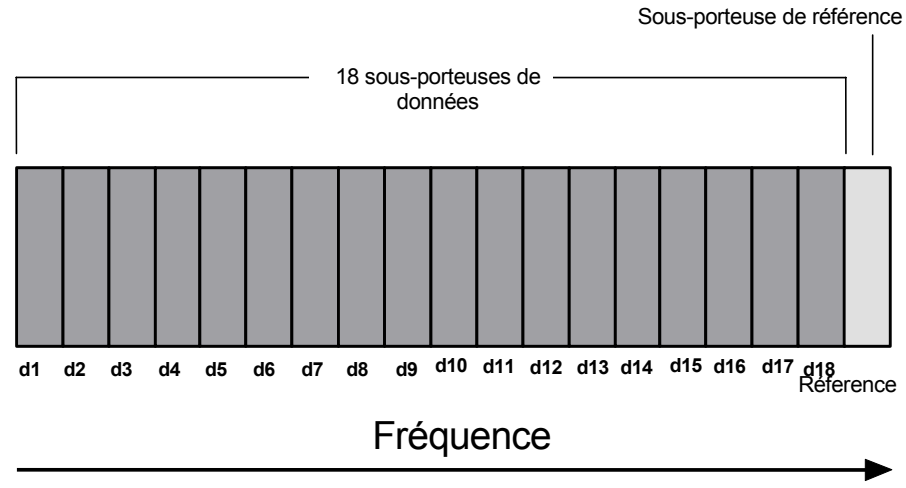


FIGURE C.7

Mise en correspondance du spectre avec les sous-porteuses de référence dans la bande latérale inférieure

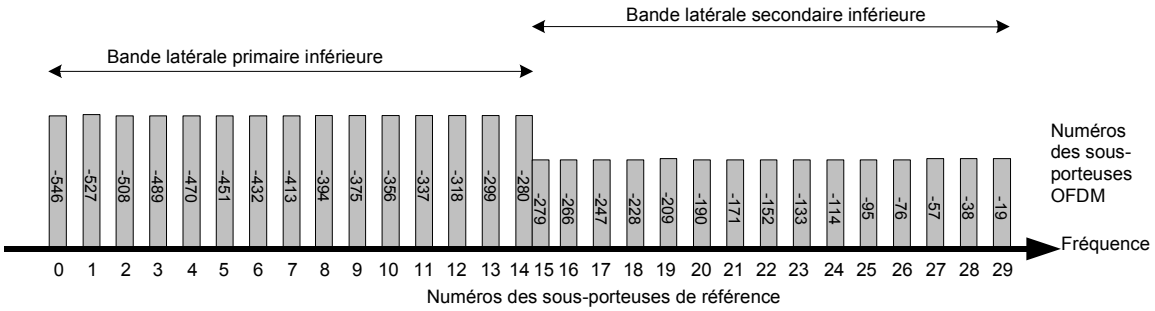
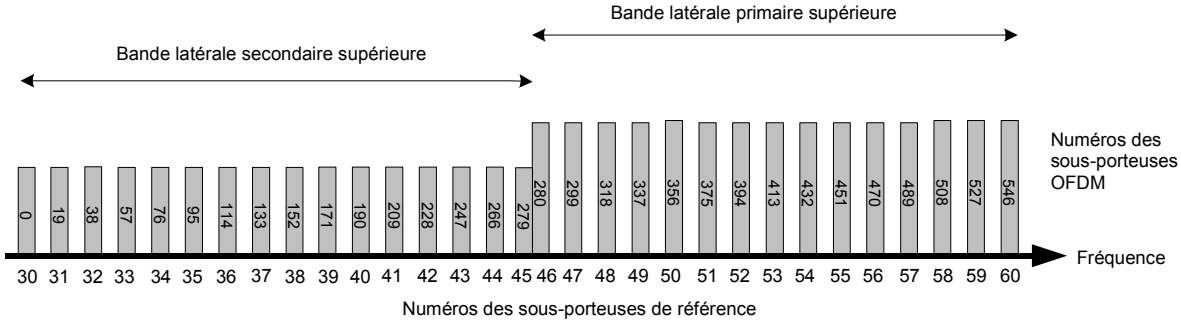


FIGURE C.8

Mise en correspondance du spectre avec les sous-porteuses de référence dans la bande latérale supérieure



Dans chaque spectre visé dans les paragraphes ci-dessous sont indiqués le numéro de la sous-porteuse et la fréquence centrale de certaines sous-porteuses OFDM importantes. La fréquence centrale d'une sous-porteuse se calcule en multipliant le numéro de la sous-porteuse par l'espacement entre sous-porteuses OFDM Δf. Le centre de la sous-porteuse 0 est situé à 0 Hz. Dans ce cas, la fréquence centrale est relative à la *voie* attribuée dans les RF.

Par exemple, la bande latérale principale primaire supérieure est délimitée par les sous-porteuses 356 et 546, dont la fréquence centrale est respectivement à 129 361 Hz et à 198 402 Hz. L'espacement dans la bande latérale principale primaire est de 69 041 Hz (198 402–129 361).

C.1.4.4.3 Spectre associé au type d'onde hybride

Le signal numérique est transmis dans des bandes latérales PM d'un côté ou de l'autre du signal MF analogique (voir la Fig. C.9). Chaque bande latérale PM comprend dix subdivisions de fréquences, incluant les sous-porteuses 356 à 545, ou –356 à –545. Les sous-porteuses 546 et –546, qui sont elles aussi comprises dans les bandes latérales PM, sont des sous-porteuses de référence

additionnelles. L'amplitude des sous-porteuses dans les bandes latérales PM est uniformément réduite par un *facteur de réduction en amplitude*, a_0, décrit au § C.1.5. Le Tableau C.6 illustre brièvement les bandes latérales PM, supérieures et inférieures, dans le cas du type d'onde hybride.

FIGURE C.9

Spectre associé au type d'onde hybride – Mode de service MP1

(Le niveau des sous-porteuses numériques est tel que leur puissance totale est inférieure de 20 dB à la puissance nominale de la porteuse analogique MF)

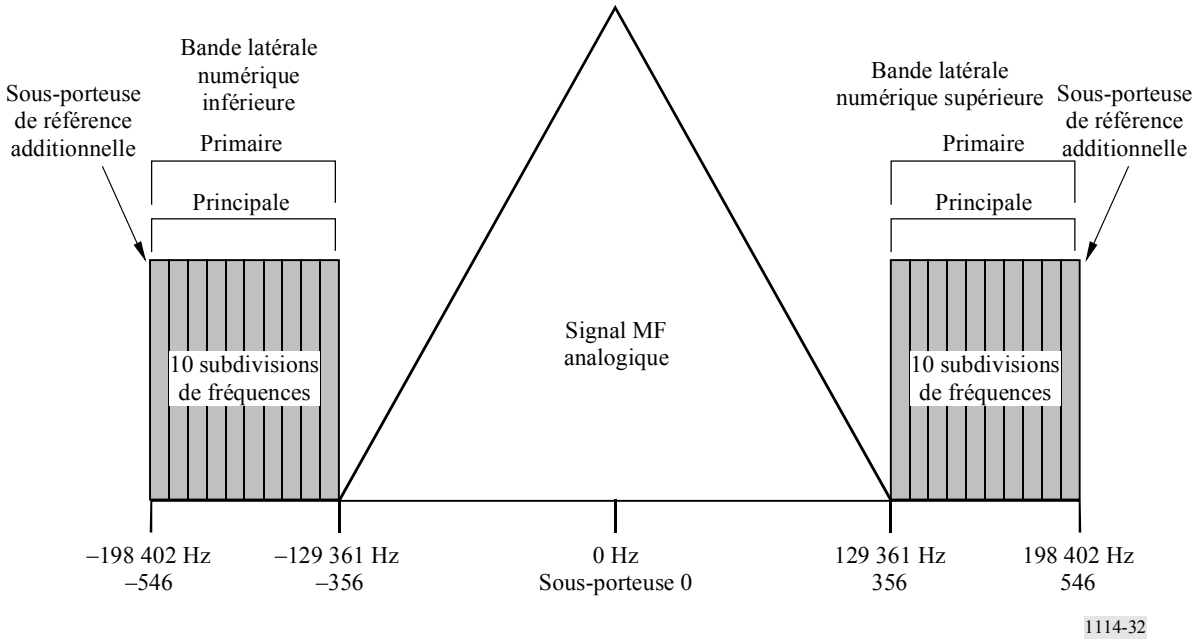


TABLEAU C.6

Spectre associé au type d'onde hybride – Récapitulation pour le mode de service MP1

Bande latérale	Nombre de subdivisions de fréquences	Ordre des subdivisions de fréquences	Plage de sous-porteuses	Fréquences des sous-porteuses (en Hz par rapport à la fréquence centrale)	Facteur de réduction d'amplitude	Espacement des fréquences (Hz)	Observations
Principale primaire supérieure	10	A	356 à 546	129 361 à 198 402	a_0	69 041	Comprend la sous-porteuse de référence additionnelle 546
Principale primaire inférieure	10	B	–356 à –546	–129 361 à –198 402	a_0	69 041	Comprend la sous-porteuse de référence additionnelle –546

NOTE – Voir le § C.1.5 pour une explication détaillée du facteur de réduction d'amplitude.

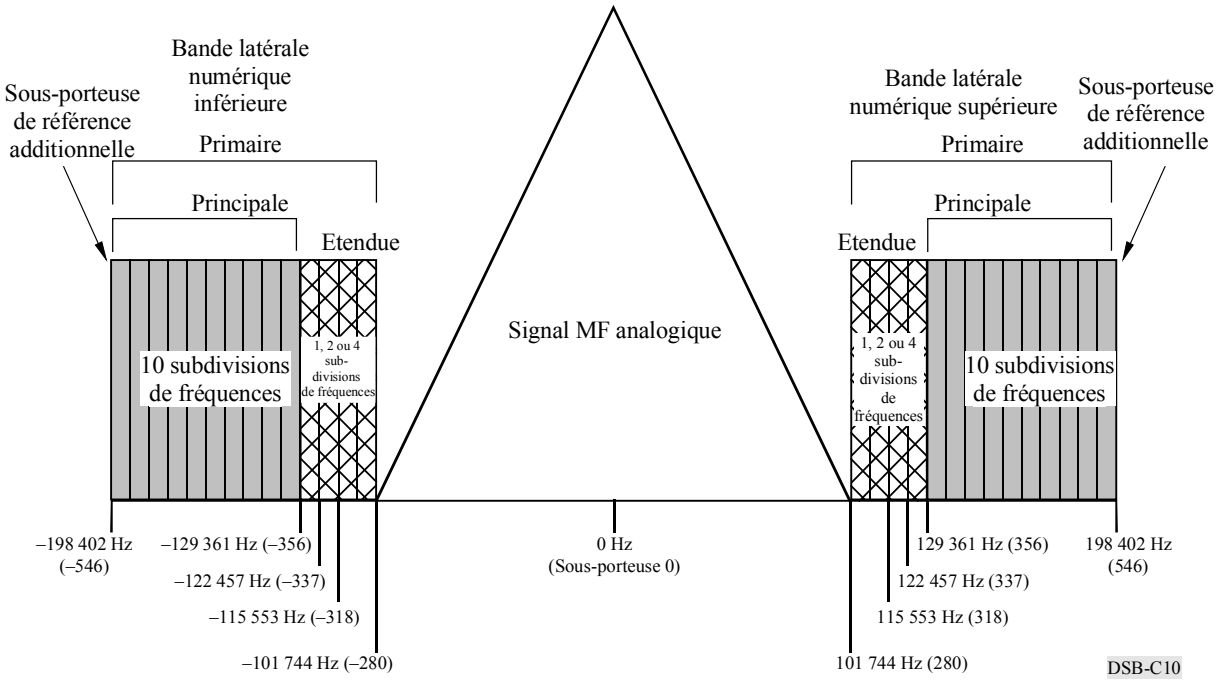
C.1.4.4.4 Spectre associé au type d'onde hybride étendu

Pour créer l'onde de type hybride étendu, on ajoute les bandes latérales étendues primaires aux bandes latérales principales primaires présentes dans l'onde de type hybride (voir la Fig. C.10). Selon le mode de service, une, deux ou quatre subdivisions de fréquences peuvent être ajoutées vers le bord interne de chaque bande latérale principale primaire.

FIGURE C.10

Spectre associé au type d'onde hybride étendu – Modes de service MP2 à MP4

(Le niveau des sous-porteuses numériques est tel que leur puissance totale est inférieure de 20 dB à la puissance nominale de la porteuse analogique MF)



Chaque bande latérale principale primaire comprend dix subdivisions de fréquences et une sous-porteuse de référence additionnelle, incluant les sous-porteuses de 356 à 546, ou de –356 à –546. La bande latérale étendue primaire supérieure inclut les sous-porteuses 337 à 355 (une seule subdivision de fréquences), 318 à 355 (deux subdivisions) ou 280 à 355 (quatre subdivisions). La bande latérale étendue primaire inférieure inclut les sous-porteuses –337 à –355 (une seule subdivision), –318 à –355 (deux subdivisions) ou –280 à –355 (quatre subdivisions). L'amplitude des sous-porteuses contenues dans les bandes latérales étendues primaires est uniformément réduite par le même facteur de réduction d'amplitude, a_0, que celui qui s'applique dans les bandes latérales principales primaires. Le facteur de réduction d'amplitude est décrit dans le § C.1.5.

Le Tableau C.7 présente en bref les bandes latérales primaires supérieures et inférieures pour le type d'onde hybride étendu.

C.1.4.4.5 Spectre associé au type d'onde tout numérique

Pour créer l'onde de type tout numérique on supprime le signal analogique, ce qui permet d'étendre complètement la largeur des bandes latérales numériques primaires et d'ajouter des bandes latérales secondaires de plus faible puissance dans le spectre libéré par le signal analogique. Le spectre associé au type d'onde tout numérique est représenté dans la Fig. C.11.

TABLEAU C.7

Spectre associé au type d'onde hybride étendu – Récapitulation pour les modes de service MP2 à MP4

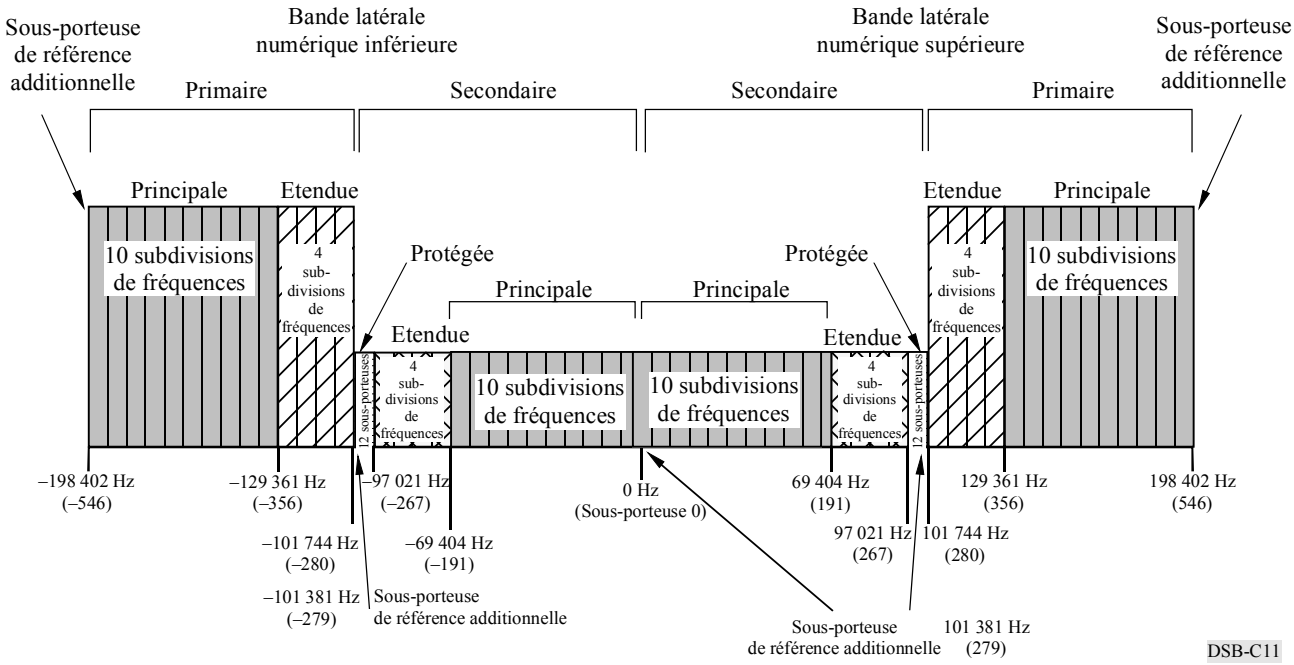
Bande latérale	Nombre de subdivisions de fréquences	Ordre des subdivisions de fréquences	Plage des sous-porteuses	Fréquences des sous-porteuses (en Hz par rapport à la fréquence centrale)	Facteur réduction d'amplitude	Espacement des fréquences (Hz)	Observations
Principale primaire supérieure	10	A	356 à 546	129 361 à 198 402	a_0	69 041	Comprend la sous-porteuse de référence additionnelle 546
Principale primaire inférieure	10	B	–356 à –546	–129 361 à –198 402	a_0	69 041	Comprend la sous-porteuse de référence additionnelle –546
Etendue primaire supérieure (1 subdivision de fréquences)	1	A	337 à 355	122 457 à 128 997	a_0	6 540	Néant
Etendue primaire inférieure (1 subdivision de fréquences)	1	B	–337 à –355	–122 457 à –128 997	a_0	6 540	Néant
Etendue primaire supérieure (2 subdivisions de fréquences)	2	A	318 à 355	115 553 à 128 997	a_0	13 444	Néant
Etendue Primaire inférieure (2 subdivisions de fréquences)	2	B	–318 à –355	–115 553 à –128 997	a_0	13 444	Néant
Etendue primaire supérieure (4 subdivisions de fréquences)	4	A	280 à 355	101 744 à 128 997	a_0	27 253	Néant
Etendue primaire inférieure (4 subdivisions de fréquences)	4	B	–280 à –355	–101 744 à –128 997	a_0	27 253	Néant

NOTE – Voir le § C.1.5 pour une explication détaillée du facteur de réduction d'amplitude.

FIGURE C.11

Spectre associé au type d'onde tout numérique
Modes de service MP5 à MP7 et MS1 à MS4

(Le niveau des sous-porteuses numériques est tel que leur puissance totale n'est pas inférieure de plus de 10 dB à la puissance nominale de la porteuse analogique MF remplacée)



Outre les dix subdivisions de fréquences principales, les quatre subdivisions de fréquences étendues sont présentes dans chaque bande latérale primaire associée au type d'onde tout numérique. Chaque bande latérale secondaire comprend aussi dix subdivisions de fréquences principales secondaires (SM) et quatre subdivisions étendues secondaires. Contrairement à ce qui se passe avec les bandes latérales primaires, les subdivisions de fréquences principales secondaires sont plus près du centre de la voie que les subdivisions de fréquences étendues secondaires.

Chaque bande latérale secondaire comporte par ailleurs une petite région protégée secondaire (SP) comprenant 12 sous-porteuses OFDM et les sous-porteuses de référence 279 et –279. On parle de bandes protégées, car elles se situent dans la zone de spectre qui est *la moins* susceptible d'être affectée par un brouillage analogique ou numérique. Une sous-porteuse de référence additionnelle est placée au centre de la voie (0). L'ordre des subdivisions de fréquences ne s'applique pas dans la région SP, car elle ne contient aucune subdivision au sens des Fig. C.5 et C.6.

Chaque bande latérale principale secondaire inclut les sous-porteuses 1 à 190 ou –1 à –190. La bande latérale étendue secondaire supérieure comprend les sous-porteuses 191 à 266, et la bande latérale protégée secondaire supérieure comprend les sous-porteuses 267 à 278, plus la sous-porteuse de référence additionnelle 279. La bande latérale étendue secondaire inférieure comprend les sous-porteuses –191 à –266, et la bande latérale protégée secondaire inférieure comprend les sous-porteuses –267 à –278, plus la sous-porteuse de référence additionnelle –279. Le spectre associé au type d'onde tout numérique s'étale en tout sur 396 803 Hz. L'amplitude des sous-porteuses comprises dans les bandes latérales principales primaires et principales étendues est

réduite par un facteur de réduction d'amplitude, a_2, comme il est indiqué au Tableau C.8. Celle des sous-porteuses comprises dans les bandes latérales principales secondaires, étendues secondaires et protégées secondaires est uniformément réduite par un facteur de réduction d'amplitude à quatre niveaux discrets, a_4 à a_7, comme il est indiqué dans le Tableau C.8, lequel présente brièvement les bandes latérales primaires et secondaires, supérieures et inférieures, correspondant au type d'onde tout numérique.

TABLEAU C.8

Spectre associé au type d'onde tout numérique – Récapitulation pour les modes de service MP5 à MP7 et MS1 à MS4

Bande latérale	Nombre de subdivisions de fréquences	Ordre des subdivisions de fréquences	Plage des sous-porteuses	Fréquences des sous-porteuses (Hz par rapport au centre de la voie)	Facteur de réduction d'amplitude	Espacement des fréquences (Hz)	Observations
Principale primaire supérieure	10	A	356 à 546	129 361 à 198 402	a_2	69 041	Comprend la sous-porteuse de référence additionnelle 546
Principale primaire inférieure	10	B	–356 à –546	–129 361 à –198 402	a_2	69 041	Comprend la sous-porteuse de référence additionnelle –546
Etendue primaire supérieure	4	A	280 à 355	101 744 à 128 997	a_2	27 253	Néant
Etendue primaire inférieure	4	B	–280 à –355	–101 744 à –128 997	a_2	27 253	Néant
Principale secondaire supérieure	10	B	0 à 190	0 à 69 041	a_2	69 041	Comprend la sous-porteuse de référence additionnelle 0
Principale secondaire inférieure	10	A	–1 à –190	–363 à –69 041	a_2	68 678	Néant
Etendue secondaire supérieure	4	B	191 à 266	69 404 à 96 657	$a_4 – a_7$	27 253	Néant
Etendue secondaire inférieure	4	A	–191 à –266	–69 404 à –96 657	$a_4 – a_7$	27 253	Néant
Protégée secondaire supérieure	P.A.	P.A.	267 à 279	97 021 à 101 381	$a_4 – a_7$	4 360	Comprend la sous-porteuse de référence additionnelle 279
Protégée secondaire inférieure	P.A.	P.A.	–267 à –279	–97 021 à –101 381	$a_4 – a_7$	4 360	Comprend la sous-porteuse de référence additionnelle 279

NOTE – Voir le § C.1.5 pour une explication détaillée du facteur de réduction d'amplitude.

C.1.4.5 Capacité de données auxiliaires

La technologie numérique permet de convertir musique, parole, texte et informations graphiques en flux binaires. Comme d'autres systèmes de télécommunications numériques, le Système numérique C est capable de diffuser par voie hertzienne et des services audio, et toute une variété de services de données. Au niveau élémentaire, il permettra aux radiodiffuseurs de diffuser des données relatives aux programmes audionumériques, en particulier le titre des chansons et le nom des artistes ainsi que des renseignements sur la station. Au niveau du récepteur, parmi les premières applications devrait figurer la possibilité d'appeler des informations textuelles simples sur les programmes audio; il est en outre prévu que les services de données additionnelles incluent la fourniture de services du type radiomessagerie grâce auxquels il sera possible d'obtenir des informations sur les conditions de circulation, les prévisions météorologiques, les résultats sportifs, les cours de la bourse, ... et d'envoyer des messages ciblés.

Grâce à la technologie numérique on pourra par ailleurs stocker, réécouter et éventuellement télécharger sur les récepteurs IBOC des programmes audionumériques, des applications audio à la demande de faible débit, ou de synthèse de parole à partir du texte, et d'autres informations grâce auxquelles le service à la demande pourra être davantage personnalisé. Dans le futur, les fonctions numériques au niveau du récepteur devraient permettre de profiter de services d'annonces/publicités améliorés, avec la possibilité de diffuser des annonces/publicités localisées, ainsi que des bons de réduction électroniques et un service «pour plus d'informations» qui permettra d'obtenir davantage de renseignements sur tel ou tel produit. Enfin, en associant la technologie du Système numérique C (une liaison descendante de radiodiffusion à faible coût) à une liaison montante de télécommunication (par exemple, un téléphone cellulaire embarqué), les radiodiffuseurs auront la possibilité de proposer des services de navigation, de conciergerie ou de divertissement à la demande et on pourra acheter les enregistrements des programmes audio diffusés, des tickets de concert, des billets de rencontres sportives ou des livres.

Le Système numérique C utilise la technique du protocole en couches qui permet d'envoyer des messages audio brefs, compressés, concernant les programmes radiophoniques, des flashes d'information concernant les stations radiophoniques ainsi que des messages et des fichiers textes, brefs, d'informations générales; par ailleurs, il permet d'acheminer des applications spécialisées par la couche de transport IBOC grâce à une interface de programmes d'application (API, *applications programming interface*). Toujours grâce au protocole à couches, les fournisseurs de services et les développeurs d'applications pourront interagir avec le Système numérique C, par API interposée, sans avoir à connaître en détail le système. Le Système numérique C pourra ainsi être mis en oeuvre avec un jeu initial de services de transmission de données à valeur ajoutée, et disposera de la souplesse nécessaire pour permettre de mettre en oeuvre de nouveaux services au fur et à mesure où ils deviendront commercialement viables pour les radiodiffuseurs et les équipementiers.

Selon les prévisions, les tout premiers récepteurs devraient privilégier les applications de données associées à des programmes et il est prévu que la nature des services proposés ainsi que les caractéristiques des récepteurs numériques iront en s'étoffant rapidement. Les types de services de données auxquels pourront accéder les consommateurs dépendront des décisions que prendront les radiodiffuseurs en ce qui concerne la qualité du signal audio et la capacité de transmission. En mode hybride, le Système numérique C acceptera un volume de données limité lorsque le radiodiffuseur optera pour la qualité audio, analogique ou numérique, la plus élevée possible. Les radiodiffuseurs pourront disposer d'une capacité de transmission de données supplémentaire en choisissant un mode hybride étendu et en ajoutant à proximité du serveur analogique des porteuses numériques additionnelles; en ajoutant des porteuses numériques dans les subdivisions de fréquences 1, 2 ou 4 (122,5-129,4 kHz, 115,6-122,5 kHz et 101,7-115,6 kHz) un radiodiffuseur peut en effet obtenir un gain jusqu'à 50 kbit/s.

Ce faisant, les radiodiffuseurs augmentent les risques d'incompatibilité entre le serveur et certains récepteurs analogiques, fixes, de moindre qualité. Par ailleurs, ils auront la possibilité d'accroître le débit des données en réduisant celui des programmes audio. Par exemple, si on abaisse de 96 à 64 kbit/s le degré de qualité des programmes audionumériques utilisés dans les deux systèmes DARS à satellite qui sont habilités à transmettre aux Etats-Unis d'Amérique, on accroît la capacité de transmission des données de 32 kbit/s.

Les radiodiffuseurs disposeront d'une certaine souplesse qui leur permettra de régler la qualité de leurs programmes audionumériques par incrément de 8 kbit/s, ce qui leur donnera une flexibilité certaine lorsqu'ils devront trouver un compromis pour la capacité de transmission des données; par exemple, un radiodiffuseur pourra décider d'émettre avec la qualité audionumérique la plus élevée possible (soit 96 kbit/s) pendant les programmes de la matinée et, parallèlement, avec une capacité de transmission de données minime, mais le soir venu, il pourra réduire le débit de ces programmes audio à 48 kbit/s et donc augmenter la capacité de transmission des données de 48 kbit/s sans avoir à utiliser le mode hybride étendu. Cette souplesse existe dans le mode tout numérique, mais dans ce cas on dispose d'une capacité de transmission de données plus importante. Comme l'illustre le Tableau C.9, les radiodiffuseurs disposent d'une grande souplesse pour faire du «sur mesure» en fonction des besoins de leurs auditeurs, et ce dans tous les modes de mise en oeuvre.

TABLEAU C.9

Débits de transmission des données du Système numérique C

	Débit binaire audionumérique (96 kbit/s)	**Débit binaire audionumérique (64 kbit/s)**
Hybride	1 kbit/s	33 kbit/s
Hybride étendue	51 kbit/s	83 kbit/s
Tout numérique	181 kbit/s	213 kbit/s

On constate qu'il faut établir un compromis entre la qualité audio et le débit de transmission sans fil des données. Avec le système IBOC, et d'autres systèmes numériques, plus ce débit est élevé et plus le débit de transmission des signaux audio est faible. Ce sera aux radiodiffuseurs qu'il reviendra de le trouver.

Une autre caractéristique du Système numérique C est l'existence d'une capacité résiduelle de 2-3 kbit/s supplémentaire de données. Grâce à sa technologie de compression audio, le système est à même de déterminer quand le contenu audio/voix n'utilise pas pleinement la largeur de bande disponible; dans ce cas, le codec a la capacité de réaffecter la largeur de bande inutilisée aux services de données. Cette capacité supplémentaire de 2-3 kbit/s vient s'ajouter aux débits indiqués dans le tableau ci-dessus. Cette capacité résiduelle minime devrait suffire pour la prise en charge de la plupart des services de type RBDS.

On prévoit que dans le mode hybride de nombreux radiodiffuseurs choisiront la qualité audionumérique à 64 kbit/s. Dans ce cas, les 33 kbit/s de capacité de transmission de données dépasseraient la capacité des téléphones mobiles de la génération actuelle qui est de 9 à 19 kbit/s, et équivaudraient aux débits de la technologie GPRS que mettent actuellement en oeuvre de nombreux opérateurs de systèmes cellulaires. En opérant à 64 kbit/s et en ajoutant les subdivisions du mode hybride étendu, un radiodiffuseur porterait à 81 kbit/s la capacité de transmission des données, soit bien plus que celle des modems téléphoniques standard. Les débits de transmission des données dans le mode tout numérique sont comparables à ceux que compte atteindre l'industrie des systèmes cellulaires avec les technologies de la troisième génération (AMRC-2000, AMRC à bande élargie).

C.1.5 Spécifications de la transmission en MF

C.1.5.1 Introduction

Le § C.1.5 récapitule les principales spécifications de transmission retenues pour le Système numérique C.

C.1.5.2 Tolérances au niveau de la synchronisation

Les tolérances au niveau de la synchronisation sont spécifiées dans les § C.1.5.2.1 à C.1.5.2.3. Le système propose deux niveaux de synchronisation pour chaque radiodiffuseur, à savoir:

– Niveau I: Installations de transmission calées sur GPS

– Niveau II: Installations de transmission non calées sur GPS

Les installations de transmission seront normalement des installations de Niveau I pour permettre l'utilisation de nombreuses fonctions évoluées du système.

C.1.5.2.1 Intervalle temporel de diversité analogique (ou encore, retard lié à la diversité analogique)

L'exactitude absolue de l'intervalle temporel de diversité analogique sera dans le signal de transmission de ±10 μs pour les installations de transmission tant du Niveau I que du Niveau II de synchronisation.

Elle sera vérifiée au moyen d'un récepteur d'essai étalonné, alimenté par les signaux du canal RF à l'examen. On appliquera sur les trajets des signaux analogiques et numériques une tonalité d'essai, de forme sinusoïdale et créée numériquement, de 4 kHz, à –6 dB par rapport à l'échelle 1; cette tonalité est en fait un signal à impulsions d'une durée de 0,5 s, suivie d'un blanc de 4,5 s.

C.1.5.2.2 Fréquence des porteuses RF et horloge des symboles OFDM

Pour les installations de transmission du Niveau I, l'exactitude absolue de la fréquence de la porteuse et de la fréquence d'horloge des symboles OFDM sera maintenue en permanence à 1×10^{-8} près.

Pour les installations de transmission du Niveau II, l'exactitude absolue de la fréquence de la porteuse et de la fréquence d'horloge des symboles OFDM sera maintenue en permanence à 2×10^{-6} près.

C.1.5.2.3 Verrouillage de phase par GPS

Pour les installations de transmission du Niveau I, toutes les transmissions maintiendront le verrouillage de phase par rapport au temps GPS absolu à ±1 μs près.

Si la spécification ci-dessus n'est pas respectée dans le cas d'une installation de transmission du Niveau I, à cause d'une panne GPS ou pour toute autre raison, l'installation sera alors ramenée au Niveau II jusqu'à ce que la spécification en question puisse à nouveau être respectée.

C.1.5.3 Limites de bruit et d'émission du système IBOC

Les limites de bruit et d'émission sont indiquées dans les § C.1.5.3.1 à C.1.5.3.3.

C.1.5.3.1 Types d'ondes analogiques

Le signal analogique est mesuré à l'entrée de l'antenne, la moyenne de la densité spectrale de puissance étant calculée dans une largeur de bande de 1 kHz sur une durée de 10 s. Le gabarit d'émission spectrale RF prôné par la FCC est indiqué dans le Tableau C.10.

C.1.5.3.2 Types d'ondes hybrides et hybrides étendus

Les émissions des types d'ondes hybrides et hybrides étendus, y compris le bruit et les signaux parasites provenant de toutes les sources possibles, en particulier le bruit de phase des produits de l'excitateur IBOC et des produits d'intermodulation, resteront dans les limites des valeurs de bruit et d'émission indiquées dans la Fig. C.12 et résumées dans le Tableau C.11. Les mesures des signaux modulés numériquement sont relatives aux bandes latérales PM de la densité spectrale des porteuses numériques dans une largeur de bande de 1 kHz.

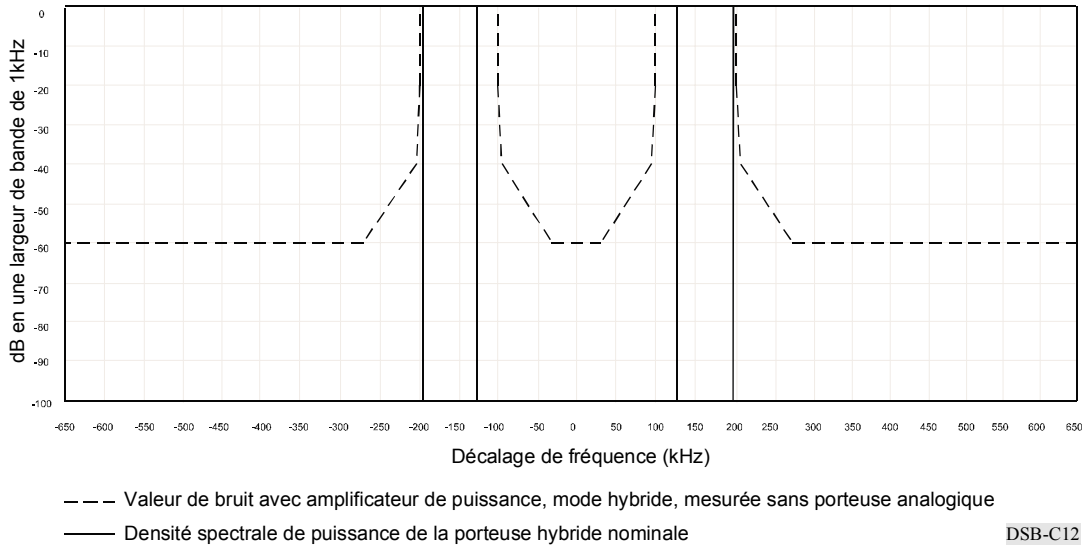
TABLEAU C.10

Gabarits d'émission spectrale RF prônés par la FCC

Décalage par rapport à la fréquence de la porteuse (kHz)	**Densité spectrale de puissance par rapport à une porteuse MF analogique non modulée (dBc/kHz)**
120 à 240	–25
240 à 600	–35
supérieur à 600	–80, ou –43 – (10 · log10 [puissance en watts]), selon la valeur la moins élevée des deux, où [puissance en watts] désigne la puissance totale de la porteuse non modulée à la sortie de l'émetteur

FIGURE C.12

Limites de bruit et d'émission des signaux MF (amplificateur de puissance) en mode hybride du système IBOC



C.1.5.3.3 Type d'onde tout numérique

Les émissions du type d'onde tout numérique resteront dans les limites des valeurs de bruit et d'émission indiquées dans la Fig. C.13 et résumées dans le Tableau C.12. Les mesures des signaux modulés numériquement sont relatives aux bandes latérales PM de la densité spectrale des porteuses numériques dans une largeur de bande de 1 kHz.

C.1.5.4 Niveaux des bandes latérales numériques

La réduction de l'amplitude de chaque sous-porteuse OFDM, à l'intérieur de chaque bande latérale numérique, est indiquée dans le Tableau C.13 pour les types d'ondes hybrides, hybrides étendus et tout numérique. Les valeurs correspondant aux types d'ondes hybrides sont indiquées par rapport à la puissance totale de la porteuse MF analogique non modulée (supposée égale à 1). Celles du type d'onde tout numérique sont indiquées par rapport à la puissance totale de la porteuse MF analogique non modulée (supposée égale à 1) qui aurait été émise dans les modes hybride et hybride étendu.

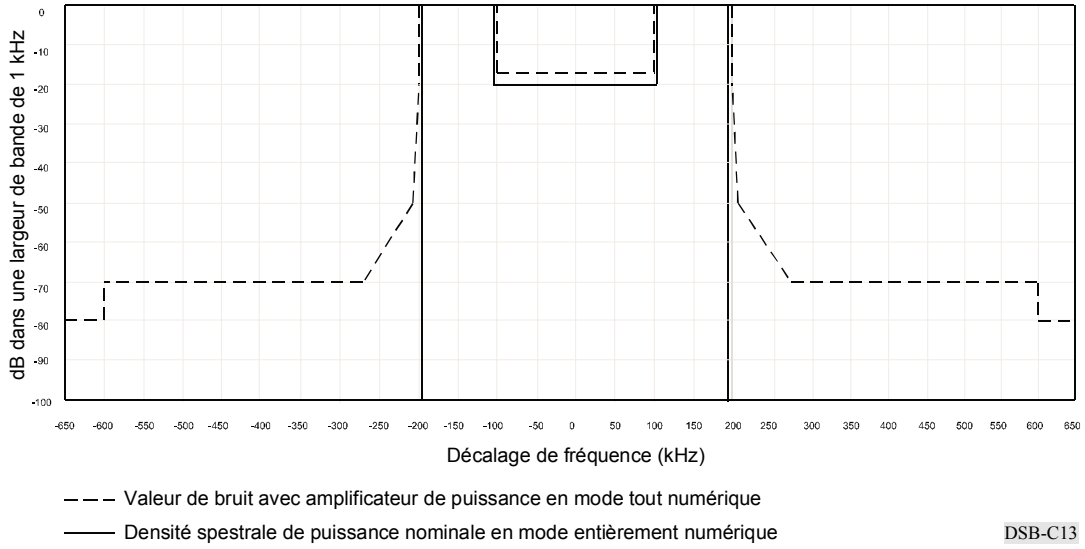
TABLEAU C.11

Limites de bruit et d'émission des signaux MF (amplificateur de puissance) du système IBOC en mode hybride

Décalage de fréquence par rapport à la porteuse	Niveau (dB/kHz)
0-30 kHz	–60 dB
30-95 kHz	[–60 + (|fréquence en kHz|–30 kHz) * 0,3077] dB
95-100 kHz	[–20 + (|fréquence en kHz|–100 kHz) * 4,0] dB
200-205 kHz	[–20 – (|fréquence en kHz|–200 kHz) * 4,0] dB
205-270 kHz	[–40 – (|fréquence en kHz|–205 kHz) * 0,3077] dB
>270 kHz	–60 dB

FIGURE C.13

Limites de bruit et d'émission des signaux MF (amplificateur de puissance) du système IBOC en mode tout numérique



Pour les types d'ondes hybride et hybride étendu, les valeurs ont été choisies de telle manière que la puissance moyenne totale dans une bande latérale numérique primaire (supérieure ou inférieure) soit inférieure de 23 dB à la puissance totale de la porteuse MF analogique non modulée.

TABLEAU C.12

Limites de bruit et d'émission des signaux MF (amplificateur de puissance) du système IBOC en mode tout numérique

Décalage de fréquence, F, par rapport à la porteuse	Niveau (dB/kHz)
0-100 kHz	–17 dB
200-207,5 kHz	[–20 – (|fréquence en kHz| – 200 kHz) *4,0] dB
207,5-270 kHz	[–50 – (|fréquence en kHz| – 207,5 kHz) * 0,3200] dB
270-600 kHz	–70 dB
>600 kHz	–80 dB

Pour le type d'onde tout numérique, les valeurs ont été choisies de telle sorte que la puissance moyenne totale dans une bande latérale numérique primaire (supérieure ou inférieure) soit supérieure d'au moins 10 dB à la puissance totale dans les bandes latérales numériques primaires en mode hybride. En outre, les valeurs ont été choisies de telle manière que la puissance moyenne totale dans les bandes latérales numériques secondaires (supérieures ou inférieures) soit inférieure d'au moins 20 dB à la puissance totale dans les bandes latérales numériques primaires en mode tout numérique.

TABLEAU C.13

Réduction de l'amplitude des sous-porteuses OFDM

Type d'onde	Mode	Bandes latérales	Notation facteur de réduction d'amplitude	Facteur[(1)] de réduction d'amplitude (par rapport à la puissance totale MF analogique)	Facteur[(2)] de réduction (dB, par rapport à la puissance totale MF analogique)
Hybride	MP1	Primaire	a_0	$5{,}123 \times 10^{-3}$	–41,39
Hybride étendu	MP2 – MP7	Primaire	a_0	$5{,}123 \times 10^{-3}$	–41,39
Tout numérique	MP5 – MP7	Primaire	a_2	$1{,}67 \times 10^{-2}$	–31,39
	MS1 – MS4	Secondaire	a_4	$5{,}123 \times 10^{-3}$	–41,39
		Secondaire	a_5	$3{,}627 \times 10^{-3}$	–44,39
		Secondaire	a_6	$2{,}567 \times 10^{-3}$	–47,39
		Secondaire	a_7	$1{,}181 \times 10^{-3}$	–50,39

(1) Facteur de réduction d'amplitude par gamme couverte par les sous-porteuses IBOC.

(2) Facteur de réduction d'amplitude en dB mesuré dans une largeur de bande de 1 kHz.

C.1.6 Glossaire

Les définitions ci-dessous sont données pour permettre de mieux comprendre le présent document.

Bande latérale inférieure − Groupe des sous porteuses OFDM (du numéro −1 au numéro −546) en dessous de la fréquence de la porteuse.

Bande latérale supérieure – Groupe de sous-porteuses OFDM (du numéro 0 au numéro +546) supérieures à la fréquence de la porteuse.

Bandes latérales étendues primaires (PX) – Partie de la bande latérale primaire comprenant les subdivisions de fréquence additionnelles (1, 2 ou 4) comprises dans les subdivisions principales correspondant aux types d'ondes hybride étendu et tout numérique. Elle est, au maximum, comprise entre les sous-porteuses 280 et 355, et –280 à –355.

Bandes latérales principales primaires (PM) – Les 10 subdivisions de la bande latérale primaire comprises entre les sous-porteuses 356 à 545 et –356 à –545.

Bandes latérales secondaires – Bandes latérales à ajouter dans le spectre évacué par le signal analogique. Les bandes latérales secondaires se divisent en bandes latérales principales secondaires (SM), comprenant dix subdivisions de fréquences, les bandes latérales étendues secondaires (SX), comprenant quatre subdivisions de fréquences, et les bandes latérales protégées secondaires (SP) comprenant elles deux groupes de douze sous-porteuses protégées. Les bandes latérales secondaires se composent des sous-porteuses –279 à +279.

Bloc de L1 – Unité de durée T_b. Chaque trame de L1 se compose de 16 blocs de L1.

Canal de commande de système (SCCH) – Canal associant des informations de commande de la Couche 2 et des informations d'état de la Couche 1.

Codage convolutionnel – Type de codage de voies aux fins de correction d'erreur directe qui insert des bits de codage dans un train continu de bits d'information pour constituer une structure prévisible. Contrairement à un codeur par bloc, un codeur convolutionnel a une mémoire: ce qu'il produit est fonction des informations entrées précédemment et des informations du moment.

Codage de voie – Technique servant à ajouter de la redondance à chacune des voies logiques pour améliorer la fiabilité des informations transmises.

Codage différentiel – Technique de codage dans laquelle les états du signal sont représentés par des modifications de valeurs successives, et non par des valeurs absolues.

Commande de système – Données de la Couche 2 indiquant le mode de service et l'intervalle temporel de diversité analogique.

Couche 1 (L1) − Dans le modèle de référence OSI couche de protocole la moins élevée (appelée également couche physique). Concerne essentiellement des connexions physiques et la transmission des données sur un canal de communication.

Couche 2 (L2) − Dans le modèle de référence OSI couche de liaison de données. Est concernée principalement par les conditions à remplir pour les trames (telles que blocs et paquets), la synchronisation et la correction d'erreur.

Débit de codage – Définit l'accroissement du surdébit d'une voie ayant fait l'objet d'un codage; rapport entre les bits d'information et le nombre total de bits après codage.

Débit de trame de L1 − Débit, égal à la réciproque de la durée de trame de L1, $\left(\frac{1}{T_f}\right)$, auquel des trames de transfert données sont acheminées à travers la Couche 1.

Débit de trames de transfert – Nombre de trames de transfert par seconde passant par le SAP et traversant la Couche 1.

Débit des blocs de L1 − Débit, égal à la réciproque de la durée des blocs de L1, $\left(\frac{1}{T_b}\right)$, auquel des trames de transfert données sont acheminées à travers la Couche 1.

Débit des paires de blocs de L1 − Débit, égal à la réciproque de la durée des paires de blocs de L1, $\left(\frac{1}{T_p}\right)$, auquel des trames de transfert données sont acheminées à travers la Couche 1.

Décompte des blocs de L1 – Indice qui désigne une des 16 subdivisions, d'égale durée, d'une trame de L1.

Embrouillage – Processus consistant à faire la somme des bits des données d'entrée et d'un train de bits pseudo-aléatoires pour embrouiller, randomiser le train des bits dans le domaine temporel.

Entrelacement – Changement de l'ordre des bits du message pour les distribuer en temps (sur différents symboles OFDM) et en fréquences (sur différentes sous-porteuses OFDM) pour atténuer les effets de l'évanouissement des signaux et du brouillage.

Evanouissement – Variation (dans le temps) de l'amplitude ou de la phase relative (ou des deux) d'une ou de plusieurs composantes en fréquence d'un signal reçu.

Facteur de réduction d'amplitude – Facteur qui multiplie les éléments en bande de base d'une bande latérale particulière du spectre transmis pour limiter à un niveau donné la puissance rayonnée.

Fonction de mise en forme d'impulsion – Dans le domaine temporel, impulsion superposée au symbole OFDM destinée à en améliorer les caractéristiques spectrales.

Génération des signaux OFDM − Fonction qui génère le signal modulé en bande de base dans le domaine temporel.

Intervalle temporel de diversité (ou retard lié à la diversité) – Application d'un intervalle temporel, ou retard, fixe dans une des deux voies acheminant les mêmes informations pour faire face à des dégradations transitoires (évanouissements ou bruit impulsionnel).

Limite de bruit spectral et d'émission – Spécification limitant le niveau maximum des composantes hors bande du signal transmis.

Mise en correspondance avec des sous-porteuses OFDM − Fonction qui attribue les voies logiques entrelacées (subdivision d'entrelacement) aux sous-porteuses OFDM (subdivisions de fréquences).

Mise en correspondance spectrale – Association de voies logiques spécifiques à des porteuses ou groupes de porteuses spécifiques.

Mode de service – Configuration spécifique de paramètres d'exploitation indiquant le débit, le niveau de qualité de fonctionnement et les voies logiques choisies.

Modèle en couches d'interconnexion des systèmes ouverts (OSI) − Modèle en couches d'architecture de réseau et série (pile) de protocoles pour sa mise en oeuvre. A été élaboré par l'Organisation internationale de normalisation (ISO) en 1978 comme cadre de normalisation internationale pour des architectures de réseau informatique hétérogènes. L'architecture OSI est divisée logiquement en sept couches de protocoles, du bas vers le haut, comme suit:

Couche 1 − Couche physique

Couche 2 − Couche de liaison de données

Couche 3 − Couche de réseau

Couche 4 − Couche de transport

Couche 5 − Couche de session

Couche 6 − Couche de présentation

Couche 7 − Couche d'application

Chaque couche utilise la couche immédiatement au-dessous d'elle et fournit un service à la couche immédiatement au-dessus d'elle.

Modulation d'amplitude (MA) – Modulation dans laquelle l'amplitude d'une onde porteuse varie en fonction de l'amplitude du signal modulant.

Modulation de fréquence (MF) – Modulation dans laquelle la fréquence instantanée d'une porteuse d'onde sinusoïdale est amenée à s'écarter de la fréquence centrale selon une quantité proportionnelle à l'amplitude instantanée du signal modulateur.

Modulation par déplacement de phase bivalente (MDP-2) – Type de modulation de la phase numérique qui assigne à la porteuse une des deux phases discrètes, à 180° l'une de l'autre. Chaque symbole MDP-2 transporte un bit d'information.

Modulation par déplacement de phase quadrivalente (MDP-4) – Forme de modulation numérique par déplacement de phase qui assigne à la porteuse une des quatre phases discrètes, décalées de 90° les unes par rapport aux autres. Chaque symbole MDP-4 transporte deux bits d'information.

Modulus de trames de transfert – Nombre de trames de transfert dans une trame L1.

Multiplexage fréquentiel orthogonal (OFDM) – Technique de multiplexage parallèle qui module un flux de données sur un nombre élevé de sous-porteuses orthogonales qui sont transmises simultanément (voir *symbole OFDM*).

Multiplexeur de trames de transfert – Dispositif combinant deux trames de transfert, ou plus, en un seul vecteur.

Paire de blocs de L1 – Deux blocs contigus de L1; unité de durée T_p.

Paramètres de caractérisation – Ensemble spécifique de paramètres de définition correspondant à chaque voie logique pour un mode de service donné. Le codage de voie, l'entrelacement, la mise en correspondance du spectre et l'intervalle temporel de diversité de la voie logique en déterminent les paramètres de caractérisation.

Parité – En codage binaire, procédé adopté pour faire en sorte que dans toute expression codée, licite, le nombre total de «1» ou de «0» soit toujours impair ou toujours pair.

Période d'attente − Délai temporel qu'une voie logique impose à une trame de transfert alors qu'elle traverse la Couche 1. Un des trois paramètres de caractérisation. (Voir *robustesse* et *transfert*.)

Pile des protocoles de système – Protocoles associés au fonctionnement des couches du modèle de référence OSI.

Point d'accès au service (SAP) – Interface entre les Couches 1 et 2 au niveau de laquelle les données provenant de la Couche 2 sont formatées avant d'être transmises à la Couche 1.

Primitive – Définition de base d'une commande et/ou de données comprenant un point d'accès au service.

Processus d'entrelacement – Série de manipulations opérées sur une ou sur plusieurs trames de transfert codées (vecteurs) pour réorganiser leurs bits à l'intérieur d'une ou de plusieurs matrices d'entrelacement dont le contenu est destiné à une partie donnée du spectre transmis.

Robustesse – Aptitude d'une voie ou d'un canal logique à supporter une dégradation due par exemple au bruit, à un brouillage, à des évanouissements. Il existe onze degrés différents de robustesse au niveau de la Couche 1 de l'interface radioélectrique MF. Il s'agit d'un des trois paramètres de caractérisation. (Voir *délai d'attente et transfert*.)

Séquence de données de commande de système – Séquence de bits destinée à chaque sous-porteuse de référence, représentant les différents éléments de commande de système transférés entre la Couche 1 et la Couche 2.

Signal analogique – Désigne un signal qui est modulé sur la porteuse principale par une technique de modulation de fréquence classique à indice élevé (voir *signal numérique*).

Signal numérique – Désigne des signaux qui sont modulés numériquement sur des sous-porteuses par modulation OFDM (q.v.) (voir *signal analogique*).

Sous-porteuse OFDM − Une des 1 093 porteuses possibles modulées MDP en bande étroite que compte la voie retenue, qui ensemble constituent la représentation du domaine fréquentiel d'un seul symbole OFDM.

Sous-système de transmission – Elément fonctionnel servant à formater le type d'onde IBOC en bande de base et à le convertir à des fréquences supérieures en vue de sa transmission par le canal d'ondes métriques.

Subdivision de fréquences – Groupe de 19 sous-porteuses OFDM comprenant 18 sous-porteuses de données et une sous-porteuse de référence.

Symbole OFDM − Impulsion dans le domaine temporel de durée T_s, représentant toutes les sous-porteuses actives et contenant toutes les données présentes dans une ligne issue de l'entrelaceur ainsi que les matrices séquentielles des données de commande de système. Le type d'onde transmis est la concaténation de symboles OFDM successifs.

Taille de la trame de transfert – Nombre d'octets dans une trame de transfert.

Traitement de commande de système – Fonction qui génère la séquence des données de commande de système.

Trame de L1 − Intervalle de durée spécifique, T_f, désignée par un ALFN. On peut considérer que le signal transmis se compose d'une série de trames de L1.

Trame de transfert – Ensemble ordonné, unidimensionnel, de bits d'une longueur donnée provenant de la Couche 2, groupés en vue d'un traitement via une voie logique.

Transfert – Mesure du débit d'écoulement des données sur une voie logique. Il s'agit d'un des trois paramètres de caractérisation. (Voir *délai d'attente et robustesse*.)

Type d'onde hybride étendu – Type d'onde transmis se composant du signal MF analogique et des sous-porteuses principales primaires (+356 à +546 et –356 à –546), modulées numériquement, et d'une partie ou de la totalité des sous-porteuses associées au type étendu primaire (+280 à +355 et -280 à –355). Ce type d'onde sera normalement utilisé pendant une phase de transition initiale, précédant le passage au type d'onde tout numérique (voir *type d'onde hybride* et *type d'onde tout numérique*).

Type d'onde hybride – Type d'onde transmis se composant du signal analogique modulé en MF, et des sous-porteuses principales primaires (+356 à +546 et –356 à –546) modulées numériquement. Ce type d'onde sera normalement utilisé pendant une phase de transition initiale, précédant l'adoption du type d'onde tout numérique (voir *type d'onde hybride étendu* et *type d'onde tout numérique*).

Type d'onde tout numérique – Le type d'onde transmis se compose entièrement de sous-porteuses (–546 à +546) modulées numériquement sans signal MF analogique. Ce type d'onde sera normalement utilisé après une phase de transition pendant laquelle les types d'onde employés seront des types hybrides comportant une modulation analogique et une modulation numérique (voir *type d'onde hybride* et *type d'onde hybride étendu*).

Unités de commande de service (UCS) – Unités des données de commande de système transférées entre la Couche 2 et la Couche 1.

Unités de données de service (UDS) - Unités des données de contenu d'utilisateur transférées de la Couche 2 à la Couche 1.

Vecteur - Représentation unidimensionnelle.

Voie attribuée – Une des cent assignations de fréquence possibles dans la bande MF.

Voie ou canal logique − Conduit de signaux sur lequel sont acheminées les trames de transfert entre la Couche 2 et la Couche 1 avec une qualité de service donnée.

C.2 Qualité de fonctionnement en mode hybride: rapport des essais réalisés en laboratoire

C.2.1 Généralités

Pour essayer de reproduire fidèlement en laboratoire toute la gamme des environnements possibles, on a soumis le Système numérique C à un certain nombre d'essais pour mesurer sa qualité de fonctionnement en présence de brouillages et d'évanouissements sélectifs, en mode IBOC hybride, dans la même voie, puis dans une voie adjacente. On quantifie la qualité de fonctionnement dans un environnement donné au moyen de courbes décrivant la probabilité d'erreur sur les blocs du système, suivant le rapport signal sur bruit disponible. Ces blocs sont tout simplement de grands groupes de bits d'information alimentant le décodeur audio. A chaque bloc correspond un contrôle de redondance cyclique (CRC) qui, s'il est mauvais, signale la présence d'une erreur dans le bloc. On calcule le taux d'erreur sur les blocs en divisant le nombre de blocs dans lesquels figure une erreur par le nombre total de blocs reçus.

Pour adapter ces résultats aux conditions qui correspondent au service analogique existant, on a enregistré un signal audio analogique d'un récepteur MF du commerce pour chacun des environnements d'essai au point où on pouvait tout juste détecter une dégradation sensible du signal numérique; ce point est appelé seuil d'audibilité (TOA, *threshold of audibility*) numérique. Pour ce qui est du Système numérique C, le TOA numérique correspond à un taux d'erreur sur les blocs de 0,01, ce qui permet d'établir une comparaison directe entre la qualité de fonctionnement des signaux numériques du système IBOC et les signaux analogiques de systèmes existants.

On a en particulier réalisé les essais suivants:

– Qualité de fonctionnement en présence de bruit gaussien: cet essai permet de mesurer une limite supérieure de la qualité de fonctionnement du système et enregistre le son analogique au TOA numérique, en présence de bruit gaussien.

– Qualité de fonctionnement en présence d'évanouissements de Rayleigh: cet essai permet de mesurer la qualité de fonctionnement du signal IBOC souhaité et enregistre le son analogique au TOA numérique en présence de bruit gaussien et de divers types d'évanouissements de Rayleigh.

– Qualité de fonctionnement en présence de brouillages à évanouissement individuel: cet essai permet de mesurer la qualité de fonctionnement du signal IBOC souhaité et enregistre le son analogique au TOA numérique, en présence de bruit gaussien et d'évanouissements de Rayleigh, avec des signaux IBOC hybrides sur le premier canal adjacent, le second canal adjacent et dans le même canal.

C.2.2 Définitions et hypothèses

Pour que les résultats soient considérés comme exacts, il faut les interpréter en tenant compte des hypothèses et définitions ci-dessous.

C.2.2.1 Signal souhaité

Le signal IBOC hybride souhaité se composait d'un signal hôte MF analogique et d'un signal de DSB en ligne de base d'une puissance totale qui était inférieure de 22 dB à la puissance totale du signal MF hôte. Il a été produit à l'aide d'un excitateur du commerce pour la DSB IBOC MF.

Le signal hôte MF analogique se composait d'une voie pilote et d'une voie audio principale modulée par de la musique pop traitée préalablement. Le traitement du signal audio a été réalisé sur un dispositif MF Omnia. Le signal hôte MF a quant à lui été généré à l'aide d'un excitateur MF Harris SuperCiter. Pour l'enregistrement du signal analogique au TOA numérique, on a utilisé un pot-pourri de morceaux de Dire Straits (31 s), de Pearl Jam (32 s) et de Suzanne Vega (11 s), élaboré sur mesure par le National Radio Systems Committee (NRSC).

C.2.2.2 Taux d'erreur sur les blocs

La qualité de fonctionnement dans un environnement donné est illustrée par des courbes qui décrivent la probabilité d'erreur sur les blocs du système suivant le rapport C_d/N_0 disponible. Le taux d'erreur sur les blocs est une bonne mesure en ce sens qu'il donne l'indication la plus exacte du TOA du codec audio. Le TOA, auquel correspond un taux d'erreur sur les blocs de 0,01, est indiqué sur les courbes par une ligne horizontale en gras.

Le rapport C_d/N_0 est défini comme le rapport porteuse sur la densité de bruit de la partie numérique du signal hybride à l'entrée du récepteur. C_d est une mesure de la puissance totale du signal numérique, tandis que N_0 se compose de bruit gaussien (en l'absence de signaux brouilleurs) mesuré dans une largeur de bande de 1 Hz.

En supposant une fréquence porteuse à mi-bande de 100 MHz et une antenne dipolaire de gain unité (en raison des pertes au niveau du sol, etc.), on peut convertir l'intensité du champ électrique E (V/m) en puissance de porteuse C (W) à l'entrée du récepteur au moyen de l'équation suivante:

$$C = \frac{E^2}{120\pi} A_e$$

où:

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G$$

Dans ce cas, $A_e = 0{,}716$ m^2 est l'ouverture efficace de l'antenne dipolaire. Comme la puissance totale dans les deux bandes latérales DSB est inférieure de 22 dB à la puissance totale du signal FM analogique, on calcule C_d (dBm) comme suit:

$$C_d = 10 \log_{10} (C) - 22 + 30$$

Pour passer de la température de bruit exprimée en degrés K à la puissance de bruit exprimée en dBm/Hz on utilise la formule suivante:

$$N_0 = 10 \log_{10}(k\,T) + 30$$

où N_0 est la puissance de bruit exprimée en dBm/Hz, k est la constante de Boltzmann (j/k) ($1{,}38 \times 10^{-23}$) et T la température de bruit (k). C_d/N_0 (dB/Hz) s'obtient en soustrayant N_0 (dBm/Hz) de C_d (dBm).

Les enregistrements du signal analogique au TOA numérique ont été réalisés à un niveau du bruit gaussien ambiant de 100 000 K. Dans une largeur de bande de 1 Hz, la température de 100 000 K produit un bruit de –48,6 dBm/Hz. Le bruit a été produit à l'aide d'un générateur de bruit gaussien Noise/Com et a été ajouté au signal juste avant l'entrée du récepteur.

C.2.2.3 Brouillages

Les essais ont été réalisés en présence de brouillages dans le même canal, sur le premier canal adjacent et sur le second canal adjacent. Tous les signaux brouilleurs, analogiques et numériques, étaient des signaux MF IBOC, en mode hybride, non corrélés mutuellement, signaux qui ont été choisis parce qu'ils représentent les conditions les plus sévères pour la diffusion numérique.

Les signaux brouilleurs MF analogiques ont été modulés avec du bruit rose traité à l'aide d'un analyseur stéréo MF Sencore SG-80. Le bruit rose est tout simplement un bruit gaussien blanc qui a été filtré avec une décroissance de 3 dB/octave, puis traité au moyen d'un Orban MF Optimod 2200D. Le bruit rose a été généré par le système Audio Precision System Two 2322.

C.2.2.4 Evanouissement

Le canal d'évanouissement sélectif a été modélisé par l'addition d'un certain nombre de trajets de Rayleigh, à évanouissement uniforme, retardé et atténué. On a utilisé quatre différents modèles à trajets multiples, à savoir: «urbain lent», «urbain rapide», «rural rapide» et «relief avec obstacles, rapide». Les qualificatifs «rapide» et «lent» sont appliqués à la vitesse au sol du véhicule sur lequel est monté le récepteur, car elle détermine directement le degré de la diffusion Doppler subi par le signal. Les scénarios d'évanouissement sont résumés dans les Tableaux C.14 à C.17.

Ces profils d'évanouissement ont été générés en laboratoire à l'aide d'un émulateur d'évanouissement multitrajets Noise/Com MP2700. Pour chacun d'entre eux on a provoqué un évanouissement indépendant des signaux utiles et des signaux brouilleurs.

TABLEAU C.14

Profil d'évanouissement de Rayleigh, multitrajets scénario urbain lent

Trajet	Retard (μs)	Doppler (Hz)	Affaiblissement (dB)
1	0,0	0,1744	2,0
2	0,2	0,1744	0,0
3	0,5	0,1744	3,0
4	0,9	0,1744	4,0
5	1,2	0,1744	2,0
6	1,4	0,1744	0,0
7	2,0	0,1744	3,0
8	2,4	0,1744	5,0
9	3,0	0,1744	10,0

TABLEAU C.15

Profil d'évanouissement de Rayleigh, multitrajets scénario urbain rapide

Trajet	Retard (μs)	Doppler (Hz)	Affaiblissement (dB)
1	0,0	5,2314	2,0
2	0,2	5,2314	0,0
3	0,5	5,2314	3,0
4	0,9	5,2314	4,0
5	1,2	5,2314	2,0
6	1,4	5,2314	0,0
7	2,0	5,2314	3,0
8	2,4	5,2314	5,0
9	3,0	5,2314	10,0

TABLEAU C.16

Profil d'évanouissement de Rayleigh, multitrajets rural rapide

Trajet	Retard (μs)	Doppler (Hz)	Affaiblissement (dB)
1	0,0	13,0785	4,0
2	0,3	13,0785	8,0
3	0,5	13,0785	0,0
4	0,9	13,0785	5,0
5	1,2	13,0785	16,0
6	1,9	13,0785	18,0
7	2,1	13,0785	14,0
8	2,5	13,0785	20,0
9	3,0	13,0785	25,0

TABLEAU C.17

Profil d'évanouissement de Rayleigh, multitrajets scénario relief avec obstacles, rapide

Trajet	Retard (μs)	Doppler (Hz)	Affaiblissement (dB)
1	0,0	5,2314	10,0
2	1,0	5,2314	4,0
3	2,5	5,2314	2,0
4	3,5	5,2314	3,0
5	5,0	5,2314	4,0
6	8,0	5,2314	5,0
7	12,0	5,2314	2,0
8	14,0	5,2314	8,0
9	16,0	5,2314	5,0

C.2.2.5 Enregistrement du son MF analogique au TOA numérique

On a utilisé un autoradio stéréo de la marque Delco (numéro de série 16195161) pour évaluer la qualité du son analogique au TOA numérique dans chacun des environnements d'essai. Un signal RF a été transmis au récepteur analogique par câble coaxial et connecteur BNC. Le son en sortie du canal de gauche et du canal de droite a été enregistré à l'aide d'un appareil numérique à huit canaux de la marque Akai, un DR8.

Ces enregistrements ont ensuite servi à évaluer la qualité du son analogique au TOA numérique pour chaque environnement. Au moment des mesures, l'ingénieur responsable des essais divisait grosso modo la qualité audio en trois catégories:

– dégradation imperceptible;

– dégradation audible;

– dégradation synonyme de non-fonctionnement (POF, *point of failure*).

Il convient d'observer que le son analogique a été enregistré dans l'environnement analogique existant et que toutes les sous-porteuses numériques – utiles et brouilleuses – avaient été supprimées avant l'opération, ce qui permet une bonne évaluation des signaux analogiques *tels qu'ils existent actuellement* au niveau du signal et du bruit où les signaux numériques commencent à se dégrader.

Pour permettre la reproductibilité de l'essai et supprimer toute variation attribuable à l'homme, on a attribué au TOA numérique un taux d'erreur sur les blocs de 0,01, ce qui révèle certes une certaine subjectivité, mais présente l'avantage de supprimer l'influence que pourrait avoir l'ingénieur chargé des essais et aussi de permettre une interprétation directe des courbes des taux d'erreur sur les blocs mesurés.

C.2.3 Procédures d'essai

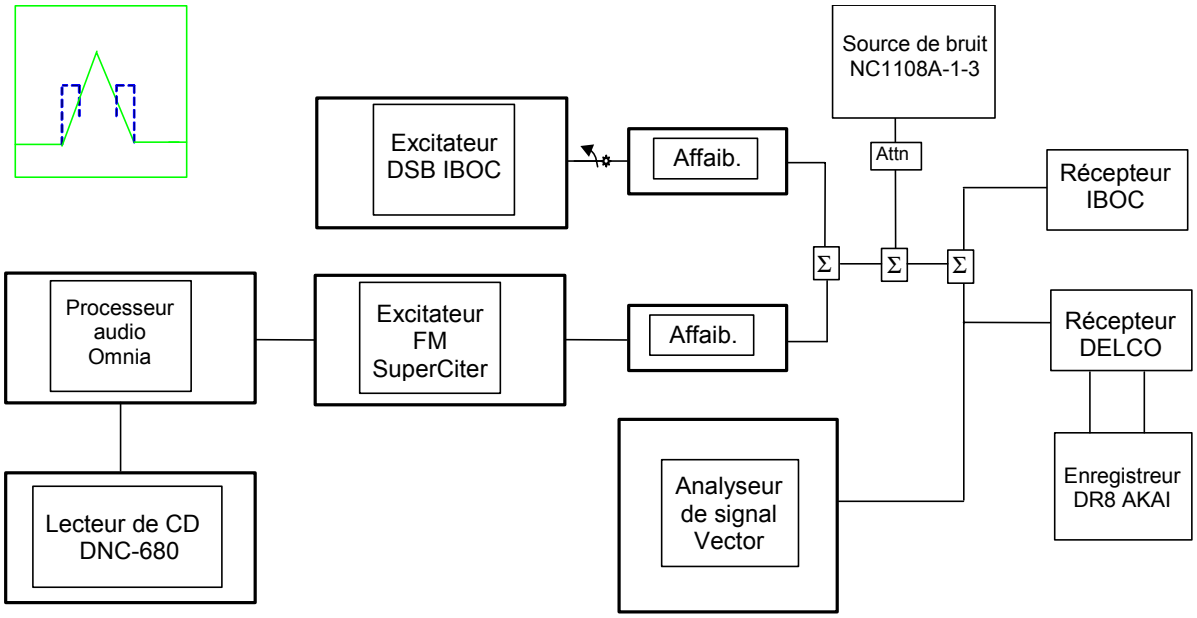
Dans les essais évoqués ci-dessous, on a illustré la qualité de fonctionnement numérique par des courbes représentant le taux d'erreur sur les blocs. Les enregistrements du son analogique permettent de comparer la qualité de fonctionnement numérique potentielle avec celle du service analogique existant.

C.2.3.1 Qualité de fonctionnement en présence de bruit gaussien

Cet essai mesure une limite supérieure de la qualité de fonctionnement du système et enregistre le son analogique au TOA numérique, en présence de bruit gaussien et en l'absence d'évanouissement de Rayleigh et de brouillage. Le dispositif d'essai est illustré dans la Fig. C.14.

FIGURE C.14

Dispositif d'essai en présence de bruit gaussien



a) Transmettre un signal IBOC hybride utile de 54 dBu. Ajouter du bruit blanc gaussien en quantité nécessaire pour produire le rapport C_d/N_0 souhaité.

b) Attendre soit d'avoir observé 100 erreurs de blocs, soit 10 min, l'option retenue étant celle qui durera le plus longtemps. Enregistrer le taux d'erreur sur les blocs.

c) Recommencer les opérations a) et b) pour au moins deux autres valeurs du rapport C_d/N_0. Essayer d'établir le rapport C_d/N_0 de telle sorte que la courbe correspondante coupe le TOA.

d) Régler le niveau de bruit pour produire un bruit blanc gaussien de 100 000 K et faire varier le niveau du signal jusqu'à l'obtention d'un taux d'erreur sur les blocs de 0,01.

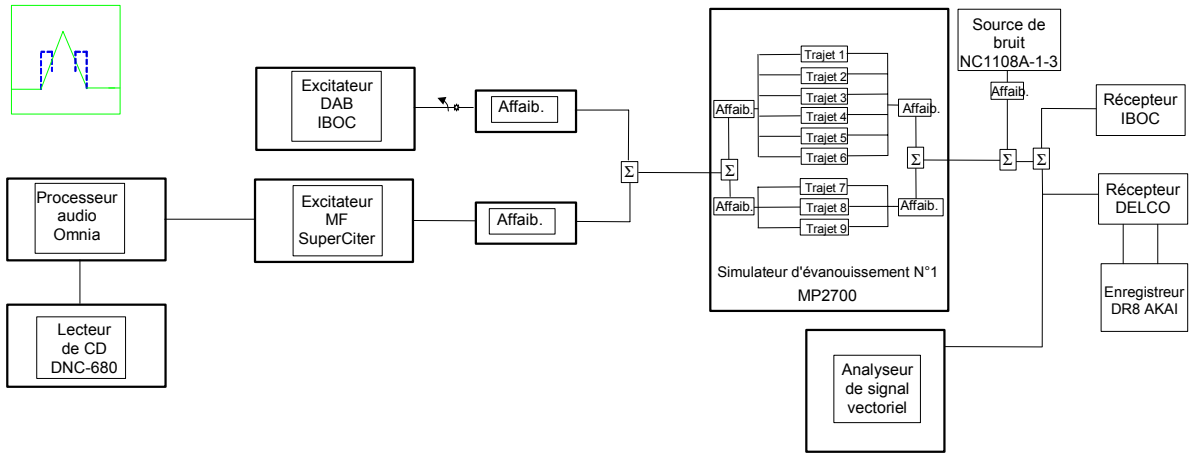
e) Supprimer les bandes latérales numériques du signal utile et enregistrer le signal audio obtenu provenant du récepteur analogique à l'aide d'un enregistreur numérique Akai. Enregistrer le nom du fichier et classer la qualité du son analogique dans une des catégories mentionnées (dégradation imperceptible, dégradation audible ou dégradation POF).

C.2.3.2 Comportement en présence d'évanouissements de Rayleigh

Cet essai mesure la qualité de fonctionnement du système et enregistre le son analogique au TOA numérique, en présence de bruit gaussien et de divers types d'évanouissement de Rayleigh. Le dispositif de l'essai est illustré dans la Fig. C.15.

FIGURE C.15

Dispositif de l'essai en présence d'évanouissements de Rayleigh



a) Transmettre un signal IBOC hybride utile de 54 dBu dans un environnement d'évanouissement à neuf trajets «urbain rapide». Ajouter un bruit blanc Gaussien en quantité suffisante pour produire le rapport C_d/N_0 souhaité, en procédant à la mesure sur une durée suffisante pour calculer la moyenne des variations d'amplitude produites par les évanouissements.

b) Attendre soit d'avoir observé 100 blocs d'erreurs, soit 10 min, l'option retenue étant celle qui durera le plus longtemps. Enregistrer le taux d'erreur sur les blocs.

c) Reproduire les opérations a) et b) pour au moins deux autres valeurs du rapport C_d/N_0. Essayer d'établir le rapport C_d/N_0 de telle sorte que la courbe correspondante coupe le seuil TOA.

d) Adapter le niveau de bruit pour reproduire un bruit blanc gaussien de 100 000 K et faire varier le niveau du signal jusqu'à l'obtention d'un taux d'erreurs sur les blocs de 0,01.

e) Supprimer les bandes latérales numériques du signal utile et enregistrer le signal sonore provenant du récepteur analogique au moyen de l'enregistreur numérique Akai. Enregistrer le nom du fichier et attribuer à la qualité du son analogique une catégorie (dégradation imperceptible, dégradation audible ou dégradation POF).

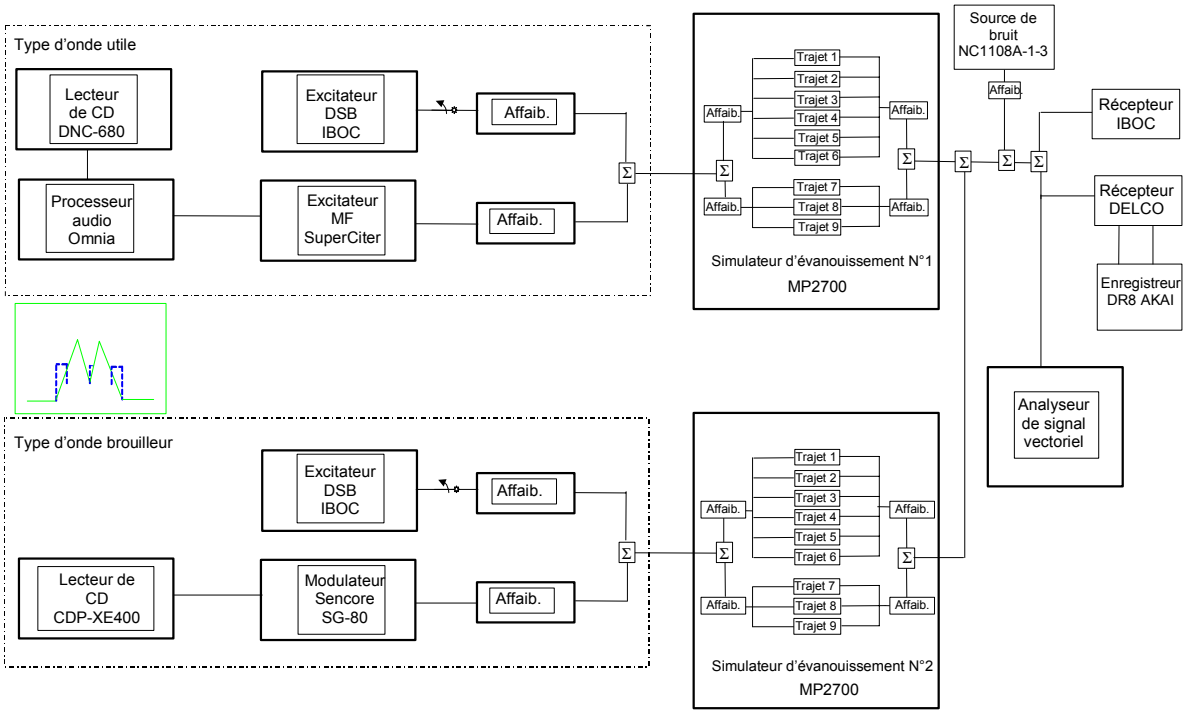
f) Reproduire les opérations de a) à e) pour les profils d'évanouissement urbain lent, rural rapide et relief avec obstacles rapide. Lors de l'utilisation du profil urbain lent, continuer de relever le taux d'erreur sur les blocs pendant au moins 30 min pour que l'échantillon soit statistiquement significatif.

C.2.3.3 Comportement en présence de brouillages à évanouissement individuel

Cet essai mesure la qualité de fonctionnement du système en présence de bruit gaussien et d'évanouissements de Rayleigh, et en présence de brouilleurs IBOC hybrides sur le premier canal adjacent, sur le second canal adjacent et dans le même canal. Le dispositif de l'essai est illustré dans la Fig. C.16.

FIGURE C.16

Dispositif d'essai en présence de brouilleurs à évanouissement individuel



a) Transmettre un signal IBOC hybride utile de 54 dBu dans un environnement d'évanouissement à neuf trajets «urbain rapide», en présence d'un brouilleur IBOC hybride à évanouissement individuel sur le premier canal adjacent dont la puissance totale est inférieure de 6 dB à la puissance totale du signal utile. Ajouter un bruit blanc gaussien en quantité suffisante pour produire le rapport C_d/N_0 souhaité, en procédant aux mesures pendant une durée suffisante pour calculer la moyenne des variations d'amplitude dues aux évanouissements.

b) Attendre soit d'avoir observé 100 erreurs sur le bloc, soit 10 min, l'option retenue étant celle qui durera le plus longtemps. Enregistrer le taux d'erreur sur les blocs.

c) Reproduire les opérations a) et b) pour au moins une autre valeur du rapport C_d/N_0. Essayer d'établir le rapport C_d/N_0 de sorte que la courbe correspondante coupe le seuil TOA.

d) Adapter le niveau de bruit pour produire un bruit blanc gaussien de 100 000 K et faire varier le niveau du signal jusqu'à l'obtention d'un taux d'erreurs sur les blocs de 0,01.

e) Supprimer les bandes latérales numériques du signal utile et enregistrer le signal audio provenant du récepteur analogique au moyen de l'enregistreur numérique Akai. Enregistrer le nom du fichier et attribuer à la qualité du son analogique une catégorie (dégradation imperceptible, dégradation audible, dégradation POF).

f) Reproduire les opérations de a) à e) en utilisant les brouilleurs sur le premier canal adjacent dont la puissance totale est inférieure de 18 dB, 24 dB et 30 dB à la puissance totale du signal utile.

g) Reproduire les opérations de a) à e) en remplaçant le brouilleur sur le premier canal adjacent par un brouilleur sur le second canal adjacent hybride IBOC d'évanouissement individuel dont la puissance totale est supérieure de 20 dB à la puissance totale du signal utile.

h) Reproduire les opérations de a) à e) en remplaçant le brouilleur sur le second canal adjacent par un seul brouilleur sur le même canal hybride IBOC à évanouissement individuel dont la puissance totale est inférieure de 10 dB et de 20 dB à la puissance totale du signal utile.

C.2.4 Résultats d'essai

Les résultats d'essai sont présentés brièvement dans le Tableau C.18, dans lequel les profils «urbain à évanouissement rapide», «urbain à évanouissement lent», «rural à évanouissement rapide» et «relief avec obstacles, à évanouissement rapide» tour à tour sont désignés respectivement par les abréviations UF, US, RF et TO. Ces profils sont appliqués tour à tour au signal utile et à chacun des brouilleurs. Le niveau de brouillage est exprimé en unité de dB_{des}, c'est-à-dire des décibels rapportés à la puissance totale du signal hybride utile.

Pour chaque essai d'évaluation du taux d'erreur sur les blocs, le Tableau C.18 indique le scénario de brouillage en fonction duquel l'essai a été réalisé, le rapport C_d/N_0 (dB/Hz), le profil d'évanouissement, le niveau de brouillage ainsi que le taux d'erreur sur les blocs mesuré.

C.2.4.1 Comportement en présence de bruit gaussien

Cet essai a permis de mesurer une limite supérieure de la qualité de fonctionnement du système et d'enregistrer le son analogique au TOA numérique en présence de bruit gaussien et en l'absence d'évanouissement de Rayleigh et de brouillage. Les résultats sont illustrés par les courbes de taux d'erreur sur les blocs de la Fig. C.17 et résumés dans le Tableau C.18.

Le Tableau C.18 présente les résultats de l'évaluation subjective du son analogique, d'où il ressort qu'immédiatement avant le TOA numérique la qualité du son analogique se dégrade de manière audible.

C.2.4.2 Comportement en présence d'évanouissements de Rayleigh

Ce test a permis de mesurer la qualité de fonctionnement du système et d'enregistrer le son analogique au TOA numérique en présence de bruit gaussien et de divers types d'évanouissement de Rayleigh. Les résultats sont illustrés par les courbes de taux d'erreur sur les blocs de la Fig. C.17 et résumés dans le Tableau C.18. Les résultats font apparaître une insensibilité au profil d'évanouissement, sauf dans le cas d'évanouissements lents en milieu urbain, qui donnent lieu à des évanouissements du signal de très longue durée. Le profil d'évanouissement lent en milieu urbain (urbain lent) se traduit par des coupures particulièrement gênantes dans les transmissions analogiques existantes.

C.2.4.2.1 Profil urbain à évanouissement rapide (UF)

Le Tableau C.18 présente les résultats de l'évaluation subjective du son analogique, d'où il ressort qu'immédiatement avant le TOA numérique, la qualité du son analogique se dégrade de manière audible.

C.2.4.2.2 Profil urbain à évanouissement lent (US)

Le Tableau C.18 présente les résultats de l'évaluation subjective du son analogique, d'où il ressort qu'immédiatement avant le TOA numérique, la qualité du son analogique se dégrade de manière audible.

C.2.4.2.3 Profil rural à évanouissement rapide (RF)

Le Tableau C.18 présente les résultats de l'évaluation subjective du son analogique, d'où il ressort qu'immédiatement avant le TOA numérique, la qualité du son analogique se dégrade de manière audible.

C.2.4.2.4 Profil relief avec obstacles, à évanouissement rapide (TO)

Le Tableau C.18 présente les résultats de l'évaluation subjective du son analogique, d'où il ressort qu'immédiatement avant le TOA numérique, la qualité du son analogique se dégrade de manière audible.

FIGURE C.17

Taux d'erreur sur les blocs du système hybride pour différents types d'évanouissement sur 9 trajets et de BBGA

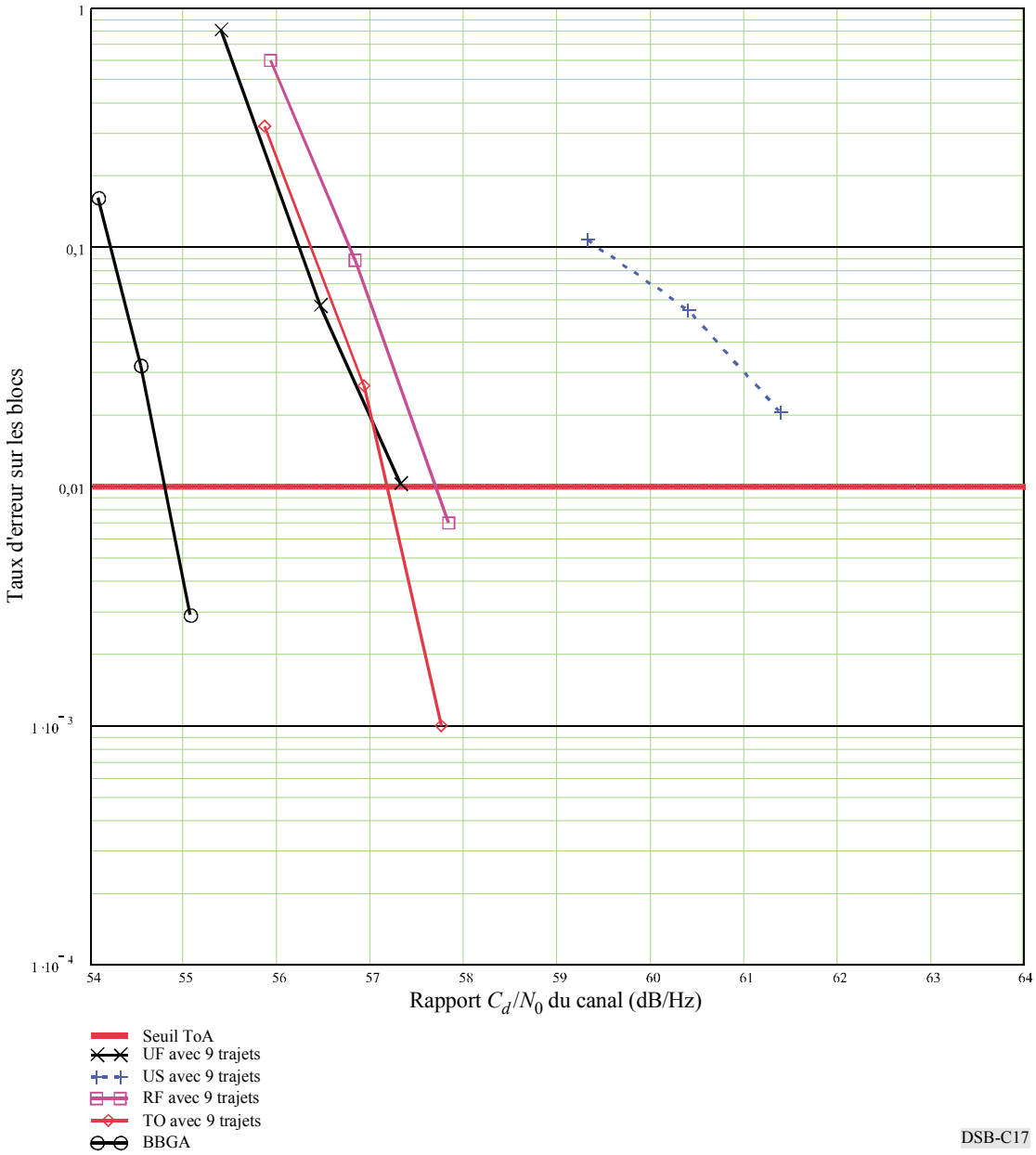


TABLEAU C.18

Résultats des essais de qualité de fonctionnement en radiodiffusion sonore numérique MF hybride IBOC

Essais	*Paramètres d'entrée*					*Mesures*		
						Qualité numérique	*Evaluation subjective du son analogique au TOA*	
	C_d/N_0 (dB/Hz)	*Evanouissement*	*Dans canal (dB_{des})*	*1er canal adjacent (dB_{des})*	*2ème canal adjacent (dB_{des})*	*Taux d'erreur sur les blocs*	*Nom du fichier*	*Dégradation subjective du son*
Bruit gaussien (sans évanouissement/sans brouillage)	54,1					0,16	audio1.wav	Audible
	54,5					0,032		
	55,1					0,0029		
Evanouissement sur 9 trajets	55,4	UF				0,8	audio2.wav	Audible
	56,4					0,056		
	57,3					0,012		
	59,3	US				0,106	audio3.wav	Audible
	60,4					0,054		
	61,4					0,0202		
	55,9	RF				0,6	audio4.wav	Audible
	56,8					0,087		
	57,8					0,007		
	55,9	TO				0,317	audio5.wav	Audible
	56,9					0,026		
	57,8					0,001		
Brouillage sur 1er canal adjacent	61,5	UF		–6,0		0,075	audio6.wav	Audible
	62,4					0,045		
	63,4					0,00842		
	59,4	UF		–18,0		0,077	audio7.wav	Audible
	60,3					0,012		
	61,3					0,006		
	58,2	UF		–24,0		0,0735	audio8.wav	Audible
	59,2					0,0109		
	60,1					0,005		
	57,2	UF		–30,0		0,0287	audio9.wav	Audible
	58,2					0,0082		
Brouillage sur 2ème canal adjacent	57,9	UF			20,0	0,1	audio10.wav	Audible
	58,9					0,018		
	60,5					0,00085		
Brouillage dans le canal	60,2	UF	–10,0			0,013	audio11.wav	POF
	61,3					0,0097		
	65,3					0,00014		
	58,4	UF	–20,0			0,013	audio12.wav	Audible
	59,3					0,0011		
	60,4					0,00035		

C.2.4.3 Qualité de fonctionnement en présence de brouillages à évanouissement individuel

Cet essai a permis de mesurer la qualité de fonctionnement du système et d'enregistrer le son analogique en présence de bruit gaussien, d'évanouissements de Rayleigh et de brouilleurs à évanouissement individuel IBOC hybride sur le premier canal adjacent, le second canal adjacent et dans le même canal. Chaque brouilleur a été soumis au même type de canal d'évanouissement de Rayleigh que le signal utile; cependant, tous les signaux ont subi un évanouissement individuel, raison pour laquelle ils ne sont pas corrélés.

C.2.4.3.1 Brouillages à source unique par le premier canal adjacent

Les stations de Classe B, correctement espacées, sont protégées jusqu'au contour 54 dBu contre le brouillage par le premier canal adjacent dépassant 48 dBu dans 50% des emplacements et pendant 10% du temps. En conséquence, des essais ont été réalisés avec des brouilleurs hybrides dans le premier canal adjacent de diverses puissances, jusqu'à un niveau se situant à 6 dB au-dessous de celui du signal utile.

Les résultats du taux d'erreur sur les blocs sont présentés dans la Fig. C.18 et résumés dans le Tableau C.18. Comme on pouvait le prévoir, le niveau de qualité diminue à mesure que le niveau de brouillage augmente, passant de $-30\ dB_{des}$ à $-6\ dB_{des}$. Toutefois, l'algorithme d'annulation du brouillage par le premier canal adjacent utilisé dans le récepteur assure un niveau de qualité supérieur au système, même en présence d'un brouilleur puissant dans le premier canal adjacent, dans un environnement urbain à évanouissement rapide. Le Tableau C.18 donne l'évaluation subjective du son analogique, d'où il ressort qu'immédiatement avant le TOA numérique la qualité du son analogique se dégrade de manière audible pour tous les niveaux de brouillage par le premier canal adjacent.

C.2.4.3.2 Brouillages à source unique dans le canal

Les stations de Classe B, correctement espacées, sont protégées jusqu'au contour 54 dBu contre le brouillage dans le canal excédant 34 dBu dans 50% des emplacements et pendant 10% du temps. Cela signifie que pendant 90% du temps au niveau du contour 54 dBu, le rapport D/U dépasse 20 dB. Compte tenu de cette constatation, on peut faire un certain nombre d'observations relatives à la nature du brouillage dans le canal.

Un brouillage hybride dans le canal devrait avoir un effet minimal sur la qualité du signal numérique utile étant donné qu'il sera généralement d'au moins 20 dB inférieur en puissance par rapport aux bandes latérales numériques au contour protégé analogique de 54 dBu. Cela a été vérifié par des essais en laboratoire. Un brouilleur hybride de $-20\ dB_{des}$ dans le canal a été appliqué au signal hybride utile dans un environnement urbain à évanouissement rapide. Les résultats du taux d'erreur sur les blocs sont présentés dans la Fig. C.18 et résumés dans le Tableau C.18. La Fig. C.18 montre que le fait d'ajouter un brouilleur dans le canal hybride de $-20\ dB_{des}$ ne dégrade le niveau de qualité que de 1 dB environ. Elle fait également apparaître que, même si le niveau du brouilleur dans le canal était porté à $-10\ dB_{des}$, la dégradation supplémentaire serait limitée à moins de 3 dB.

Le Tableau C.18 présente l'évaluation subjective du son analogique, d'où il ressort qu'immédiatement avant le TOA la qualité du son analogique se détériore de manière audible pour un brouilleur de $-20\ dB_{des}$ dans le canal. Pour un brouilleur de $-10\ dB_{des}$ dans le canal, la qualité du son analogique se dégrade au-delà du point de non-fonctionnement avant même que le son numérique n'atteigne son niveau de seuil TOA.

C.2.4.3.3 Brouillages à source unique par le deuxième canal adjacent

Un brouilleur IBOC sur le second canal adjacent hybride peut avoir un léger effet sur le niveau de qualité numérique étant donné que ses lobes latéraux peuvent se répandre dans les bandes latérales numériques utiles. Cet effet a été quantifié par des essais en laboratoire. Un brouilleur de +20 dB a ainsi été appliqué au signal hybride utile dans un environnement urbain à évanouissement rapide. Les résultats du taux d'erreur sur les blocs sont présentés à la Fig. C.20 et sont résumés dans le Tableau C.18. La Fig. C.20 montre que le fait d'ajouter un brouilleur de +20 dB du deuxième canal adjacent hybride dégrade la qualité de fonctionnement d'environ 2 dB. Le Tableau C.18 donne l'évaluation subjective du son analogique, d'où il ressort qu'immédiatement avant le TOA numérique la qualité du son analogique se dégrade de façon audible.

FIGURE C.18

Taux d'erreur sur les blocs d'un système hybride dans un environnement urbain à 9 trajets à évanouissement rapide avec un brouilleur du premier canal adjacent à évanouissement individuel

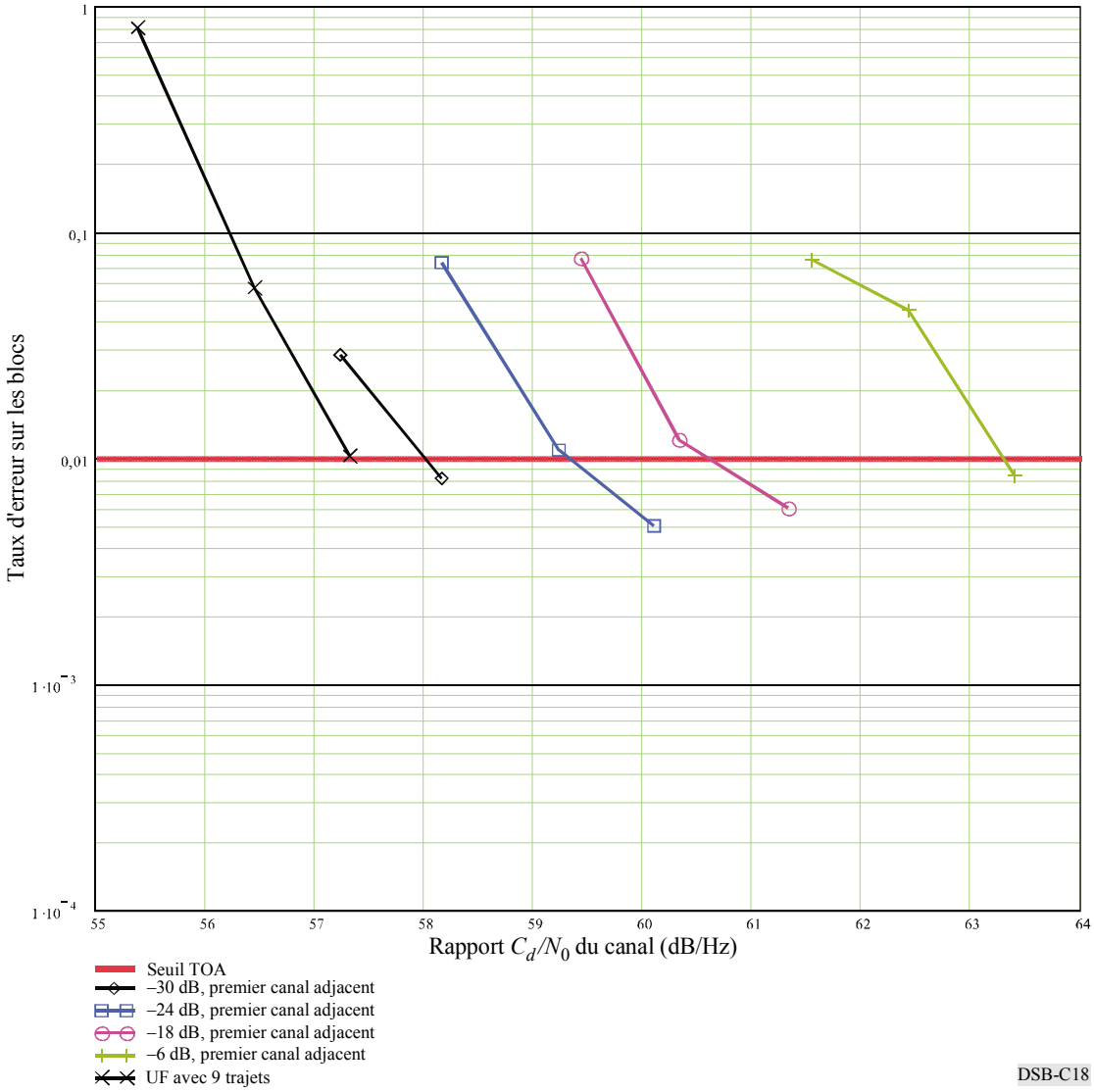


FIGURE C.19

Taux d'erreur sur les blocs du système hybride avec un brouilleur à 10 canaux à évanouissement individuel

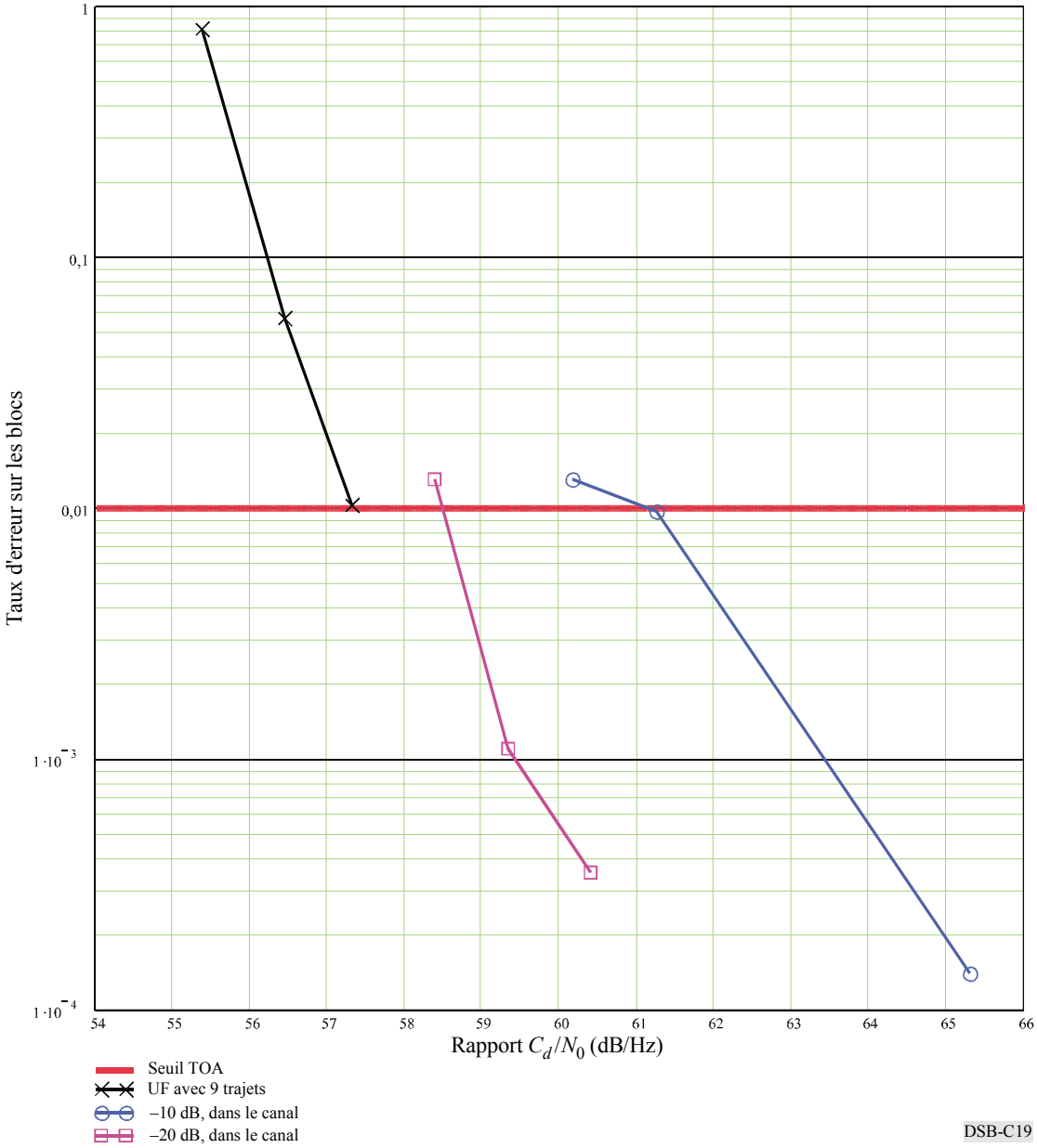
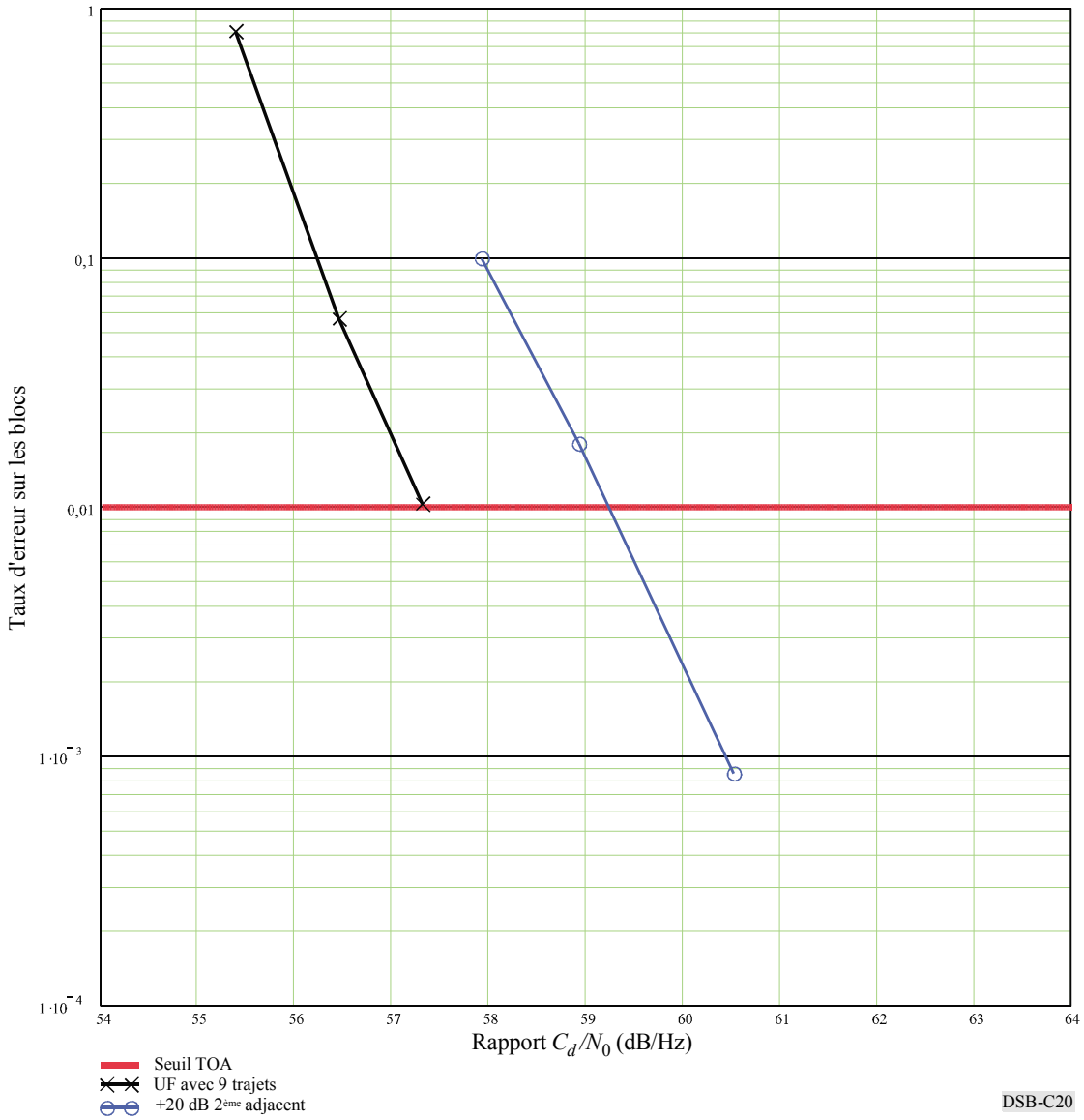


FIGURE C.20

Taux d'erreur sur les blocs du système hybride avec brouilleur du deuxième canal adjacent à évanouissement individuel



C.2.5 Conclusions

Les rapports montrent que, dans tous les environnements soumis aux essais, au point où le signal numérique commence à se dégrader, le signal audio analogique correspondant présente lui aussi une dégradation audible. Cela laisse entendre que le signal audio analogique est dégradé à des niveaux de signal où la dégradation du son numérique n'est pas encore perceptible. En conséquence, jusqu'au niveau du TOA numérique, la qualité du signal numérique est supérieure à celle du signal analogique existant. Et lorsque le signal numérique présente enfin une dégradation, le récepteur IBOC passera automatiquement sur le signal analogique. Pour cette raison, la qualité de fonctionnement du Système numérique C est supérieure à celle du service MF analogique existant.

C.3 Essai de compatibilité en laboratoire du mode hybride

C.3.1 Généralités

Le Centre d'essai de la télévision évolué (ATTC) d'Alexandria, Virginie, Etats-Unis d'Amérique, a été chargé de tester la compatibilité du fonctionnement du Système numérique C, en mode hybride, avec des systèmes analogiques existants. ATTC est une société privée, à but non lucratif, créée par l'industrie de la radiodiffusion et des fabricants de produits du commerce pour tester les systèmes de radiodiffusion numérique.

C.3.2 Présentation générale de l'essai

C.3.2.1 Choix du récepteur

Les trois récepteurs en MF du marché ci-dessous ont été choisis au hasard dans chacune des trois grandes catégories respectives, à savoir:

– Autoradio – Autoradio stéréo FM 16195161 de Delco
– Chaîne haute fidélité – HTR5130 de Yamaha
– Poste portatif – AZ1020/17 de Philips «boombox»

C.3.2.2 Dispositif d'essai d'ATTC

Un banc d'essai automatisé a été construit au centre ATTC en vue de soumettre le Système numérique C à des essais de compatibilité. Le banc d'essai peut tester des récepteurs dans des conditions statiques et dans des conditions d'évanouissement, avec deux brouilleurs simultanés. Le signal utile et les signaux brouilleurs peuvent être configurés soit comme signaux analogiques classiques, soit comme signaux IBOC hybrides.

L'équipement employé est piloté par un programme informatique mis au point sur mesure suivant les lignes directrices qu'avait élaborées le NRSC en 1999 pour tester les systèmes IBOC. Le NRSC est commandité conjointement par la «National Association of Broadcasters» et la «Consumer Electronics Association» et est chargé d'établir des recommandations sur des normes techniques dans le domaine de la radiodiffusion. Grâce à l'architecture souple du banc d'essai, le centre est à même de tester complètement un récepteur en le soumettant à 558 essais et en enregistrant 27 900 rapports signal/bruit en moins de dix heures. Etant automatisé, le banc d'essai permet par ailleurs d'enregistrer les données avec précision et de réaliser un programme d'essai dans des délais limités.

Le banc d'essai emploie des excitateurs de radiodiffusion, des équipements de traitement du son et des générateurs de sous-porteuses du commerce. La partie numérique du signal IBOC hybride a ainsi été générée au moyen d'un excitateur IBOC 2000 Exciter. Le signal numérique a ensuite été ajouté aux résultats de la chaîne de radiodiffusion analogique pour créer le signal IBOC hybride. Le niveau des bandes latérales DSB était inférieur de 22 dB à celui des bandes analogiques. L'équivalent de 100 000 K de bruit gaussien a été ajouté au signal pour refléter avec précision l'environnement même dans lequel fonctionnent les récepteurs.

C.3.2.3 Description de la campagne d'essai

La campagne d'essai a permis de mesurer le changement du rapport signal bruit (SNR) audio et de la distorsion harmonique totale (DHT) lorsque des bandes latérales DSB étaient ajoutées à un signal analogique existant ou à des signaux brouilleurs pour chacun des récepteurs dans des conditions statiques (c'est-à-dire en l'absence d'évanouissement). Les procédures étaient les suivantes:

– Brouillage à source unique: on a mesuré les changements du SNR et de la DHT par suite de l'adjonction d'un canal DSB aux signaux brouilleurs, pour une gamme de rapports de niveau de signal utile/signal non désiré (*D*/*U*, *desired-to-undesired signal*), en présence de brouilleurs à source unique dans la bande supérieure ou inférieure, dans le premier ou le second canal adjacent.

– Brouillage à deux sources: on a mesuré les changements du SNR et de la DHT par suite de l'adjonction d'un canal DSB aux signaux brouilleurs, pour une gamme de rapports *D*/*U*, avec diverses combinaisons de brouilleurs à deux sources dans les bandes supérieures et inférieures, dans le premier et le second canal adjacent.

– Brouillage dans le canal: on a mesuré les changements du SNR et de la DHT par suite de l'adjonction d'un signal DSB aux signaux brouilleurs, pour une gamme de rapports *D*/*U*, en présence d'un brouilleur à source unique dans le canal.

– Compatibilité avec le signal hôte: on a mesuré les changements du SNR et de la DHT par suite de l'adjonction d'un signal DSB au signal hôte, pour une gamme de niveaux de signaux utiles.

C.3.3 Résultats des essais

Le rapport d'essais élaboré par le centre ATTC concerne plus de 546 scénarios de brouillage, 1 674 rapports *D*/*U* et 83 700 essais du SNR. Il est axé principalement sur la présentation des résultats concernant les scénarios de brouillage (voir le Tableau C.19) qu'on pourrait escompter au bord du contour protégé d'une station MF type.

TABLEAU C.19

Scénarios de brouillage soumis aux essais

Niveaux du signal utile	**Niveau du signal utile par rapport au signal brouilleur (*D*/*U*)**		
	Dans le canal	**1er canal adjacent**	**2ème canal adjacent**
Modéré: –62 dBm	+20 dB	+6	–20

En ce qui concerne ces rapports *D*/*U*, le centre ATTC présente dans son rapport d'essais objectifs les changements provoqués dans le SNR et la DHT du signal hôte analogique par l'adjonction de bandes latérales DSB de –22 dB, soit à un signal brouilleur analogique, soit au signal hôte.

C.3.3.1 Résultats des essais objectifs

Les résultats obtenus par le centre ATTC peuvent être résumés comme suit:

– Brouillage à source unique dans le premier canal adjacent: l'adjonction de bandes latérales DSB de –22 dB à un brouilleur analogique, à source unique, de –6 dB dans le premier canal adjacent dégrade le SNR audio de 4,2 dB en moyenne.

– Brouillage à source unique dans le second canal adjacent: l'adjonction de bandes latérales DSB de –22 dB à un brouilleur analogique, à source unique, de +20 dB dans le second canal adjacent dégrade le SNR audio de 1,85 dB en moyenne.

– Brouilleurs à deux sources: l'adjonction de bandes latérales DSB de –22 dB à diverses combinaisons de brouilleurs à deux sources dans les canaux adjacents dégrade le SNR audio de 4,1 dB en moyenne. Un brouillage simultané dans les canaux adjacents n'existe pas en principe dans la réalité, vu la structure actuelle des attributions, aux niveaux indiqués dans le rapport du centre ATTC; toutefois, cette situation constitue le cas extrême, d'où l'intérêt des essais qui lui ont été consacrés par le centre ATTC.

– Brouillage dans le canal: l'adjonction de bandes latérales DSB de –22 dB à un brouilleur analogique, à source unique, de –20 dB dans le canal dégrade le rapport SNR audio de 0,06 dB en moyenne.

– Compatibilité avec le signal hôte: l'adjonction de bandes latérales RSB de –22 dB à un signal hôte, analogique, utile dégrade le SNR audio de 0,4 dB en moyenne pour toute une gamme de niveaux de signaux utiles.

C.3.4 Conclusion

Les essais de compatibilité réalisés par le centre ATTC ont démontré que l'adjonction de bandes latérales DSB à des signaux analogiques risque de dégrader légèrement le rapport SNR audio. Dans la plupart des environnements de signaux, l'adjonction de bandes latérales DSB au signal analogique hôte a provoqué une dégradation négligeable. Même si une légère baisse du rapport SNR audio a été mesurée, les effets devraient en grande partie passer inaperçus dans des conditions d'audition normales.

C.4 Essais en exploitation du mode hybride réalisés en 2000

C.4.1 Généralités

Trois campagnes d'essais en exploitation ont été consacrées au Système. Les essais de couverture numérique montrent que la qualité du signal audio DSB est supérieure à celle d'un signal MF analogique existant et que la DSB IBOC propose une couverture comparable à celle du service analogique existant. Les essais de compatibilité dans le premier canal adjacent ont permis de vérifier que le signal DSB ne gêne pas la réception des signaux MF analogiques dans le premier canal adjacent. Enfin, les essais consacrés à la compatibilité du signal hôte ont permis de montrer que la partie numérique du signal DSB IBOC en mode hybride ne brouille pas le signal analogique hôte.

C.4.2 Dispositif des essais

C.4.2.1 Configuration des stations

Les stations d'essais ont été modifiées (voir la Fig. C.21) pour générer le signal DSB IBOC en mode MF hybride. Il ressort de la Fig. C.21 que le signal audio source, quand il entre dans l'excitateur DSB, se scinde en deux.

Le premier trajet conduit le signal audio à l'extérieur de l'excitateur DSB à destination du processeur audio DSB. Le signal audio traité est ensuite renvoyé à l'excitateur DSB où on le soumet à des opérations de codage audio et de modulation DSB pour produire la partie numérique du signal hybride. Le signal sortant de l'excitateur DSB est alors amplifié par un amplificateur de puissance linéaire, avant d'être acheminé au combineur haute puissance.

Le deuxième trajet achemine le signal audio jusqu'à l'équipement d'intervalle temporel de la diversité aux fins de mixage avant de l'envoyer au processeur audio analogique. Ensuite, on entre le signal audio analogique traité dans l'excitateur MF analogique, puis dans l'émetteur MF pour produire la partie hôte du signal hybride. Enfin, on combine la partie hôte analogique avec le signal DSB pour produire le signal final IBOC MF hybride.

C.4.2.2 Configuration des plates-formes mobiles

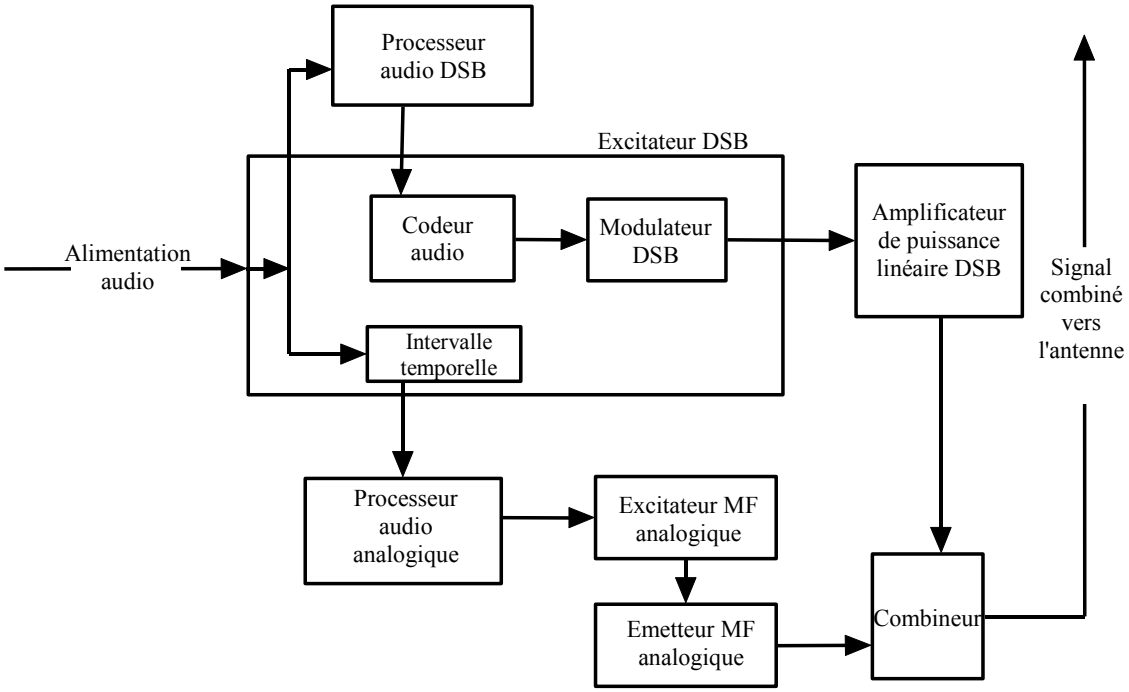
Afin de recueillir des données pendant les tests en exploitation, on a mis au point des plates-formes mobiles dotées de l'équipement et des interfaces illustrés dans la Fig. C.22. L'acquisition et le stockage des données d'essai ont été réalisés au moyen d'une application spécifique d'essais en exploitation sur PC (FTPC, *field test PC application*). Le Tableau C.17 répertorie le nom des fabricants et le numéro de série des équipements d'essai utilisés dans le cadre des plates-formes.

L'application FTPC assure une interface graphique utilisateur (GUI), et gère et collecte les données de trois sources:

– le récepteur GPS;
– l'analyseur de spectre;
– le récepteur DSB.

FIGURE C.21

Diagramme d'un dispositif type d'émetteur MF



C.4.2.2.1 Collecte et traitement des données par le récepteur GPS

Via une interface RS-232, le récepteur GPS collecte les données suivantes:

– heure GPS;
– position GPS (latitude et longitude).

Pendant les opérations d'installation, l'opérateur entre la position de l'émetteur. La latitude et la longitude du moment sont alors prises directement sur le récepteur GPS et affichées. L'application utilise ces informations pour calculer la distance par rapport à l'émetteur et l'afficher.

C.4.2.2.2 Collecte et traitement des données par l'analyseur de spectre

Via une interface GPIB, l'analyseur de spectre collecte les données suivantes:

– niveau du signal dans le premier canal adjacent inférieur;
– niveau du signal dans le premier canal adjacent supérieur;
– niveau du signal dans le second canal adjacent inférieur;
– niveau du signal dans le second canal adjacent supérieur;
– niveau du signal utile.

Ces données sont ensuite affichées directement par l'application FTPC.

C.4.2.2.3 Collecte et traitement des données par le récepteur DSB

Via une interface RS-232, le récepteur DSB collecte les données suivantes:

– la puissance du signal utile;

– le mode audio (numérique ou analogique) du récepteur DSB;

– le décompte du nombre total de «bascules» (blend) analogique/numérique qui augmente chaque fois que le récepteur passe de l'un à l'autre.

C.4.2.2.4 Application sur PC

Cette application affiche les nouvelles données provenant de chaque dispositif toutes les 8 s, toutes les données étant par ailleurs stockées dans un fichier avant d'être reformatées pour reproduire l'enregistrement sur bande des variations dans le temps des différents paramètres, et ce pendant toute la durée de l'essai.

C.4.2.2.5 Traitement et stockage des signaux vidéo

Des caméras vidéo sont installées à l'avant et à l'arrière de chaque véhicule d'essais. Les signaux en provenance de chaque caméra ainsi que les données vidéo provenant des analyseurs de spectre sont multiplexés en une seule image par un dispositif 4-1, puis enregistrés sur bande vidéo. L'opérateur enregistre les opérations pour coordonner les images enregistrées avec les données recueillies par l'application FTPC.

C.4.2.2.6 Traitement et stockage des signaux audio

Pendant les essais de couverture numérique, l'enregistreur audionumérique Akai DR8 enregistre simultanément les signaux audio provenant des récepteurs Delco et IBOC. Pendant les essais de compatibilité entre le premier canal adjacent et le signal hôte, l'enregistreur audionumérique enregistre simultanément les signaux audio provenant de tous les récepteurs d'essai: l'autoradio stéréo Delco, la chaîne hi-fi Yamaha et le combiné Philips (essai de compatibilité avec la station hôte uniquement). Tous les équipements audio et vidéo sont en manuel.

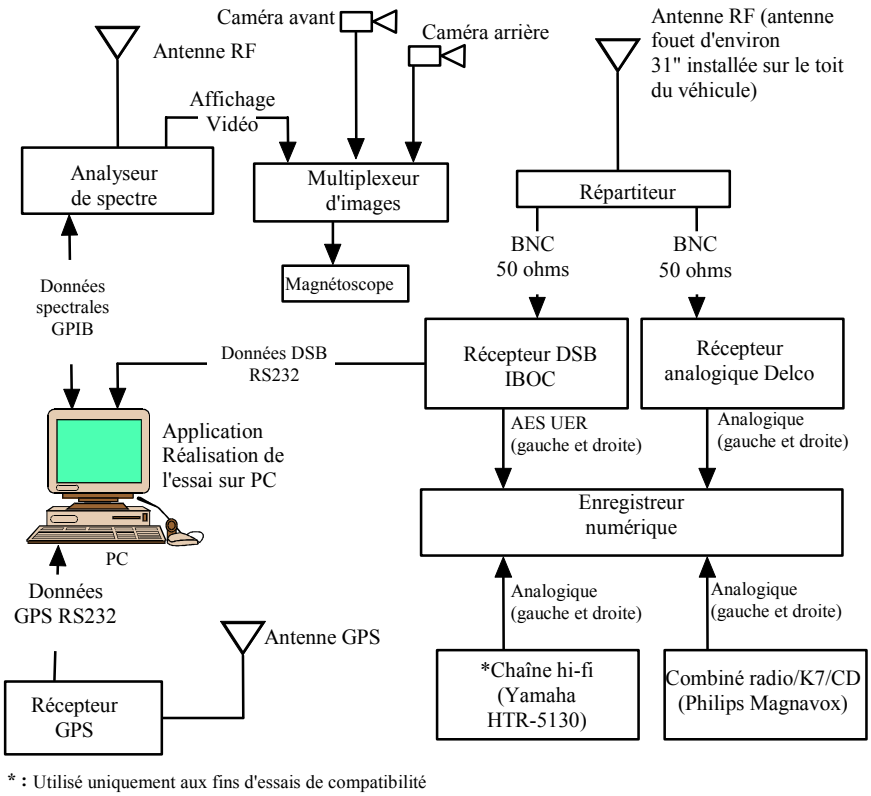
TABLEAU C.20

Fabricants des équipements d'essais et modèles

Type	Fabricant	Modèle
Analyseur de spectre	Hewlett Packard	HP-8591
Multiplexeur vidéo	Capture	CPT-MQ4
Magnétoscope	AVE	RT195
Caméra(s) vidéo	Marshall	V1212BNC
Récepteur GPS	Garmin	GPS II
Enregistreur numérique	Akai	DR8 Hard Disk
Autoradio	Delco	16195161
Chaîne hi-fi	Yamaha	HTR-5130
Combiné radio/K7/CD (boombox)	Philips Magnavox	AZ1020

FIGURE C.22

Equipement des véhicules utilisés pour les essais



* : Utilisé uniquement aux fins d'essais de compatibilité

C.4.3 Essais de couverture numérique

C.4.3.1 Généralités

Cet essai permet de mesurer la couverture numérique du signal IBOC hybride. Pendant l'essai, on a enregistré les renseignements suivants:

– les données provenant de l'application FTPC;

– les signaux des analyseurs de spectre;

– les signaux provenant des caméras installées à l'avant et à l'arrière du véhicule;

– les signaux audio provenant des récepteurs Delco et IBOC.

C.4.3.2 Choix de l'itinéraire

Pour définir les itinéraires qu'allaient suivre les véhicules d'essais, on a pris les mesures suivantes:

– Tracé d'axes (radiales) dans au moins six directions depuis le site de l'émetteur.

– Choix des itinéraires les plus directs pour correspondre approximativement aux axes souhaités.

– Pour chaque itinéraire, utilisation des consignes de circulation données par des logiciels de cartographie du commerce.

– Dans toute la mesure du possible, les véhicules d'essais devaient traverser des zones différentes, urbaines et suburbaines aux densités de population variables.

C.4.3.3 Procédure

a) Sur le lieu de départ, régler le PC, le récepteur IBOC et le récepteur Delco à la fréquence de fonctionnement souhaitée. Entrer dans le PC les coordonnées GPS du site de l'émetteur. Installer les supports d'enregistrement sur l'enregistreur audionumérique, régler le niveau des signaux audio analogiques et numéroter la séquence audio. Mettre une bande dans le magnétoscope et se préparer à enregistrer.

b) Toutes les notes, bandes et données doivent avoir la même référence temporelle, c'est-à-dire celle du GPS. Vérifier que toutes les horloges soient bien synchronisées.

c) Commencer à enregistrer simultanément sur le magnétoscope, l'enregistreur audionumérique et le PC.

d) Suivre les consignes de circulation applicables aux axes choisis. Aller jusqu'au terme de l'itinéraire prévu ou jusqu'à un point situé plusieurs kilomètres au-delà du bord extrême de la couverture numérique.

e) Fermer tous les fichiers, puis retirer toutes les bandes et les marquer.

f) Répéter les opérations de a) à e) pour tous les axes.

C.4.3.4 Présentation des résultats d'essai

Les résultats des essais en exploitation sont résumés à l'aide de cartes illustrant l'étendue de la couverture du système IBOC. Utilisant des données enregistrées par l'application FTPC, ces cartes codent en couleurs le mode audio du récepteur IBOC le long de chacun des axes retenus pour les essais. Les couleurs désignent les trois grandes régions de la couverture du système IBOC, à savoir:

– le noir indique la portion de l'axe où le signal audionumérique n'est pas interrompu;

– le jaune signale la portion de l'axe où le signal audio est en partie analogique, en partie numérique;

– le rouge indique quant à lui la portion de l'axe où le signal audionumérique n'est plus disponible, et où le récepteur a basculé (blend) sur l'analogique.

C.4.3.5 Essais à Washington/Baltimore

Station publique de radiophonie en MF de la Classe B qui émet une puissance apparente rayonnée (p.a.r.) de 75,0 kW pour 90,9 MHz à Washington, D.C., WETA a été utilisée pour vérifier la portée des essais de couverture numérique. L'émetteur se situe à 38°53'30" N de latitude et 77°07'55" W de longitude. Dans chacune des bandes latérales DSB la puissance était inférieure de 25 dB à la puissance totale du signal hôte analogique, c'est-à-dire que la puissance numérique totale correspondait à une p.a.r. de 473 W.

Le rapport des essais illustre la couverture DSB du système IBOC en ce qui concerne les six axes retenus. Un des axes qui court au nord-est de Washington, D.C., et de Baltimore, Maryland, a été retenu aux fins d'une analyse plus approfondie, car il illustre la qualité de fonctionnement d'une seule station IBOC dans deux zones importantes d'une métropole, cet axe passant directement au centre des deux villes. L'analyse en question a mis l'accent sur trois lieux critiques le long de cet axe, à savoir:

– **Point d'essai numéro 1**: situé dans une zone où le signal audionumérique est disponible en permanence;

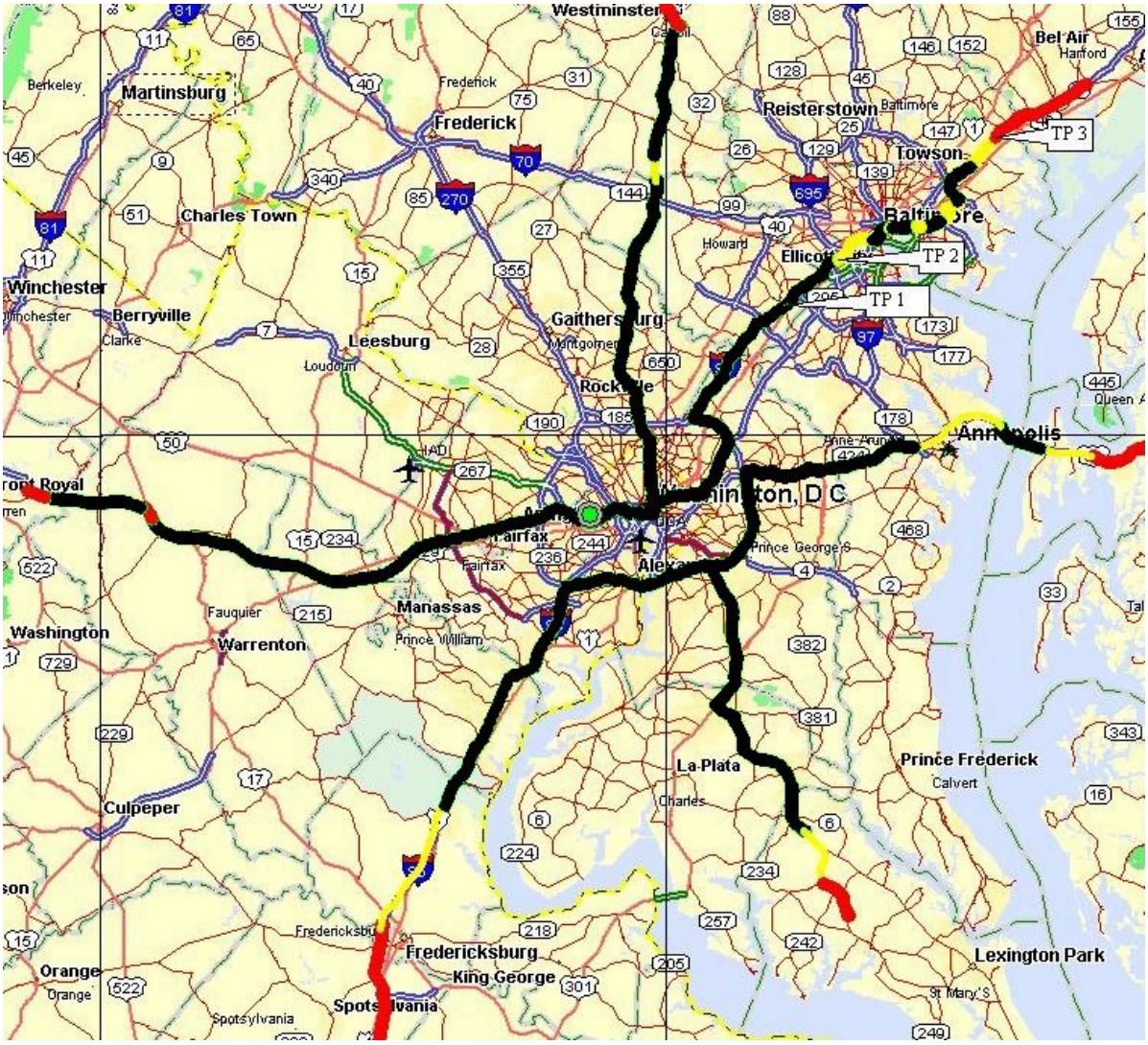
– **Point d'essai numéro 2**: situé dans une zone où le signal audio «bascule» (blend) pour la première fois du numérique à l'analogique;

– **Point d'essai numéro 3**: situé dans une zone où le signal audio bascule pour la dernière fois sur l'axe en question du numérique à l'analogique.

La Fig. C.23 illustre l'étendue totale de la couverture du Système numérique C sur les six axes d'essai retenus. Sur l'axe qui court au nord-est sont indiqués les trois points d'essai analysés.

FIGURE C.23

Carte de couverture du système IBOC MF de la station WETA



(échelle: 1" (2,54 cm) = 18,4 km)

C.4.3.5.1 Comparaison de la couverture du système IBOC avec les niveaux des signaux analogiques existants

Pour donner un cadre à la couverture mesurée du système IBOC illustrée dans la Fig. C.23, on a superposé les axes d'essai sur une carte (voir la Fig. C.24) sur laquelle étaient indiqués les niveaux des signaux analogiques émis par la station WETA.

Générée à l'aide d'un logiciel de prévision de la propagation Longley-Rice, la carte indique sous forme de pixels de couleurs la puissance prévue des signaux analogiques en un endroit donné. Par exemple, les zones en vert correspondent à des niveaux entre 50 et 59 dBu; au coeur de cette zone on a une puissance de 59 dBu, tandis qu'au bord extrême on a 50 dBu.

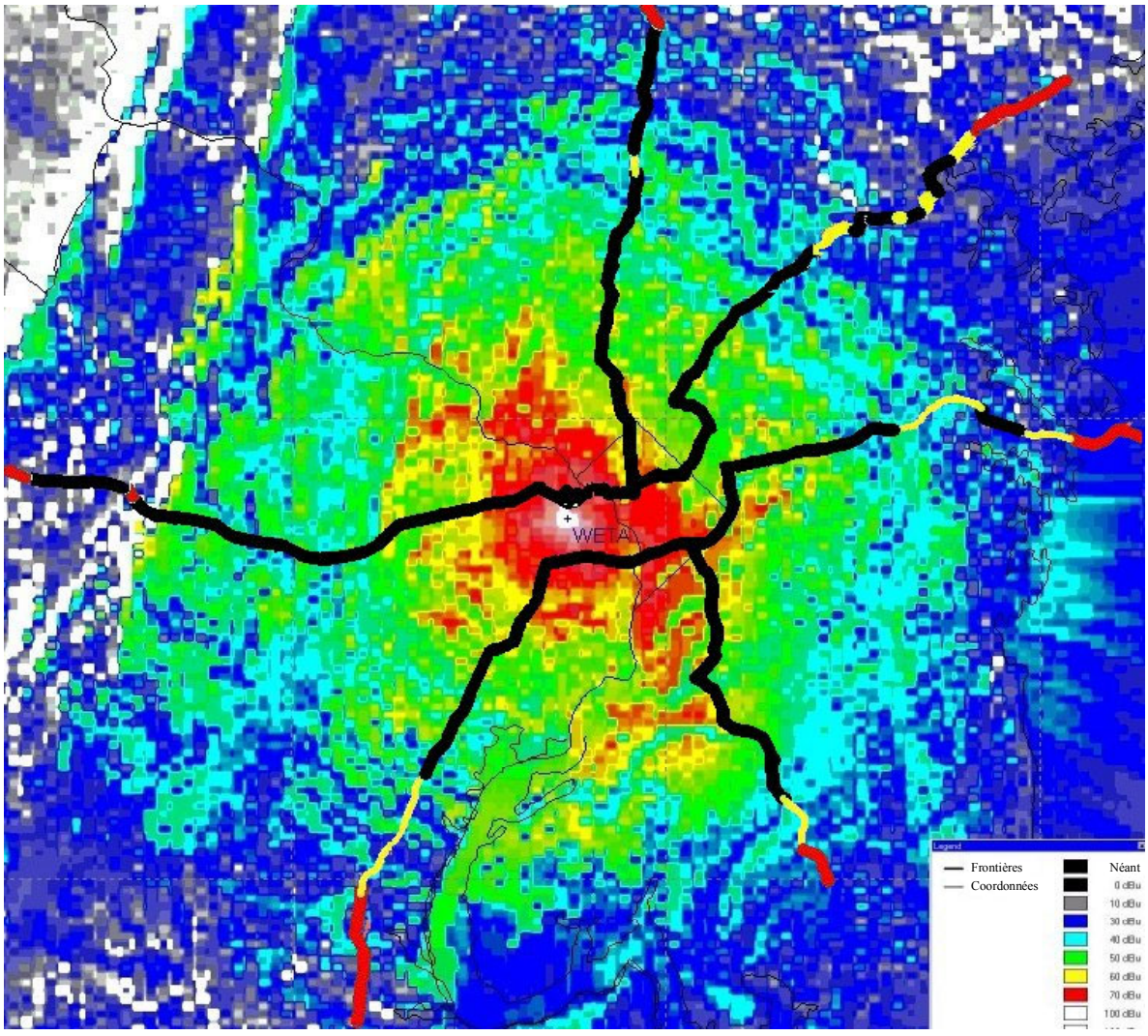
La validité des prévisions de propagation utilisées dans la Fig. C.24 est confirmée par des enregistrements pris sur le terrain: le récepteur IBOC commence à basculer lorsque le signal utile est d'environ 45 dBu. La Fig. C.24 montre que pour la plupart des axes la première bascule se produit au coeur de la région en bleu ciel, soit à 45 dBu. On peut donc en conclure que les mesures réalisées sur le terrain confirment l'exactitude de la carte de prévision de la puissance des signaux de la Fig. C.24.

C.4.3.5.2 Comparaison de la qualité de fonctionnement mesurée du système numérique avec celle du service analogique existant

Comme on l'a vu, la Fig. C.24 montre que le récepteur IBOC commence à basculer lorsque le signal est d'environ 45 dBu; elle indique en outre que le bord extrême de la couverture numérique s'étend au-delà de la ligne des 40 dBu et que la couverture numérique est assurée sans interruption jusqu'à la ligne des 50 dBu. On peut en conclure que la couverture numérique du système IBOC est comparable à celle du service analogique existant. Pour mieux interpréter ces résultats, on s'aidera des données recueillies à chaque point d'essai présentées ci-dessous.

FIGURE C.24

Tracé des axes de mesure de la couverture du système IBOC sur la carte de prévision de la puissance des signaux analogiques



(échelle: 1" (2,54 cm) = 18,4 km)

DSB-C24

C.4.3.5.2.1 Point d'essai 1: couverture numérique uniforme

Dans cette zone la qualité de fonctionnement se caractérise par un signal audionumérique ininterrompu de qualité proche de celle d'un CD; cette zone s'étend au-delà de 50 dBu et est délimitée dans les Fig. C.23 et C.24 par les axes en noir. Les données des essais en exploitation montrent que le Système numérique C dispose d'une large couverture sans faille; le signal audio est totalement exempt de la dégradation due au bruit, aux trajets multiples et au brouillage que subit normalement le service analogique existant.

Une analyse des mesures réalisées au Point d'essai 1 montre qu'au récepteur IBOC correspond un signal audio net, d'une qualité proche de celle d'un CD, tandis que le récepteur analogique subit les effets du bruit et des trajets multiples. En outre, la qualité du signal audionumérique est supérieure à celle du signal analogique, même lorsque ce dernier ne subit aucune dégradation.

C.4.3.5.2.2 Point d'essai 2: zone de bascules

Ce point d'essai se situe juste au-delà du point où le système commence à passer à l'analogique. La qualité de fonctionnement autour du Point d'essai 2 se caractérise par un va-et-vient entre l'analogique et l'audionumérique. Ce point se situe à proximité de 45 dBu, à la première transition entre le noir et le jaune sur l'axe d'essai Washington-Baltimore indiqué dans les Fig. C.23 et C.24.

Des mesures audio réalisées au Point d'essai 2 démontrent la transparence de la fonction de bascule et indiquent qu'au récepteur IBOC, même s'il bascule souvent sur l'analogique, correspond une qualité audio qui est supérieure à celle du récepteur analogique. Au demeurant, le signal audio analogique du récepteur IBOC produit souvent un son meilleur que celui du récepteur analogique, en grande partie grâce aux techniques de démodulation MF spécifiques mises au point pour atténuer les effets des trajets multiples.

Les mesures réalisées indiquent par ailleurs qu'au point où le signal numérique commence à se dégrader – c'est-à-dire au point de bascule – le signal audio analogique correspondant montre lui-même une dégradation audible. On peut en conclure que le signal audio analogique se dégrade à des niveaux de puissance où la dégradation du signal audionumérique n'est pas encore perceptible. Les essais en laboratoire avaient permis de tirer la même conclusion; autrement dit, les données recueillies sur le terrain confirment tout simplement les résultats obtenus en laboratoire.

C.4.3.5.2.3 Point d'essai 3: bord extrême de la couverture numérique

Ce point d'essai se situe au bord extrême de la couverture numérique, autour du point de la dernière bascule à l'analogique. La qualité de fonctionnement autour du Point d'essai 3 correspond principalement au signal audio analogique, avec un ou deux brefs passages au numérique. Ce point se situe entre les niveaux 30 dBu et 40 dBu, à la frontière entre le jaune et le rouge sur l'axe d'essai Washington-Baltimore indiqué sur les Fig. C.23 et C.24.

Les mesures réalisées autour du Point d'essai 3 indiquent que, pour la plus grande partie du segment en question, les récepteurs numériques et analogiques ont dépassé le point au-delà duquel ils ne captent plus le signal audio. Ces données d'exploitation valident les résultats des évaluations réalisées en laboratoire, lesquelles indiquaient que ce point de non-fonctionnement est compris pour le service analogique existant entre 30 dBu et 40 dBu. La conclusion est que la couverture du système IBOC est comparable à celle du service analogique existant.

Surtout, ces résultats montrent que le signal IBOC subit une dégradation qui n'est pas trop méchante: lorsque le signal numérique s'est suffisamment dégradé, le récepteur bascule sur l'analogique, sans gêner l'écoute, comme avec une interruption ou une baisse du volume. Aussi, la qualité de fonctionnement du système IBOC ne peut-elle jamais être inférieure à celle du service analogique existant, à laquelle elle est souvent bien supérieure.

C.4.3.6 Essais de qualité de fonctionnement à Las Vegas

Destinés à analyser la résistance du Système numérique C à un brouillage multitrajets, ces essais ont été réalisés au moyen d'une station radiophonique MF de la classe C, KWNR, qui émet une puissance apparente rayonnée (p.a.r.) de 92,0 kW, avec une puissance émise en sortie de 29 kW, à 95,5 MHz dans la zone métropolitaine de Las Vegas, Etat du Nevada; l'émetteur (36°00'31" N et 115°00'22" O) est situé sur une colline à l'extérieur de Las Vegas. Les procédures et la philosophie des essais étaient identiques à celles des essais de Washington/Baltimore.

Comme on le sait, Las Vegas se situe au fond d'une cuvette en plein désert, de sorte que les montagnes environnantes bloquent souvent complètement le signal analogique de KWNR. Cet effet d'écran vaut également pour la réception numérique. Les essais ont indiqué que la bascule entre l'analogique et le numérique est due à une importante baisse de la puissance du signal reçu. Si on établit un rapport avec le relief environnant, on voit que la bascule commence là où l'effet d'écran dû au relief est extrême; de fait, le profil du signal ressemble de près au relief, ce qui tend à indiquer que la puissance du signal est proportionnelle à l'altitude (élévation).

La Fig. C.25 illustre la couverture du système numérique sur tous les axes retenus pour les essais.

C.4.3.6.1 Comparaison de la couverture du système IBOC avec les niveaux des signaux analogiques existants

Pour faciliter la comparaison entre la couverture du service analogique et celle du système numérique, on a superposé sur une carte (voir la Fig. C.25) les axes des essais sur les niveaux du signal analogique de la station KWNR.

Générée à l'aide d'un logiciel de prévision de la propagation Longley-Rice, cette carte indique la puissance prévue des signaux analogiques en un endroit donné sous forme de pixels de couleurs, par exemple, les zones en vert correspondent à des niveaux entre 50 et 59 dBu; au coeur de cette zone on a une puissance de 59 dBu, tandis qu'au bord extrême on a 50 dBu.

Des mesures réalisées en exploitation pour chaque axe sont venues confirmer la validité des prévisions de propagation présentées dans la Fig. C.25. Elles confirment en effet que le récepteur IBOC commence à basculer lorsque le signal utile est d'environ 45 dBu. La Fig. C.25 montre que pour la plupart des axes la première bascule se produit au coeur de la région en bleu ciel, soit à 45 dBu. On peut donc en conclure que les mesures réalisées sur le terrain confirment l'exactitude de la carte de prévision de la puissance des signaux de la Fig. C.25.

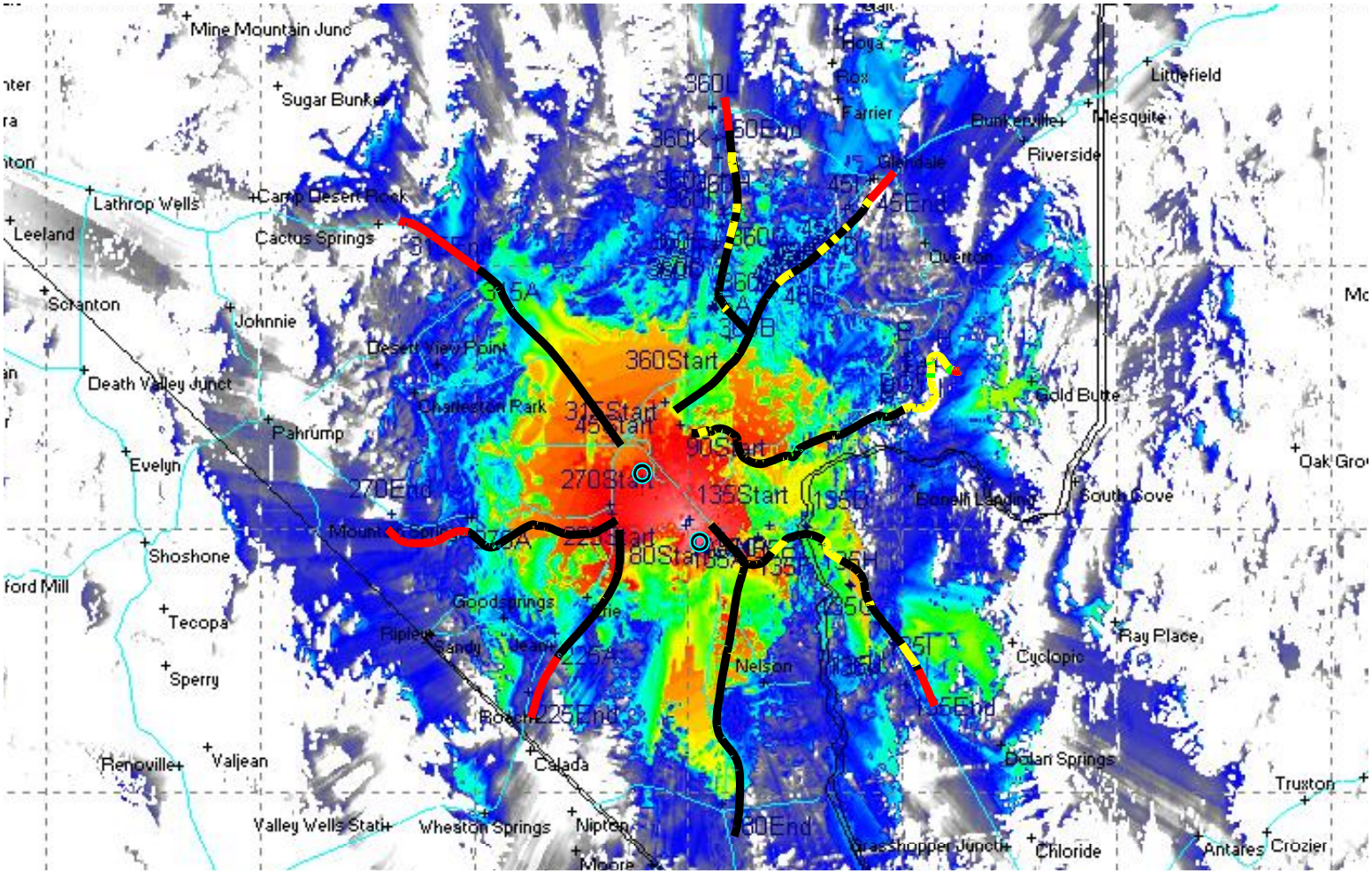
C.4.3.6.2 Comparaison de la qualité de fonctionnement mesurée du système numérique avec celle du service analogique existant

Comme on l'a vu, la Fig. C.25 montre que le récepteur IBOC commence à basculer sur l'analogique lorsque le signal est d'environ 45 dBu; elle indique en outre que le bord extrême de la couverture numérique s'étend au-delà de la ligne des 40 dBu et que la couverture numérique est assurée sans interruption jusqu'à la ligne des 50 dBu. Comme dans le cas des essais de Washington/Baltimore, ces résultats démontrent que la couverture numérique est comparable à celle du service analogique existant. Pour mieux interpréter ces résultats, on s'aidera des données recueillies à chaque point d'essai présentées ci-dessous.

Les essais réalisés à Las Vegas confirment les résultats observés dans la région de Washington/Baltimore. La qualité de fonctionnement se caractérise dans un premier temps par un signal audionumérique ininterrompu d'une qualité proche de celle d'un CD au-delà de 50 dBu. Elle se caractérise également par des bascules fréquentes entre l'analogique et le numérique aux environs de 45 dBu. Le bord extrême de la couverture numérique se situe entre 30 dBu et 40 dBu.

FIGURE C.25

Puissance du signal prévue et mesurée en exploitation



Légende – *Prévision de l'intensité de champ*

Echelle: 1” (2,54 cm) = 24 km

0 dBu | **10 dBu** | **30 dBu** | **40 dBu** | **50 dBu** | **60 dBu** | **70 dBu** | **>80 dBu**

C.4.3.6.2.1 Axes retenus aux fins des essais

Chacun des huit axes retenus aux fins des essais vont du site de l'émetteur de KWNR vers l'extérieur suivant une ligne aussi droite que le permettent les voies à grande circulation qui traversent la région. Quoiqu'il en soit, la distance par rapport à l'émetteur varie toujours en fonction du temps, que ce soit en plus ou en moins. Compte tenu de la grande diversité de la topographie, il n'est pas inutile de décrire en détail les signaux analogiques et numériques.

Axe à 45°

L'essai sur l'axe à 45° a débuté à environ 27 km de l'émetteur dans une zone où le terrain ne présentait aucun obstacle. L'altitude allait en augmentant, de 700 à 900 m au-dessus du niveau moyen de la mer (AMSL), dans la direction nord-est pendant 27 nouveaux km. La qualité du signal audionumérique n'a subi sur ce tronçon aucune dégradation, alors que le signal analogique subissait une distorsion due à une petite quantité de «multitrajets spéculaires» dans la zone traversée. Le premier passage à l'analogique est intervenu à 54 km de l'émetteur, lorsque l'axe de l'essai s'est trouvé dans l'ombre d'une montagne qui dépassait de 500 m la «hauteur libre réelle». Le trajet sortait de l'ombre de la montagne à 57 km, distance à laquelle le système a réacquis le signal audionumérique jusqu'à 64 km, le trajet se retrouvant là à nouveau dans l'ombre du relief. L'axe restait nord-est. A ce stade, le système est repassé à l'analogique à nouveau trois fois. A 75 km de l'émetteur, le signal numérique a plongé sous le seuil de détection. Les mesures réalisées ont indiqué que le point de bascule à l'analogique se situe uniformément entre 40 et 45 dBu. La qualité du signal audio analogique est alors suffisamment dégradée pour qu'on cesse de pouvoir écouter le signal.

Axe à 90°

L'essai sur l'axe à 90° a commencé peu avant de franchir le sommet de Sunrise Mountain, à l'ouest de Las Vegas. Après le sommet, le signal de KWNR a subi une importante dégradation due à l'effet d'écran des gros amas de rochers se dressant dans les environs. La plus grande partie de l'émission analogique récupérée à cet endroit correspondait à des réflexions, dans des conditions difficiles de trajets multiples. Après Sunrise Mountain, le récepteur est repassé au numérique et la réception est restée bonne jusqu'à une distance de 48 km de l'émetteur, la route étant 150 m environ en dessous d'une ligne de transmission directe; l'intensité du signal reçu s'approchait alors de 45 dBu. Le récepteur a alors basculé sur l'analogique pour le restant du parcours, hormis quelques retours au numérique entre 55 et 65 km.

Axe à 135°

L'essai sur l'axe à 135° a commencé à 58 km de l'émetteur sur la rive Arizona du Colorado. Il a été réalisé en sens contraire, c'est-à-dire en direction de l'émetteur. Lorsque l'enregistrement des données a commencé, le système avait basculé sur l'analogique, mais un analogique très dégradé. A l'endroit en question, l'axe traversait une plaine désertique, entourée de hautes montagnes qui font obstacle au signal de la KWNR de part et d'autre du fleuve. Néanmoins, plus à l'ouest, le système a basculé sur le numérique à environ 45 km de l'émetteur et est resté calé sur le numérique pendant les 10 km suivants (hormis un petit retour à l'analogique à 40 km). A 35 km de l'émetteur, l'effet d'écran produit par les montages situées à l'ouest du fleuve a provoqué un passage à l'analogique, qui est resté le mode en vigueur tout le temps que la route descendait vers la vallée du Colorado et traversait le Hoover Dam (barrage). Le système ne devait pas réacquérir le signal numérique avant d'être à 15 km environ de l'émetteur, la route franchissant les montagnes environnantes. Enfin, le signal est redevenu numérique en vue de la tour de l'émetteur et est resté net et stable.

Axe à 180°

L'essai sur l'axe à 180° a commencé à 60 km de l'émetteur à Searchlight, Nevada, et s'est fait en direction du nord. Il faisait partie des trois réalisés en sens contraire, c'est-à-dire en direction de l'émetteur. Le signal numérique a été stable et net pendant toute la durée de l'essai.

Axe à 225°

Le signal numérique est resté stable et net jusqu'à 50 km de l'émetteur. Il est ensuite passé à l'analogique et est demeuré sous le seuil d'acquisition numérique à cause de deux chaînes montagneuses faisant obstacle au nord.

Axe à 270°

L'essai sur l'axe à 270° a commencé dans une vallée désertique entourée de montagnes. Sur l'axe ouest en direction des montagnes, le signal numérique était net jusqu'à ce que la route atteigne l'extrémité du goulet de Red Rock Canyon; à cet endroit, à 46 km de l'émetteur, le signal a basculé sur l'analogique et ce, jusqu'à la fin de l'essai.

Axe à 315°

Le signal numérique est resté stable et net jusqu'au moment où la route a décrit une courbe et est passée derrière une montagne, juste après le croisement avec la Route 156.

Axe à 360°

L'axe à 360° a été lui aussi retenu pour un essai dans le sens contraire, c'est-à-dire en direction de l'émetteur. Lorsque les mesures ont commencé, le signal était au-dessous du seuil de détection numérique et la qualité du signal analogique était très dégradée, en raison de la faiblesse même du signal. A environ 80 km de l'émetteur, le système a acquis l'émission numérique, mais a basculé d'un mode à l'autre tous les 5 km jusqu'à 58 km. A cet endroit, l'altitude est devenue suffisante pour permettre une réception nette du signal numérique. Puis, l'intensité du signal a faibli, suffisamment pour entraîner un bref passage à l'analogique à 45 km, endroit où la route était dans l'ombre directe d'une montagne avoisinante. Puis le signal est redevenu numérique et est resté net jusqu'à la fin de l'essai.

C.4.3.7 Récapitulatif des essais consacrés à la couverture numérique

A l'intérieur du premier cercle de couverture, le signal IBOC couvre une vaste zone où le signal numérique est ininterrompu et totalement exempt de la dégradation que subit normalement le service analogique existant. De toute façon, la qualité du signal audionumérique est toujours supérieure à celle du signal analogique, même lorsque ce dernier est net.

Ensuite, la fonction de bascule d'un mode à l'autre exploite la disponibilité des portions analogique et numérique du signal hybride. Le récepteur reproduit un signal audionumérique net, et bascule discrètement sur l'analogique lorsque la qualité du signal numérique n'est plus suffisante: ainsi, la qualité du son est optimisée au-delà de celle du seul service analogique existant.

Au point de non-fonctionnement du numérique, le signal IBOC montre une dégradation qui n'est pas trop méchante; en effet, lorsque le signal numérique se détériore et que le récepteur bascule sur l'analogique, la qualité du signal IBOC vaut celle du service analogique existant. Aussi les auditeurs n'ont-ils pas à subir de gêne, comme avec une baisse du volume.

Les résultats des essais en exploitation consacrés à la couverture numérique ont confirmé les conclusions de nombreuses campagnes de simulation et d'essais en laboratoire: la qualité audio du signal du Système numérique C est supérieure à celle du signal analogique, et la couverture numérique est comparable à celle qu'assure le service analogique existant.

C.4.4 Essai de compatibilité dans le premier canal adjacent

Pour les essais de compatibilité dans le premier canal adjacent, on a eu recours à une station MF de la classe B, WPOC, qui émet une p.a.r. de 16,0 kW à 93,1 MHz dans la zone urbaine de Baltimore, Maryland. L'émetteur se situe à 39°17'14" N de latitude et à 76°45'17" O de longitude. La puissance dans chacune des bandes latérales DSB était inférieure de 25 dB à la puissance totale du signal hôte analogique, c'est-à-dire que la puissance numérique totale correspondait à une p.a.r. de 101 W.

Les stations les plus proches de WPOC qui lui causent des brouillages dans le premier canal adjacent sont la station WMMR, station MF de la Classe B qui émet une p.a.r. de 18 kW à 93,3 MHz à Philadelphie, Pennsylvanie (39°57'09" N de latitude et 75°10'05" O de longitude), et la station WFLS, station MF de la classe B qui émet une p.a.r. de 50 kW à 93,3 MHz à Fredericksburg, Virginie (38°18'46" N de latitude et 77°26'20" O de longitude).

C.4.4.1 Généralités

Cet essai démontre qu'un signal IBOC hybride n'interfère pas avec les signaux analogiques des premiers canaux adjacents les plus proches. La station WPOC émettait le signal IBOC hybride et les stations WMMR et WFLS faisaient office de premiers canaux adjacents analogiques. On a enregistré le signal émis par la station WFLS/WMMR, tandis que la portion DSB du signal hybride était activée, puis désactivée toutes les cinq minutes, intervalle choisi pour permettre d'évaluer la qualité audio d'émissions aux contenus divers en présence ou en l'absence du signal DSB.

C.4.4.2 Situation des points d'essai

A l'aide du logiciel ComStudy 2.2 de prévision de la couverture, on a élaboré une carte où sont indiqués les contours de 74 dBu, 54 dBu et 40 dBu de la station WPOC, ainsi que les contours de 54 dBu et 40 dBu des stations WMMR et WFLS. On a ensuite déterminé des points d'essai sur les contours de 54 dBu et 40 dBu des premiers canaux adjacents analogiques, en des endroits où on pensait que le signal IBOC hybride serait le plus fort. Ces points d'essai sont repérés sur la Fig. C.26.

C.4.4.3 Procédure

a) Se rendre sur le lieu choisi pour l'essai et régler les récepteurs analogiques à la fréquence de fonctionnement souhaitée. Installer les supports d'enregistrement sur l'enregistreur audionumérique, régler le niveau des signaux audio analogiques et numéroter la séquence audio. Mettre une bande dans le magnétoscope et se préparer à enregistrer.

b) Toutes les notes, bandes et données doivent avoir la même référence temporelle, c'est-à-dire celle du GPS. Vérifier que toutes les horloges soient bien synchronisées.

c) Commencer à enregistrer simultanément sur le magnétoscope et l'enregistreur audionumérique (pour tous les récepteurs analogiques).

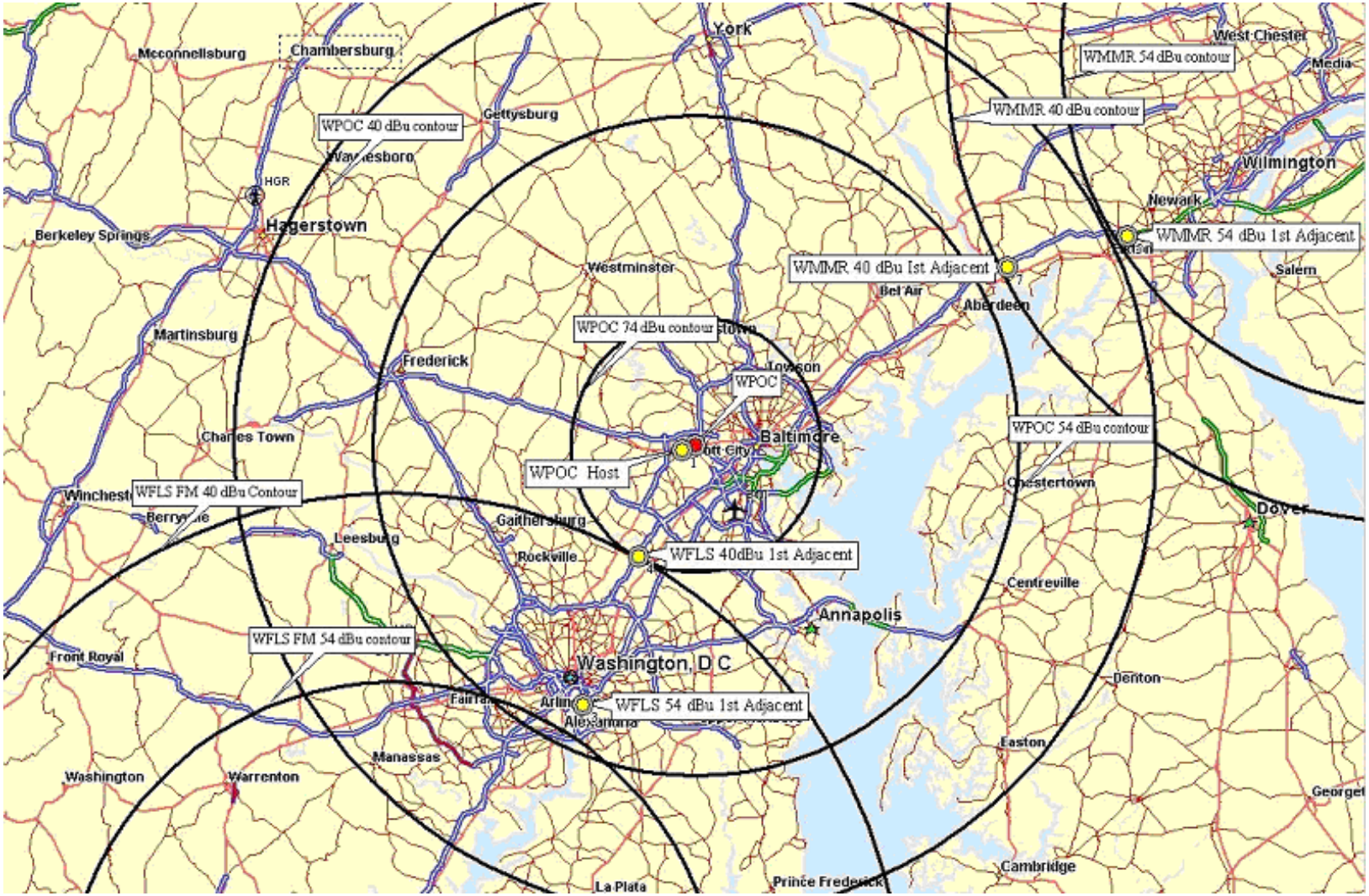
d) Coordonner avec le site de l'émetteur pour lancer la séquence d'essai avec émission du signal numérique toutes les cinq minutes.

e) A la fin des opérations d'enregistrement, retirer les supports d'enregistrement.

f) Répéter les opérations de a) à e) pour chaque point d'essai.

FIGURE C.26

Situation des points d'essai de compatibilité premier canal adjacent/signal hôte



C.4.4.4 Résultats des essais

C.4.4.4.1 Analyse de la qualité de fonctionnement audio aux points d'essai

C.4.4.4.1.1 Résultats pour la station WMMR

Sur les deux récepteurs, situés respectivement sur les contours de 40 dBu et 54 dBu de la station WMMR, aucune différence perceptible n'a été constatée dans le son enregistré par suite de l'adjonction ou de la suppression des bandes latérales DSB émises par la station WPOC. En conclusion, l'adjonction de bandes latérales DSB au signal analogique dans le premier canal adjacent n'a pas introduit à ces endroits de dégradations audibles.

C.4.4.4.1.2 Résultats pour la station WFLS

Sur les deux récepteurs, situés sur le contour de 54 dBu de la station WFLS, aucune différence perceptible n'a été constatée dans le signal enregistré après adjonction ou suppression des bandes latérales DSB émises par la station WPOC. Au contour de 40 dBu de la station WFLS, le récepteur Delco ne montre pas de dégradation audible par suite de l'adjonction de bandes latérales DSB émises par la station WPOC. Le récepteur Yamaha montre quant à lui une dégradation audible à cet endroit. Cela importe peu toutefois, étant donné que les deux récepteurs sont déjà à cet endroit bien au-delà du point de non-fonctionnement analogique avant l'adjonction des bandes latérales DSB émises par la station WPOC.

C.4.4.4.2 Récapitulatif

Cet essai montre que l'adjonction de bandes latérales DSB à un brouilleur dans le premier canal adjacent ne dégradera pas la qualité audio du signal analogique utile à l'intérieur de la zone de couverture où il peut être capté. Cette conclusion, qui s'appuie sur des données mesurées sur le terrain, corrobore les résultats d'essais de compatibilité réalisés en laboratoire, qui relevaient en conclusion que l'adjonction de bandes latérales DSB à un important signal brouilleur dans le premier canal adjacent se devait d'être inaudible. Depuis la mise en oeuvre de la DSB IBOC à la station WPOC en août 1999, aucune plainte n'a été reçue de la part d'auditeurs. De même, aucune plainte n'a été reçue pendant la période, plus limitée, des essais réalisés à Las Vegas.

C.4.5 Essais de compatibilité avec le signal hôte

C.4.5.1 Généralités

Cet essai démontre que la portion DSB du signal IBOC hybride n'interfère pas avec le signal hôte analogique. Dans le cadre de cet essai, on a enregistré le signal analogique émis par la station WPOC, tandis que la portion DSB du signal hybride était activée, puis désactivée toutes les cinq minutes, intervalle choisi pour permettre d'évaluer la qualité audio d'émissions aux contenus variés en présence et en l'absence de signal DSB.

C.4.5.2 Situation du point d'essai

On a choisi un point situé entre un et deux miles du site d'émission pour les essais. Cette distance permet d'évaluer avec précision les effets des bandes latérales DSB, sans qu'elles soient masquées par du bruit et des brouillages. La Fig. C.26 indique là où le point d'essai a été choisi.

C.4.5.3 Procédure

a) Se rendre sur le lieu retenu pour l'essai et régler les récepteurs analogiques à la fréquence de fonctionnement souhaitée. Installer les supports d'enregistrement sur l'enregistreur audionumérique, régler le niveau des signaux audio analogiques et numéroter la séquence audio. Mettre une bande dans le magnétoscope et se préparer à enregistrer.

b) Toutes les notes, les bandes et données doivent avoir la même référence temporelle, c'est-à-dire celle du GPS. Vérifier que toutes les horloges soient bien synchronisées.

c) Commencer à enregistrer simultanément sur le magnétoscope et l'enregistreur audionumérique (pour tous les récepteurs analogiques).

d) Coordonner avec le site de l'émetteur pour lancer la séquence d'essai pendant laquelle le signal numérique est activé, puis désactivé toutes les cinq minutes.

e) Une fois les enregistrements terminés, retirer les supports d'enregistrement.

C.4.5.4 Résultats des essais

Sur les trois récepteurs, aucune différence perceptible n'a été constatée dans le signal enregistré après l'adjonction ou la suppression de bandes latérales DSB en provenance de la station WPOC. Comme l'adjonction de la DSB n'était pas audible dans cet environnement dépourvu de brouillages où le signal était net et fort, elle ne dégradera certainement pas le signal hôte dans la plupart des conditions d'écoute. Cette conclusion, qui se fonde sur des données mesurées sur le terrain, corrobore les résultats des essais de compatibilité réalisés en laboratoire, qui ont permis eux aussi de constater que l'introduction d'une DSB de base n'avait pas d'effet audible sur le signal hôte analogique.

C.4.6 Récapitulatif des essais en exploitation

Les résultats des essais en exploitation démontrent la «robustesse» du Système numérique C dans un environnement réel et ont validé les résultats des nombreuses campagnes de simulation et d'essais en laboratoire consacrés à la qualité de fonctionnement de ce système. Les essais de couverture numérique ont montré que la qualité audio DSB est supérieure à celle des signaux MF analogiques existants et aussi que la DSB IBOC offre une couverture comparable à celle du service analogique existant. Les essais de compatibilité dans le premier canal adjacent ont permis de vérifier que le signal DSB n'interfère pas avec la réception de ses signaux MF analogiques voisins dans le premier canal adjacent. Quant à l'essai de compatibilité avec le signal hôte il a montré que la portion numérique du signal DSB IBOC hybride ne brouille pas le signal hôte analogique.

C.5 Essais en laboratoire et en exploitation réalisés en 2001

Plusieurs essais en laboratoire et en exploitation du Système numérique C ont été réalisés dans le cadre des travaux de normalisation du National Radio Systems Committee (NRSC), organe de normalisation de l'industrie aux Etats-Unis d'Amérique parrainé par la National Association of Broadcasters (Association nationale des radiodiffuseurs) et la Consumer Electronics Association (Association des équipementiers grand public).

C.5.1 Vue d'ensemble du programme d'essais

Tous les résultats présentés ci-après ont été obtenus au terme des essais en laboratoire et en exploitation élaborés par le NRSC pour tester le système IBOC. Les procédures d'essai comportaient deux volets: premièrement, elles visaient à évaluer la qualité de fonctionnement du Système numérique C: i) dans un environnement sans brouillages, ii) avec divers types de dégradation, iii) en présence de brouillages dans le même canal et dans les canaux adjacents, et iv) en présence d'un brouillage multitrajet; deuxièmement, elles visaient à évaluer la compatibilité du système avec le service analogique existant en étudiant l'incidence que pouvait avoir ce dernier sur le signal hôte.

Après une analyse du marché, le NRSC a retenu quatre récepteurs analogiques (voir le Tableau C.21) disponibles dans le commerce, premières ventes de leur segment respectif. Ces quatre récepteurs ont servi aux essais et qualité de fonctionnement, et de compatibilité. Dans le premier cas, on a enregistré les émissions des récepteurs numériques et analogiques, ceux-ci servant

de référence aux fins de comparaison. Dans les essais de compatibilité on n'a utilisé que les récepteurs analogiques, l'idée étant de comparer leur qualité de fonctionnement en activant, puis en désactivant le système IBOC afin d'évaluer l'incidence que pouvaient avoir les émissions numériques sur le signal analogique.

TABLEAU C.21

Récepteurs utilisés pour les essais

Type	Fabriquant	N° de modèle
Autoradio d'origine	Delphi	PN 09394139
Autoradio de deuxième monte	Pioneer	KEH-1900
Chaîne hi-fi	Technics	SA-EX140
Portable	Sony	CFD-S22

C.5.1.1 Installations

Tous les essais objectifs en laboratoire ont été réalisés au Centre ATTC d'Alexandrie, Virginie, avec le banc d'essai IBOC créé spécialement pour le Système numérique C. Le NRSC et ses observateurs disposaient d'un libre accès permanent au banc d'essai de l'ATTC et un représentant du NRSC a participé activement aux travaux du laboratoire. Pour chaque essai, le Centre ATTC a enregistré des échantillons audio des récepteurs tant numériques qu'analogiques, puis les a envoyés à Dynastat, Inc. à Austin, Texas, aux fins d'évaluation subjective. Le laboratoire Dynastat réalise des évaluations subjectives de qualité élevée sur des équipements audio et des équipements téléphoniques depuis plus de 27 ans; il a lui aussi ouvert ses installations au NRSC dont un observateur validait les procédures utilisées à Dynastat. Les essais en exploitation représentaient la dernière étape du programme. Dans les procédures d'essais en exploitation qu'il a élaborées, le NRSC a établi des conditions particulières, choisi les stations d'essai et déterminé les voies de circulation à emprunter. Ces essais en exploitation ont été réalisés avec le concours de plusieurs stations de radio MF et d'une station expérimentale, et ce en présence d'un expert indépendant fourni par l'ATTC et/ou d'un observateur du NRSC. Les stations utilisées pour les essais en exploitation sont énumérées dans le Tableau C.22.

Des échantillons audio des essais en exploitation ont été choisis pour une évaluation approfondie en fonction des critères retenus par le NRSC pour telle ou telle caractéristique précise. Eux aussi, ils ont été envoyés à Dynastat pour une évaluation subjective et ont servi à donner des notes d'évaluation moyenne de la qualité de fonctionnement numérique. Un observateur du NRSC a vérifié la méthodologie et les procédures ainsi que les dispositifs utilisés pour le choix des échantillons audio et en a certifié la conformité aux normes du NRSC.

TABLEAU C.22

Stations utilisées pour les essais en exploitation

Station	Situation	Fréquence (MHz)	Classe	Puissance analogique (p.a.r.)	Puissance numérique (W)	HAAT[(1)] (m)
WETA	Washington, DC	90,9	B	75 kW	750	185
WHFS	Annapolis, MD	99,1	B	50 kW	500	142
WPOC	Baltimore, MD	93,1	B	16 kW	160	269
WNEW	New York, NY	102,7	B	6 kW	60	413
WWIN	Baltimore, MD	95,9	A	3 kW	30	95
KWNR	Las Vegas, NV	95,5	C	92 kW	920	351
KLLC	San Francisco, CA	97,3	B	82 kW	820	315
WD2XAB	Columbia, MD	93,5	N/A	800 W	8	15

(1) HAAT: Hauteur au-dessus du niveau moyen.

C.5.1.2 Evaluation subjective, composante du programme d'essais

Le NRSC a approuvé un programme d'essais subjectifs à grande échelle destiné à évaluer le Système numérique C, programme auquel ont pris part quelque 480 participants d'horizons divers. Le bilan de chaque expérience correspond à la contribution de 40 participants, répartis selon leur sexe et leur âge. Les évaluations subjectives ont été réalisées suivant la méthodologie d'établissement de notes d'évaluation moyenne par catégories absolues (ACRM, *Absolute Category Rating Mean Opinion Score*) utilisée en diverses circonstances pour évaluer le jugement porté par des utilisateurs sur des équipements de télécommunication et autres équipements audio destinés au marché. Cette méthodologie a été choisie car elle permet non seulement de tester la préférence des utilisateurs, mais aussi de prévoir l'accueil du marché. Dans la méthodologie ACR, les «cobayes» jugent les échantillons sonores qu'on leur fait entendre l'un après l'autre. Pour chaque échantillon, ils s'en remettent à leur propre système de référence pour juger la qualité audio et évaluent subjectivement les échantillons selon cinq catégories: excellent, bon, passable, piètre, mauvais. Leurs réponses sont ensuite traduites en valeurs numériques (de 5 à 1) afin de calculer des valeurs moyennes à partir des notes données par chacun. Dans chaque expérience ACR, les participants ont eu à juger quelque 200 échantillons sonores dont plusieurs caractéristiques différaient; il leur était demandé de porter un jugement sur la «qualité globale» de chaque échantillon, compte tenu des caractéristiques différentes et des possibles dégradations. Avant le début de l'expérience, les participants ont été informés des types de dégradations qui pourraient se produire, et ont été sélectionnés par le laboratoire chargé des évaluations subjectives en fonction de leur aptitude à entendre de petites dégradations et/ou différences dans la qualité du son. Seules les réponses des participants qui ont été formés et qui ont réussi le test de sélection ont été retenues dans les données qui sont présentées dans ce rapport.

C.5.2 Résultats des essais en mode hybride

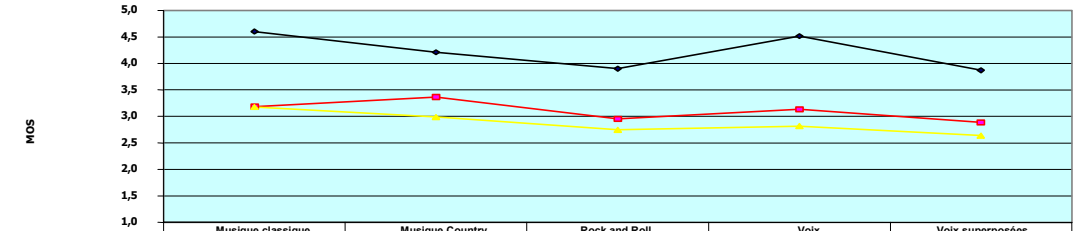
Nous vous proposons d'analyser ci-après les résultats des essais en fonction d'une série de critères d'évaluation établis par le NRSC pour le système IBOC, conformes à ceux qu'avait arrêtés pour la DSB la FCC aux Etats-Unis d'Amérique en 1999.

C.5.2.1 Qualité audio

L'ensemble des essais de qualité de fonctionnement établit sans conteste la supériorité de la qualité audio du Système numérique C sur le service MF analogique existant. Au terme de toutes les évaluations subjectives consacrées à tous les essais de qualité, les évaluateurs ont donné systématiquement, et à une majorité écrasante, le numérique supérieur à l'analogique. Des échantillons sonores ont été prélevés dans sept des huit stations MF, ce qui donne une bonne représentation des configurations et conditions possibles[4]. Ils comprenaient trois essais complets réalisés à Dynastat et mettaient à contribution 120 cobayes et une évaluation de plus de 600 échantillons sonores. Comme on peut le voir ci-dessous, le numérique a été systématiquement supérieur à l'analogique; la Fig. C.27 additionne les performances des récepteurs IBOC, Delphi et Pioneer dans les diverses conditions, c'est-à-dire brouillage dans le premier canal adjacent, dans le second canal adjacent et dans le même canal, bruit, trajets multiples et dégradations dans le canal. Dans chaque cas, le numérique a été jugé supérieur à l'analogique.

FIGURE C.27

Qualité de fonctionnement des récepteurs numériques et analogiques dans toutes les conditions des essais en exploitation



	Musique classique	Musique Country	Rock and Roll	Voix	Voix superposées
Numérique	4,6	4,2	3,9	4,5	3,9
Analogique d'origine	3,2	3,4	3,0	3,1	2,9
Deuxième monte	3,2	3,0	2,7	2,8	2,6

Si les essais ont permis d'évaluer également la stabilité dans le temps du système, les évaluations étaient basées sur la qualité audio supérieure du signal numérique, sur la meilleure aptitude du système à résister aux dégradations et sur la qualité améliorée de l'ensemble des conditions se rapportant à l'écoute, le premier et le troisième facteur concernant la qualité audio générale. Cette perception de l'amélioration de la qualité audio peut être imputée à deux avantages que présente le Système numérique C, à savoir: le système IBOC permet d'atteindre à une fidélité audio plus élevée, proche de la qualité d'un CD, et il est doté de nombreuses innovations technologiques conçues pour réduire, voire éliminer les principales dégradations qui fréquemment nuisent à la qualité du service MF analogique existant. En effet, la réduction ou l'élimination des effets du brouillage par trajets multiples, la réduction de la susceptibilité du système au bruit et à d'autres parasites et l'utilisation de techniques de réduction des brouillages sont autant de procédés qui concourent au saut qualitatif constaté.

---

[4] Les essais en exploitation à la station WWIN se sont terminés après l'envoi des échantillons sur la qualité audio pour l'évaluation subjective.

C.5.2.2 Zone de service

Les essais réalisés en exploitation à l'aide des huit stations ont démontré que le Système numérique C dessert une vaste zone de service, indépendamment des conditions rencontrées normalement en radiodiffusion MF. Même à 1/100 de la puissance du système analogique, le système IBOC a émis un signal de qualité élevée sur toute la zone desservie. Les conditions retenues pour les essais correspondaient aux scénarios suivants: i) brouillages dans le premier et dans le second canal adjacent, ii) importantes réflexions spéculaires et diffuses dues aux trajets multiples, iii) environnements urbain, suburbain, et rural, et iv) terrain parsemé d'obstacles. Quant aux stations retenues pour les essais, elles couvraient toutes les classes de stations MF autorisées aux Etats-Unis d'Amérique, avec une station de la Classe A, cinq stations de la Classe B et une station de la Classe C. Dans tous les cas, la couverture numérique correspondait à un niveau du signal d'environ 45-50 dBu. Dans plusieurs cas, la couverture numérique a même dépassé de beaucoup ce point et s'est étendue jusqu'au niveau 15-25 dBu. Même s'il est difficile de tirer une conclusion générale à propos de la zone de service numérique étant donné les caractéristiques différentes des stations utilisées pour les essais, les résultats indiquent que le système IBOC assure une couverture numérique qui est égale ou supérieure à la zone de couverture protégée correspondant au service analogique de chaque station. Dans tous les cas, l'association numérique-analogique a permis au système IBOC d'assurer une couverture qui n'a jamais été inférieure à celle du service analogique existant.

Les stations d'essai retenues dans le cadre des procédures préconisées par le NRSC ont été choisies pour évaluer la qualité de fonctionnement du système dans les environnements MF les plus courants. Le Tableau C.23 récapitule les environnements de radiodiffusion retenus dans le cadre du programme des essais en exploitation et indique les stations qui ont été utilisées pour évaluer chaque environnement.

TABLEAU C.23

Stations utilisées pour les essais en exploitation et caractéristiques évaluées pendant les essais

	Caractéristique évaluée	Station
1	Couverture générale – Qualité de fonctionnement dans une zone caractérisée par la faiblesse du brouillage	WETA
2	Brouillage dans le premier canal adjacent	WPOC, WNEW
3	Brouillage dans le second canal adjacent analogique	WNEW, KLLC
4	Brouillage dans le second canal adjacent numérique	WD2XAB
5	Brouillage dans le second canal adjacent analogique, provenant de deux sources	WHFS
6	Trajets multiples	WNEW, KLLC, KWNR, WHFS
7	Antenne implantée en milieu urbain	WNEW
8	Terrain parsemé d'obstacles	KLLC, KWNR
9	Combinaison de faibles niveaux de puissance	WWIN

C.5.2.2.1 Couverture générale

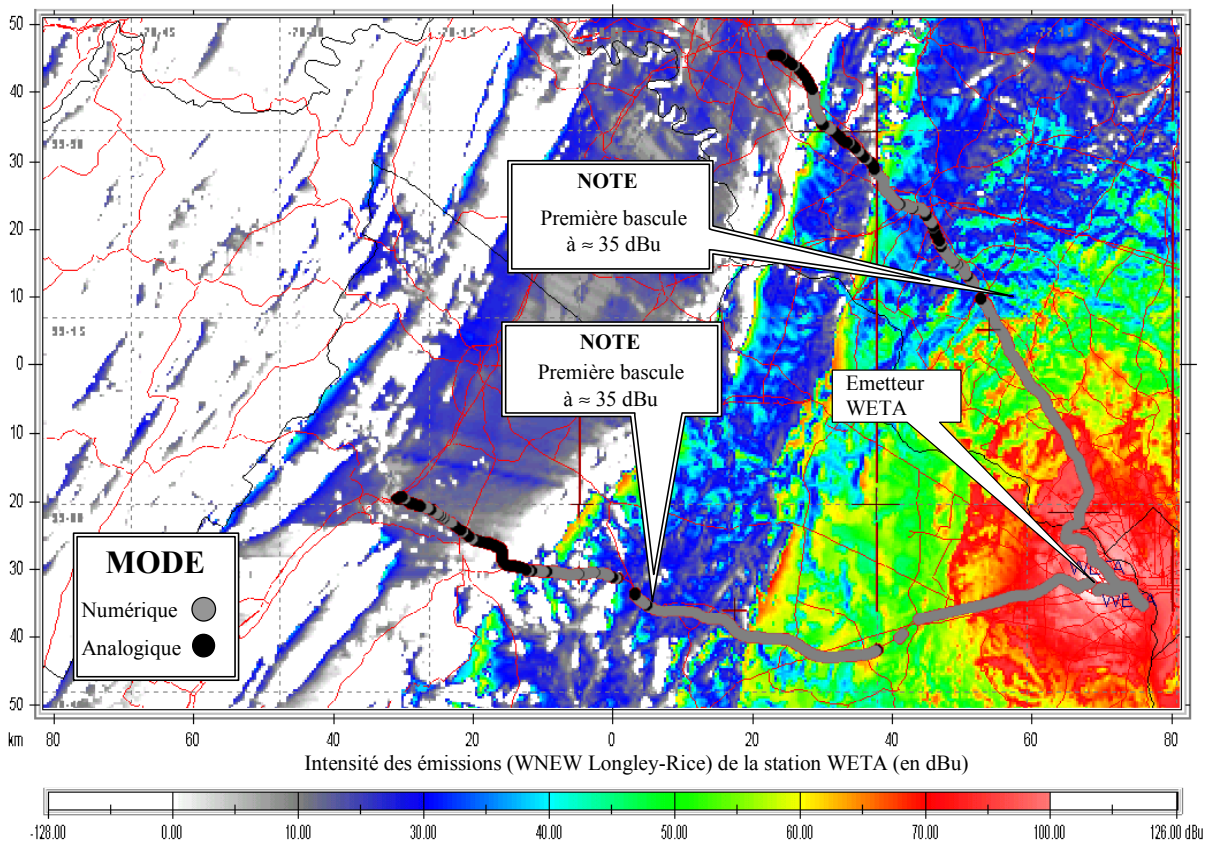
La station WETA est un des meilleurs exemples de la couverture générale qu'assure le Système numérique C. Elle ne subit en effet pas de fort brouillage dans le premier, ni dans le second canal adjacent et son terrain n'est pas parsemé d'obstacles, sauf dans la partie ouest de la zone de service, mais, comme elle est implantée dans un environnement urbain, saturé, elle subit des brouillages par trajets multiples qui ont une incidence sur sa couverture et sa qualité de service au niveau de la

réception du signal analogique. Même dans ces conditions, la couverture analogique de la station reste vaste grâce à une antenne située à 186 m HAAT et à une puissance analogique de 75 kW. Les essais en exploitation démontrent que la couverture numérique de cette station est elle aussi vaste. Sur tous les axes retenus pour les essais, le système a en permanence permis d'assurer une couverture numérique jusqu'à 35 dBu environ.

Une analyse détaillée des axes courant vers l'ouest renforce la conclusion que la station WETA assure une vaste couverture numérique. La Fig. C.28 donne le détail de l'intensité des émissions analogiques de la station pour les axes à 270 et 315°; comme on peut le voir, les premières bascules ont eu lieu sur ces axes à environ 35 dBu, mais, même après, la réception numérique s'est poursuivie dans des zones où le signal était de 5-10 dBu. Dans l'un et l'autre cas, cette couverture numérique a été assurée même après des bascules initiales sur l'analogique dues aux obstacles du relief. Il importe d'observer que, lorsque le système bascule du numérique à l'analogique, la qualité du service analogique est loin d'être parfaite.

FIGURE C.28

Puissance des signaux analogiques le long des axes à 270° et 315° de la station WETA



Même si de nombreuses autres stations ont une couverture analogique plus limitée à cause d'un brouillage important ou d'autres dégradations, les essais consacrés à la station WETA illustrent bien toute l'étendue de la couverture numérique que peuvent assurer de nombreuses stations analogiques disposant actuellement d'une vaste couverture analogique.

C.5.2.2.2 Couverture en présence d'un brouillage analogique dans le premier canal adjacent

Des essais consacrés aux stations WPOC et WNEW ont démontré que la présence d'un brouillage dans le premier canal adjacent n'a pas d'incidence sur la couverture numérique. En effet, dans le cas de ces deux stations la présence de brouilleurs dans le premier canal adjacent a été constatée lors des essais en exploitation. Le Tableau C.24 répertorie les brouilleurs identifiés dans les canaux adjacents pour chaque station.

TABLEAU C.24

Brouilleurs dans le premier canal adjacent

Station signal utile				Brouilleur				
Indicatif	**Situation**	**Canal**	**Classe**	**Indicatif**	**Situation**	**Canal**	**Classe**	**Distance entre stations (km)**
WPOC	Baltimore MD	93,1	B	WFLS	Fredericksberg VA	93,3	B	123
				WMMR	Philadelphia, PA	93,3	B	155
WNEW	New York NY	102,7	B	WMGK	Philadelphia, PA	102,9	B	132

Dans les deux cas, la couverture numérique était constante et large. Même en présence d'un brouillage dans le premier canal adjacent, la couverture numérique s'étendait pour chaque station jusqu'à 35-38 dBu.

C.5.2.2.3 Couverture en présence d'un brouillage analogique dans le second canal adjacent

Les essais réalisés avec la station WNEW ont démontré l'étendue de la couverture numérique même en présence d'un fort brouillage analogique dans le second canal adjacent. La station WNEW a une deuxième station WBAB-FM, qui émet dans le second canal adjacent, à 102,3 MHz, à Babylone (New York). La Fig. C.29 représente la couverture à 90° de la station WNEW par rapport à l'intensité de champ différentiel de la station WBAB, en d'autres termes le rapport D/U pour le brouillage que cause la seconde à la première. Comme on peut le voir dans la Fig. C.29, l'axe à 90° de la station WNEW coupe en plein le site de l'émetteur de WBAB; peu importe, le système a continué d'assurer sa couverture numérique. La Fig. C.29 montre également que la couverture numérique s'étendait au contour de 100 dBu pour la station WBAB, point auquel le système présentait un rapport D/U d'environ –47 dB.

Des résultats similaires ont été obtenus en présence d'un brouillage dans le second canal adjacent dans la zone de San Francisco. Sur la boucle sud pour KLLC, l'axe passait à quelques kilomètres seulement de l'émetteur de KFFG-FM, station qui émet à 97,7 MHz et qui est à l'origine d'un brouillage dans le second canal adjacent supérieur. Le Système numérique C a pour l'essentiel assuré une couverture numérique en deçà du contour de 80 dBu de KFFG.

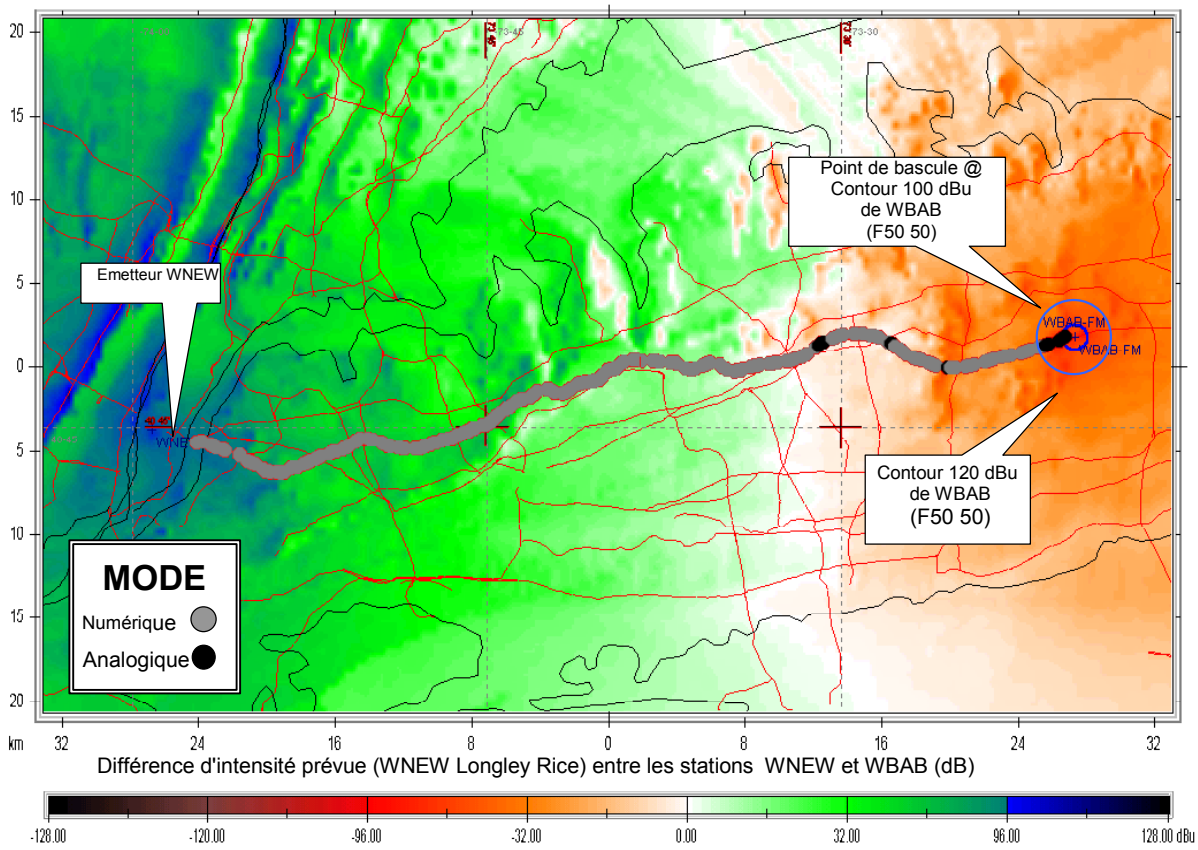
C.5.2.2.4 Couverture en présence d'un brouillage numérique dans le second canal adjacent

La station WD2XAB a été utilisée pour démontrer l'aptitude du Système numérique C à continuer d'assurer sa couverture numérique même en présence d'un brouillage numérique dans le second canal adjacent. Cette station émet à 93,5 MHz, second adjacent par rapport à la station WPOC à 93,1 MHz. Pour les essais en question, la station WD2XAB a fonctionné en mode hybride en même

temps que la station WPOC émettait un signal hybride. Etant donné que WD2XAB est une station expérimentale qui fonctionne à une puissance limitée de 800 W, sa couverture analogique est extrêmement limitée; néanmoins, les essais ont permis de démontrer la capacité du système à assurer une couverture numérique même en présence de niveaux élevés de brouillage numérique dans le second canal adjacent. Les résultats des essais démontrent que la station a été capable d'assurer une large couverture numérique jusqu'à un rapport *D*/*U* d'environ –15 dB.

FIGURE C.29

Couverture sur l'axe à 90° de la station WNEW par rapport à l'intensité du signal de la station WBAB



C.5.2.2.5 Couverture en présence de brouilleurs analogiques provenant de deux sources dans le second canal adjacent

Des essais en exploitation réalisés à l'aide de la station WHFS ont confirmé la capacité du système à résister à de forts niveaux de brouillage provenant de deux sources dans le second canal adjacent tout en continuant d'assurer une couverture numérique. Située à Annapolis, Maryland, et émettant à 99,1 MHz, la station WHFS a deux brouilleurs dans le second canal adjacent qui émettent dans la même zone: la station WIHT-FM, Washington, D.C., est un second adjacent supérieur fonctionnant à 99,5 MHz et la station WMZQ-FM, Washington, D.C., est un second adjacent inférieur fonctionnant à 98,7 MHz. Ces deux brouilleurs sur le second canal adjacent se situent sur le bord extrême ouest de la zone de couverture analogique de la station WHFS.

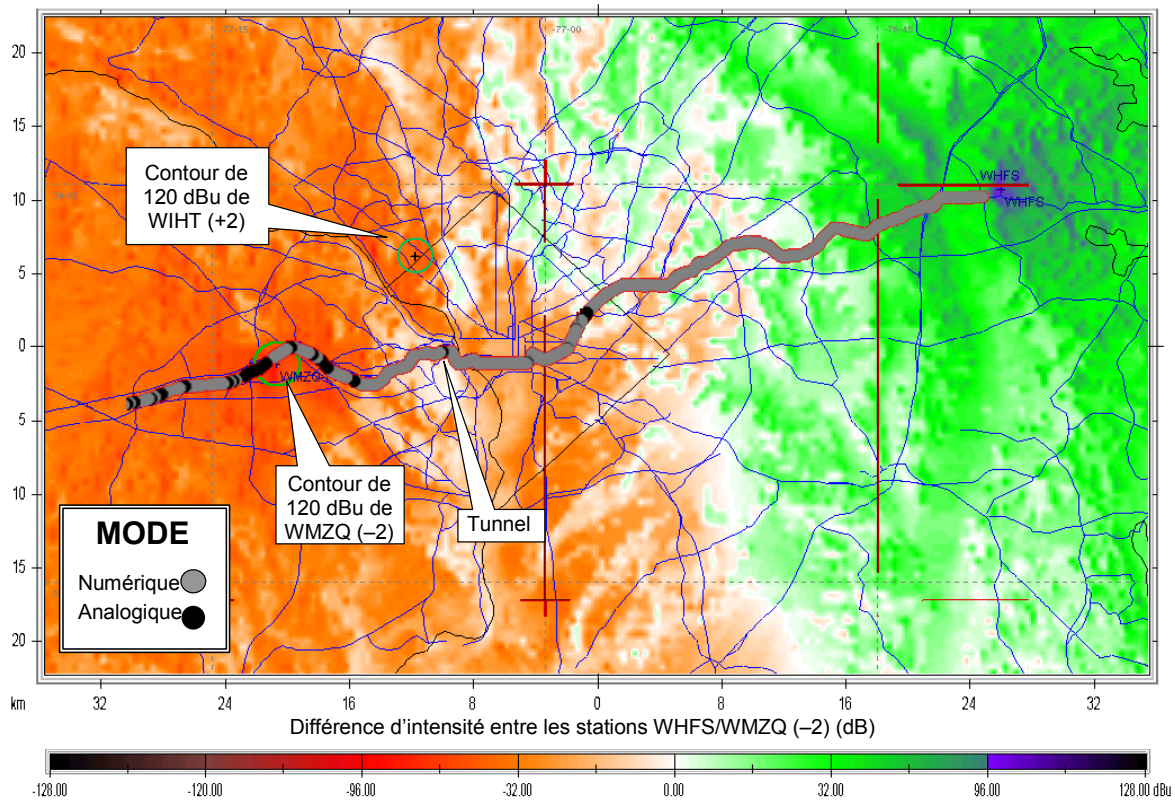
Un examen détaillé de l'axe à 270° illustre étendue de la couverture du système numérique. Cet axe passe à moins de 1 km de l'émetteur de WMZQ; même là, le système n'a qu'une tendance limitée à la bascule dans toute la zone en question. De longs décrochages se produisent seulement une fois passé le site de l'émetteur WMZQ, lorsque l'axe se poursuit au-delà de la limite de la couverture

numérique. La Fig. C.30 présente la couverture le long de l'axe compte tenu du brouillage causé par la station WMZQ à la station WHFS. Comme l'illustre la Fig. C.30, même en deçà du contour de 120 dBu de WMZQ, qui se situe à environ 49 km de l'émetteur WHFS, la station WHFS assurait encore une couverture numérique partielle, ce qui signifie que le système IBOC était capable de fonctionner même en présence de niveaux de brouillage de –65 dB (*D*/*U*).

Dans la plus grande partie de cette zone, on perd le signal numérique à cause d'une surcharge du frontal provoquée par la proximité de l'émetteur WMZQ. A ce niveau de brouillage, le signal non désiré sature le frontal du récepteur et rend impossible la réception du signal utile. Dans ces situations les radios analogiques sont confrontées aux mêmes problèmes.

FIGURE C.30

Couverture le long de l'axe à 270° de la station WHFS en présence d'un brouillage analogique prévu provenant de la station WMZQ



Ce cas est l'un des plus extrêmes cas de brouillage dans le second canal adjacent dû à la distance par rapport à l'émetteur WHFS et à la proximité par rapport au brouilleur dans le second canal adjacent. Néanmoins, le système numérique assure une qualité de fonctionnement exceptionnelle.

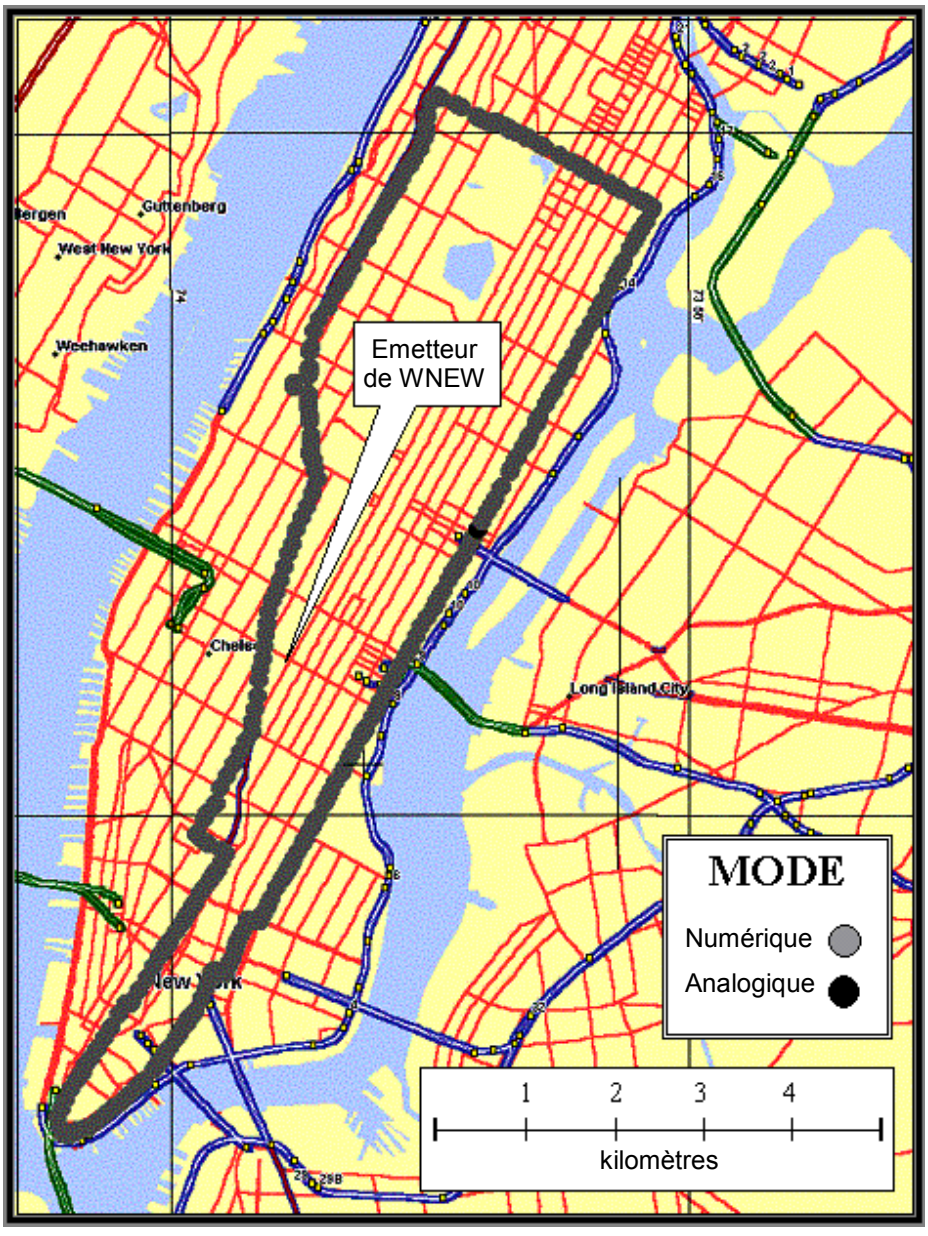
C.5.2.2.6 Couverture en présence de trajets multiples

Pendant toute la durée du programme des essais, le Système numérique C a assuré une zone de couverture exceptionnelle même dans des situations caractérisées par d'importants trajets multiples. La station KWNR de Las Vegas, Nevada, est implantée dans une zone où les trajets multiples spéculaires sont importants. La topographie de Las Vegas, située au fond d'une cuvette entourée de montagnes, encourage la réflexion des signaux MF. Même dans cette situation de trajets multiples importants, le système numérique a assuré une couverture excellente de la zone urbaine de Las Vegas. Les essais réalisés comprenaient également un axe suburbain le long de «The Strip», retenu pour accroître au maximum les possibilités de brouillage par trajets multiples: la couverture numérique y a été uniforme tout du long.

Des résultats analogues ont été obtenus dans des situations urbaines caractérisées par des trajets multiples spéculaires. A New York, la couverture de WNEW a été ininterrompue malgré les niveaux élevés de trajets multiples qui sont typiques des «vallées urbaines» encaissées du quartier de Manhattan. Cette couverture numérique exceptionnelle a été obtenue dans une zone qui est bien connue pour les conditions de forte dégradation de la réception analogique qui y règnent. La boucle de New York Downtown comprenait les rues basses de Manhattan, le centre et les rues hautes de Manhattan; elle offre toute une gamme de conditions urbaines depuis les enfilades de rues étroites bordées de gratte-ciels de Lower Manhattan, aux avenues plus larges bordées de constructions denses du centre, en passant par les immeubles de hauteur moyenne de Upper Manhattan. On notera dans la Fig. C.31 l'absence de bascule sur l'analogique sur toute la boucle, à l'exception d'un cas dû à un tunnel.

FIGURE C.31

Boucle dans New York Downtown correspondant à la couverture de la station WNEW



Les niveaux extrêmes des trajets multiples rencontrés en milieu urbain n'ont donc pas eu d'incidence sur la qualité de fonctionnement du Système.

Des résultats analogues ont été obtenus en ce qui concerne la station KLLC de San Francisco lors des parcours en boucle effectués dans les rues basses. Dans ce cas, le système a assuré une couverture numérique constante sur toute la zone considérée. Dans le cas des stations WNEW et KLLC, chaque émetteur est implanté sur une éminence de la zone urbaine à l'étude. La station WHFS a été l'occasion d'étudier la couverture numérique en présence de trajets multiples en milieu urbain lorsque l'émission provient d'un site suburbain, lointain. L'émetteur WHFS se situe en effet à l'extérieur d'Annapolis, Maryland, à peu près à égale distance de Washington et de Baltimore. Sur l'axe à 270°, l'itinéraire emprunté pendant les essais traversait les bas quartiers (downtown) de Washington, distants de plus de 30 km de l'émetteur WHFS, et pourtant le système numérique a réussi à assurer une couverture numérique constante.

C.5.2.2.7 Couverture dans des configurations à antennes multiples

Les essais en exploitation ont démontré la capacité du Système numérique C à desservir de vastes zones de service en utilisant toutes les configurations d'antennes MF communément employées. Dans le cas de la station WNEW, le système numérique était doté d'une antenne multiplexée, implantée centralement, qui diffuse les programmes de la plupart des grandes stations MF de New York. La station WWIN a offert l'occasion de démontrer le fonctionnement du système avec une amplification commune, c'est-à-dire permettant d'amplifier avec un même dispositif les signaux tant analogiques que numériques. La station WPOC utilise quant à elle une antenne directive autonome avec un angle mort pour réduire au minimum le niveau du signal dans la zone de Washington, D.C. Dans les autres cas, le système a fonctionné avec des stations utilisant des antennes autonomes. Il est par ailleurs important d'observer que le programme d'essais faisait intervenir des stations dont les hauteurs d'antenne et les combinaisons de puissance variaient. La station VHFS, qui est titulaire d'une autorisation de la Classe B, est proche de la hauteur et de la pleine puissance autorisées. Par comparaison, WNEW, station également de la Classe B, fonctionne à une puissance nettement plus faible, son antenne étant installée sur l'Empire State Building. Dans tous les cas, le système numérique a assuré une large couverture numérique et les différentes configurations d'antenne n'ont posé aucun problème de compatibilité.

C.5.2.2.8 Couverture d'un terrain parsemé d'obstacles

Même là, le Système numérique C est capable d'assurer une couverture numérique comparable à celle du service analogique. Ces conditions étaient présentes dans la plupart des essais en exploitation réalisés, mais les pires pour la couverture numérique ont été celles de San Francisco et de Las Vegas: or, la couverture du système IBOC dans le cas des stations KLLC et KWNR a été comparable à celle du service analogique.

La région de San Francisco est l'une des plus exigeantes pour la réception en MF. L'ensemble des essais réalisés avec la station KLLC constitue l'illustration la plus générale de la large zone de service qu'assure le système dans une région caractérisée par des obstacles extrêmes, générateurs de trajets multiples. Le Système numérique C a assuré un service ininterrompu sur toute la zone de la baie, du nord au sud, ainsi que dans les montagnes qui s'étendent à l'est de San Francisco; sur la boucle nord, il a fonctionné sans jamais basculer sur l'analogique. Comme nous l'avons vu précédemment, même si des bascules se sont produites sur la boucle sud, cela prouve l'aptitude du système à résister au brouillage extrême dans le second canal adjacent produit par la station KFFG-FM. Les deux zones de nettes bascules sur l'analogique correspondent aux boucles est et ouest; dans ces deux cas, le système assure une large couverture sauf dans les secteurs où ses émissions se heurtent à des obstacles directs et à l'effet d'écran très important dû au terrain, conditions qui ne sont pas sans avoir une incidence importante même sur la réception analogique dans les deux zones en question.

Le système IBOC a présenté une qualité de fonctionnement analogue à Las Vegas. Contrairement à San Francisco, qui combine plans d'eau, montagnes, zones urbaines et zones suburbaines, Las Vegas est un ensemble urbain entouré par de hautes montagnes. Le système a assuré une large couverture sur l'ensemble de la zone, même dans les secteurs les plus escarpés. Les seuls cas de bascule nette sont directement imputables à une perte du signal provoquée par les montagnes ou par les escarpements de Hoover Dam (barrage) qui commande l'accès au bassin du Colorado. Là, les montagnes constituent une véritable barrière qui arrête presque complètement le signal analogique, qui en particulier est totalement étouffé par la rupture de pente du barrage. La perte du signal numérique reflète les limites qui sont celles de la couverture analogique dans ces zones.

C.5.2.3 Durabilité

Le Système numérique C a montré son énorme durabilité, stabilité en présence de brouillages, mais aussi de dégradations de ses canaux, et ce pendant toute la durée du programme des essais. Comme cela a déjà été signalé, le système numérique a assuré une très bonne couverture dans les zones caractérisées par la présence d'importants niveaux de brouillage dans le premier ou dans le second canal adjacent, d'effets de trajets multiples et d'obstacles dus au relief. Par ailleurs, l'évaluation subjective des échantillons audionumériques et analogiques, représentatifs de nombreux environnements d'écoute, confirme la durabilité du système. Enfin, l'essai avec compteur à main a permis de démontrer que le Système numérique C élimine la plupart des dégradations, notamment les plus importantes, qui nuisent à la qualité du service analogique existant.

Les résultats des essais permettent de conclure entre autres que la radiodiffusion numérique transformera des zones où la qualité analogique est actuellement inacceptable en zone où le son numérique sera excellent. La capacité du Système numérique C à éliminer les dégradations qui nuisent considérablement à la qualité du service analogique ouvre ainsi de nouveaux horizons aux émissions radiophoniques.

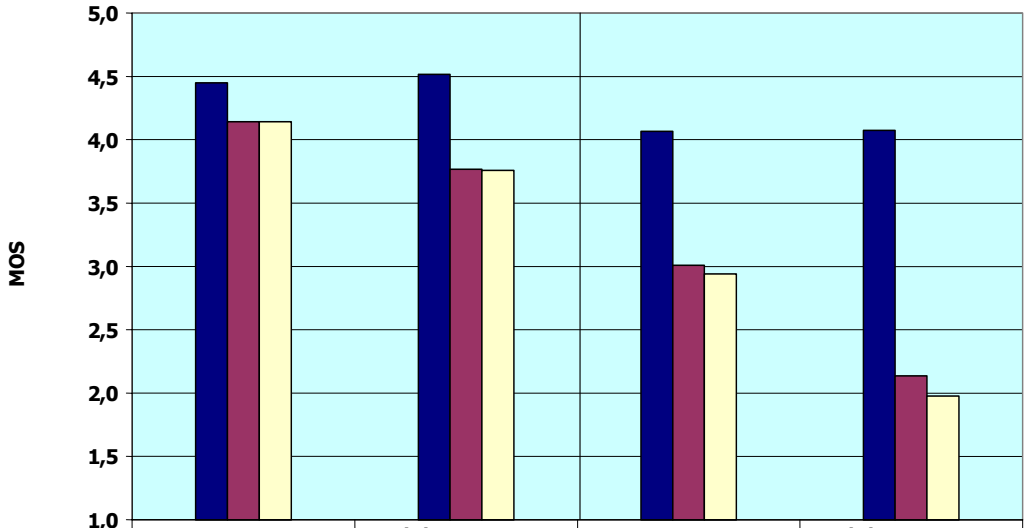
C.5.2.3.1 Evaluation subjective des échantillons audio retenus aux fins des essais en exploitation

Pendant les essais en exploitation, on a sélectionné des échantillons audio pour évaluer la qualité du fonctionnement du service numérique et du service analogique dans divers environnements, en particulier en présence de brouillage et de trajets multiples dans le premier, puis dans le second canal adjacent. Les spécialistes chargés de l'évaluation subjective se sont vus remettre des échantillons analogiques et numériques, enregistrés simultanément depuis le même point sur un axe particulier. Comme les essais ont été réalisés essentiellement en mode mobile, les deux récepteurs utilisés étaient des autoradios; en effet, compte tenu de la nature de leur conception, la chaîne Hi-fi et le combiné portatif auraient reçu vraisemblablement des notes d'évaluation moins élevées que le système IBOC: pendant toute la durée des essais, les notes attribuées aux récepteurs numériques ont systématiquement été plus élevées que pour les deux systèmes analogiques. Par ailleurs, ces deux systèmes ayant fait l'objet d'une attention de tous les instants pendant les essais, on a pu acquérir la certitude que l'évaluation subjective a permis de rendre compte avec précision de leur qualité de fonctionnement.

La présence de brouillage dans le premier canal adjacent a eu une plus grande incidence sur les récepteurs analogiques que sur les récepteurs numériques dans le cas de la réception de musique et de la voix. Dans l'ensemble, la Fig. C.32 montre que le système IBOC a obtenu des notes plus élevées que les récepteurs analogiques pour les échantillons de musique et de voix retenus, et ce en présence de brouillage faible, puis modéré dans le premier canal adjacent.

FIGURE C.32

Qualité de fonctionnement du numérique et de l'analogique en présence de brouillage faible, puis modéré dans le premier canal adjacent



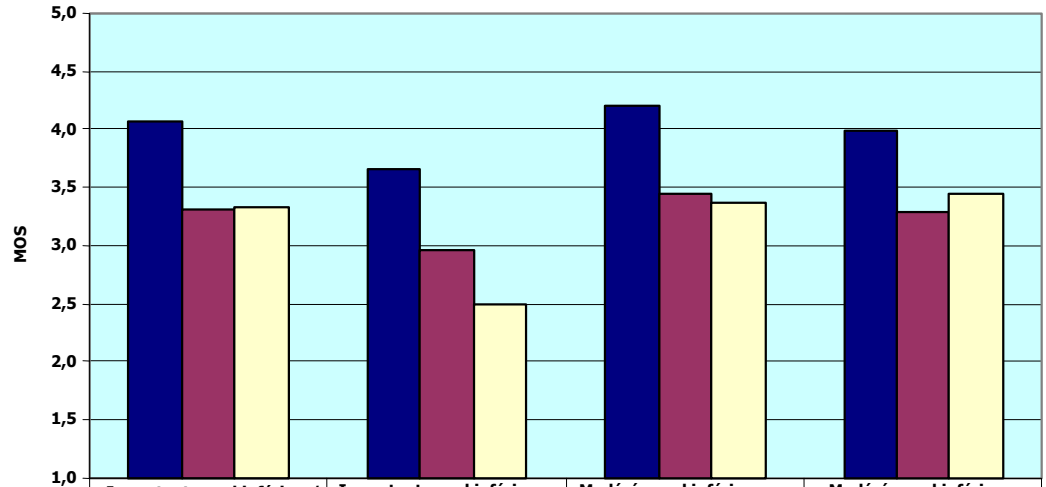
	Musique Faible	Musique Modéré	Voix Faible	Voix Modéré
IBOC	4,5	4,5	4,1	4,1
Delphi	4,1	3,8	3,0	2,1
Pioneer	4,1	3,8	2,9	2,0

Cet essai fournit plusieurs indications intéressantes à propos de la qualité de fonctionnement relative des récepteurs numériques et analogiques. Malgré l'élévation du niveau de brouillage, la qualité du système numérique reste identique, et le restera selon toute vraisemblance jusqu'à l'interruption de la couverture. Du fait de sa conception, le Système numérique C assure une qualité numérique constante sur toute la zone de service numérique. Cette constance, en ce qui concerne tant le programme musical que le programme vocal, et ce malgré l'augmentation du niveau de brouillage, met en lumière la qualité la plus importante d'un système numérique. Par comparaison, les récepteurs analogiques commencent très vite à se dégrader avec l'augmentation du brouillage: dans le cas des récepteurs Delphi et Pioneer, la qualité de fonctionnement analogique se dégrade de façon encore plus importante avec le programme vocal qu'avec le programme musical. Au demeurant, lorsque la qualité de fonctionnement a été évaluée dans des conditions de brouillage modéré et avec des échantillons de programme vocal, les récepteurs analogiques se sont dégradés au point qu'il est peu probable que les auditeurs aient laissé leur poste allumé. Le numérique accroîtra la résistance au brouillage et transformera les zones où la qualité de fonctionnement des récepteurs analogiques est inacceptable en zones où le son numérique sera d'une excellente qualité.

Un examen des qualités de fonctionnement relatives des récepteurs numériques et analogiques en présence de brouillage dans le second canal adjacent permet de conclure également à la supériorité du système numérique. Comme le montrent les Fig. C.33 et C.34, en ce qui concerne tant le programme musical que le programme vocal choisis, le Système numérique C présente une qualité de fonctionnement supérieure à celle du système analogique.

FIGURE C.33

Qualité de fonctionnement du numérique et de l'analogique en présence de brouilleurs dans le second canal adjacent provenant d'une double source – Musique

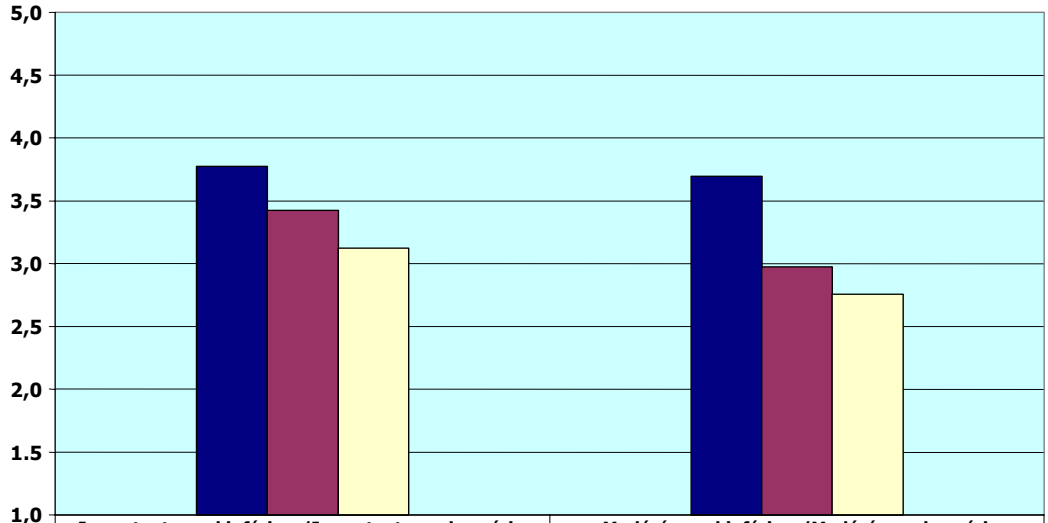


	Important canal inférieur/ Important canal supérieur	Important canal inférieur /Modéré canal supérieur	Modéré canal inférieur /Important canal supérieur	Modéré canal inférieur /Modéré canal supérieur
IBOC	4,1	3,7	4,2	4,0
Delphi	3,3	3,0	3,5	3,3
Pioneer	3,3	2,5	3,4	3,5

Niveau modéré de brouillage: –10dB < *D*/*U* <–20 dB
Niveau important de brouillage: *D*/*U* < –20 dB

FIGURE C.34

Qualité de fonctionnement du numérique et de l'analogique en présence de brouilleurs dans le second canal adjacent provenant d'une double source – Voix



	Important canal inférieur/Important canal supérieur	Modéré canal inférieur/Modéré canal supérieur
IBOC	3,8	3,7
Delphi	3,4	3,0
Pioneer	3,1	2,8

Niveau modéré de brouillage: –10dB < *D*/*U* < –20 dB
Niveau important de brouillage: *D*/*U* < –20 dB

Le système numérique démontre des améliorations équivalentes par rapport à l'analogique en présence de brouillage par trajets multiples. Dans le cas tant du programme musical que du programme vocal, comme l'illustrent les Fig. C.35 et C.36, le Système numérique C ne subit qu'une légère dégradation alors que le brouillage par trajets multiples passe de faible à modéré, puis à important, comportement très, très différent de celui des deux récepteurs analogiques, pour lesquels l'évaluation subjective indique une baisse rapide de la qualité de fonctionnement. En outre, l'écart entre les notes attribuées respectivement au numérique et à l'analogique se creuse nettement au fur et à mesure que s'aggrave le brouillage dû aux trajets multiples.

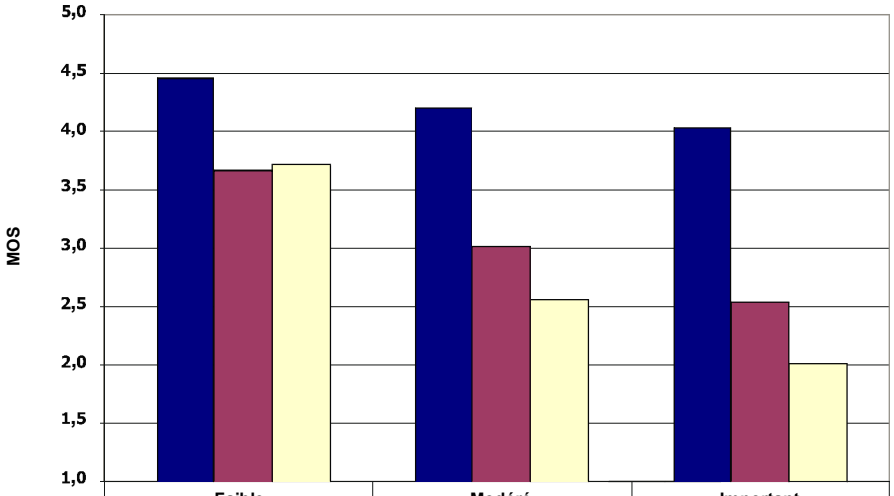
C.5.2.3.2 Essai avec compteur à main

Suivant une méthode différente des autres essais consacrés à la qualité de fonctionnement, l'essai avec compteur à main a démontré la durabilité supérieure du système numérique. Les participants à cet essai ont indiqué que les récepteurs analogiques subissent des dégradations beaucoup plus importantes que le système numérique et que leur moindre résistance a une incidence négative sur leur évaluation d'ensemble. Dans cet essai, il était demandé aux participants d'évaluer des segments audio plus longs provenant et du récepteur numérique, et des deux autoradios analogiques, puis d'indiquer chaque dégradation qu'ils entendaient, même petite, en distinguant les dégradations faibles des dégradations importantes.

Pour pouvoir additionner les résultats et obtenir des totaux, toutes les dégradations légères ou mineures indiquées par les participants ont été classées comme «faibles», alors qu'ont été classées comme «importantes» toutes les dégradations fortes ou nettes. La Fig. C.37 indique le nombre total de «dégradations temporelles» indiquées par tous les participants pour chaque segment d'une durée de 4 min. Comme il ressort de cette Figure, les participants ont entendu de 4 à 5 fois plus de dégradations sur les segments analogiques que ceux du système IBOC; surtout, le nombre des dégradations importantes que les participants ont indiqué avoir entendues sur les segments analogiques était de 6 à 7 fois supérieur que sur les segments IBOC. Le nombre de dégradations entendues sur les enregistrements numériques serait conforme à celui qu'on entendrait en écoutant un disque compact.

FIGURE C.35

Qualité de fonctionnement du numérique dans des conditions de trajets multiples faibles, modérées et importantes – Musique

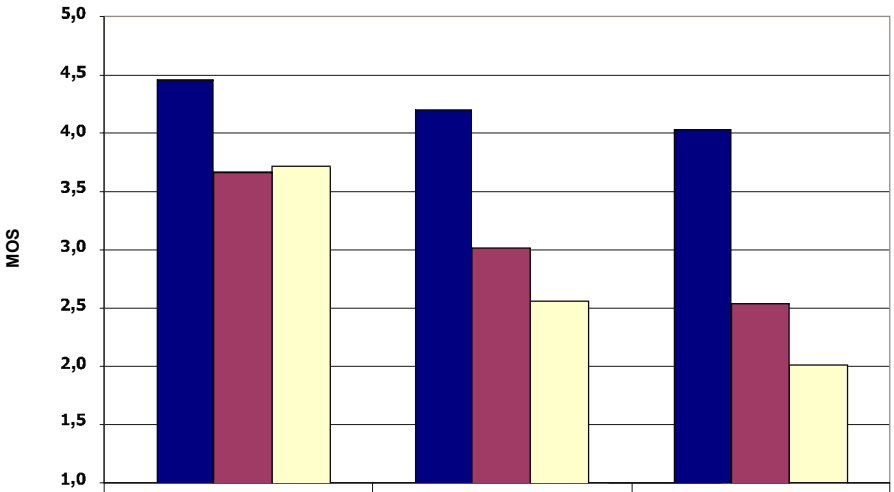


	Faible	Modéré	Important
IBOC	4,4	4,2	4,0
Delphi	3,7	3,0	2,5
Pioneer	3,7	2,6	2,0

DSB-C35

FIGURE C.36

Qualité de fonctionnement du numérique dans des conditions de trajets multiples faibles, modérées et importantes – Voix

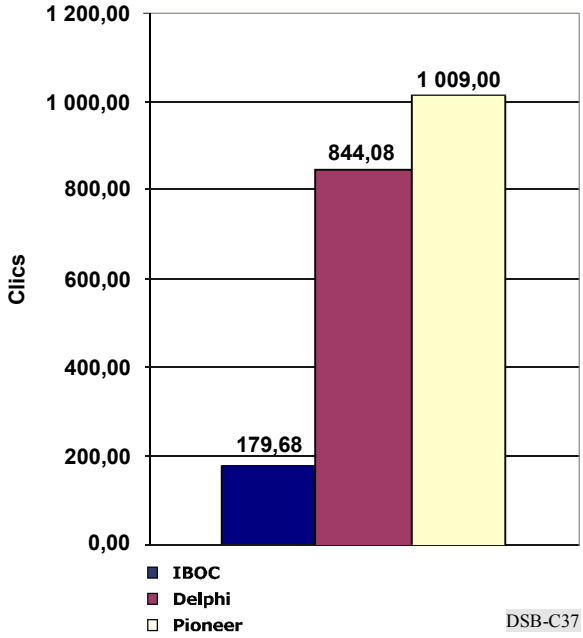


	Faible	Modéré	Importante
IBOC	4,4	4,2	4,0
Delphi	3,7	3,0	2,5
Pioneer	3,7	2,6	2,0

DSB-C36

FIGURE C.37

Nombre de dégradations temporelles entendues en moyenne



DSB-C37

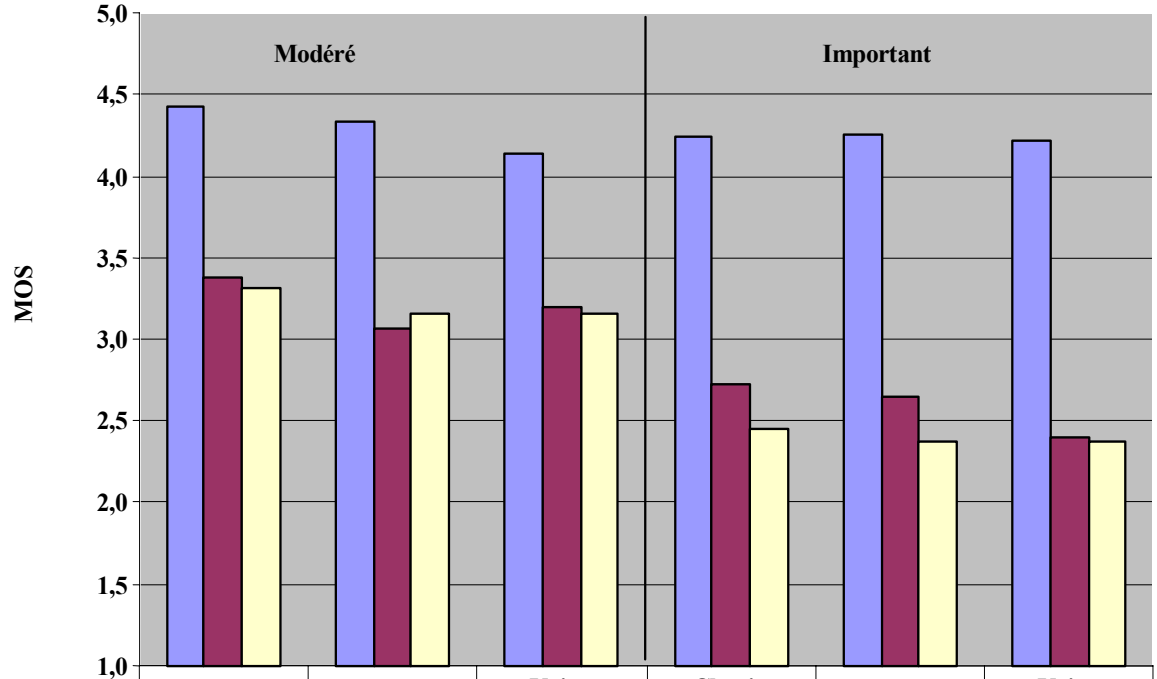
Il est intéressant d'observer que sur le système IBOC les dégradations se répartissaient de manière assez égale sur tous les segments, ce qui indique que les dégradations que les participants ont indiquées étaient en général uniformes et de faible niveau. Par comparaison, les dégradations entendues sur les segments analogiques étaient plus nettes, groupées plus densément autour de certains points, ce qui indique qu'elles étaient davantage du type «pustule», caractéristique des environnements à trajets multiples.

Des segments de quinze secondes, préférés dans les échantillons audio plus longs utilisés dans l'essai avec compteur à main, ont été soumis à des évaluations subjectives suivant, comme toujours, la méthode ACRM. La Fig. C.38 indique les notes d'évaluation moyennes qu'ont données les participants aux segments audio dans le cadre de cette expérience. Dans le cas des dégradations modérées et importantes, le récepteur IBOC a systématiquement obtenu une note supérieure à 4,1, ce qui indique que les participants étaient satisfaits du son qu'ils entendaient, bien qu'ils aient indiqué des dégradations temporelles occasionnelles. Par contraste, les récepteurs analogiques ont obtenu entre 3,1 et 3,4 dans des conditions de dégradations modérées et entre 2,4 et 2,7 dans des conditions de dégradations importantes, ce qui indique que les participants étaient nettement moins satisfaits de la qualité de cette réception. Ces résultats non seulement montrent que les participants ont entendu clairement des dégradations temporelles pendant de longues durées, mais également qu'ils ont noté en conséquence la fréquence et l'ampleur de ces dégradations. Etant donné que le système IBOC élimine plus de dégradations temporelles importantes que les systèmes de transmission-réception analogique MF, même dans les zones situées à proximité de l'émetteur, il en résulte une amélioration marquée de la qualité et de la durabilité audio.

FIGURE C.38

Notes d'évaluation moyennes (MOS) données aux segments audio au terme de l'essai avec compteur à main

Dégradations temporelles entendues à des niveaux de brouillage modérés et importants



	Classique	Country	Voix	Classique	Country	Voix
IBOC	4,4	4,3	4,1	4,2	4,3	4,2
Delphi	3,4	3,1	3,2	2,7	2,7	2,4
Pioneer	3,3	3,2	3,2	2,5	2,4	2,4

C.5.2.4 Qualité de fonctionnement en acquisition

Le Système numérique C a été conçu pour offrir une qualité de fonctionnement à l'acquisition comparable à celle des récepteurs analogiques existants. Il est pourvu d'une fonction mixte (blend) grâce à laquelle il peut acquérir instantanément le signal analogique, de sorte que l'auditeur entend un signal sonore dès qu'il a accroché une station. Ensuite, dès que le signal numérique est acquis, le système passe automatiquement au numérique. En conséquence, grâce à la conception du système, l'acquisition du signal ne peut en aucun cas être plus lente que l'acquisition du signal analogique existant.

Des essais en laboratoire confirment l'importance de cet élément dans la conception du système; ils ont en effet révélé que le système est capable d'acquérir le signal et d'offrir un signal audible en 135 ms en moyenne, temps comparable à celui de l'acquisition par un récepteur analogique type.

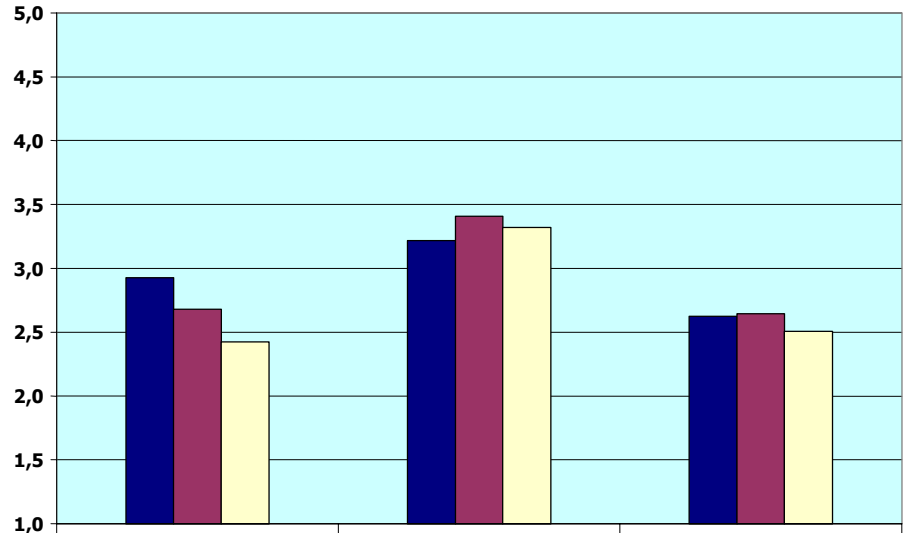
C.5.2.5 Comportement à mesure que le signal se dégrade

Les systèmes numériques se caractérisent par une perte soudaine du signal au bord extrême de leur couverture, ce qui indéniablement peut être une gêne pour les auditeurs, surtout lorsqu'ils suivent un programme. Les auditeurs des services existants sont en effet habitués à une diminution graduelle du signal analogique, au fur et à mesure de sa dégradation par les brouillages ou pour d'autres raisons. Le Système numérique C a été doté de la fonction mixte avec bascule sur l'analogique pour résoudre ce problème: dès que le signal numérique se dégrade, il prend en compte le nombre d'erreurs sur les trames qu'il constate et à un taux prédéterminé il bascule sur l'analogique. Cette fonction joue un double rôle: premièrement, elle permet au système de quitter le signal numérique avant l'apparition des difficultés associées normalement au bord extrême de la couverture numérique et, deuxièmement, elle permet une diminution du son plus graduelle. Même si le service analogique est lui-même normalement très dégradé au point de non-fonctionnement du signal numérique, cette fonction mixte permet en effet une perte moins brutale du signal audio, ce qui est plus proche de l'habitude qu'ont les auditeurs avec les émissions analogiques.

Pour pouvoir examiner l'effet de bascule, du passage numérique/analogique sur la qualité audio du récepteur Système numérique C, on a réalisé au laboratoire Dynastat une expérience dénommée Point-of-Blend (point de bascule). Bien que la fonction mixte soit une fonction particulièrement importante du système d'iBiquity, il ne s'agit que d'une fonction et non d'une «condition». Etant donné que les échantillons audio mixtes comprennent des segments numériques et analogiques ainsi que le point de bascule, il est probable que la note générale attribuée par les participants à la qualité d'écoute traduise l'impression qu'ils retirent du segment audio entier, c'est-à-dire comprenant les diverses composantes analogiques et numériques. Etant donné qu'il est probable que la composante analogique du récepteur Système numérique C ne pourra que s'améliorer au stade de la production, il importe d'observer que les responsables des essais ont considéré que les données de cette expérience constitueraient la mesure basse de la perception par les auditeurs du passage à l'analogique. Comme la Fig. C.39 le montre, il n'y avait pas de différence significative entre l'évaluation des segments numériques avec bascules et l'évaluation des mêmes segments mais uniquement dans les conditions de réception analogique.

FIGURE C.39

Qualité de fonctionnement du Système numérique C dans des conditions mixtes



	Classique	Country/Rock	Voix
IBOC	2,9	3,2	2,6
Delphi	2,7	3,4	2,6
Pioneer	2,4	3,3	2,5

Obtenus avec des segments de programmes musicaux et de programmes vocaux, ces résultats prouvent que le passage à l'analogique est un moyen acceptable de créer une dégradation en douceur du signal numérique.

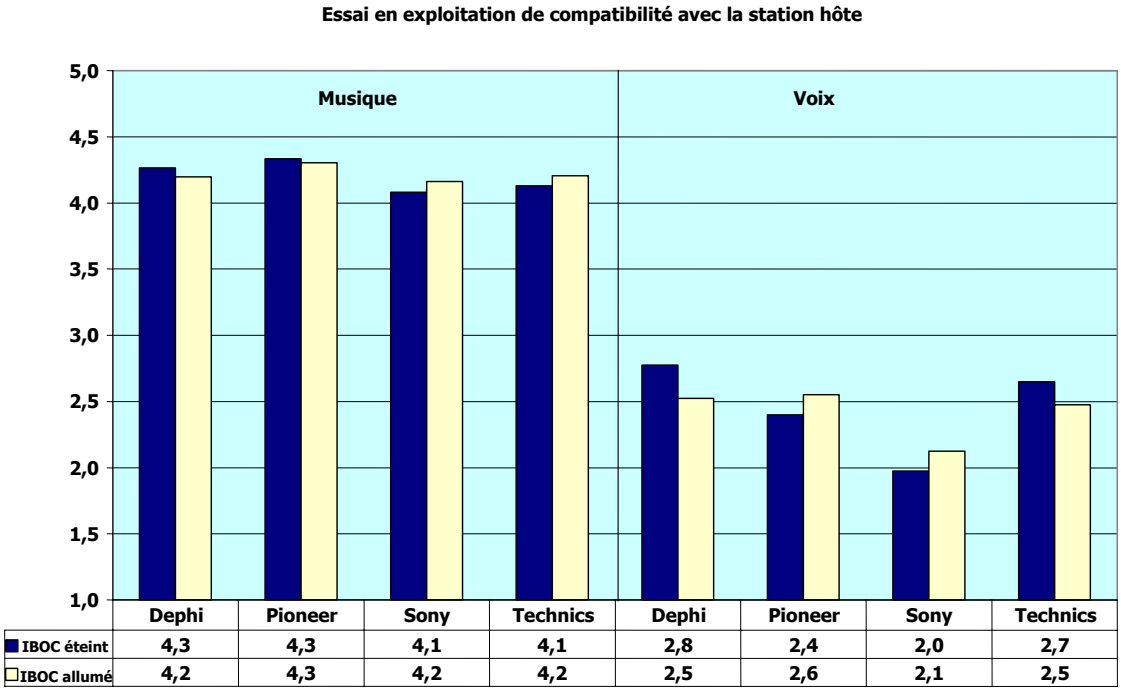
C.5.2.6 Compatibilité avec la station hôte

Le programme des essais a confirmé que le Système numérique C n'a aucune incidence négative sur le fonctionnement analogique de la station hôte. Aux fins du présent document, «hôte» s'entend de la station qui a adopté la radiodiffusion IBOC hybride et est capable d'émissions simultanées en analogique et en numérique. Les essais confirment que le signal numérique nouvellement mis en oeuvre ne dégradera pas le fonctionnement analogique de la station.

Une analyse de l'évaluation subjective des résultats des essais de compatibilité avec la station hôte indique qu'il n'y a pas de différence significative entre les notes données au signal analogique hôte avec ou sans IBOC. Pour les essais on a enregistré la réception analogique des quatre récepteurs analogiques testés, système éteint, puis après l'avoir allumé, on a enregistré des échantillons audio des émissions de la station en utilisant les quatre mêmes récepteurs. La Fig. C.40 montre que les évaluations subjectives n'ont permis de constater aucune incidence résultant de l'activation du système IBOC, que ce soit avec les échantillons de musique ou avec les échantillons de programmes vocaux.

FIGURE C.40

Compatibilité du système IBOC avec le signal émis en exploitation dans le canal principal de la station hôte



	Dephi	Pioneer	Sony	Technics	Dephi	Pioneer	Sony	Technics
IBOC éteint	4,3	4,3	4,1	4,1	2,8	2,4	2,0	2,7
IBOC allumé	4,2	4,3	4,2	4,2	2,5	2,6	2,1	2,5

C.5.3 Mode hybride étendu

Dans le mode hybride étendu (voir le § C.1.4.4.4.4), les bandes latérales numériques sont étendues de façon interne en direction du signal MF analogique pour accroître la capacité numérique. Ces porteuses numériques additionnelles sont utilisées plus pour accroître la capacité de transmission des données que pour augmenter le nombre de porteuses affectées au signal audio principal. Etant donné que le mode hybride étendu ne modifie pas les niveaux de puissance des porteuses numériques ni n'en étend vers l'extérieur le placement, il n'aura pas d'incidence sur les résultats obtenus en ce qui concerne la qualité de fonctionnement du mode hybride. En conséquence, on a jugé inutile de consacrer des essais particuliers au mode hybride étendu. Comme par ailleurs il ajoute des porteuses numériques à proximité du signal MF analogique hôte, on suppose que le mode hybride étendu augmentera le brouillage causé à ce signal, mais puisque les radiodiffuseurs auront toute latitude de choisir d'émettre en mode hybride ou en mode hybride étendu, il a été décidé de ne pas procéder à des essais supplémentaires de compatibilité avec la station hôte en utilisant le mode hybride étendu. On suppose d'ailleurs que ce mode sera utilisé avec des formats, tels que la voix monophonique, qui seront les moins susceptibles d'être affectés par le brouillage causé par la station hôte.

C.5.4 Mode tout numérique

Dans le mode tout numérique (voir le § C.1.4.4.5), les bandes latérales numériques primaires sont totalement étendues vers l'intérieur, comme dans le cas du mode hybride étendu, et le niveau de puissance des bandes latérales numériques est relevé jusqu'à 10 dB pour préserver une couverture identique à celle du service MF analogique existant. Etant donné qu'il accroît la puissance des bandes latérales numériques, le mode tout numérique augmente le risque de voir le système numérique avoir une incidence sur le service analogique dans les canaux adjacents. On envisage que ce mode tout numérique sera utilisé dans les zones où aucun service de radiodiffusion

analogique important ne pourrait être affecté par les signaux numériques, ou uniquement une fois qu'une administration donnée aura décidé qu'elle ne souhaite plus protéger le service analogique, par exemple après qu'une importante partie de la population aura acquis des récepteurs numériques. Au cas où une administration autoriserait le fonctionnement simultané de stations analogiques, hybrides et tout numériques, il y aurait lieu de régler les différentes situations de brouillage en ajustant les niveaux de puissance des différentes stations pour réduire leur capacité de brouillage.

Des essais en exploitation ont été consacrés au mode tout numérique sur trois stations MF existantes: WETA, WPOC et WWIN[5]. Dans les trois essais correspondants, les résultats ont confirmé que le mode tout numérique présente une durabilité égale à celle du mode hybride. Parallèlement, le système tout numérique étend nettement la couverture numérique de telle sorte qu'elle corresponde à la zone actuellement desservie par les services analogiques existants. Par ailleurs, il permet aux radiodiffuseurs d'accroître la capacité de transmission de données au-delà de celle rendue possible par le mode hybride.

C.5.5 Conclusions

Le présent rapport démontre les avantages du Système numérique C, notamment sa qualité audio supérieure et sa robustesse par rapport à celles du service MF analogique existant. Il indique en outre que la mise en service du système IBOC n'aura pas d'incidence significative sur les stations analogiques existantes et n'occasionnera pas de gêne aux auditeurs des radio analogiques.

---

[5] Dans le cas de la station WWIN, les niveaux de puissance des bandes latérales numériques et l'occupation du spectre ont été portés aux niveaux du tout numérique en maintenant le signal analogique, qui par contre a été supprimé temporairement dans les essais réalisés pour les stations WETA et WPOC.

ANNEXE D

SYSTÈMES NUMÉRIQUES D_S ET D_H

SYSTÈMES DE RADIODIFFUSION DSB HYBRIDES PAR SATELLITE/PAR VOIE HERTZIENNE DE TERRE UTILISANT DES MODULATIONS MONOPORTEUSE ET MULTIPORTEUSE RESPECTIVEMENT SUR DES ÉMETTEURS DE SATELLITES ET DES ÉMETTEURS DE TERRE (WORLDSPACE)

TABLE DES MATIÈRES

		Page
D.1	Introduction	539
D.2	Structure en couches des Systèmes numériques D_S et D_H	540
D.2.1	Couche service	541
D.2.2	Couche transport	542
D.2.2.1	Réception fixe avec un seul satellite	542
D.2.2.2	Diversité temporelle seulement avec un seul satellite	542
D.2.2.3	Diversité temporelle et spatiale avec deux satellites	543
D.2.2.4	Trame du canal de radiodiffusion et CED	544
D.2.2.5	Transport par voie hertzienne de Terre	544
D.2.2.6	Liaison montante avec le satellite	545
D.3	Système numérique D_S	546
D.3.1	Aperçu général du système	546
D.3.1.1	Charge utile avec traitement à bord	547
D.3.1.2	Charge utile transparente	550
D.3.2	Codage de la source audio	550
D.3.2.1	Considérations générales	550
D.3.2.2	MPEG-1 Couche III	551
D.3.2.3	MPEG-2 Couche III (complément pour une demi-fréquence d'échantillonnage)	551
D.3.2.4	MPEG-2.5 Couche III (complément pour les très faibles fréquences d'échantillonnage)	552
D.3.2.5	Qualité audio Couche III – Situation et améliorations à venir	552
D.3.2.6	Références bibliographiques	553
D.3.3	Fonctionnement et interfaces des récepteurs radiophoniques	553
D.3.3.1	Fonctionnement du récepteur	553
D.3.3.2	Choix de l'antenne	554
D.3.3.3	Filtrage de l'étage d'entrée	555
D.3.3.4	Limitations dues à la linéarité du récepteur (IP3)	555
D.3.3.5	Syntonisation sur une porteuse MRT	555
D.3.3.6	Démodulation	555
D.3.3.7	Synchronisation des trames MRT	556
D.3.3.8	Démultiplexage d'un canal de radiodiffusion	556
D.3.3.9	Décodage CED d'un canal de radiodiffusion	556
D.3.3.10	Fonctions SCH: types de service et services à abonnement	556
D.3.3.11	Décodage d'un service audio	557

		Page
D.3.3.12	Décodage d'un service de données	557
D.3.3.13	Sélectivité RF/FI globale	557
D.3.3.14	Objectifs et marges de TEB à la réception	557
D.3.3.15	Protection du récepteur contre des brouillages et stratégies pour l'améliorer	559
D.3.4	Bilans de liaison	559
D.3.4.1	Liaison montante	559
D.3.4.1.1	Répéteur avec traitement	559
D.3.4.1.2	Répéteur transparent	561
D.3.4.2	Liaison descendante	561
D.3.4.2.1	Répéteur avec traitement	561
D.3.4.2.2	Répéteur transparent	564
D.4	Système numérique D_H	566
D.4.1	Introduction	566
D.4.2	Mise en oeuvre de la modulation MCM	567
D.4.3	Paramètres du signal MCM	569
D.4.4	Scénarios de réception de signaux hybrides satellite/voie hertzienne de Terre	570
D.4.4.1	Région extérieure – Région où la réception par satellite est dominante	570
D.4.4.2	Région intermédiaire – Région dans laquelle il y a combinaison des signaux en provenance du satellite et d'émetteurs de Terre	572
D.4.4.3	Région intérieure – Utilisation dominante du signal émis par des émetteurs de Terre	572
D.4.4.4	Véhicule passant à travers les régions	572
D.4.4.5	Retard de diversité temporelle entre les canaux de radiodiffusion initiaux et retardés	573
D.4.5	Architecture du récepteur	574
D.4.6	Conclusions	576
D.5	Mesures en laboratoire et mesures sur le terrain pour les Systèmes numériques D_S et D_H	577
D.5.1	Simulation de la chaîne de radiodiffusion de bout en bout du Système numérique D_S	577
D.5.1.1	Essais sur la liaison descendante	577
D.5.1.2	Affaiblissements dus au matériel sur la liaison montante	578
D.5.1.3	Marge du système de bout en bout	579
D.5.1.4	Trafic de radiodiffusion additionnel	581
D.5.1.5	Incidence de la non-linéarité sur l'électronique du récepteur de satellite	582

		Page
D.5.2	Expériences de propagation avec le Système numérique D_S	584
D.5.2.1	Essais de propagation avec hélicoptère pour le Système numérique D_S (1996-1997)	584
D.5.2.2	Imitation d'un satellite à l'aide d'un hélicoptère	584
D.5.2.3	Equipement à bord de l'hélicoptère	585
D.5.2.4	Réception au sol	585
D.5.2.5	Liste des essais	586
D.5.2.6	Essais en visibilité directe	586
D.5.2.7	Réception à l'intérieur de bâtiments	587
D.2.5.7.1	Cabane en bois	588
D.5.2.7.2	Maison individuelle	588
D.5.2.7.3	Bâtiment de bureaux	589
D.5.2.7.4	Amplification du signal à l'intérieur de bâtiments	591
D.5.2.8	Réception mobile	591
D.5.2.9	Conclusions	593
D.5.2.10	Références bibliographiques	595
D.5.3	Rapport des résultats des essais pour le Système numérique D_H	595
D.5.3.1	Introduction	595
D.5.3.2	Aperçu général du système	596
D.5.3.3	Performances et mise en oeuvre du récepteur	601
D.5.3.3.1	Résultats de la simulation	602
D.5.3.3.1.1	Caractéristiques du schéma CED	602
D.5.3.3.1.2	Résultats pour différents canaux mobiles	604
D.5.3.3.1.3	Résultats obtenus pour les différents modes de réception	605
D.5.3.3.1.4	Résultats obtenus pour le TEB MRT-MCM en fonction de la vitesse	606
D.5.3.3.2	Récepteur prototype	608
D.5.3.4	Montage pour les essais sur le terrain	615
D.5.3.4.1	Aperçu général	615
D.5.3.4.2	Réseau de Terre	618
D.5.3.4.2.1	Plan de fréquence	618
D.5.3.4.2.2	Réseau d'émetteurs à Erlangen	620
D.5.3.4.2.3	Réseau d'émetteurs à Pretoria	620
D.5.3.4.2.4	Limitation des autobrouillages	623
D.5.3.4.2.4.1	Brouillage dans le canal	624
D.5.3.4.2.4.2	Brouillage hors canal	624

		Page
D.5.3.4.3	Fourgonnettes pour les essais en réception mobile	625
D.5.3.4.3.1	Système de réception sur fourgonnette utilisé à Pretoria	625
D.5.3.4.3.2	Système de réception sur fourgonnette utilisé à Erlangen	626
D.5.3.4.4	Données enregistrées	628
D.5.3.4.4.1	Récepteur mobile	628
D.5.3.4.4.2	Statut du récepteur compatible	630
D.5.3.4.4.3	Tensions analogiques	631
D.5.3.4.4.4	Informations relatives à la navigation du véhicule	631
D.5.3.4.4.5	Champ	632
D.5.3.5	Paramètres de fonctionnement pour les essais sur le terrain à Pretoria	633
D.5.3.6	Résultats des essais sur le terrain	636
D.5.3.6.1	Essais sur le terrain à Erlangen	636
D.5.3.6.1.1	Rayon de la zone de couverture d'un émetteur de Terre	639
D.5.3.6.2	Essais sur le terrain à Pretoria	639
D.5.3.6.2.1	Critères d'évaluation	639
D.5.3.6.2.2	Aperçu des résultats	642
D.5.3.6.2.3	Description détaillée de certaines séquences choisies: réception par satellite sous des arbres	650
D.5.3.7	Conclusions	652
D.6	Liste de sigles	653

LISTE DES FIGURES

Page

FIGURE D.1 Couches signaux du Système numérique D_S de WorldSpace 540

FIGURE D.2 Couches signaux du Système numérique D_H de WorldSpace 541

FIGURE D.3 Fonctionnement avec un seul satellite 542

FIGURE D.4 Diversité temporelle avec un seul satellite 543

FIGURE D.5 Diversité spatiale et temporelle avec deux satellites 543

FIGURE D.6 Trame de canal de radiodiffusion 544

FIGURE D.7 Station de liaison de connexion pour le Système numérique D_S (traitement à bord du satellite) 546

FIGURE D.8 Système numérique D_S – Charge utile type de communication par satellite 548

FIGURE D.9 Traitement de bout en bout du signal (charge utile avec traitement) du satellite AFRIBSS utilisant le Système numérique D_S 549

FIGURE D.10 Trame MRT de liaison descendante 550

FIGURE D.11 Résultats des essais d'écoute pour la norme MPEG-2 (64 kbit/s stéréo mixte, filtre passe-bas) 552

FIGURE D.12 Système numérique D_S – Exemple de largeur de bande audio en fonction du débit binaire pour le codage MPEG Couche III 553

FIGURE D.13 Schéma synoptique du récepteur 554

FIGURE D.14 Rapport de protection pour le Système numérique D_S: niveau du signal utile = –90 dBm 559

FIGURE D.15 Conversion MRT-MCM et réémission par voie hertzienne de Terre 568

FIGURE D.16 Conversion MRT-MCM 568

FIGURE D.17 Vue dans le domaine temps d'une trame MCM 569

FIGURE D.18 Récapitulatif des étapes de traitement MRT-MCM 570

FIGURE D.19 Spectre MCM théorique 571

FIGURE D.20 Scénarios de réception 571

FIGURE D.21 Durée des évanouissements ≥ T_f en fonction du rapport seuil de réception/puissance moyenne reçue (dB) correspondant à un taux temporel d'évanouissement de 1% en réception mobile sur route avec ou sans diversité temporelle 574

FIGURE D.22 Récepteur à diversité temporelle seulement 575

FIGURE D.23 Récepteur à diversité temporelle et spatiale 576

FIGURE D.24 Performances en liaison descendante du Système numérique D_S 578

Page

FIGURE D.25 Performances en liaison montante en utilisant le simulateur BSS/de charge utile pour le Système numérique D_S 579

FIGURE D.26 Marge du système de bout en bout pour le Système numérique D_S (TEB = 10^{-4}) 580

FIGURE D.27 Marge du système de bout en bout pour le Système numérique D_S (TEB = 10^{-3}) 581

FIGURE D.28 Variation de la marge du système en fonction de canaux de radiodiffusion additionnels en utilisant un TEB de fonctionnement en liaison montante de 10^{-4} pour le Système numérique D_S 582

FIGURE D.29 Variation de la marge du système avec des canaux de radiodiffusion additionnels utilisant un TEB de fonctionnement en liaison montante de 10^{-3} pour le Système numérique D_S 583

FIGURE D.30 TEB en fonction du rapport C/N_0 du récepteur utilisé pendant les essais avec un hélicoptère pour le Système numérique D_S 586

FIGURE D.31 Schéma de la pièce dans un bâtiment moderne de bureau 590

FIGURE D.32 Séquence de mesure 13.26, angle d'élévation de 45°: réception à travers la fenêtre 590

FIGURE D.33 Réception à l'intérieur d'un bâtiment d'un signal d'hélicoptère et d'un signal amplifié 591

FIGURE D.34 Réception mobile sur l'autoroute 592

FIGURE D.35 Réception mobile sur le trajet en forêt, angle d'élévation situé entre 50 et 60° 593

FIGURE D.36 Système général 597

FIGURE D.37 Schéma d'un répéteur 598

FIGURE D.38 Schéma fonctionnel de la partie émission 599

FIGURE D.39 Schéma du récepteur 602

FIGURE D.40 Taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit pour un canal gaussien 603

FIGURE D.41 Taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit pour un canal de Rayleigh 603

FIGURE D.42 Taux d'erreur binaire après décodeur de Viterbi pour différents canaux: BBGA, urbain type (TU), terrain accidenté (HT), réseau monofréquence à trois émetteurs (SFN3), rural (RU) mode de réception: diversité temporelle, vitesse: 100 km/h 604

FIGURE D.43 Taux d'erreur binaire après décodeur de Reed-Solomon pour différents canaux: BBGA, urbain type (TU), terrain accidenté (HT), réseau monofréquence à trois émetteurs (SFN3), rural (RU) mode de réception: diversité temporelle, vitesse: 100 km/h 605

Page

FIGURE D.44 Comparaison des différents modes pour le récepteur (Dem: Démodulateur, Int: entrelaceur, canal: urbain type à 50 km/h) 606

FIGURE D.45 Taux d'erreur binaire en fonction de la vitesse pour des récepteurs en mode «avec diversité temporelle» (Rapport signal/bruit moyen = 9,5 dB) . 607

FIGURE D.46 Taux d'erreur binaire en fonction de la vitesse pour le récepteur en mode «entrelaceur temporel uniquement» (Si l'on n'utilise pas la diversité temporelle, il faut un rapport signal/bruit plus élevé) 607

FIGURE D.47 Taux d'erreur binaire en fonction de la vitesse pour un récepteur en mode «pas d'entrelaceur temporel» (Un rapport signal/bruit plus élevé est nécessaire pour compenser le gain de l'entrelaceur) 608

FIGURE D.48 Schéma fonctionnel du prototype de récepteur 609

FIGURE D.49 Antennes de réception pour le signal de Terre et le signal du satellite 609

FIGURE D.50 Schéma fonctionnel d'un équipement de laboratoire 611

FIGURE D.51 Réception du signal de satellite dans un environnement mobile (Environnement avec zones d'ombre simulé par un canal de Rice, FER ≈ 0,005/S) 613

FIGURE D.52 Comportement mesuré sous des arbres en République sudafricaine (NOTE – Intervalle de temps 20 fois plus court que dans la Fig. D.51, FER ≈ 0,175/S) 614

FIGURE D.53 Taux d'erreur binaire après décodage CED en fonction du rapport *C*/*N* pour un canal de Rayleigh (TU, 50 km/h) 614

FIGURE D.54 Taux d'erreur binaire en fonction du rapport *C*/*N* après démodulateur, après décodage de Viterbi et après décodage de Reed-Solomon (canal de Rayleigh, $R_{Viterbi} = 0,5$) 615

FIGURE D.55 Aperçu du dispositif de démonstration 617

FIGURE D.56 Carte des environs de Pretoria (République sudafricaine) où sont indiqués les emplacements et les sites des trois stations exploitées dans un réseau monofréquence pour l'amplification du signal de Terre dans le centre urbain de Pretoria 618

FIGURE D.57 Plan de fréquences utilisé pour les porteuses de satellite et de Terre utilisées dans les essais sur le terrain à Erlangen et Pretoria 619

FIGURE D.58 Spectre du signal de Terre MRT-MCM réémis par rapport à la fréquence centrale de la porteuse 619

FIGURE D.59 Carte des environs d'Erlangen (Allemagne) indiquent l'emplacement et le site des trois stations de répéteurs de Terre exploitées dans un réseau monofréquence pour les moyens dans le centre urbain d'Erlangen 620

FIGURE D.60 Schéma fonctionnel d'une station SFN de répéteurs de Terre utilisée dans les essais d'Erlangen 621

Page

FIGURE D.61 Schéma fonctionnel d'une station SFN de répéteurs de Terre utilisée dans les essais de Pretoria 622

FIGURE D.62 Parabole de réception du satellite – Baie de l'émetteur – Antenne d'émission..... 623

FIGURE D.63 Brouillage au niveau de la réception dans la bande, hors canal..... 623

FIGURE D.64 Brouillage à la réception dans la bande hors canal 624

FIGURE D.65 Caméra de prise de vues du chauffard et écran de visualisation vidéo..... 626

FIGURE D.66 Schéma fonctionnel de l'équipement de réception sur fourgonnette utilisé à Pretoria 626

FIGURE D.67 Fourgonnette utilisée pour les essais sur le terrain à Erlangen 627

FIGURE D.68 Photographie du toit de la fourgonnette (réception mobile) utilisée à Pretoria montrant les antennes et les caméras..... 627

FIGURE D.69 A gauche: récepteur; à droite: système d'acquisition et de données (y compris récepteur professionnel de première génération comme référence) 628

FIGURE D.70 Aperçu des trajets d'essai (Note: Seuls les trajets où il y a enregistrement de données sont indiqués. Les points sans signal GPS sont indiqués en rouge.) 635

FIGURE D.71 Carte des rues de Pretoria à la même échelle que celle de la Fig. D.70..... 636

FIGURE D.72 Trajet pour la séquence «Gain du réseau SFN, centre-ville»..... 637

FIGURE D.73 Valeur mesurée du champ pour la pour la séquence «Gain du réseau SFN, centre-ville» pour les trois émetteurs (la puissance de chaque émetteur a été ajustée pour que le signal arrive au même niveau)..... 637

FIGURE D.74 Valeur mesurée du champ composite pour la séquence «Gain du réseau SFN, centre-ville» avec les trois émetteurs en service..... 638

FIGURE D.75 Valeur mesurée du taux d'erreur binaire dans le canal pour la séquence «Gain du réseau SFN, centre-ville» 638

FIGURE D.76 Valeur mesurée de la puissance en fonction de la distance comparée à la valeur prévue de la puissance, en utilisant un modèle de prévision de la zone de couverture conformément à COST231 639

FIGURE D.77 Disponibilité de service avec combinaison sélective du signal de Terre et du signal de satellite Centre urbain *sans* diversité temporelle (Le vert et le jaune correspondent à une réception parfaite, le rouge à une mauvaise réception) 645

FIGURE D.78 Disponibilité de service pour un récepteur de la première génération du Système numérique D_S Centre urbain *sans* diversité temporelle (Le vert et le jaune correspondent à une réception parfaite, le rouge à une mauvaise réception) 645

Page

FIGURE D.79 Disponibilité de service avec combinaison sélective du signal de Terre et du signal de satellite centre-ville et banlieue *sans* diversité temporelle 646

FIGURE D.80 Disponibilité de service pour un récepteur de la première génération du Système numérique D_S centre-ville et banlieue *sans* diversité temporelle.. 646

FIGURE D.81 Signal de satellite: centre urbain *avec* diversité temporelle..... 647

FIGURE D.82 Signal de Terre: centre urbain *avec* diversité temporelle..... 647

FIGURE D.83 Combinaison banlieue et centre-ville *avec* diversité temporelle: signal de satellite uniquement 648

FIGURE D.84 Combinaison banlieue et centre-ville *avec* diversité temporelle: signal de Terre uniquement 648

FIGURE D.85 Signaux disponibles pour un système hybride: zone de couverture du centre-ville et de la banlieue 649

FIGURE D.86 Disponibilité de service pour un récepteur de la première génération du Système numérique D_S Zone de couverture du centre-ville et de la banlieue 649

FIGURE D.87 Réception par satellite avec diversité temporelle sous des arbres (gauche) par rapport à un récepteur de la première génération du Système numérique D_S (droite) 650

FIGURE D.88 Gain apporté par la correction de l'ambiguïté de phase. Droite: avec une correction rapide de l'ambiguïté de phase. Gauche: récepteur de la première génération..... 651

FIGURE D.89 Comportement d'un récepteur avec correction rapide de l'ambiguïté de phase et avec un entrelaceur temporel de 432 ms (gauche) par rapport à un récepteur WorldSpace de la première génération (droite) 651

ANNEXE D

SYSTEMES NUMERIQUES D_S ET D_H

SYSTÈMES DE RADIODIFFUSION DSB HYBRIDES PAR SATELLITE/PAR VOIE HERTZIENNE DE TERRE UTILISANT DES MODULATIONS MONOPORTEUSE ET MULTIPORTEUSE RESPECTIVEMENT SUR DES ÉMETTEURS DE SATELLITES ET DES ÉMETTEURS DE TERRE (WORLDSPACE)

D.1 Introduction

Le Système numérique D_S est un système de radiodiffusion audionumérique (son et données) par satellite à destination de récepteurs bon marché fixes, portatifs ou mobiles. Il a été conçu pour optimiser la qualité de la radiodiffusion par satellite dans la bande 1 452-1 492 MHz, ce qui a été obtenu par l'emploi de la modulation MDP-4 cohérente avec amplification linéaire et codage convolutif de bloc avec correction d'erreurs et une amplification non linéaire lorsque les ATOP sont saturés. Ce système permet un multiplexage sur une porteuse MRT descendante un multiplex particulièrement souple de sources audionumériques et utilise une structure multiplex hiérarchique à trois couches (physique, service et transport) qui est conforme au modèle OSI préconisé dans la Recommandation UIT-R BT 807.

Le système a été validé dans le cadre d'essais à l'aide d'un simulateur de satellite complet de bout en bout et, plus récemment, avec des signaux audionumériques transmis via le satellite AfriStar à 21° Est. Pendant une vaste campagne de validation du système, les signaux audio ont été transmis en liaison montante depuis trois endroits différents vers la charge utile transparente et la charge utile avec traitement du satellite, puis diffusés sur trois faisceaux couvrant l'Afrique ainsi que le Proche et le Moyen-Orient à destination de récepteurs de trois fabricants différents.

Le Système numérique D_S a été développé plus avant car il fallait améliorer les performances du système sur les trajets qui ne sont pas en visibilité directe, où l'on peut s'attendre à des difficultés de réception en raison des phénomènes d'occultation ou de la propagation par trajets multiples dans les zones rurales ou dans des environnements de réception mobile. Ce travail d'élaboration supplémentaire a abouti à la spécification de l'architecture de système, appelée Système numérique D_H, qui offre des moyens de Terre complémentaires dans une configuration mixte satellite/de Terre ou autonomes pour la fourniture de services de radiodiffusion audionumérique à l'aide d'un récepteur classique peu coûteux.

La composante diffusion par satellite du Système numérique D_H utilise le même transport sur canal de radiodiffusion MRT que le Système numérique D_S auquel il apporte plusieurs améliorations importantes notamment en ce qui concerne la réception en visibilité directe dans des zones partiellement occultées par des arbres. Parmi ces améliorations il y a la levée rapide de l'ambiguïté de phase MDP-4 toutes les 1,4375 ms, la diversité temporelle instantané/retardé et une combinaison de probabilité maximale des signaux à diversité temporelle instantané/retardé.

La composante diffusion par voie hertzienne de Terre fait appel à la modulation multiporteuse (MCM, *multi-carrier modulation*). La MCM est une technique MROF qui est adaptée à la propagation par trajet multiple, technique qui est désormais très utilisée pour la réception mobile en tout lieu de signaux en provenance d'émetteurs terrestres. La MCM utilise plusieurs fréquences afin d'éliminer les évanouissements sélectifs en fréquences et éviter ainsi les effets négatifs liés à l'étalement des temps de propagation. La MCM est la technique la mieux adaptée pour assurer une réception fiable dans des environnements mobiles urbains, et aboutit à des solutions à haute efficacité spectrale lorsqu'on utilise des réseaux monofréquences.

Le récepteur du nouveau Système numérique D_H est une extension et une amélioration du récepteur du Système numérique D_S destiné à la réception de signaux diffusés par satellite, auquel il ajoute une partie réception de signaux MCM provenant de réseaux d'émetteur de Terre monofréquences. Il est équipé d'un syntoniseur et démodule le même flux MRT en provenance des composantes satellite et voie hertzienne de Terre.

Pour l'extension MCM, on a ajouté de nouvelles spécifications de couche transport et de couche physique terrestres à l'actuel service, la couche transport et la couche physique du Système numérique D_S. La composante satellite et la composante de Terre du Système numérique D_H font l'objet respectivement de la Recommandation UIT-R BO.1130 et de la Recommandation UIT-R BS.1547.

D.2 Structure en couches des Systèmes numériques D_S et D_H

Les Systèmes numériques D_S et D_H utilisent la structure en couches illustrée respectivement aux Fig. D.1 et D.2. Cette structure comprend les couches service, transport et physique pour la partie satellite MRT du Système numérique D_S et pour la partie satellite MRT et la partie répéteurs de Terre MRT-MCM du Système numérique D_H.

FIGURE D.1

Couches signaux du Système numérique D_S de WorldSpace

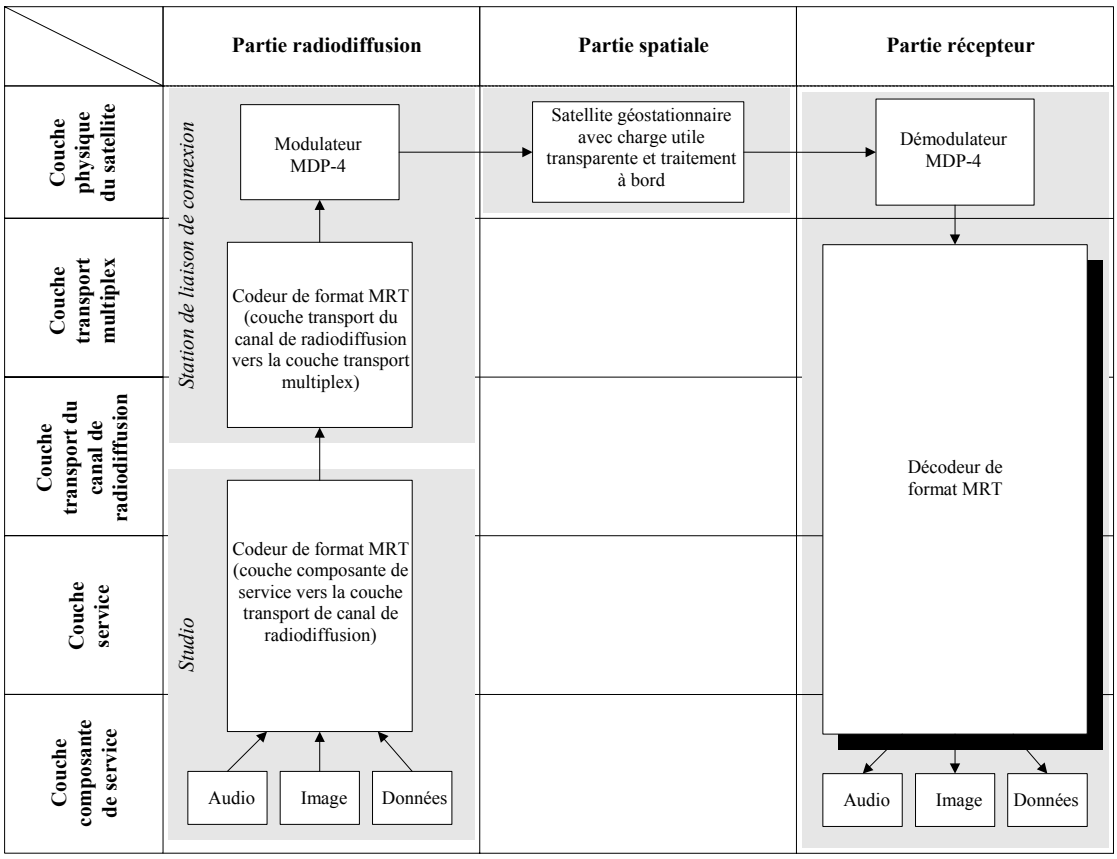
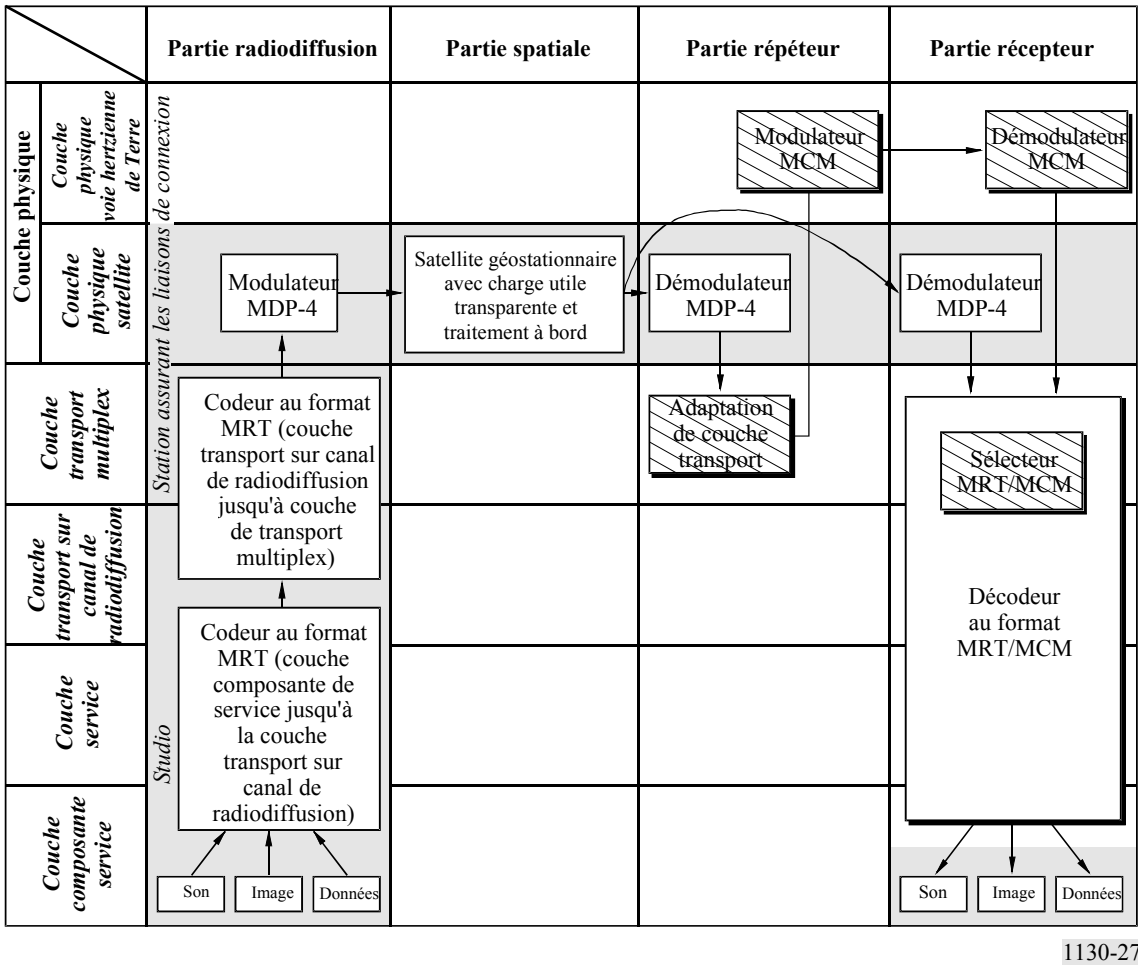


FIGURE D.2

Couches signaux du Système numérique D_H de WorldSpace



D.2.1 Couche service

La couche service comporte les codeurs source son, image et données[1]. Les données source sont structurées en trames pour canal de radiodiffusion de 432 ms par canaux de débit primaire (PRC, *prime rate channels*) de 16 kbit/s. Ces canaux sont les éléments constitutifs de l'architecture de multiplexage en bande de base. Une trame de canal de radiodiffusion peut prendre en charge jusqu'à 8 composantes de service acheminant chacune un débit compris entre 8 et 128 kbit/s auquel le récepteur peut avoir un accès sélectif. Chacun de ces incréments peut prendre en charge deux composantes de service à 8 kbit/s. La somme des débits des composantes de service dans un canal de radiodiffusion ne doit pas dépasser 128 kbit/s. Un canal de radiodiffusion achemine une combinaison de services (musique, parole avec choix entre plusieurs langues, images associées et données, etc.) sous la forme de paquets ou de flux continu. Chaque canal de radiodiffusion achemine un en-tête de commande de service qui, au niveau du récepteur, fournit un préambule de synchronisation de trame du canal de radiodiffusion et l'information nécessaire à l'identification du type d'information acheminée, le débit de l'information, l'identité des différents services acheminés, et les informations complémentaires liées aux divers services, les textes alphanumériques à afficher, la diffusion restreinte de services, la sélection des services auxquels l'accès est autorisé et l'autorisation d'accès aux services restreints ou aux services par abonnement pour des utilisateurs individuels.

---

[1] Le système WorldSpace utilise une variante de l'ISO MPEG-2 Couche 3 appelée MPEG-2,5 Couche 3 pour le son et l'ISO JPEG pour l'image.

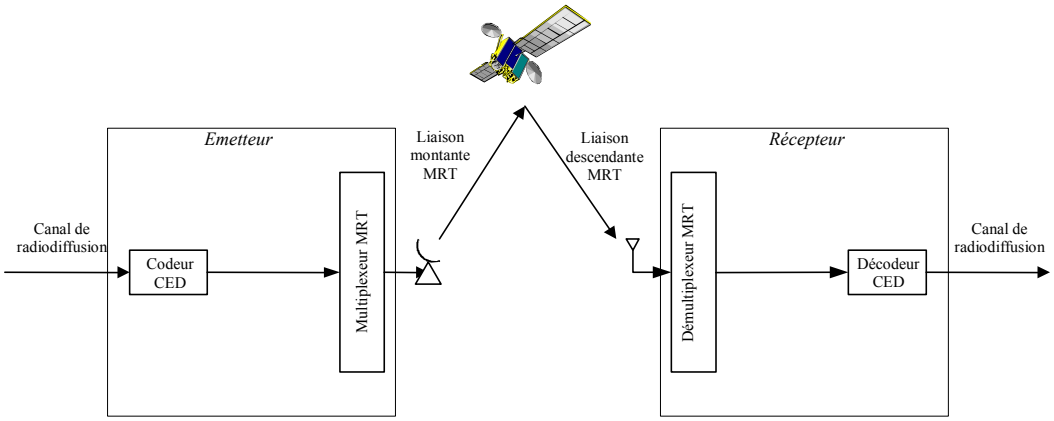
D.2.2 Couche transport

D.2.2.1 Réception fixe avec un seul satellite

Dans le cas d'un seul satellite en fonctionnement, la couche transport utilise l'architecture représentée à la Fig. D.3. Elle accepte les bits de canaux de radiodiffusion provenant de la couche service et applique une correction d'erreur directe (CED) avec concaténation d'un codeur de bloc externe Reed-Solomon (255,223) suivie d'un entrelaceur de bloc et d'un code convolutif interne à taux 1/2. Les canaux de radiodiffusion codés CED sont ensuite multiplexés (soit au sol, soit à bord du satellite ayant une charge utile assurant le traitement) en une porteuse MRT à 96 canaux PRC.

FIGURE D.3

Fonctionnement avec un seul satellite

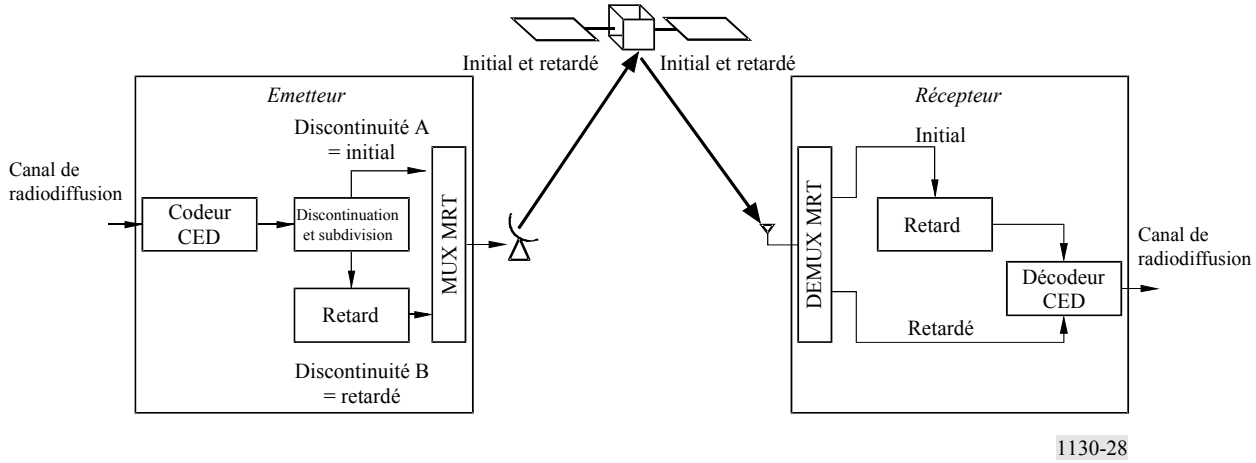


D.2.2.2 Diversité temporelle seulement avec un seul satellite

Dans le cas de la diversité temporelle seulement avec un seul satellite, l'architecture de la couche transport est représentée à la Fig. D.4. Elle accepte les bits des canaux de radiodiffusion provenant de la couche service et les organise d'abord en symboles, acheminant chacun deux bits. Puis, les symboles sont codés avec CED au moyen de concaténation d'un codeur de bloc Reed-Solomon (RS) et d'un codeur convolutif. La discontinuation des informations en sortie de ce codeur crée deux canaux de radiodiffusion associés protégés contre les erreurs. L'un des canaux de radiodiffusion est appelé canal initial. Il subit un entrelacement sur une trame de 432 ms pour compenser les évanouissements à court terme en réception. Le canal de radiodiffusion associé, appelé canal retardé, subit un retard d'approximativement 4,32 s. Ce canal est destiné à être reçu sur les récepteurs actuels normalisés WorldSpace et sur les nouveaux récepteurs mobiles. Il ne subit pas d'entrelacement qui le rendrait incompatible avec les récepteurs WorldSpace conventionnels. Le retard de 4,32 s entre les canaux de radiodiffusion initial et retardé assure une protection de longue durée contre les effets d'occultation des signaux provenant du satellite dus à la présence de ponts, de tunnels courts et d'arbres lorsque le véhicule circule sur des autoroutes à des vitesses types. Les deux canaux de radiodiffusion discontinus associés sont ensuite multiplexés temporellement en un flux MRT avec d'autres canaux de radiodiffusion conventionnels mobiles et non mobiles. Le système est destiné à acheminer une combinaison de canaux de radiodiffusion conventionnels vers des récepteurs WorldSpace courants ainsi que des paires complémentaires de canaux de radiodiffusion discontinus, l'un initial l'autre retardé, pour réception sur des récepteurs mobiles.

FIGURE D.4

Diversité temporelle avec un seul satellite

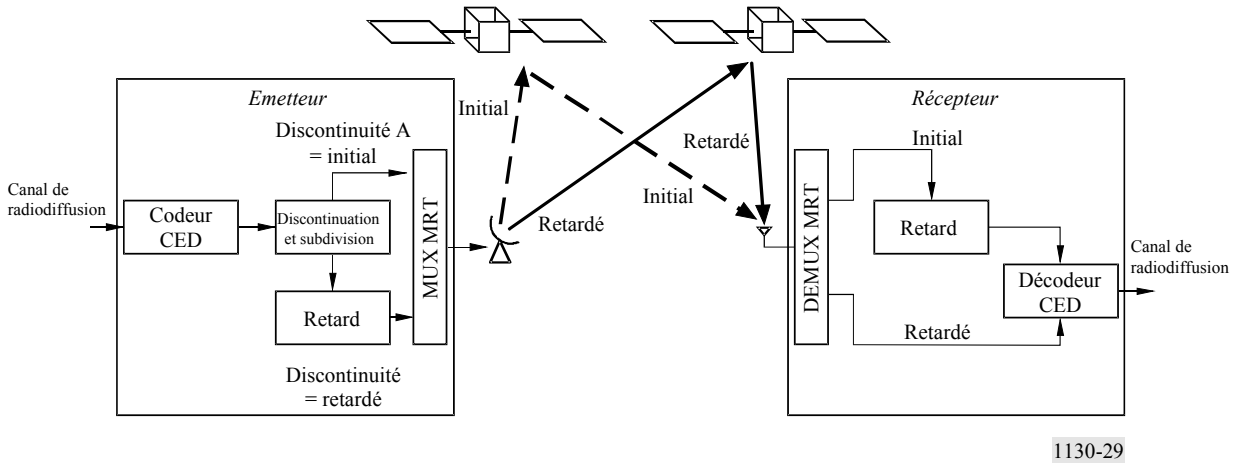


D.2.2.3 Diversité temporelle et spatiale avec deux satellites

L'architecture de la couche transport de radiodiffusion par satellite associée à la diversité spatiale et temporelle, illustrée à la Fig. D.5, utilise deux satellites géostationnaires espacés de 15° à 35°. La meilleure configuration est celle où la bissectrice entre les deux satellites est centrée sur la zone de couverture voulue. Elle utilise la même architecture de canal de radiodiffusion initial et retardé décrite ci-dessus pour la diversité temporelle uniquement. Toutefois, deux porteuses MRT sont utilisées, une par satellite. Chaque porteuse peut acheminer une combinaison de canaux initial et retardé ou bien une peut être spécialement conçue pour acheminer seulement le canal initial et l'autre le canal retardé seulement. Les canaux de radiodiffusion conventionnelle non destinés à la réception mobile peuvent être combinés à ceux destinés à la réception mobile. Cela est possible car chaque canal de radiodiffusion a son propre identificateur de canal de radiodiffusion (BCID, *broadcast channel identifer*) qui est utilisé au niveau récepteur pour choisir les canaux de radiodiffusion spécifiques parmi l'un ou les deux flux MRT reçus.

FIGURE D.5

Diversité spatiale et temporelle avec deux satellites



D.2.2.4 Trame du canal de radiodiffusion et CED

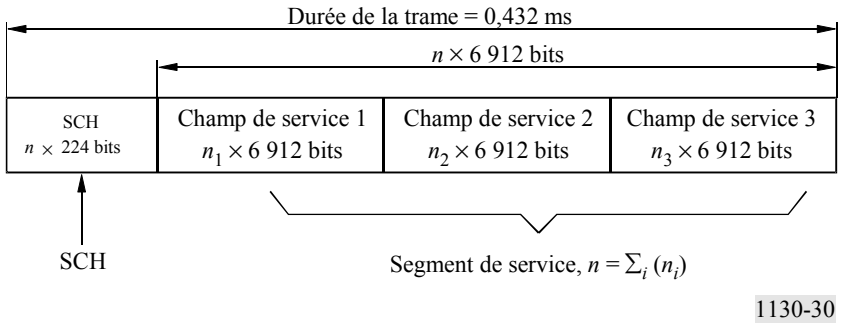
La Fig. D.6 représente une trame de canal de radiodiffusion contenant trois champs service. Chaque champ service achemine un débit qui est un multiple entier, n_i, de l'incrément de débit principal de 16 kbit/s. Ainsi, dans chaque trame de 432 ms, un champ service i acheminant un débit $n_i \times 16$ kbit/s se voit assigner $n_i \times 6\,912$ bits. Le débit binaire d'un champ service est compris entre 16 et 128 kbit/s. Le débit binaire d'un canal de radiodiffusion est compris entre 16 et 128 kbit/s.

Un canal de radiodiffusion peut acheminer au maximum 8 composantes de service dont les débits sont compris entre 8 et 128 kbit/s. Il faut noter que les composantes de service sont des multiples de 8 kbit/s. Par conséquent, chaque fois qu'un débit de composante de service est un multiple impair de 8 kbit/s, 8 kbit/s fictifs doivent être ajoutés pour obtenir un multiple entier de 16 kbit/s dans les champs service dans un canal de radiodiffusion. Le nombre total de champs service dans un canal de radiodiffusion est $n = \Sigma_i\,(n_i)$.

Dans la phase de préparation pour le transport, chaque incrément de débit primaire du champ service de 6 912 bits d'un canal de radiodiffusion se voit assigner 224 bits dans un en-tête de commande de service (SCH, *service control header*) portant le nombre total de bits par trame de canal de radiodiffusion à $n \times 7\,136$. On applique ensuite à la trame du canal de radiodiffusion une CED codée par un codeur de bloc RS (223,255) pour obtenir en sortie $n \times 8\,160$ bits par trame. En vue de la réception mobile, la sortie du codeur de RS est appliquée à un codeur convolutif R 1/4 dont la sortie est scindée en deux canaux de radiodiffusion à codage convolutif R 1/2, l'un étant destiné au canal de radiodiffusion initial et l'autre au canal de radiodiffusion retardé. A ce stade, il y a $n \times 16\,320$ bits assignés au n champs service dans chaque canal de radiodiffusion. Les n champs service sont ensuite démultiplexés en n PRC. L'adjonction d'un préambule de 96 bits à chaque canal PRC porte le nombre total de bits par PRC à 16 416.

FIGURE D.6

Trame de canal de radiodiffusion



D.2.2.5 Transport par voie hertzienne de Terre

Si le studio source est éloigné d'une station assurant les liaisons montantes, les canaux PRC d'un canal de radiodiffusion sont acheminés vers la station sur des liaisons téléphoniques numériques de Terre. En général on utilise des multiplex téléphoniques numériques (Recommandation UIT-T G.736). Si le studio source se trouve au même endroit ou à proximité de la station, les signaux sont simplement transportés sur un câble local. Le signal acheminé est celui qui est produit à la sortie du codeur de bloc RS. A ce stade, on dit que les canaux de radiodiffusion sont acheminés sous une forme protégée. Au niveau des stations assurant les liaisons montantes, les canaux PRC des canaux de radiodiffusion protégés provenant de divers points sont synchronisés au moyen d'un tampon plésiochrone afin de les préparer à être acheminés vers le satellite par des liaisons

montantes. Ensuite, les canaux PRC des canaux de radiodiffusion protégés subissent un codage convolutif à R 1/4 et scindés par création de discontinuités complémentaires dans les canaux de radiodiffusion initial et retardé ayant subit un codage convolutif à R 1/2. Les derniers canaux PRC des canaux de radiodiffusion sont ensuite acheminés par des liaisons montantes vers la charge utile de communications du satellite. Le système a deux possibilités d'acheminement des signaux via la charge utile de communication du satellite, l'une via la charge utile avec traitement et l'autre via la charge utile transparente.

D.2.2.6 Liaison montante avec le satellite

Pour les canaux PRC des canaux de radiodiffusion destinés à la charge utile avec traitement, les signaux sont acheminés sur les liaisons montantes sous un format AMRF. Chaque signal AMRF comporte un flux numérique MDP-4 à 38 kbit/s fonctionnant sur des porteuses espacées de 38 kHz dans des ensembles de 48 porteuses à bande contiguë. Ainsi chacun de ces ensembles occupe 1 824 kHz de largeur de bande. Six de ces ensembles sont acheminés par des liaisons montantes vers le satellite à des fréquences comprises entre 7 025 et 7 075 MHz. A bord du satellite, 96 canaux PRC des canaux de radiodiffusion codés avec CED sont démodulés au niveau des symboles et synchronisés. Les canaux PRC de chaque canal de radiodiffusion peuvent être acheminés vers un, deux ou trois multiplexeurs MRT. Les symboles acheminés sont multiplexés temporellement en 2 622 ensembles de 96 symboles chacun dans une période de trame MRT de 138 ms. Au début de chaque trame MRT, on accole un préambule de trame de référence (MFP, *master frame preamble*) occupant 96 symboles et un mot de commande d'intervalle de temps (TSCW, *time slot control word*) de 2 112 symboles occupant 253 920 symboles, ce qui porte le débit de la trame entière à 1 840 000 symbole/s. Ainsi, chaque porteuse MRT exige une largeur de bande de 2,3 MHz. Pour fiabiliser encore plus le transport et la réception, une séquence de symboles pseudo-aléatoires modulo-2 est ajoutée aux symboles d'embrouillage du flux MRT. Sur le plan opérationnel, ces flux MRT peuvent prendre en charge 24 canaux de radiodiffusion à 64 kbit/s pour assurer un service audio de qualité équivalente à la MF stéréo en utilisant un codeur source MPEG 2,5 couche III. Trois flux MRT de charge utile de traitement, modulés en MDP-4 sur trois porteuses, sont transmis dans chacun des trois faisceaux en bande L sur différentes fréquences comprises entre 1 467 et 1 492 MHz. Pour chacun des trois faisceaux de liaison descendante, la p.i.r.e. de chaque centre de faisceau et de chaque porteuse est de 53,5 dBW. L'ouverture du faisceau à –3 dB est d'environ 6°.

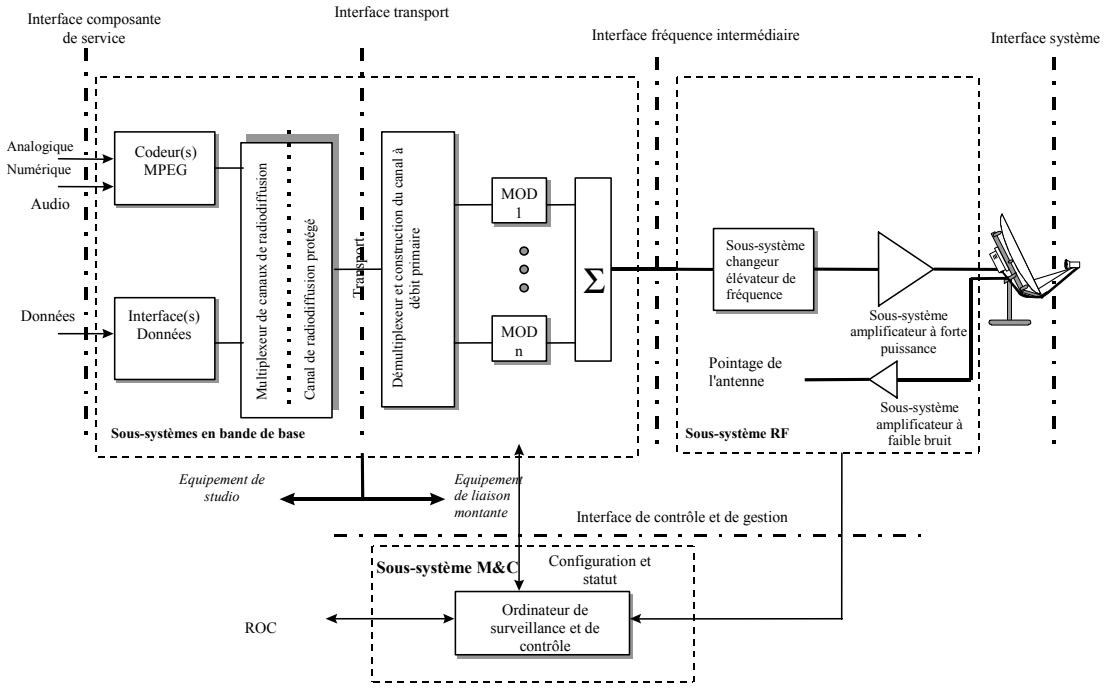
La Fig. D.7 illustre le schéma fonctionnel type d'une station de liaison de connexion destinée à être exploitée avec un satellite utilisant un traitement à bord. Les canaux de radiodiffusion sont assemblés avec les informations de signalisation en vue de leur transmission vers le satellite. On utilise un code convolutif avec concaténation et un code de Reed-Solomon pour fournir une liaison montante résistante. Le rapport minimal E_b/N_0 requis est habituellement de 8,8 dB, ce qui se traduit par une p.i.r.e. comprise entre 43 et 47 dBW, selon l'emplacement.

En ce qui concerne la charge utile transparente, à la station assurant les liaisons montantes, des canaux PRC des signaux de canaux de radiodiffusion ayant subi un codage convolutif R 1/2, sont multiplexés en une porteuse MRT. L'ensemble des 96 canaux PRC, convertis en symboles à deux bits, sont multiplexés temporellement en 2 622 groupes. Chaque groupe contient un symbole des 96 canaux PRC acheminés dans une période de trame MRT de 0,138 s. On ajoute à cela un MFP de 96 symboles et un canal de commande de créneau temporel de 2 112 symboles et l'on obtient ainsi une trame MRT occupant au total 253 920 symboles et présentant un débit de 1,84 Mbit/s. La largeur de bande nécessaire pour prendre en charge ce flux MRT utilisant la modulation MDP-4 est en général de 2,3 MHz. Les 96 canaux PRC acheminés dans le flux MRT acheminent un trafic d'une combinaison de canaux de radiodiffusion à la fois pour des services mobiles et des services non mobiles.

Pour les canaux de radiodiffusion destinés à la réception non mobile (en visibilité directe), un codage convolutif R 1/2 est utilisé à la suite du codage de RS. Ce codeur convolutif R 1/2 et le codeur convolutif R 1/4 à discontinuation R 1/2 utilisé pour le canal mobile retardé sont compatibles avec le même codeur de Viterbi du côté réception. En ce qui concerne tous les autres aspects, le traitement du canal de radiodiffusion et le multiplexage MRT pour les récepteurs mobiles et les récepteurs non mobiles sont les mêmes.

FIGURE D.7

Station de liaison de connexion pour le Système numérique D_S (traitement à bord du satellite)



D.3 Système numérique D_S

D.3.1 Aperçu général du système

Chaque canal de radiodiffusion comprend une porteuse MRT. Une porteuse MRT à 3,68 Mbit/s transporte 96 PRC, chacun ayant un incrément de capacité à débit primaire de 16 kbit/s. Ces canaux sont structurés en trames de canaux de radiodiffusion, chacun pouvant transporter jusqu'à 8 canaux à débit primaire. Les canaux à débit primaire peuvent être utilisés individuellement ou être combinés pour fournir des débits de composante de service de $n \times 16$ kbit/s, n étant compris entre 1 et 8, offrant ainsi aux fournisseurs de services de radiodiffusion une très grande souplesse.

Chaque porteuse MRT de liaison descendante a un débit de 1,536 Mbit/s de trafic en bande de base. Le flux de trafic MRT est divisé en 96 intervalles de temps, acheminant chacun un canal à débit primaire de 16 kbit/s par rapport à la bande de base. L'adjonction de SCH, de préambules de synchronisation et d'une redondance pour la CED, élève le débit binaire réel sur chaque flux MRT de liaison descendante nécessaire pour acheminer les 96 PRC à 3,68 Mbit/s. On utilise la modulation MDP-4 sur les porteuses à 1,5 GHz pour transporter le flux MRT jusqu'au récepteur.

L'espacement des fréquences des porteuses MRT, compris entre 2,3 et 3,0 MHz[2], laisse une bande de garde suffisante pour un fonctionnement correct en présence de brouillages intersymboles ou de brouillages par le canal adjacent faibles à négligeables lorsque les amplificateurs ATOP sont à saturation dans les canaux définis par des filtres en racine carrée de puissance cosinus de 40%, avec compensation d'ouverture côté émission. Les petits récepteurs individuels portatifs reçoivent et sélectionnent les intervalles de temps de canal depuis les flux de données MRT pour reconstituer les informations numériques du trafic en bande de base.

Le Tableau D.1 résume les principales caractéristiques techniques du Système numérique D_S et la Fig. D.8 est un schéma synoptique d'un satellite montrant la charge utile avec traitement et la charge utile transparente. Les satellites existants AFRIBSS et ASIABSS ainsi que le futur satellite CARIBSS utilisent un traitement à bord. Même si cela ne constitue pas une spécificité de la liaison de radiodiffusion, il s'agit d'une caractéristique importante du système.

TABLEAU D.1

Résumé des principales caractéristiques du Système numérique D_S

Paramètres d'émission	
Fréquence de la liaison montante	7 025-7 075 MHz
Fréquence de la liaison descendante	1 452-1 492 MHz
p.i.r.e. du répéteur (valeur crête)	53,5 dBW
p.i.r.e. du répéteur, en limite de zone de service principale	49 dBW
p.i.r.e. du répéteur, en limite de zone secondaire	44 dBW
Récepteur	
Modulation	MDP-4 cohérente
Valeur seuil (à l'entrée de l'antenne gain de 0 dBi)	–109 dBm
Codage pour correction des erreurs	Par blocs et à convolution

D.3.1.1 Charge utile avec traitement à bord

Une caractéristique essentielle du Système numérique D_S est l'utilisation d'un processeur numérique en bande de base embarqué à bord du satellite. Le démultiplexeur-démodulateur et le commutateur de routage embarqués connectent jusqu'à 288 canaux AMRF de liaison montante à un, deux ou trois flux numériques MRT de liaison descendante. La Fig. D.9 est le schéma synoptique du traitement du signal de bout en bout via une charge utile type.

Les signaux audio codés MPEG Couche III transportés dans le système ont un format incrémentiel dont les incréments correspondent au débit primaire de 16 kbit/s. Les canaux de radiodiffusion sont formés de un à huit incréments multiplexés. Pour chaque incrément, 6 912 bits sont attribués à une trame de canaux de radiodiffusion d'une durée de 0,432 s. Ils peuvent être répartis entre plusieurs composantes de service dans la trame en question. Une trame de canaux de radiodiffusion, comme le montre la Fig. D.6, commence par un en-tête SCH. Pour identifier et

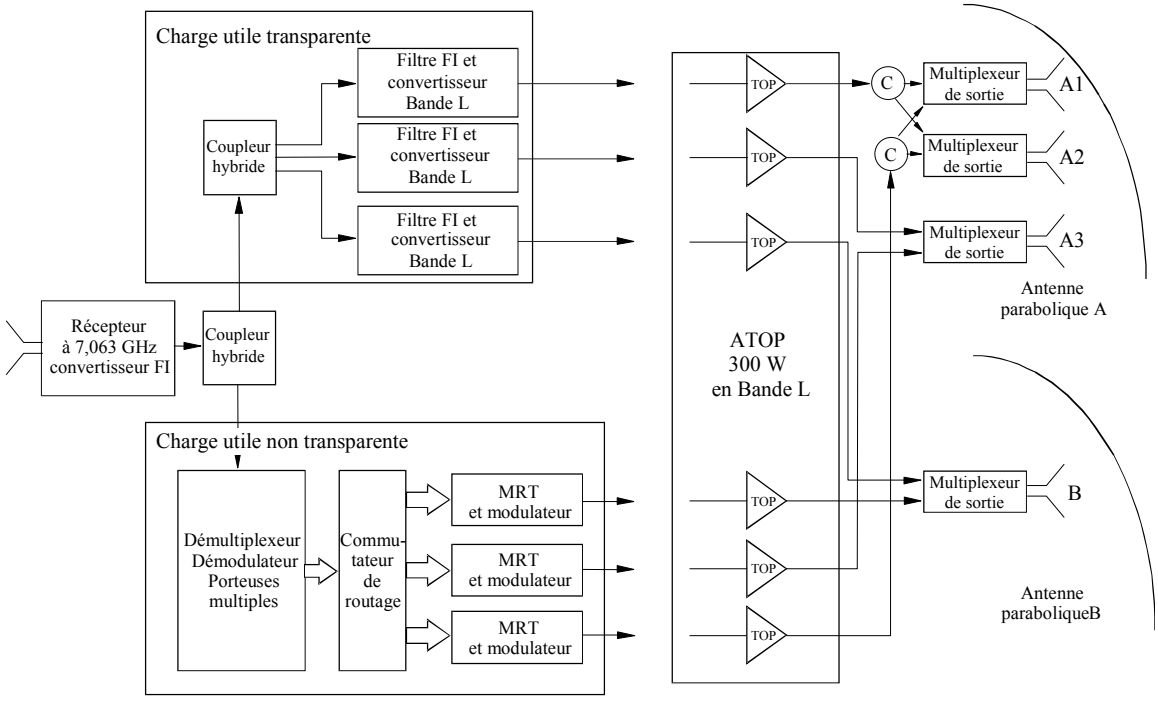
---

[2] L'espacement nécessaire entre les fréquences centrales des porteuses MRT est fonction du découplage spatial des faisceaux et du découplage de polarisation entre porteuses adjacentes.

démultiplexer des composantes de service, l'en-tête SCH contient un champ de commande de composante de service (SCCF, *service component control field*) pour chaque composante de service. Les fonctions radioélectriques ainsi commandées peuvent inclure le cryptage des services à abonnement, le choix de la catégorie de service, l'adressage à un sous-groupe d'utilisateurs, l'affichage de messages, la mise en fonction/hors fonction d'un service, etc. Les trames de radiodiffusion sont assemblées dans les installations de départ.

FIGURE D.8

Système numérique D_S - Charge utile type de communication par satellite



C: commutateur

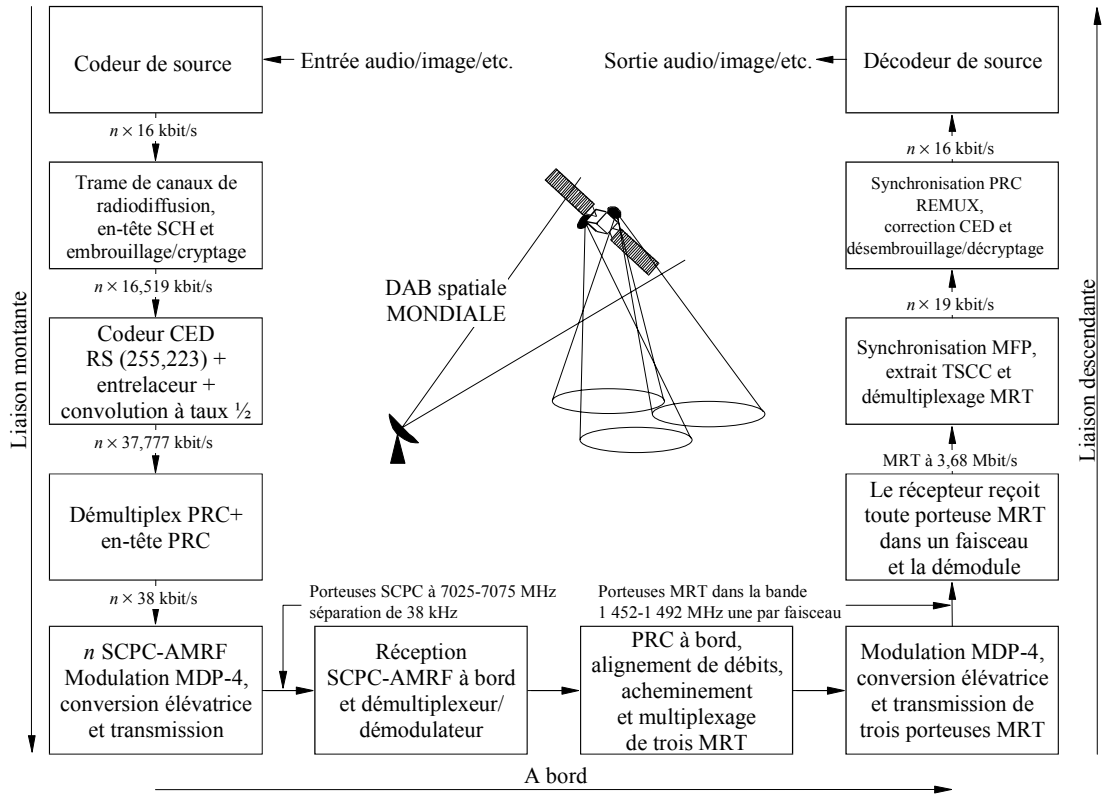
1130-20

Pour préparer le signal en vue de sa transmission, on assemble une trame de canal de radiodiffusion d'une durée de 0,432 s constituée d'un segment de service de $n \times 16$ kbit/s ($n \times 6\,912$ bits par trame), d'un segment SCH de $n \times 518{,}5$ bit/s ($n \times 224$ bits par trame), où n est un entier compris entre 1 et 8. Les canaux de radiodiffusion sont donc structurés en multiples de $n \times 16{,}5185$ kbit/s. Le segment de service d'un canal de radiodiffusion peut encore être divisé en composantes de service séparées destinées à des fins spécifiques telles que la musique, la parole, l'image, l'image dynamique, etc. Les composantes de service sont organisées en termes de multiples entiers de 8 kbit/s par composante avec un maximum de huit composantes de service par canal de radiodiffusion. L'attribution des composantes de service peut être dynamique. Par exemple, une composante de service musical utilisant 64 kbit/s peut être dynamiquement convertie en quatre composantes de service vocal de 16 kbit/s en quatre langues pour constituer un programme formé d'un service musical de haute qualité complété d'un service vocal en quatre langues.

Après assemblage, le canal de radiodiffusion est codé avec CED et concaténation d'un codeur de blocs RS (255,223) suivi d'un entrelaceur de blocs, lui-même suivi d'un codeur convolutionnel à taux 1/2. Ce codage multiplie le débit binaire par un facteur $2 \times 255/223$. Dans ces conditions, le débit du canal de radiodiffusion codé est de $n \times 37{,}77$ kbit/s. Les trames de canal de radiodiffusion codées CED sont ensuite démultiplexées de manière synchrone en n PRC parallèles contenant chacun 16 320 bits par période de trame de canal de radiodiffusion (0,432 s). L'adjonction d'un en-tête de synchronisation élève le débit du canal PRC codé à 38 kbit/s exactement (16 416 bits par trame). Les canaux PRC codés subissent ensuite un codage différentiel, puis sont modulés MDP-4 sur n porteuses AMRF avec une seule voie par porteuse (SCPC, *single-channel-per-carrier*), et transmis au satellite.

FIGURE D.9

Traitement de bout en bout du signal (charge utile avec traitement) du satellite AFRIBSS utilisant le Système numérique D_S



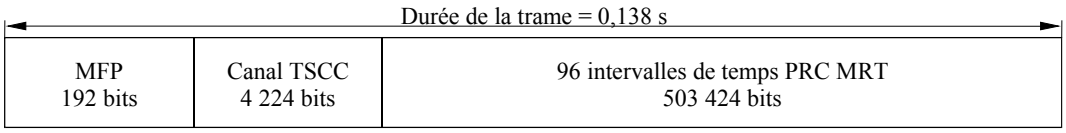
TSCC: canal de commande d'intervalle de temps (*time slot control channel*)

1130-21

A bord du satellite, les porteuses de liaison montante au débit primaire codées sont reçues en groupes de 48 porteuses PRC, démultiplexées et démodulées à leur débit primaire codé en bande de base individuelle. Un assembleur de trames MRT localise chaque canal PRC dans l'un des 96 emplacements d'intervalle de temps de canal PRC dans une trame MRT d'une durée de 0,138 s. Chaque intervalle de temps de canal PRC contient 5 244 bits, et la trame contient $96 \times 5\,244 = 503\,424$ bits. La trame MRT est représentée à la Fig. D.10. Chaque trame MRT commence par un MFP de référence de 192 bits suivi d'un canal TSCC de 4 224 bits.

FIGURE D.10

Trame MRT de liaison descendante



Le récepteur utilise le MFP et le canal TSCC pour se synchroniser sur la trame MRT et pour localiser les canaux PRC comportant les divers canaux acheminés dans la trame et pour en extraire l'information nécessaire au démultiplexage des canaux PRC appartenant à un canal de radiodiffusion sélectionné et de le reconstituer. Le flux de trafic MRT est divisé en 96 intervalles de temps MRT acheminant chacun un canal PRC de 16 kbit/s au débit de 1,536 Mbit/s en bande de base. En raison de l'adjonction des en-têtes SCH, des préambules de synchronisation et de données redondantes pour la CED, le débit réel sur chaque flux MRT descendant nécessaire pour acheminer les 96 canaux PRC est de 3,68 Mbit/s. On utilise la modulation MDP-4 sur les porteuses à 1,5 GHz avec un débit de symboles de 1,84 Msymbole/s (2 bits/symboles) pour acheminer le flux MRT jusqu'au récepteur.

D.3.1.2 Charge utile transparente

Le Système numérique D_S est utilisé avec une charge utile transparente, le format de l'onde MRT utilisée dans les liaisons montante et descendante d'une charge utile transparente est identique à celui décrit ci-dessus pour les liaisons descendantes avec charge utile assurant le traitement. Toutefois, l'assemblage n'a pas lieu dans le satellite mais dans la station terrienne émettant l'onde MRT montante.

D.3.2 Codage de la source audio

D.3.2.1 Considérations générales

Le Système numérique D_S de radiodiffusion sonore par satellite utilise le codage ISO/MPEG Couche III. Les trois versions couramment utilisées de celui-ci sont les systèmes normalisés MPEG-1 Couche III et MPEG-2 (demi-fréquence d'échantillonnage) Couche III ainsi que le complément MPEG-2.5 (quart de fréquence d'échantillonnage). A l'aide de ces diverses options de codage de la source, le système peut fonctionner à des débits audionumériques de 16 à 128 kbit/s par pas de 16 kbit/s pour fournir divers équivalents de qualité audio équivalents au CD stéréo, à la MF stéréo, la MF mono, la MA stéréo et la MA mono.

Les principes généraux des systèmes de codage ISO/MPEG, et l'algorithme de Couche III en particulier, font l'objet de nombreuses publications (telles que [1] et [2]). Le signal temporel MIC est transposé dans le domaine fréquentiel au moyen d'un banc de filtrage mis en oeuvre par une transformée de Fourier rapide (TFR) (dans le cas du codage Couche III, un banc de filtrage hybride mis en oeuvre par une transformée de Fourier discrète (TFD). Un modèle psychoacoustique calcule les seuils de perception du signal audio dans le domaine fréquentiel admissibles. Un noyau de quantification et de codage applique des seuils de domaine fréquentiel de données transposées vers le spectre des fréquences audio. Enfin, les données codées sont multiplexées avec l'en-tête de trame et les informations pour former le flux binaire. Le décodeur effectue les opérations inverses pour récupérer le signal audio analogique.

Quatre caractéristiques fondamentales sont les facteurs déterminants de la grande efficacité du codage de Couche III par rapport à d'autres systèmes:

– la **grande résolution dans le domaine fréquentiel** optimise la mise en forme du spectre de bruit en fonction des exigences du modèle psychoacoustique;

– le **codage entropique** (c'est-à-dire de **Huffman**) supprime la redondance dans un signal. La Couche III utilise 32 tables de Huffman différentes qui peuvent être attribuées d'une manière souple au codage du signal;

– le **réservoir de bits** est un tampon éphémère permettant une «économie de débit binaire» qui se traduit par une qualité équivalente à celle d'un codage constant;

– les **méthodes de codage stéréo mixte récentes** permettent d'obtenir des rapports de compression élevés des signaux stéréophoniques. La Couche III est la seule qui accepte deux méthodes de codage stéréo: le codage stéréo milieu/côté et le codage stéréo à intensité variable.

D.3.2.2 MPEG-1 Couche III

La Norme ISO/CEI 11172 «Codage de l'image animée et du son associé pour les supports de stockage numérique jusqu'à environ 1,5 Mbit/s» [3], généralement appelée norme «MPEG-1», a été arrêtée en 1991. La partie audio de cette norme, ISO/CEI 11172-3, définit trois algorithmes – Couches I, II et III – pour le codage des signaux audio MIC avec des fréquences d'échantillonnage de 48, 44,1 et 32 kHz. La Couche III est le système le plus puissant des trois et peut fonctionner à des débits de 32 à 320 kbit/s par signal mono ou stéréo.

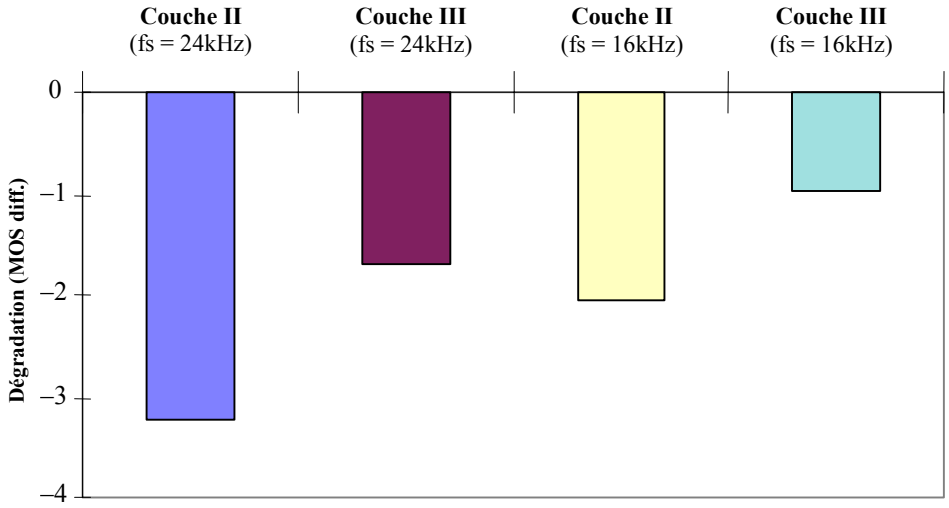
D.3.2.3 MPEG-2 Couche III (complément pour une demi-fréquence d'échantillonnage)

Les algorithmes de codage MPEG-1 ont été principalement conçus pour la compression audio de haute qualité (qualité CD) de signaux monophoniques ou stéréophoniques. Quand la norme MPEG-1 a été établie, il est apparu clairement qu'un développement permettant des fréquences d'échantillonnage plus faibles était nécessaire. Pour des raisons techniques, l'efficacité de codage optimale pour les très faibles débits binaires (inférieurs ou égaux à 32 kbit/canal) ne peut être atteinte qu'avec des fréquences d'échantillonnage inférieures. En conséquence, le complément pour les faibles fréquences d'échantillonnage de la norme MPEG-2 (ISO/CEI 13818-3 [4]) définit l'utilisation des fréquences d'échantillonnage 24, 22,05 et 16 kHz pour des débits binaires aussi bas que 8 kbit/s.

La Fig. D.11 montre les résultats des essais pour des signaux stéréo codés avec un débit binaire total de 64 kbit/s. Ces essais d'écoute ont été effectués pendant la phase d'essai de la norme MPEG-2 [5] afin de comparer les différences de performance entre la Couche II et la Couche III pour des fréquences d'échantillonnage de 16 et 24 kHz. Le diagramme donne les différentes notes (–1: audible mais pas gênant; –2: légèrement gênant; –3: gênant; –4: très gênant) entre le signal de référence (limité en bande) et le signal d'essai codé. La qualité perçue est meilleure à 16 kHz qu'à 24 kHz car, dans ce cas, la quantification du bruit et non de la largeur de bande est plus importante pour la perception de la qualité.

FIGURE D.11

Résultats des essais d'écoute pour la norme MPEG-2 (64 kbit/s stéréo mixte, filtre passe-bas)



D.3.2.4 MPEG-2.5 Couche III (complément pour les très faibles fréquences d'échantillonnage)

Bien que le codage MPEG-2 Couche III à demi-fréquence d'échantillonnage permette des débits binaires aussi bas que 8 kbit/s, on a constaté que le codage aux débits compris entre 8 et 16 kbit/canal pouvait encore être amélioré par l'emploi de fréquences d'échantillonnage toujours plus faibles. En conséquence, on a défini en complément du codage MPEG-2, le codage MPEG-2.5, fonctionnant au quart de la fréquence d'échantillonnage. Ce codage est pratiquement identique au codage MPEG-2 Couche III, mais permet des fréquences d'échantillonnage de 12, 11,025 et 8 kHz pour obtenir la meilleure qualité audio possible aux très faibles débits. Les essais d'écoute par des spécialistes ont montré que la qualité perçue aux faibles débits est considérablement améliorée par l'emploi de faibles fréquences d'échantillonnage.

D.3.2.5 Qualité audio Couche III – Situation et améliorations à venir

Au niveau de la qualité de la reproduction audio, la largeur de bande audio est le paramètre le plus important. Au cours du processus de codage, la largeur de bande est choisie de telle manière que les défauts liés au codage soient aussi peu audibles que possible. La stéréophonie Couche III à 128 kbit/s restitue l'équivalent de la qualité CD, la stéréophonie à 64 kbit/s fournit une très bonne qualité à une largeur de bande d'environ 11 kHz, et la monophonie à 16 kbit/s offre une qualité «supérieure à la qualité ondes courtes». La Fig. D.12 donne un exemple de la largeur de bande audio en fonction du débit binaire par canal pour le codage Couche III. Il est important de noter que les normes MPEG décrivent uniquement le format du flux binaire et le processus de décodage et non le processus de codage. Toutes les améliorations réalisées au niveau du codage se traduiront donc par une qualité audio résultante supérieure (par exemple, une largeur de bande plus grande) au niveau du décodeur. Les principaux éléments des travaux actuels sur le codage Couche III visent à:

– l'optimisation des techniques de stéréophonie mixte,

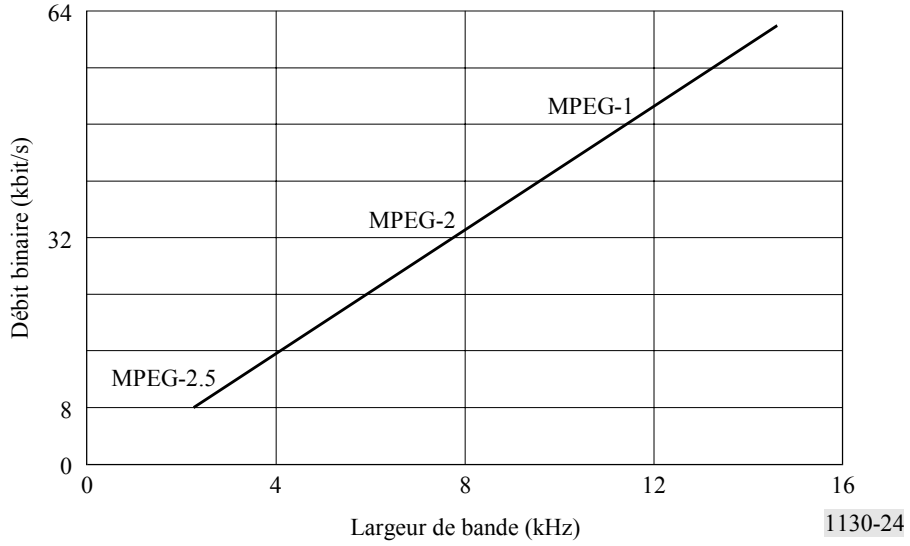
– l'amélioration du mécanisme de commutation des blocs,

– l'affinage des paramètres psychoacoustiques dans diverses conditions.

Les résultats de ces travaux devraient encore améliorer l'efficacité de l'algorithme de codage audio Couche III.

FIGURE D.12

Système numérique D_S - Exemple de largeur de bande audio en fonction du débit binaire pour le codage MPEG Couche III



D.3.2.6 Références bibliographiques

[1] BRANDENBURG, K., STOLL, G., DEHERY, Y. F., JOHNSTON, J. D., KERKHOF, L.v.d. et SCHRÖDER, E. F. [1992] The ISO/MPEG-Audio Codec: A Generic Standard for Coding of High Quality Digital Audio 92nd AES Convention, Vienne, preprint 3336.

[2] EBERLEIN, E., POPP, H., GRILL, B. et HERRE J. [1993] Layer III – A Flexible Coding Standard. 94th AES Convention, Berlin, preprint 3493.

[3] ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 MPEG, International Standard ISO 11172 «Coding of moving pictures and associated audio for digital storage media up to 1.5 Mbit/s», Part 3: Audio.

[4] ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 MPEG, International Standard ISO 13818 «Generic Coding of Moving Pictures and Associated Audio», Part 3: Audio.

[5] ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 MPEG94/0848, «Report on the subjective testing of coders at low sampling frequencies», Singapour, 1994.

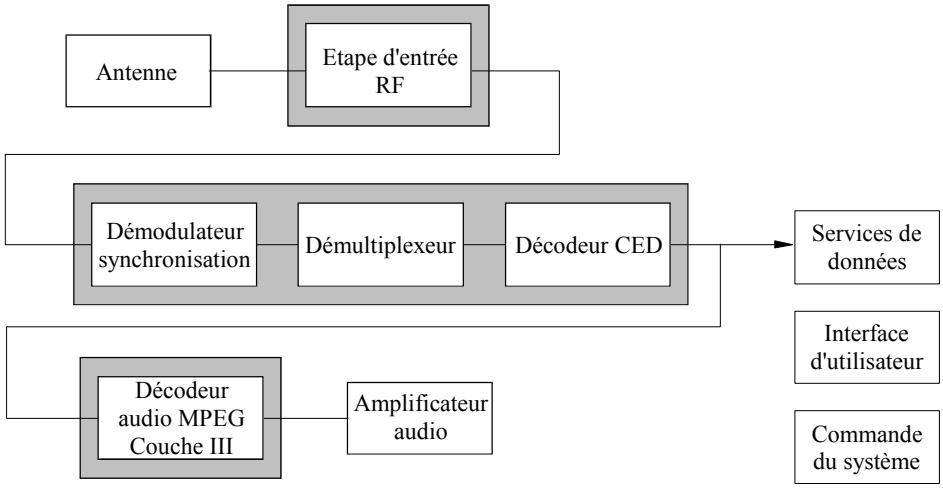
D.3.3 Fonctionnement et interfaces des récepteurs radiophoniques

D.3.3.1 Fonctionnement du récepteur

La Fig. D.13 représente le schéma synoptique du récepteur pour le Système numérique D_S.

FIGURE D.13

Schéma synoptique du récepteur



D.3.3.2 Choix de l'antenne

L'antenne doit pouvoir recevoir différentes porteuses MRT entre 1 452 et 1 492 MHz émises avec deux types de polarisations circulaires. Pour atteindre le rapport G/T minimal spécifié de −16,5 dB/K dans l'hypothèse d'une valeur T_{sys} de 160 K, il faut un gain d'antenne minimal de 6 dBi.

Une même antenne convient pour les deux types de polarisation (du moins dans le cas des appareils portatifs) par l'emploi d'un commutateur de polarisation à semi-conducteurs. L'antenne standard est une antenne plane alimentant deux amplificateurs AFB distincts à partir de prises fournissant respectivement la polarisation circulaire droite et la polarisation circulaire gauche. L'antenne demi-onde mesure 6×6 cm et présente un gain d'environ 6 dBi et une ouverture de faisceau d'environ 100°, raison pour laquelle elle ne requiert pratiquement aucun pointage, ce qui est un avantage supplémentaire pour les appareils portatifs.

En conditions de réception médiocres, on peut utiliser des antennes ayant un gain supérieur (12 dBi environ). La réduction de l'ouverture du faisceau nécessitera un certain pointage de l'antenne vers le satellite qui sera facilité par la présence d'un indicateur de «qualité du signal». Un avantage important de la plus grande directivité de l'antenne est l'amélioration du rapport signal/brouillage.

Pour les raisons qui précèdent, l'antenne est amovible et, dans ce cas, son signal de sortie est transmis au récepteur via un câble et un connecteur d'entrée. Cette configuration est surtout intéressante à l'intérieur, quand le signal est fortement affaibli par la pénétration. L'antenne amovible peut être montée à l'extérieur ou près d'une fenêtre, permettant une réception en visibilité directe; dans ce cas, elle transmet le signal au récepteur via un câble coaxial intermédiaire. Toutefois, comme l'affaiblissement d'insertion pourrait abaisser excessivement le rapport G/T, il faut un supplément de gain de l'amplificateur AFB pour disposer d'une marge suffisante.

D'autres choix possibles d'antennes à gain élevé sont les antennes en hélice à rayonnement transversal ou à rayonnement longitudinal. L'inclinaison azimutale peut être alignée sur l'azimut local de réception du satellite. Si l'on utilise le récepteur comme poste fixe, une autre solution intéressante consiste à utiliser l'antenne plane comme tête de réception d'une antenne parabolique. Dans ce cas, on peut utiliser pour la sélection de la polarisation un signal de commande du récepteur.

D.3.3.3 Filtrage de l'étage d'entrée

L'étage d'entrée du récepteur est de type superhétérodyne à double conversion. Pour obtenir la rejection image et pour atténuer efficacement le brouillage hors bande, on utilise un filtre tripolaire constitué de résonateurs coaxiaux diélectriques à Q élevé. Après la première conversion à la fréquence intermédiaire de 115,244 MHz, on obtient la sélectivité dans la bande au moyen d'un filtre à ondes acoustiques de surface (SAW, *surface acoustic wave*). La bande passante correspond à la bande passante MRT légèrement majorée pour tenir compte des tolérances de température du premier oscillateur local et du filtre proprement dit. La décroissance du spectre voulu est entièrement réalisée dans le domaine numérique. On obtient ainsi une précision élevée qui améliore la marge pour la liaison.

D.3.3.4 Limitations dues à la linéarité du récepteur (IP3)

L'immunité du récepteur au brouillage est fonction de la sélectivité du filtre d'entrée tant que de la linéarité du récepteur et de la qualité de réponse au signal. Etant donné que le récepteur est de type portatif, alimenté par piles, et qu'il est destiné à des marchés où les considérations de coût sont importantes, la consommation d'énergie est une préoccupation essentielle. Pour cette raison, il est difficile d'aboutir à des valeurs de linéarité élevées. Initialement, la valeur minimale spécifiée pour le récepteur par rapport au connecteur d'antenne de réception est IP3 = –40 dBm.

La valeur IP3 d'entrée de l'amplificateur AFB utilisée dans l'antenne active est de –20 dBm, ce qui laisse une marge suffisante pour améliorer l'immunité aux brouillages intenses dans la bande par l'insertion de filtres entre la sortie de l'antenne et l'entrée du récepteur.

D.3.3.5 Syntonisation sur une porteuse MRT

La gamme de fréquences de réception dans une largeur de bande de 40 MHz accepte jusqu'à 82 porteuses MRT par polarisation (sur une grille de 460 kHz). Ces positions potentielles de porteuse MRT sont directement accessibles. La largeur de bande d'une porteuse MRT est d'environ 2,5 MHz et la finesse de la grille confère une souplesse suffisante pour la planification des fréquences et les mesures contre les brouillages.

D.3.3.6 Démodulation

Le signal de sortie du côté entrée du syntoniseur analogique (bande de base à 1,84 Msymbole/s) est directement échantillonné et converti dans le domaine numérique. La démodulation cohérente du flux de bits MDP-4 en composantes I/Q est effectuée par un mélangeur complexe. Après filtrage de Nyquist en racine carrée de puissance cosinus des signaux complexes, le rythme de l'horloge des symboles est rétabli par ré-échantillonnage numérique. Des boucles de commande intelligentes rétablissent faiblement le signal aux très faibles niveaux de rapport *C*/*N*. Elles présentent une grande capacité de poursuite jusqu'aux rapports *C*/*N* proches de 0 dB et des TEB proches de la limite théorique.

D.3.3.7 Synchronisation des trames MRT

Le bloc de synchronisation des trames principales reçoit le flux de symboles démodulé du démodulateur MDP-4 et effectue le verrouillage en détectant par corrélation le préambule de la trame de référence. La configuration connue du mot de synchronisation est également utilisée pour corriger l'ambiguïté de phase inhérente à la démodulation MDP-4.

D.3.3.8 Démultiplexage d'un canal de radiodiffusion

La trame MRT comprend trois champs:

1) le MFP nécessaire à la synchronisation;

2) le TSCC contenant l'information sur les emplacements et l'organisation des données du canal PRC; et

3) le champ des données du canal PRC MRT. Le champ de données PRC contient 96 canaux PRC ayant un débit de données net de 16 kbits; un à huit de ces canaux peuvent être groupés pour former un canal de radiodiffusion.

Les canaux de radiodiffusion correspondent aux capacités de données choisies individuellement par les prestataires pour répondre aux différentes exigences de qualité audio et de contenu de données auxiliaires.

La fonction du démultiplexeur MRT est d'extraire du flux de données le canal de radiodiffusion sélectionné. Les symboles des différents canaux PRC appartenant au canal de radiodiffusion sélectionné passent par l'unité de rétablissement du flux de données. Le désalignement temporel entre les canaux PRC du canal de radiodiffusion sélectionné est éliminé par la technique des «bits de bourrage».

D.3.3.9 Décodage CED d'un canal de radiodiffusion

Pour obtenir des TEB de 1×10^{-4} à peine avec de faibles rapports C/N, on applique une méthode de correction puissante comprenant une série de décodages Viterbi convolutifs comme code interne, de la suppression des entrelacements et du décodage Reed-Solomon par blocs comme code externe. Ces mécanismes de protection sont appliqués au niveau du canal de radiodiffusion (et non du canal PRC) afin de permettre au récepteur de ne les appliquer qu'une seule fois au niveau du débit de données du canal de radiodiffusion sélectionné. A la sortie de ce module on obtient le canal de radiodiffusion. Celui-ci est formé de différentes composantes de service appartenant au même service. La structure de service et la composition des composantes de service du canal de radiodiffusion sont transmis dans l'en-tête SCH.

D.3.3.10 Fonctions SCH: types de service et services à abonnement

Pour permettre la sélection optimale automatique d'un service, l'en-tête SCH fournit au récepteur des informations telles que les types et numéros des composantes de service, la langue, le type de programme et l'étiquette identifiant le fournisseur de service. En plus du service audio, on peut transmettre des séquences d'images fixes et des services de données. Ceux-ci utiliseront des formats de composantes de service différents identifiés par le récepteur dans l'information SCH. Le cryptage est une autre possibilité. Le système de cryptage retenu utilise trois clés: une clé matériel (pour identifier le récepteur), une clé utilisateur (pour identifier l'autorisation) et une clé dans le signal émis (pour identifier le fournisseur du service).

Le Tableau D.2 est un résumé des fonctions de l'en-tête SCH.

D.3.3.11 Décodage d'un service audio

Actuellement, le système MPEG 1, 2, 2.5 Couche III est l'algorithme de codage audio le plus efficace, en particulier pour les applications à faible débit de données. Le décodeur MPEG reçoit du canal de radiodiffusion la composante de service audio sélectionnée et démultiplexée. L'extraction de l'en-tête MPEG et de l'information auxiliaire a lieu en premier. L'en-tête contient des informations sur le mode de décodage nécessaire tel que la fréquence d'échantillonnage, le débit et la stéréophonie, alors que l'information auxiliaire contient des facteurs d'échelle pour les intervalles spectraux, le type de bloc à transformée discrète en cosinus (DCT) et le choix de tables de Huffman. Après un contrôle de redondance cyclique (CRC, *cyclic redundancy check*) ont lieu le décodage de Huffman et le traitement DCT. Enfin, les signaux de sortie numériques sont convertis en analogique et introduits dans les sorties des lignes audio et l'amplificateur basse fréquence.

D.3.3.12 Décodage d'un service de données

Les radios initiales du Système numérique D_S fourniront le canal de radiodiffusion complet avec correction d'erreurs à une interface entrée/sortie du canal de radiodiffusion. Ces données peuvent être intégrées dans un ordinateur personnel pour pouvoir avoir accès à des options de traitement de données telles que le décodage, le stockage, l'affichage ou l'impression. Une application type pour cette configuration pourrait être une application à contenu audio avec images, diagrammes, tableaux ou texte similaire, ou bien encore données graphiques.

D.3.3.13 Sélectivité RF/FI globale

La sélectivité globale d'un récepteur Système numérique D_S type est illustrée par la courbe du rapport de protection montrée à la Fig. D.14. Celle-ci montre le niveau en dBm et en fonction de la fréquence d'un brouilleur modulé en MDP-4, P_{int}, nécessaire pour produire un TEB de 1×10^{-2} en sortie du démodulateur du récepteur. Le signal utile est un signal de –90 dBm modulé en MDP-4. Les deux signaux sont modulés par l'onde MRT. La forme de la courbe de sélectivité est déterminée par cinq données principales:

1) la sélectivité de l'antenne (fréquence et directivité);

2) la sélectivité RF;

3) la sélectivité du dispositif à ondes SAW de la 1ère FI;

4) le filtre passe-bas de la 2ème FI;

5) la mise en forme du spectre d'émission numérique.

D.3.3.14 Objectifs et marges de TEB à la réception

En raison des puissants systèmes de correction des erreurs, il est possible d'atteindre l'objectif TEB visé de 1×10^{-4} avec des rapports C/N de 4,5 dB à peine. Etant donné que ce niveau de porteuse est proche de celui du bruit de fond, il faut abaisser autant que possible le brouillage sur le même canal par un arrangement approprié des parties déterminant la sélectivité.

TABLEAU D.2

Système numérique D_S – Résumé des fonctions du contrôle de service

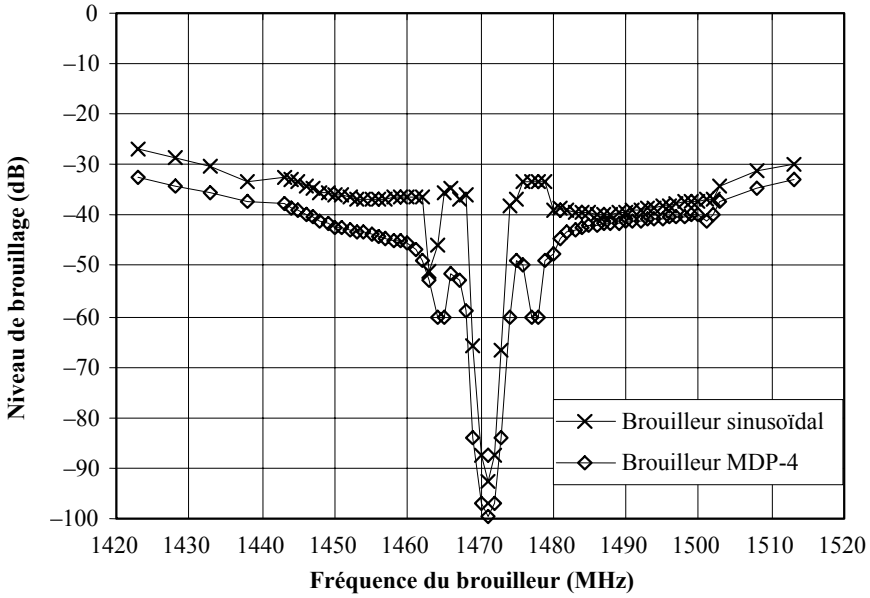
Groupe de champs	Nom de champ	Objet
Préambule de service	Préambule de service	Synchronisation de chaque composante de service
Données de commande de service	Indice de débit	Indication du débit binaire global du service
Données de commande de service	Commande de cryptage	Informations sur le type de cryptage éventuellement utilisé
Données de commande de service	Indicateur 1 de contenu de champ auxiliaire (ACI1)	Champ à usages multiples qui commande les fonctionnalités spécifiques associées au service. Cet indicateur donne des informations sur l'objet de la valeur contenue dans le champ ADF1
Données de commande de service	Indicateur 2 de contenu de champ auxiliaire (ACI2)	Même fonction que l'indicateur ACI1 mais commande l'ADF2
Données de commande de service	Nombre de composantes du service (N_{sc})	Contient l'indication du nombre de composantes de service contenues dans le canal de radiodiffusion; ce nombre peut varier de un à huit
Données de commande de service	Champ 1 de données auxiliaires (ADF1)	Champ de données dont le contenu est défini par l'indicateur ACI1
Données de commande de service	Fanion de départ de multitrame ADF2 (SF)	Indique la présence et le départ d'un champ de données multitrame dans lequel les données sont acheminées dans des trames successives à l'intérieur de l'ADF2
Données de commande de service	Champ du décalage et de la longueur du segment ADF2 (SOLF)	Contient le nombre total de segments contenus dans la multitrame moins un
Données de commande de service	Champ 2 de données auxiliaires (ADF2)	Champ de données contenant le type de données indiqué par ACI2
Données de commande de composante de service	Champ de commande de composante de service (SCCF)	Contient les informations nécessaires pour démultiplexer et décoder chaque composante de service contenue dans le canal de radiodiffusion. Inclut le débit, le type (MPEG audio, etc.) et le type de programme (musique, parole, etc.) ainsi que la langue de la composante de service
Service auxiliaire	Etiquettes dynamiques	Flux d'octets série dont la largeur de champ varie en fonction de la taille du canal de radiodiffusion. Peut être utilisé pour l'envoi d'éléments tels que le nom du radiodiffuseur ou l'annonce publicitaire associée pour affichage sur le récepteur

D.3.3.15 Protection du récepteur contre des brouillages et stratégies pour l'améliorer

Si le brouillage est modéré, on peut introduire entre l'antenne et le module de réception des filtres sélectifs passe-bande et éliminateurs de bande ou des atténuateurs. On peut les compléter par une antenne à gain élevé qui peut affaiblir encore le brouillage par l'amélioration de la directivité. Si le brouillage est très intense, on peut utiliser en plus des antennes à gain élevé avec des amplificateurs AFB présentant une linéarité et une sélectivité appropriées.

FIGURE D.14

Rapport de protection pour le Système numérique D_S: niveau du signal utile = –90 dBm



D.3.4 Bilans de liaison

D.3.4.1 Liaison montante

On suppose que les transmissions sur liaison montante vers le satellite utiliseront des fréquences situées entre 7 025 et 7 075 MHz (50 MHz de largeur de bande).

D.3.4.1.1 Répéteur avec traitement

Le Tableau D.3 montre le bilan de liaison pour un répéteur à 7 GHz utilisant le traitement à bord.

Le bilan de liaison fait apparaître que pour une station de liaison montante en limite nominale de couverture (c'est-à-dire pour un angle d'élévation de 10°) une p.i.r.e. de 48,7 dBW permettra de prendre en charge un canal PRC de liaison montante. Dans des endroits où les angles d'élévation sont plus élevés, la p.i.r.e. requise pour supporter un canal PRC sera un peu inférieure. On peut obtenir une p.i.r.e. de 48,7 dBW avec une antenne d'un diamètre de 4,6 m et un amplificateur à forte puissance de 1,2 W, ou avec d'autres combinaisons d'antenne et d'amplificateur à forte puissance.

Le Tableau D.3 s'applique aux zones hydrométéorologiques où l'affaiblissement dû à la pluie pendant 0,1% du temps est de 2 dB.

TABLEAU D.3

Bilan de liaison montante avec répéteur assurant le traitement

Fréquence (GHz)	7,063

Antenne de la station au sol

Diamètre (m)	*4,6*
Efficacité (%)	*65,0*
Gain maximal (dBi)	48,8
Ouverture (°)	*0,57*
Stabilité de l'antenne (dB)	*0,2*
Stabilité équivalente (°)	0,074
Précision de pointage (°)	*0,072*
Stabilité du satellite (°)	*0,140*
Affaiblissements de pointage (dB)	3,0

Emplacement de la station au sol

Latitude (°N)	*–71,4*
Longitude (°E)	*21*
Elévation (°)	10,0
Pluie à 0,1% (dB)	*2*
Avantage géographique (dB)	*0*

p.i.r.e. de la station au sol

Puissance en sortie de l'amplificateur à forte puissance (W)	*1,2*
Affaiblissements en sortie (dB)	*1,0*
Gain (dB)	48,8
p.i.r.e. nominale (dBW)	**48,7**
Stabilité de p.i.r.e. (dB)	*1,0*
p.i.r.e. maximale (dBW)	**49,7**
Affaiblissements de pointage (dB)	3,0
p.i.r.e. mininale (dBW)	**45,7**

Propagation

Elévation (°)	10,0
Distance (km)	40 583,8
Affaiblissements en espace libre (dB)	201,6
Affaiblissements atmosphériques (dB)	*0,0*

Charge utile du satellite

Température de l'antenne (K)	*290*
Température du répéteur (K)	*310*
Température de bruit (dB/K)	27,8
Gain en limite de couverture (dB)	*17*
Contour en limite de couverture (dB)	*–3*
G/T en limite de couverture (dB/K)	–10,8

Position orbitale du satellite (°E)	21,0

Dégradations

Brouillage (dB(W/4 kHz))	*15*
Puissance reçue équivalente (dBW)	–169,6
Brouillage extérieur (dB(W/4 kHz))	*11*
Puissance reçue équivalente (dBW)	–173,6
Intermodulation (dB(W/4 kHz))	*15*
Puissance reçue équivalente (dBW)	–169,6
Densité de puissance brouilleuse totale reçue [I_0] (dB(W/Hz))	–201,8
Densité de puissance de bruit reçue [N_0] (dB(W/Hz))	–200,8
Total $N_0 + I_0$ (dB(W/Hz))	–198,3
Dégradation du rapport G/T (dB)	2,5

Démodulation

Rapport E_b/N_0 requis (dB) à 10^{-4}	*8,8*
Affaiblissements dus au matériel (dB):	
Satellite	*2,3*
Station de radiodiffusion	*0,4*
Débit binaire (k(Hz))	*38,0*
Rapport C/N_0 requis (dB(Hz))	57,3

Bilan de liaison

Nominal	
Puissance surfacique (dBW/m^2)	–114,5
G/T (dB/K)	–13,3
$C/(N_0 + I_0)$ reçu (dB(Hz))	62,4
C/N_0 requis (dB(Hz))	57,3
Marge (dB)	**5,1**

Minimum	
Pluie à 0,1% (dB)	2
Puissance surfacique (dB(W/m^2))	–119,5
G/T (dB/K)	–13,3
Rapport $C/(N_0 + I_0)$ reçu (dB(Hz))	57,4
C/N_0 requis (dB(Hz))	57,3
Marge (dB)	**0,1**

Maximal	
Puissance surfacique (dB(W/m^2))	–113,5
G/T (dB/K)	–13,3
Rapport $C/(N_0 + I_0)$ reçu (dB(Hz))	63,4
C/N_0 requis (dB(Hz))	57,3
Marge (dB)	**6,1**

Avec une p.i.r.e. nominale de 48,7 dBW la marge applicable à la liaison montante est de 5,1 dB pour un TEB de 10^{-4} à la sortie du démodulateur embarqué à bord du répéteur assurant le traitement. Ce taux d'erreur est basé sur un rapport E_b/N_0 requis de 8,8 dB pour une marge de mise en oeuvre de 2,7 dB qui correspond aux dégradations dues aux répéteurs et aux stations terriennes. Ces dégradations ont été vérifiées sur le matériel du satellite prototype. Etant donné que le seuil du système est un TEB de 10^{-1}, un taux d'erreur de 10^{-4} en sortie du démodulateur embarqué à bord du satellite est suffisant pour que la contribution des dégradations sur la liaison montante soit négligeable. Des essais ont permis de montrer que des variations d'un facteur 10 du TEB sur la liaison montante ont une incidence négligeable sur le TEB total.

Dans le cas défavorable d'un affaiblissement dû à la pluie de 2 dB sur la liaison montante et un affaiblissement de pointage dû à la p.i.r.e. de la station terrienne de 1 dB, la marge sur la liaison montante se dégrade de 0,1 dB comme indiqué dans le Tableau D.3. L'affaiblissement de pointage de 1 dB est basé sur des caractéristiques spécifiées de stabilité de l'antenne de la station terrienne, de la précision de pointage et de stabilité de maintien en position du satellite. Les caractéristiques spécifiées de la station terrienne sont basées sur une analyse et une simulation.

D.3.4.1.2 Répéteur transparent

Le Tableau D.4 donne le bilan de liaison montante dans le cas d'un répéteur transparent.

Le bilan de liaison applicable à une porteuse MRT fait apparaître que pour une station de liaison montante en limite nominale de couverture (c'est-à-dire pour un angle d'élévation de 10°) il faudra une p.i.r.e. nominale de 68,6 dBW pour obtenir un rapport $C/(N_0+I_0)$ de 82,4 dB(Hz). Le rapport $C/(N_0+I_0)$ requis pour une porteuse MRT au niveau du récepteur de la station terrienne est de 67,2 dB(Hz) dans l'hypothèse d'affaiblissements de mise en oeuvre dus au matériel de 2,5 dB pour un TEB de 10^{-4}. Ces variations importantes du rapport $C/(N_0+I_0)$ sur la liaison montante auront une incidence négligeable sur la liaison descendante. On peut obtenir une p.i.r.e. de 68,6 dBW avec une antenne de 4,6 m de diamètre et un amplificateur à forte puissance ayant une puissance nominale de 120 W.

D.3.4.2 Liaison descendante

Les signaux de liaison descendante provenant du satellite sont transmis dans la bande 1 467-1 492 MHz. Les fréquences centrales des porteuses MRT pour la charge utile assurant le traitement sont espacées de 920 kHz et celles des porteuses MRT transparentes sont elles aussi espacées de 920 kHz, avec un décalage correspondant exactement à la moitié de cet intervalle.

A ces angles d'élévation élevés, les phénomènes d'occultation et les zones d'ombre dus aux bâtiments et aux arbres sont considérablement réduits, tout comme ceux liés à la propagation par trajets multiples.

Pour des puissances surfaciques de –141,4 dB(W/(m^2 · 4 kHz)) et de –145,4 dB(W/(m^2 · 4 kHz)), les marges applicables à la liaison descendante sont respectivement de 9 et 5 dB, pour un récepteur dont le rapport G/T est de –13 dB/K. Ces puissances surfaciques correspondent aussi aux contours de gains approximatifs à –4 dB et –8 dB par rapport au gain de crête de l'antenne dans chaque faisceau.

D.3.4.2.1 Répéteur avec traitement

Le Tableau D.5 donne le bilan de liaison descendante dans le cas d'un répéteur avec traitement.

Le gain de l'antenne du satellite est de 25,6 dB (–4 dB par rapport à la valeur crête) et la puissance en sortie du répéteur est de 300 W (2 amplificateurs ATOP à 150 W fonctionnant en parallèle). Les affaiblissements en sortie dus au montage en parallèle des amplificateurs ATOP, à l'isolateur à forte puissance et les affaiblissements dus au filtre et au guide d'onde se chiffrent à 1,3 dB. L'affaiblissement de modulation pour le signal MRT est de 0,3 dB. La p.i.r.e. nette en liaison descendante est donc de 48,8 dBW (en limite de zone de couverture).

TABLEAU D.4

Bilan de liaison montante dans le cas d'un répéteur transparent

Fréquence (GHz)	7,063

Antenne de la station au sol

Diamètre (m)	*4,6*
Efficacité (%)	*65,0*
Gain maximal	48,8
Ouverture (°)	0,57
Stabilité de l'antenne (dB)	*0,2*
Stabilité équivalente (°)	0,074
Précision de pointage (°)	*0,072*
Stabilité du satellite (°)	*0,140*
Affaiblissements de pointage (dB)	3,0

Emplacement de la station au sol

Latitude (°N)	*0*
Longitude (°E)	*92*
Elévation (°)	10,44
Pluie à 0,1% (dB)	*3*
Avantage géographique (dB)	*0*

p.i.r.e. de la station au sol

Puissance en sortie de l'amplificateur à forte puissance (W)	*120,0*
Affaiblissements en sortie (dB)	*1,0*
Gain (dB)	48,8
p.i.r.e. nominale (dBW)	**68,6**
Stabilité de p.i.r.e. (dB)	*1,0*
p.i.r.e. maximale (dBW)	**69,6**
Affaiblissements de pointage (dB)	3,0
p.i.r.e. minimale (dBW)	**65,6**

Charge utile du satellite

Température de l'antenne (K)	*290*
Température du récepteur (K)	*310*
Température de bruit (dB/K)	27,8
Gain en limite de couverture (dB)	*17*
Contour en limite de couverture (dB)	*–3*
Rapport G/T en limite de couverture (dB/K)	–10,8

Largeur de bande du canal

Largeur de bande (kHz)	*3 200,0*

Position orbitale (°E)	21,0

Propagation

Elévation (°)	10,4
Distance (km)	40 540,1
Affaiblissements en espace libre (dB)	201,6
Affaiblissements atmosphériques (dB)	*0,1*

Dégradations

Brouillage (dB(W/4 kHz))	*12*
Puissance reçue équivalente (dBW)	–172,6
Brouillage extérieur (dB(W/4 kHz))	*11*
Puissance reçue équivalente (dBW)	–173,6
Intermodulation (dB(W/4 kHz))	*16*
Puissance reçue équivalente (dBW)	–168,6
Densité de puissance brouilleuse totale reçue [I_0] (dB(W/Hz))	–202,3
Densité de puissance de bruit reçue [N_0] (dB(W/Hz))	–200,8
Total $N_0 + I_0$ (dB(W/Hz))	–198,5
Dégradation G/T (dB)	2,3

Satellite

Nominal	
Puissance surfacique (dB(W/m^2))	–94,6
G/T (dB/K)	–13,1
$C/(N_0 + I_0)$ reçu (dB(Hz))	82,4
$C/(N + I)$ reçu (dB)	17,4

Minimum	
Pluie à 0,1% (dB)	3
Puissance surfacique (dB(W/m^2))	–100,6
G/T (dB/K)	–13,1
$C/(N_0 + I_0)$ reçu (dB(Hz))	76,4
$C/(N + I)$ reçu (dB)	11,4

Maximum	
Puissance surfacique (dB(W/m^2))	–93,6
G/T (dB/K)	–13,1
$C/(N_0 + I_0)$ reçu (dB(Hz))	83,4
$C/(N + I)$ reçu (dB)	18,4

TABLEAU D.5

Bilan de liaison descendante dans le cas d'un répéteur avec traitement

Liaison descendante	
Fréquence (GHz)	1,48
Satellite	
Puissance en sortie du répéteur (W)	300,0
Affaiblissements en sortie (dB)	1,3
OBO (dB)	0,3
Gain d'antenne (dB)	25,6
p.i.r.e. (dBW)	**48,8**
Propagation	
Elévation (°)	30,0
Distance (km)	3 8612,6
Affaiblissements en espace libre (dB)	187,6
Affaiblissements de pointage (dB)	0,0
Affaiblissements atmosphériques (dB)	0,1
Récepteur radio	
Puissance surfacique (dB(W/m^2))	–114,1
G/T (dB/K)	–13,0
C/N_0 reçu (dB(Hz))	76,7
E_b/N_0 requis (dB) à 10^{-4}	2,7
Affaiblissements dus au matériel (dB)	1,8
Brouillage intersymboles (dB)	0,5
Débit binaire (kHz)	1 584,0
C/N_0 requis (dB(Hz))	67,0
Marge (dB)	**9,7**

Avec un décodeur de Viterbi ayant un taux de 1/2 et un décodeur de blocs de Reed-Solomon, la valeur théorique du rapport E_b/N_0 requis pour un TEB après CED de 10^{-4} est de 2,7 dB. Les affaiblissements de mise en oeuvre dus à la charge utile et au matériel du récepteur prototype sont spécifiés comme étant égaux à 2,3 dB. Il faut donc un rapport C/N_0 de 67,0 dB à la sortie du récepteur pour avoir un débit de données de 1 584 kbit/s.

Avec un rapport G/T du récepteur de –13,0 dB/K, une p.i.r.e. de satellite de 48,8 dBW et des affaiblissements atmosphériques de 0,1 dB, le rapport C/N_0 à la réception est de 76,7 dB(Hz), ce qui se traduit par une marge de 9,7 dB. Les récepteurs pour lesquels le rapport G/T est différent ou qui fonctionnent en dehors du contour de gain d'antenne à –4 dB auront des marges de liaison différentes.

Le bilan de liaison ci-dessus correspond à un récepteur situé là où l'angle d'élévation par rapport au satellite est de 30°. A cet angle d'élévation relativement faible, la probabilité d'occultation par la végétation ou les bâtiments ne sera pas négligeable. Plus l'angle d'élévation augmente, plus la probabilité d'occultation diminue. Pour les radios portables qui sont occultées, il faudra simplement modifier légèrement l'emplacement de réception pour être en visibilité directe du satellite.

D.3.4.2.2 Répéteur transparent

Le Tableau D.6 montre un bilan de liaison descendante dans le cas d'un répéteur transparent.

Le bilan de liaison s'applique à une porteuse MRT avec un rapport $C/(N_0+I_0)$ nominal en liaison montante de 82,4 dB(Hz) ou un rapport C/N de 17,4 dB (voir le Tableau D.4) et un recul en sortie (OBO) dû au bruit sur la liaison montante de 0,1 dB. Avec cette valeur de OBO, une p.i.r.e. de satellite de 48,7 dBW donne un rapport $C/(N_0+I_0)$ de 76,6 dB(Hz) à l'entrée du récepteur prototype, en l'absence d'occultations ou d'évanouissements sur la liaison descendante (non compris le bruit de retransmission provenant de la liaison montante, sauf celui causant un recul supplémentaire du satellite).

TABLEAU D.6

Bilan de liaison descendante dans le cas d'un répéteur transparent

Liaison descendante	

Satellite

Puissance en sortie du répéteur (W)	*300,0*
Affaiblissements en sortie (dB)	*1,3*
Compression due au recul OBO (dB)	*0,3*
Gain d'antenne au bord de la zone de couverture (dB)	*25,6*
p.i.r.e. de référence (dBW)	**48,8**

Propagation

Elévation (°)	30,0
Distance (km)	38 612,6
Affaiblissements en espace libre (dB)	187,6
Affaiblissements de pointage (dB)	0,0
Affaiblissements atmosphériques (dB)	0,1

Fréquence (GHz)	1,48

Récepteur

G/T (dB/K)	*–13,0*
E_b/N_0 requis (dB) à 10^{-4}	*2,7*
Affaiblissements dus au matériel (dB)	*1,8*
Brouillage intersymboles (dB)	*0,5*
Affaiblissements dus au matériel du satellite (dB)	*0,2*
Débit binaire (kHz)	*1 584,0*
C/N_0 requis (dB(Hz))	67,2

Conditions nominales sur la liaison montante

Satellite

OBO dû au rapport $C/N + I$ (dB) sur la liaison montante	0,1
p.i.r.e. (dBW)	**48,7**

Récepteur

Puissance surfacique (dB(W/m^2))	–114,1
G/T (dB/K)	–13,0
C/N_0 reçu (dB(Hz))	76,6

$C/N_0 + I_0$ sur la liaison montante (dB)	82,4
$C/N_0 + I_0$ requis (dB)	67,2
$C/N_0 + I_0$ sur la liaison descendante requis (dB)	67,3

Marge (dB)	**9,3**

Conditions les plus défavorables sur la liaison montante

Satellite

OBO dû au rapport $C/N + I$ sur la liaison montante (dB)	0,3
p.i.r.e. (dBW)	**48,5**

Récepteur

Puissance surfacique (dB(W/m^2))	–114,4
G/T (dB/K)	–13,0
C/N_0 reçu (dB(Hz))	76,4

$C/N_0 + I_0$ sur la liaison montante (dB)	76,4
$C/N_0 + I_0$ requis (dB)	67,2
$C/N_0 + I_0$ sur la liaison descendante requis (dB)	67,8

Marge (dB)	**8,6**

Avec un rapport $C/(N_0+I_0)$ en liaison montante de 82,4 dB(Hz) et un rapport $C/(N_0+I_0)$ requis de 67,2 dB(Hz) à l'entrée du récepteur, on obtient un rapport $C/(N_0+I_0)$ requis total de 67,3 dB(Hz) sur la liaison descendante et une marge de 9,3 dB. Dans le cas le plus défavorable pour le signal sur la liaison montante, on peut montrer que la marge sur la liaison descendante est de 8,6 dB.

D.4 Système numérique D_H

D.4.1 Introduction

Sur les trajets qui ne sont pas en visibilité directe, où des bâtiments ou d'autres obstacles empêchent une réception directe depuis le satellite, les signaux devront être acheminés par des répéteurs de Terre vers les récepteurs. Cela est particulièrement important pour la réception mobile. Pour la réception des signaux retransmis par des récepteurs de Terre, on utilise des récepteurs qui sont équipés pour faire face à la propagation par trajets multiples et aux évanouissements dus à la multiplicité des trajets réfléchis qui parviennent au récepteur. Les réémetteurs à faible puissance, en raison de leur rayon de couverture limité, peuvent subir des retards liés à la propagation par trajets multiples d'environ 3 µs. Les réémetteurs à forte puissance, destinés à assurer la couverture de zones métropolitaines étendues allant jusqu'à 10 km de rayon, subiront des retards d'environ 20 µs.

Le Système numérique D_H, également connu sous l'appellation de système hybride satellite/voie hertzienne de Terre WorldSpace, a pour fonction première de fournir des services de radiodiffusion audionumériques (son et données) à destination de récepteurs bon marché fixes, portatifs ou de véhicules. Du point de vue structurel, il intègre en l'élargissant la structure du Système numérique D_S, décrit dans la Recommandation UIT-R BO.1130. Le Système numérique D_S a été conçu pour optimiser la qualité de la radiodiffusion par satellite utilisant la modulation MDP-4 cohérente avec codage convolutif de bloc et amplification non linéaire lorsque les amplificateurs ATOP sont saturés. Il fonctionne maintenant en Afrique avec le satellite AfriStar de WorldSpace placé à 21° E et aussi en Asie avec le satellite AsiaStar placé à 105° E. Le Système numérique D_H permet un multiplexage MRT souple des sources audionumériques et données modulées sur une porteuse MRT de liaison descendante et utilise une structure multiplex hiérarchique à trois couches (physique, service et transport) conforme au modèle OSI recommandé dans la Recommandation UIT-R BT.807.

Depuis le lancement d'AfriStar en octobre 1998, le Système numérique D_S assure un service de radiodiffusion numérique directe par satellite sur l'Afrique. Depuis le lancement du satellite AsiaStar en mars 2000, le même service est assuré sur l'Asie. Les deux satellites permettent la réception directe d'un signal de radiodiffusion numérique avec des marges très grandes comprises entre 4 et 13 dB dans leurs zones de couverture de faisceau respectives (28 millions de km^2). Les signaux audionumériques sont acheminés sur des liaisons montantes vers les charges utiles transparentes des satellites, depuis des stations terriennes réparties dans les trois faisceaux mondiaux des satellites, puis diffusés via le satellite AfriStar sur trois faisceaux dont l'ouverture est comprise entre 5,7° et 6° desservant l'Afrique et le Moyen-Orient et, via AsiaStar sur trois autres faisceaux depuis l'Indonésie et l'Inde vers la Corée et la Chine. Quatre modèles de récepteurs à 1,5 GHz de fabrication différente sont actuellement utilisés.

Le Système numérique D_H améliore les performances en réception du Système numérique D_S en fiabilisant la réception dans les zones urbaines où les phénomènes d'occultation par les bâtiments et les arbres sont très importants. Pour le Système numérique D_H une architecture a maintenant été spécifiée. Elle intègre des systèmes complémentaires de diffusion par voie hertzienne de Terre pour les services de radiodiffusion audionumériques dans une configuration mixte satellite/voie hertzienne de Terre, pour les récepteurs mobiles, fixes ou portatifs. Le développement du système est tel que des essais de validation du système ont eu lieu avec le satellite AfriStar et un réseau de trois émetteurs monofréquence à Erlangen en Allemagne. D'autres tests sont prévus à Pretoria, Sudafricaine (Rép.). Les résultats font l'objet du § D.5.3.

La composante diffusion par satellite du Système numérique D_H utilise le même transport sur canal de radiodiffusion MRT que le Système numérique D_S auquel il apporte plusieurs améliorations importantes notamment en ce qui concerne la réception en visibilité directe dans des zones partiellement occultées par des arbres. Parmi ces améliorations il y a la levée rapide de l'ambiguïté de phase MDP-4 toutes les 1,4375 ms, la diversité temporelle instantané/retardé et une combinaison de probabilité maximale des signaux à diversité temporelle instantané/retardé.

La composante diffusion par voie hertzienne de Terre fait appel à la modulation multiporteuse (MCM). La MCM est une technique de multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (MROF) qui est adaptée à la propagation par trajet multiple, technique qui est désormais très utilisée pour la réception mobile en tout lieu de signaux en provenance d'émetteurs terrestres. La MCM améliore les techniques couramment utilisées dans certains systèmes comme le Système numérique A qui est l'un des standards choisis pour la fourniture de services de radiodiffusion numérique par voie hertzienne de Terre. La MCM utilise plusieurs fréquences afin d'éliminer les évanouissements sélectifs en fréquences et éviter ainsi les effets négatifs liés à l'étalement des temps de propagation. La MCM est la technique la mieux adaptée pour assurer une réception fiable dans des environnements mobiles urbains, et aboutit à des solutions à haute efficacité spectrale lorsqu'on utilise des réseaux monofréquences.

Le récepteur du nouveau Système numérique D_H est une extension et une amélioration du récepteur du Système numérique D_S destiné à la réception de signaux diffusés par satellite, auquel il ajoute une partie réception de signaux MCM provenant de réseaux d'émetteur de Terre monofréquences. Il est équipé d'un syntoniseur et démodule le même flux MRT en provenance des composantes satellite et voie hertzienne de Terre. Pour l'extension MCM, on a ajouté de nouvelles spécifications de couche transport et de couche physique terrestres à l'actuel service, la couche transport et la couche physique du Système numérique D_S. Comme dans la partie voie hertzienne de Terre au niveau des stations réémettrices de Terre les symboles MRT en bande de base extraits par les récepteurs de ces stations sont appliqués à des porteuses MCM avant d'être réémises, le système de diffusion par voie hertzienne de Terre est appelé MRT-MCM.

Les paragraphes qui suivent décrivent de façon plus détaillée les composantes de retransmission satellite et voie hertzienne de Terre du Système numérique D_H.

Grâce à l'adjonction de la composante diffusion par voie hertzienne de Terre, le Système numérique D_H satisfait aux exigences de service spécifiées non seulement dans la Recommandation UIT-R BO.789, mais également à celles de la Recommandation UIT-R BS.774 pour la radiodiffusion sonore numérique par satellite et par système complémentaire de Terre.

D.4.2 Mise en oeuvre de la modulation MCM

La conversion MRT-MCM du flux de symboles MRT du satellite en un signal MRT-MCM pour la réémission par voie hertzienne de Terre est illustrée à la Fig. D.15. Pour les systèmes à diversité temporelle seulement, le signal MRT-MCM résultant est réémis par des stations de Terre sur un réseau SFN.

Si l'on utilise une antenne parabolique de 1,2 m de diamètre à alimentation décalée reliée à un récepteur WorldSpace, la porteuse MRT MDP-4 du satellite est modulée sous la forme d'un signal MRT de symboles en bande de base. Le signal est ensuite converti en un signal MRT-MCM selon la procédure illustrée à la Fig. D.16. Les symboles MRT sont mappés en symboles de sous-porteuses MCM par construction d'un signal multiporteuse dans le domaine fréquence. A cette fin, les symboles MRT sont d'abord ordonnés en un format rangée-colonne, chaque colonne correspondant à un symbole MCM. Les éléments de la rangée symboles MRT de la colonne correspondent aux sous-porteuses MCM individuelles d'un symbole MCM. Pour créer le signal dans le domaine temps pour chaque symbole MCM, une transformée de Fourier rapide inverse

(TFRI) est appliquée sur les éléments des rangées de chaque colonne pour générer un grand nombre de signaux MDP-4 D pour chaque symbole MRT. Pour atténuer les brouillages intersymboles (BIS), un intervalle de garde est inséré entre les symboles MCM par compression dans le domaine temps et par répétition de parties de la séquence de sortie de la transformée TFRI.

FIGURE D.15

Conversion MRT-MCM et réémission par voie hertzienne de Terre

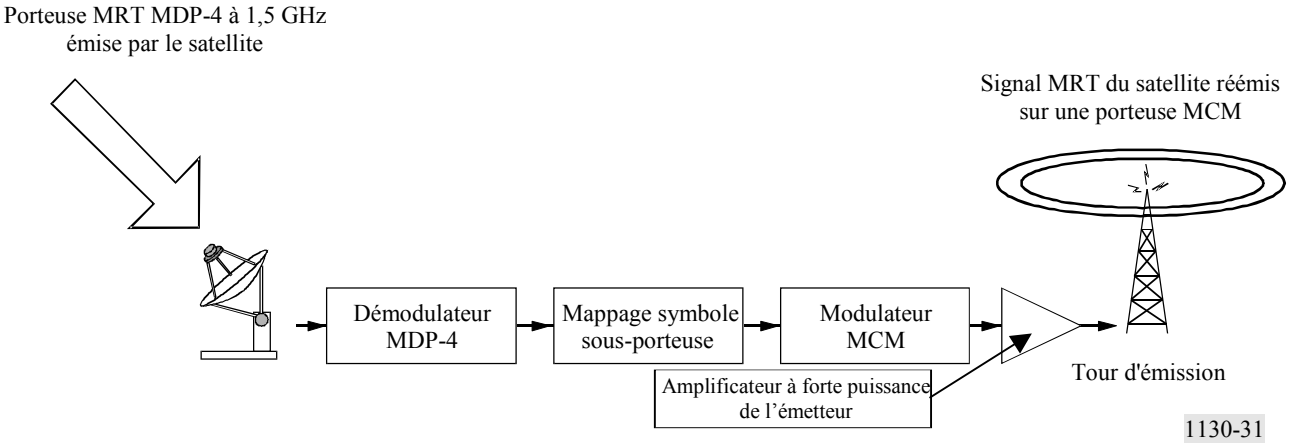
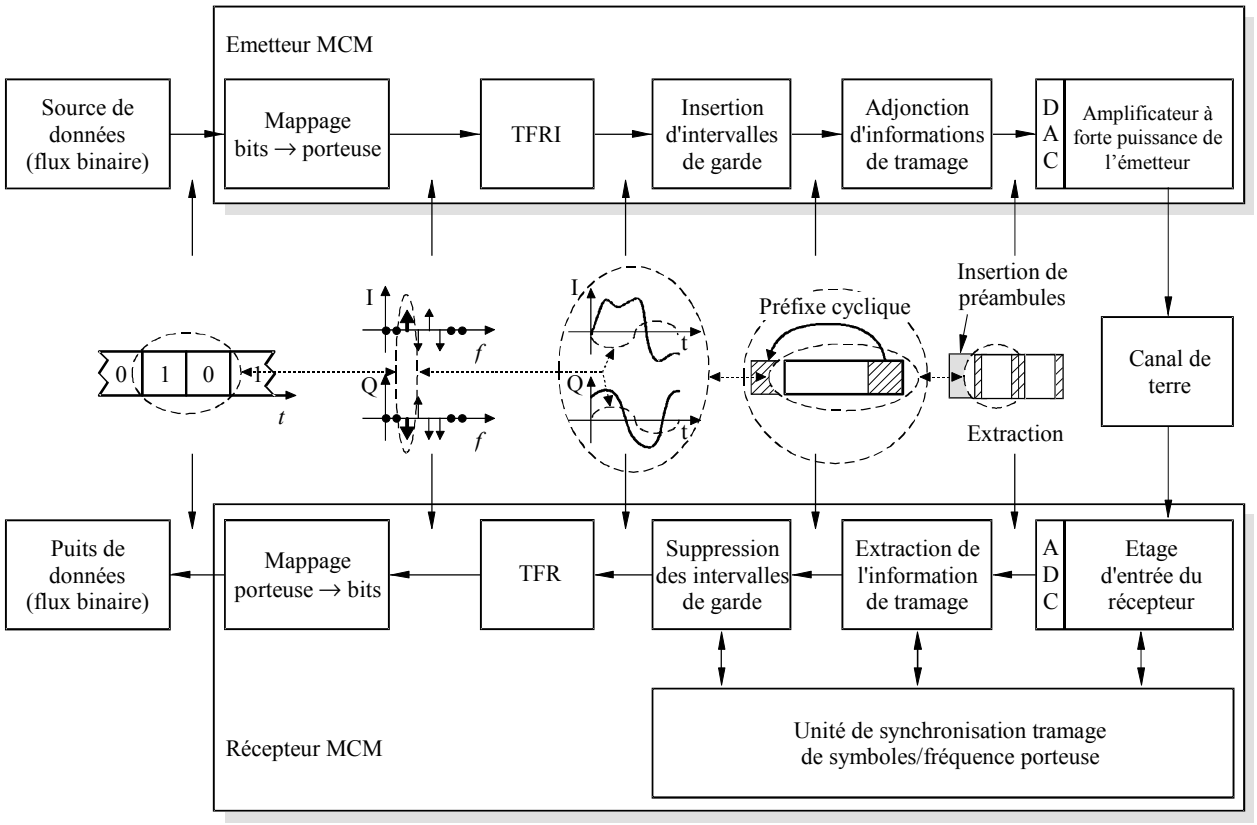


FIGURE D.16

Conversion MRT-MCM



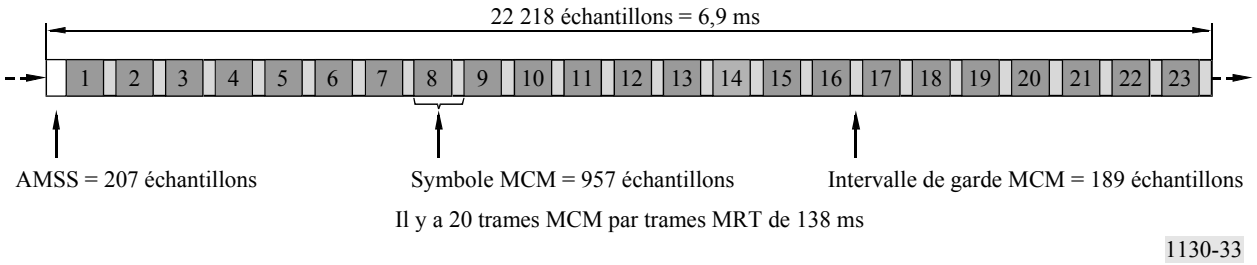
ADC: convertisseur analogique-numérique (*analogue-to-digital converter*)
DAC: convertisseur numérique-analogique (*digital to analogue-converter*)

1130-32

Une vue dans le domaine temps d'une trame MCM comporte une séquence de symboles MCM comme indiqué à la Fig. D.17. Chaque trame MCM commence par une séquence de synchronisation modulée en amplitude (AMSS, *amplitude modulated synchronization sequence*) qui est utilisée par le récepteur pour le verrouillage de trame MCM et la récupération de la fréquence et de la phase des porteuses. Chaque trame MCM comporte 23 symboles MCM. Chaque symbole MCM achemine 552 porteuses MDP-4 D, une pour chaque symbole MRT à 2 bits plus une porteuse supplémentaire qui est la référence de phase pour la modulation MDP-4 D. Chaque symbole MCM se termine avec un intervalle de garde dans lequel le segment temps de longueur est égal au temps de garde, mais échantillonné au début du symbole MCM, est répété. Les trames MCM sont elles-mêmes formatées en une trame de durée égale à 138 ms qui est la durée d'une trame MRT. Au niveau du récepteur, cette séquence AMSS contient la synchronisation des trames MRT restaurées depuis les trajets satellite et terrestres.

FIGURE D.17

Vue dans le domaine temps d'une trame MCM



D.4.3 Paramètres du signal MCM

Les paramètres du signal MCM utilisés pour l'application mobile dans la bande 1 467-1 492 MHz sont donnés dans le Tableau D.7.

TABLEAU D.7

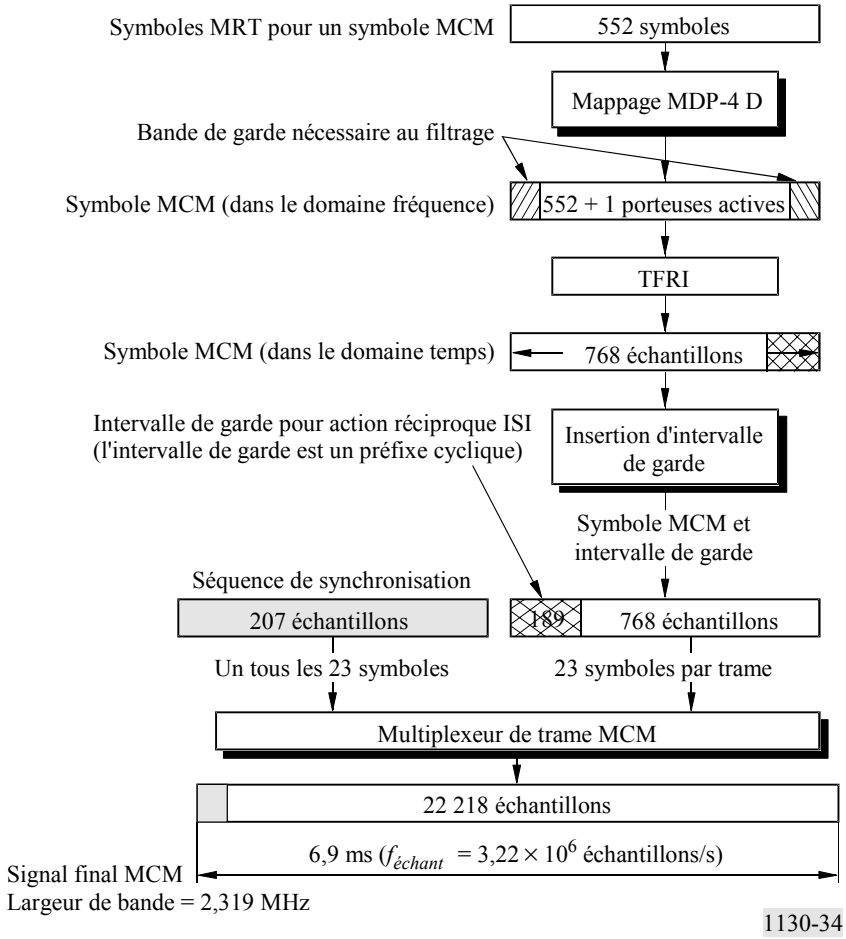
Paramètres MCM

Paramètre	Valeur
Longueur TFR	768
Porteuses actives MDP-4 D	552
Porteuse de référence MDP-4 D	1 par symbole MCM
Mappage symbole MRT → symbole MCM	552 symboles MRT à deux bits par symbole MCM utilisant la MDP-4 D
Symboles MCM par trame MCM	23
Durée d'une trame de symboles MCM	6,9 ms
Durée d'un symbole	297,21 µs
Intervalle de garde	58,70 µs incluses dans la durée de symbole
Préambule de synchronisation de séquence AMSS (au début de chaque trame MCM)	64,29 µs
Tramage	20 symboles MCM (138 ms)
Fréquence d'échantillonnage	3,22 MHz
Largeur de bande	2,32 MHz

La Fig. D.18 donne de plus amples détails sur la construction du signal MCM.

FIGURE D.18

Récapitulatif des étapes de traitement MRT-MCM



Le spectre théorique du signal MCM est représenté à la Fig. D.19. Il convient de noter la chute très rapide en dehors de la bande qui caractérise le processus de modulation MCM et facilite la réduction des brouillages dans les canaux adjacents.

D.4.4 Scénarios de réception de signaux hybrides satellite/voie hertzienne de Terre

Le scénario général pour la combinaison réception visibilité directe du satellite associée à des réémetteurs de Terre pour la réception mobile est illustré à la Fig. D.20. Le scénario est subdivisé selon trois régions étudiées ci-dessous.

D.4.4.1 Région extérieure – Région où la réception par satellite est dominante

La région la plus extérieure, représentée sur la Fig. D.20 par l'anneau extérieur, autour d'une grande ville comprend principalement des zones rurales dégagées traversées par des routes qui relient les villes principales et des routes rurales qui relient des petites villes. Sur la plupart des routes et des autoroutes, la réception satellite en visibilité directe sera possible pendant une grande partie du temps lors du déplacement des véhicules. Cependant, de temps en temps, le véhicule traversera des régions peu vastes où des immeubles et des arbres gêneront la réception en visibilité directe depuis le satellite même s'il existe une diversité temporelle et une diversité spatiale.

Ainsi, dans de nombreuses zones rurales de ce type, des stations réémettrices de Terre rayonnant le signal MRT-MCM seront installées, particulièrement lorsque le volume du service le justifie. Il s'agira probablement d'émetteurs rayonnant une p.i.r.e. comprise entre 10 et 20 dBW et qui seront utilisés principalement dans les régions où la disponibilité du service par satellite ne sera pas suffisante.

FIGURE D.19

Spectre MCM théorique

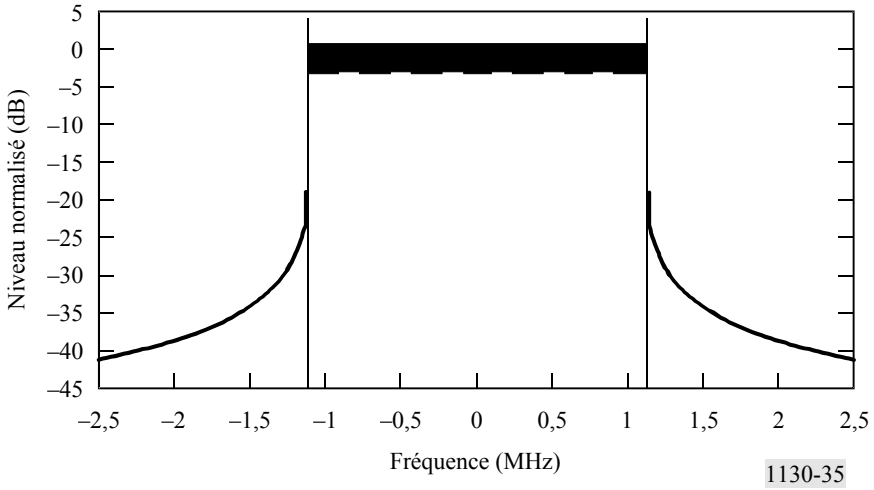
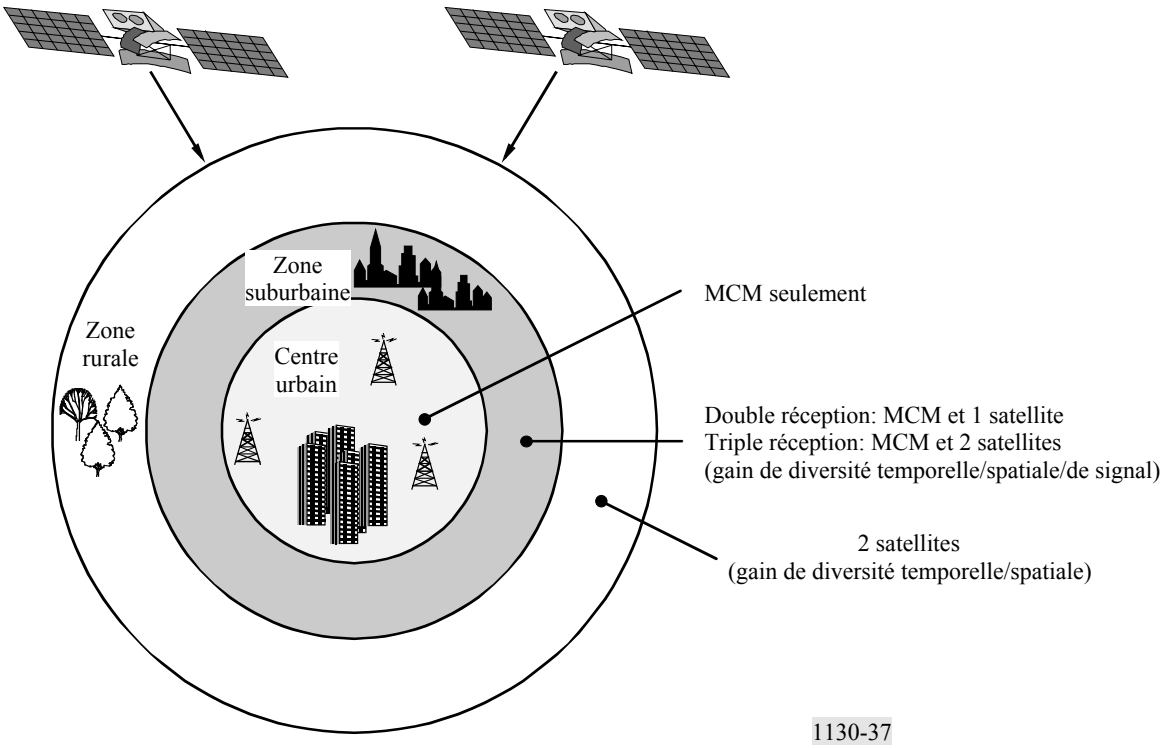


FIGURE D.20

Scénarios de réception



D.4.4.2 Région intermédiaire – Région dans laquelle il y a combinaison des signaux en provenance du satellite et d'émetteurs de Terre

Il s'agit d'une zone de transition entre des zones urbaines denses et des zones suburbaines/rurales. Cette zone se compose d'îlots d'habitation de grande hauteur et de concentrations d'immeubles de bureaux séparés par des habitations suburbaines de faible hauteur et des installations rurales. Ici, le signal en provenance du satellite uniquement ne suffira pas pour assurer une couverture totale. Il sera nécessaire d'utiliser des réémetteurs de Terre de façon plus intensive que dans une zone rurale. Selon la topologie, des répéteurs de Terre rayonnant le signal MRT-MCM à des niveaux de puissance comprise entre 10 et 20 dBW seront installés pour assurer la disponibilité du service nécessaire.

D.4.4.3 Région intérieure – Utilisation dominante du signal émis par des émetteurs de Terre

Pour les centres urbains, seuls les répéteurs de Terre assureront une couverture satisfaisante. Des réseaux monofréquences composés de répéteurs multiples rayonnant le signal MRT-MCM à 30 dBW ou plus sont utilisés pour assurer la couverture complète d'un centre urbain si le rayon de couverture d'un émetteur n'est pas suffisant.

D.4.4.4 Véhicule passant à travers les régions

Lorsqu'un véhicule se déplaçant vers le centre urbain passera à travers les diverses régions du scénario de la Fig. D.20, il rencontrera des signaux d'intensité diverse et des combinaisons de signaux réémis par des émetteurs de Terre et des signaux provenant des satellites.

Dans les zones rurales dégagées de l'anneau extérieur, le véhicule se trouvera à grande distance, même au-delà de l'horizon radioélectrique des réémetteurs MRT-MCM les plus proches; ainsi, le signal à satellite sera le signal dominant. Dans ce cas, la partie récepteur satellite démodulera les porteuses MRT, récupérera les canaux de radiodiffusion initiaux et retardés syntonisés et les associera par décodage CED à probabilité maximale pour récupérer les informations binaires du canal de radiodiffusion.

A mesure que le véhicule passera dans la région intermédiaire, les signaux MRT-MCM seront de plus en plus intenses. Le récepteur, utilisant ses décodeurs CED, examinera et comparera la qualité du signal provenant des satellites et la qualité du signal provenant des réémetteurs de Terre en terme de taux d'erreur binaire estimé (TEB_{ter} et TEB_{sat}). Le récepteur restera en réception satellite tant qu'il aura un $TEB_{sat} = \Delta \times TEB_{ter}$, $\Delta \geq 1$. Lorsque la dernière condition ne sera pas vérifiée, le récepteur passera à la réception du signal de Terre. Seulement lorsque le TEB du signal satellite baissera de manière telle que $TEB_{ter} = \Delta \times TEB_{sat}$, la réception repassera le signal satellite. Si le TEB_{ter} et le TEB_{sat} sont tous les deux trop faibles pour obtenir une réception satisfaisante, la réception cessera. Les valeurs de Δ peuvent atteindre 10.

Un véhicule transitant dans la région intermédiaire et également dans la région extérieure passera par des villes, des montagnes et des forêts dans lesquelles la visibilité directe avec les satellites sera occultée. Des réémetteurs MRT-MCM seront probablement installés pour offrir aux voyageurs et aux résidents locaux une couverture continue. Ainsi, le récepteur commutera entre réception de Terre et réception satellite étant donné que le récepteur détermine la qualité et la commutation en termes de TEB. Il est important que cette commutation se produise avec une interruption minimale de la continuité du service. Pour les services audio, des interruptions inaudibles peuvent être tolérées. Toutefois, pour les données, de telles interruptions peuvent provoquer la perte de la continuité du service. Des mesures pour éviter de telles interruptions seront mises en oeuvre.

Lorsque le véhicule pénétrera dans la région centrale, la réception se fera totalement (100%) sur le signal émis par voie hertzienne de Terre. Cela grâce à une implantation qui fait intervenir la mise en place délibérée de réémetteurs de Terre pour obtenir la couverture totale. De plus, lorsque le récepteur se verrouillera sur le signal émis par voie hertzienne de Terre, par sa conception même, le comparateur de qualité du signal décrit ci-dessus, empêchera le retour à la réception satellite jusqu'à ce que cette dernière soit incontestablement meilleure. Cette commutation sera régie par la valeur de Δ.

D.4.4.5 Retard de diversité temporelle entre les canaux de radiodiffusion initiaux et retardés

Pour la diversité temporelle seulement, les canaux de radiodiffusion initiaux et retardés peuvent être transmis sous forme de deux canaux de radiodiffusion différents sur une porteuse MRT provenant d'un satellite et, pour la diversité temporelle et spatiale, de deux satellites distincts sur deux porteuses MRT, une pour chaque satellite.

En ce qui concerne la valeur du retard nécessaire pour obtenir une réception à diversité temporelle réelle, des données expérimentales issues d'études effectuées par DFVLR[3] en 1985 en Europe et en connexion avec le système Prosat/Prodat donnent des directives. Il a été fait état de ces études dans les Actes de l'ICDSC-7[4], Munich, Allemagne, 12-16 mai 1986, p. 537-541. Ces expériences ont été réalisées avec le satellite MARECS-A placé en orbite géostationnaire à 15° O. Les données ont été recueillies sur un véhicule circulant sur des routes rurales à une vitesse de 60 km/h. Les résultats qui présentent un intérêt particulier ici sont indiqués dans la Fig. 3b de la référence précitée.

Un sous-ensemble des données extrait de ces résultats est donné à la Fig. D.21. Deux courbes sont données pour la réception mobile par un véhicule circulant sur une route à la vitesse de 60 km/h, l'une sans diversité, l'autre avec. Ces courbes montrent la relation entre la durée d'évanouissement dépassée pendant 1% du temps (s) (axe vertical) et le seuil de réception relatif par rapport à la puissance moyenne reçue (dB) (axe horizontal). La courbe sans diversité montre que pour un seuil de réception de –10 dB, la durée des évanouissements est supérieure à 4 s pendant moins de 1% du temps. Avec diversité, ce seuil est ramené à –2,7 dB. Inversement, les évanouissements qui ont une durée de 4 s ou moins se produisent pendant 99% du temps pour un seuil de réception de –10 dB sans diversité temporelle et –2,7 dB avec une diversité temporelle. Le retard pour le système décrit ici sera de 4,28 s.

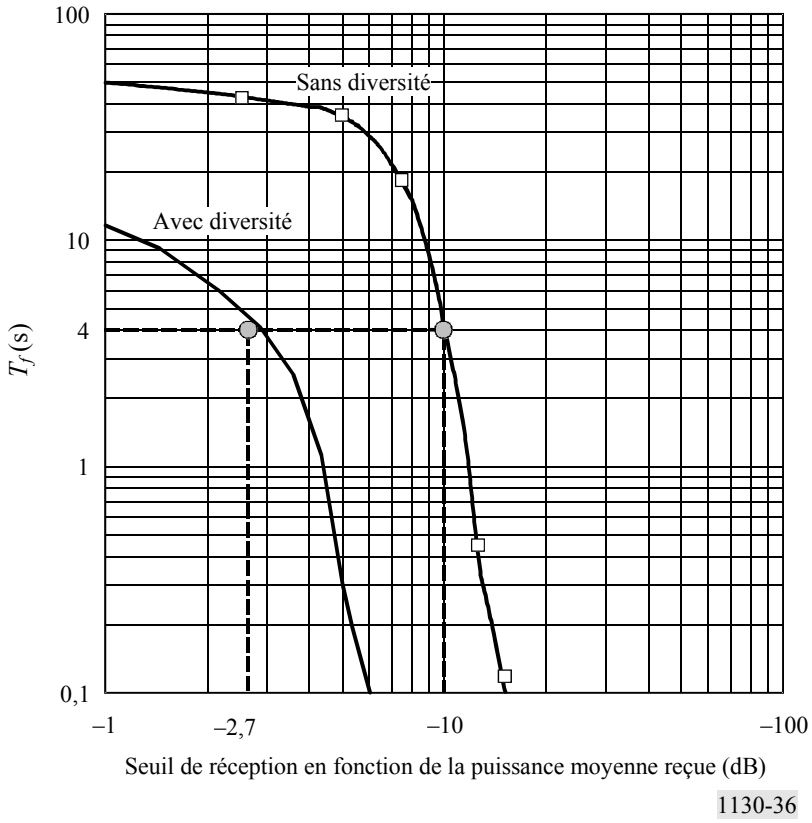
---

[3] DFVLR: German Aerospace Research and Test Establishment, désormais appelé DLR.

[4] ICDSC-7: 7ème Conférence internationale sur les télécommunications numériques par satellite.

FIGURE D.21

Durée des évanouissements ≥ T_f en fonction du rapport seuil de réception/puissance moyenne reçue (dB) correspondant à un taux temporel d'évanouissement de 1% en réception mobile sur route avec ou sans diversité temporelle



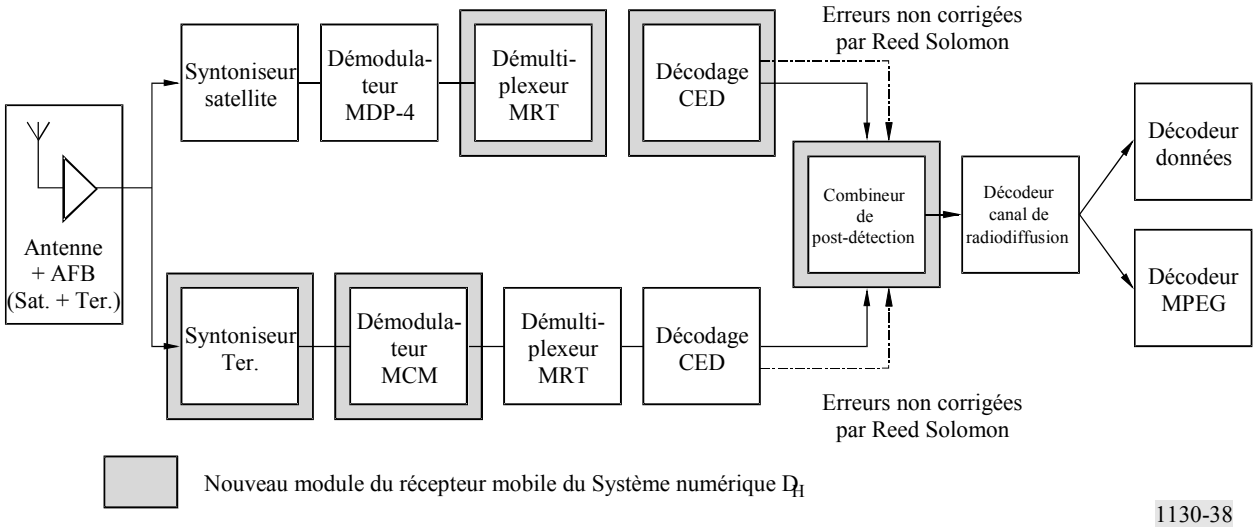
D.4.5 Architecture du récepteur

Deux architectures de récepteur sont décrites dans ce qui suit, l'une pour la diversité temporelle uniquement et l'autre pour la diversité temporelle et spatiale.

Le récepteur à diversité temporelle uniquement est représenté à la Fig. D.22. Il utilise une antenne combinée pour la réception par satellite et la réception de Terre qui est reliée à deux parties du récepteur, l'une pour le signal satellite, l'autre pour le signal émis par voie hertzienne de Terre. La partie satellite comprend un syntoniseur satellite qui choisit une porteuse satellite MRT désirée, un démodulateur MDP-4 pour récupérer le flux de symboles MRT, un démultiplexeur MRT qui sélectionne une paire de canaux de radiodiffusion complémentaires initiaux et retardés. Un décodeur CED utilisant un décodeur de Viterbi en treillis CED à probabilité maximale combine de manière synchrone le signal initial retardé et le signal retardé. Le retard pour le signal initial est appliqué dans le démultiplexeur MRT. Une synchronisation précise nécessaire pour la combinaison est réalisée par alignement des préambules des trames des canaux de radiodiffusion initial et retardé. Le combineur de post-détection est un commutateur qui choisit le canal de radiodiffusion sur la partie récepteur satellite ou récepteur des signaux émis par voie hertzienne de Terre sur la base de la mesure de qualité précédemment décrite. La partie MCM du récepteur fonctionne simultanément et indépendamment du satellite. Elle se syntonise sur la porteuse utile MCM et la démodule en flux de symboles MRT. A partir de ce stade, elle opère précisément de la même façon que la partie satellite. Le combineur de post-détection relie la partie voie hertzienne de Terre ou la partie satellite à la sortie selon sa déclaration logique concernant la meilleure qualité. Le canal de radiodiffusion sélectionné est ensuite démultiplexé de ses composantes de service.

FIGURE D.22

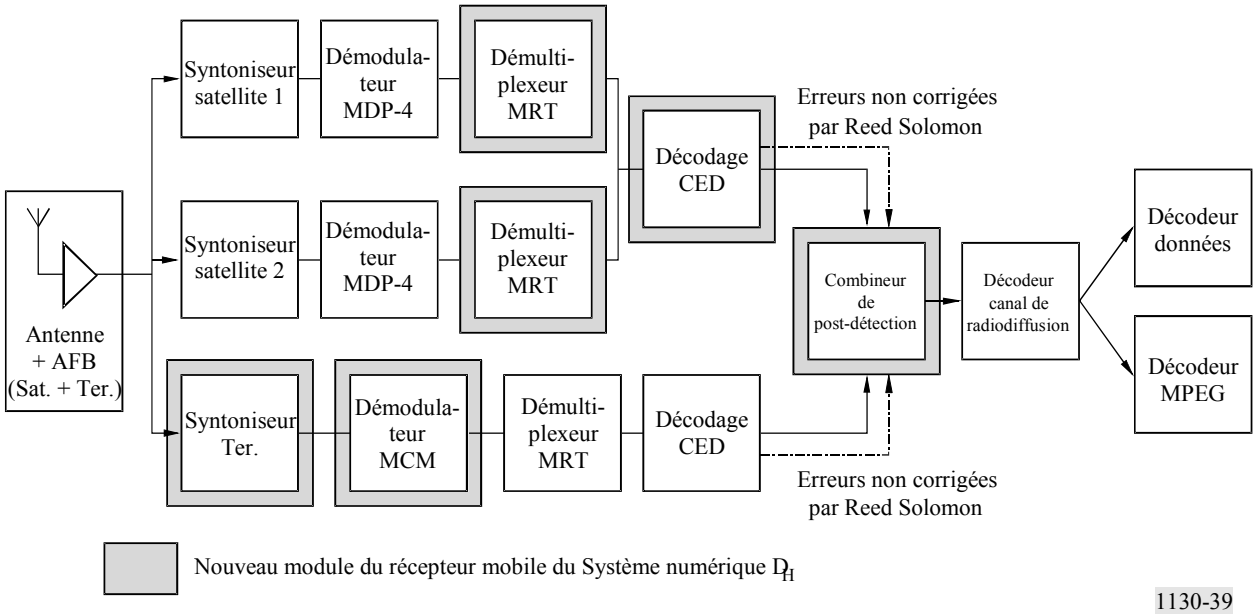
Récepteur à diversité temporelle seulement



Le récepteur à diversité temporelle et spatiale est représenté à la Fig. D.23. Il comporte trois parties, deux pour la réception du signal à satellite et un pour la réception du signal émis par voie hertzienne de Terre. Les trois parties partagent la même antenne et le même AFB. Un signal de satellite acheminera seulement les canaux de radiodiffusion initiaux et l'autre les canaux de radiodiffusion retardés. La troisième partie reçoit le signal fourni par les émetteurs de Terre qui comprend une porteuse MRT-MCM acheminant la MRT. La MRT transportée via les réémetteurs de Terre est celle qui achemine seulement les canaux de radiodiffusion initiaux reçus à la station réémettrice de Terre directement depuis le satellite. Chaque partie satellite comprend un syntoniseur de satellite qui choisit la porteuse de satellite MRT voulue, un démodulateur MDP-4 destiné à rétablir le flux de symboles MRT et un démultiplexeur MRT. Une partie fournit le canal de radiodiffusion initial utile et l'autre le canal de radiodiffusion retardé associé à un décodeur CED qui utilise un décodeur de Viterbi en treillis CED à probabilité maximale afin de combiner de manière synchrone le signal initial retardé et le signal retardé. Le retard nécessaire appliqué au signal initial est mis en oeuvre dans le démultiplexeur MRT. Le réglage précis nécessaire pour la combinaison assurée par le décodeur de Viterbi est réalisé en alignant les préambules des trames des canaux de radiodiffusion initiaux et retardés. La partie MCM du récepteur opère simultanément et indépendamment du satellite. Elle se syntonise sur la porteuse MCM et la démodule pour récupérer le flux de symboles MRT, démultiplexe le flux MRT pour retrouver le canal de radiodiffusion utile initial et décode avec CED ce dernier dans un décodeur de Viterbi. Ce dernier canal de radiodiffusion devra être retardé pour le synchroniser avec le canal de radiodiffusion récupéré dans la partie satellite. Un certain retard devra être introduit au niveau des stations réémettrices de Terre qui est la conséquence de la conversion du signal MRT en un signal MRT-MCM. La synchronisation précise nécessaire à la combinaison après détection sera réalisée par alignement des préambules des trames de canaux de radiodiffusion initiaux et retardés. Le combineur de post-détection relie la partie de Terre et la partie satellite de la sortie selon sa déclaration logique concernant la meilleure qualité. Le canal de radiodiffusion choisi est ensuite démultiplexé en ses composantes de service constitutives.

FIGURE D.23

Récepteur à diversité temporelle et spatiale



D.4.6 Conclusions

Le Système numérique D_H améliore la fourniture de services de radiodiffusion numérique par satellite à destination de récepteurs mobiles ainsi que de récepteurs fixes et portatifs. Le Système numérique D_H intègre, en élargissant la structure du Système numérique D_S qui assure actuellement en Afrique et en Asie, des services de radiodiffusion audionumérique très efficaces à destination de petits récepteurs fixes et portatifs en Afrique et en Asie. Pour atteindre cet objectif, le Système numérique D_H intègre de nouvelles fonctions par rapport au Système numérique D_S, notamment les suivantes:

1) Introduction de canaux de radiodiffusion initiaux/retardés à diversité temporelle dans la structure utilisée pour le Système numérique D_S.

2) Le canal de radiodiffusion, appelé canal retardé est compatible et peut être reçu par des récepteurs du Système numérique D_S.

3) Le canal de radiodiffusion, appelé canal initial n'est reçu que par les récepteurs mobiles du Système numérique D_H.

4) Les canaux de radiodiffusion du Système numérique D_H peuvent être transportés dans le même flux MRT qui achemine les canaux de radiodiffusion du Système numérique D_S.

5) Le canal de radiodiffusion initial intègre un entrelaceur de 432 ms pour améliorer la réception par satellite en visibilité directe dans des zones en partie occultées par des arbres.

6) Les canaux de radiodiffusion initial et retardé sont utilisés pour corriger rapidement les glissements de phase associés à la démodulation MDP-4 (1,5 ms) afin d'améliorer la réception en visibilité directe dans des zones en partie occultées par des arbres.

7) Le signal MRT est réémis par voie hertzienne de Terre en utilisant la modulation MCM pour acheminer le signal MRT (appelé MRT-MCM dans le texte) afin d'élargir la réception à destination de récepteurs mobiles ainsi que de récepteurs fixes ou portatifs dans des zones où il est totalement impossible d'avoir une réception par satellite en visibilité directe.

8) Un réseau monofréquence réémettant des signaux MRT-MCM correctement synchronisés multiplexés du signal MRT par satellite en visibilité directe.

D.5 Mesures en laboratoire et mesures sur le terrain pour les Systèmes numériques D_S et D_H

D.5.1 Simulation de la chaîne de radiodiffusion de bout en bout du Système numérique D_S

Dans ce paragraphe sont présentés les résultats des essais réalisés avec des composantes du modèle de vol prototype de charge utile du satellite d'AfriStar. Cette campagne d'essais a permis de confirmer et de valider les performances de bout en bout de la chaîne de radiodiffusion sonore numérique par satellite.

Les résultats des essais pour la chaîne de radiodiffusion comprise entre la station terrienne de liaison de connexion et la charge utile du satellite et entre la charge utile du satellite et le prototype de récepteur sont présentés ci-après.

Ces essais concernaient:

– les signaux de liaison descendante (charge utile assurant le traitement à bord du satellite vers un prototype du récepteur);

– les signaux de liaison montante (station de radiodiffusion vers le satellite);

– les signaux de bout en bout (station de radiodiffusion vers le satellite via la charge utile avec traitement en bande de base à bord jusqu'au récepteur, avec diverses charges de trafic (charge de trafic peu élevée, trafic à pleine charge).

Pour ces essais, on a mesuré le taux d'erreur binaire en fonction du rapport C/N_0 sur certains canaux de radiodiffusion sélectionnés qui sont acheminés sur la liaison de bout en bout.

D.5.1.1 Essais sur la liaison descendante

Ces essais ont permis de valider les performances de la partie liaison descendante de la chaîne de radiodiffusion avec un prototype de récepteur et le modèle de vol prototype (PFM, *prototype flight model*) de charge utile du satellite. On a mesuré le taux d'erreur binaire observé sur la liaison descendante à la sortie du démodulateur MDP-4 du récepteur (avant les décodeurs avec correction d'erreur de Viterbi et de Reed-Solomon) dans les conditions suivantes:

– Le signal de liaison montante a été généré par un simulateur de station de radiodiffusion (BSS, *broadcast station simulator*).

– Pour éviter les erreurs sur les bits sur la liaison montante, on a retenu une valeur élevée pour le rapport C/N_0 sur la liaison montante ($E_b/N_0 \sim 20$ dB).

– Le signal de liaison montante a été acheminé via le processeur de bord jusqu'à la liaison descendante.

– On a donné au rapport E_b/N_0* de la porteuse MRT sur la liaison descendante diverses valeurs comprises entre 0 et 10 dB.

– Le signal de liaison descendante a été analysé avec le récepteur.

– On a réalisé les essais tout d'abord en portant à saturation les amplificateurs ATOP avec charge utile puis on a recommencé avec un recul maximal (IBO = 20 dB, OBO = 13 dB).

* *La relation entre le rapport C/N_0 sur la liaison descendante et le rapport E_b/N_0 est la suivante:*

$$\frac{C}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} + 10 * \log_{10}(3680000)$$

Les résultats en termes de TEB en fonction du rapport C/N_0 sont indiqués à la Fig. D.24 pour un amplificateur ATOP fonctionnant:

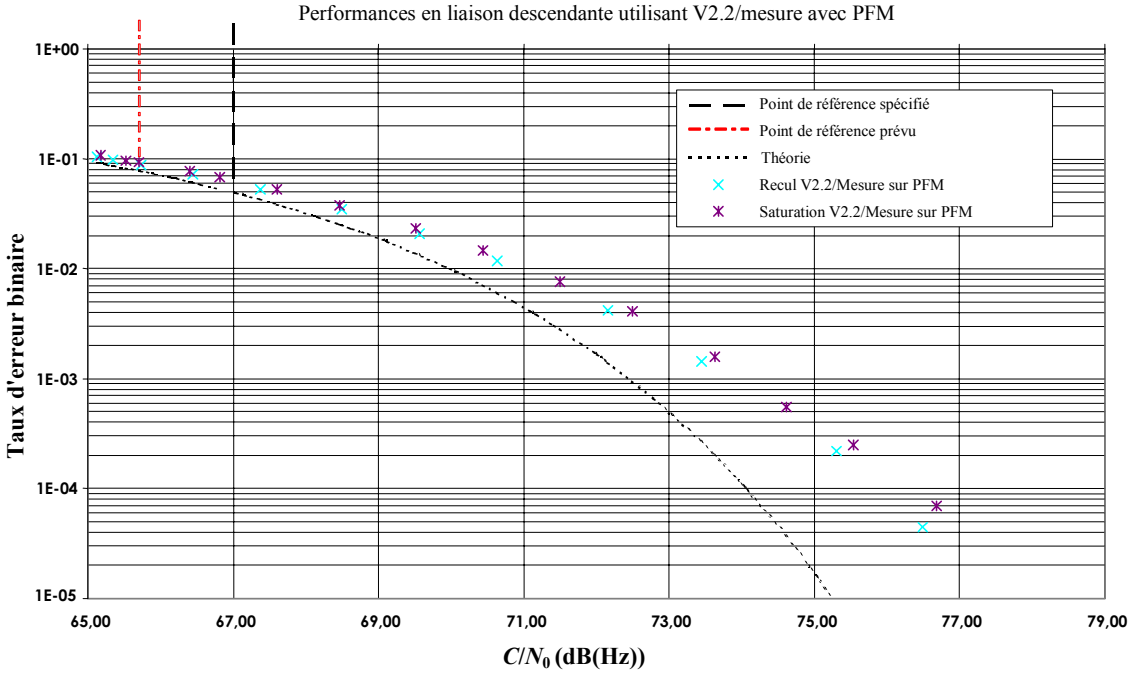
1) à saturation; et

2) avec un recul maximal.

Les points de référence prévus et spécifiés sont représentés comme des lignes verticales sur la courbe respectivement pour C/N_0 = 65,7 dB(Hz) et 67,0 dB(Hz). La différence observée selon que l'amplificateur ATOP fonctionne à saturation ou avec un recul maximal est négligeable.

FIGURE D.24

Performances en liaison descendante du Système numérique D_S



D.5.1.2 Affaiblissements dus au matériel sur la liaison montante

Pendant cet essai on a mesuré les affaiblissements dus au matériel sur la liaison montante. Le taux d'erreur binaire a été mesuré à la sortie du démodulateur MDP-4 (sans correction d'erreur) de la chaîne de transmission en liaison montante dans les conditions suivantes:

– le signal de liaison montante a été généré par le terminal de la station de radiodiffusion (BST, *broadcast station terminal*);

– on a donné au rapport E_b/N_0 sur la liaison montante diverses valeurs comprises entre 7 et 12 dB;

– le signal de liaison montante a été acheminé via le processeur de bord jusqu'à une porteuse MRT de liaison descendante;

– on a retenu pour le rapport C/N_0 sur la liaison descendante des valeurs élevées (E_b/N_0 ~ 20 dB) afin qu'il n'y ait aucune erreur imputable à la liaison descendante;

– on a réalisé avec un amplificateur ATOP fonctionnant avec un recul maximal.

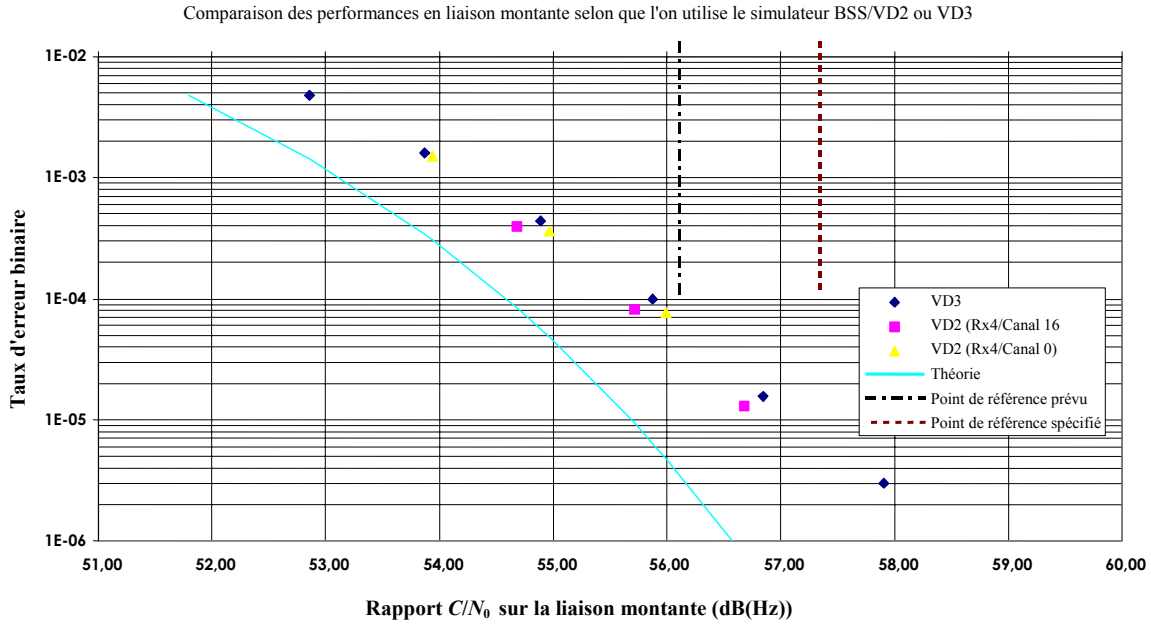
* *La relation entre le* rapport C/N_0 *sur la liaison montante et le rapport* E_b/N_0 *est la suivante:*

$$\frac{C}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} + 10 * \log_{10}(38000)$$

Les résultats des essais sont illustrés à la Fig. D.25.

FIGURE D.25

Performances en liaison montante en utilisant le simulateur BSS/de charge utile pour le Système numérique D_S



La Fig. D.25 présente les résultats de trois séries d'essais. On observe une petite différence, sans conséquence, entre ces résultats. Les points de référence spécifiés et prévus sont représentés par des lignes verticales, respectivement à 56,1 dB(Hz) et 57,3 dB(Hz). On observe une très bonne corrélation avec le point de référence spécifié et une marge d'environ 1,4 dB par rapport au point de référence prévu.

D.5.1.3 Marge du système de bout en bout

L'objet de ces essais était de valider la conformité de la chaîne de radiodiffusion de bout en bout avec les spécifications du système. Cette chaîne comprenait le terminal de la station de radiodiffusion (BST), la charge utile avec traitement à bord et un récepteur. Le taux d'erreur binaire a été mesuré à la sortie du décodeur CED dans les conditions suivantes:

– Le signal de liaison montante a généré par le terminal de la station de radiodiffusion.

– La valeur fixée pour le rapport E_b/N_0 sur la liaison montante était celle mesurée au point de fonctionnement minimum sur la liaison montante spécifié:

$$TEB \text{ sur la liaison montante} = 10^{-4}$$

– Le signal de liaison montante a été acheminée via le processeur de bord jusqu'à la porteuse MRT de liaison descendante.

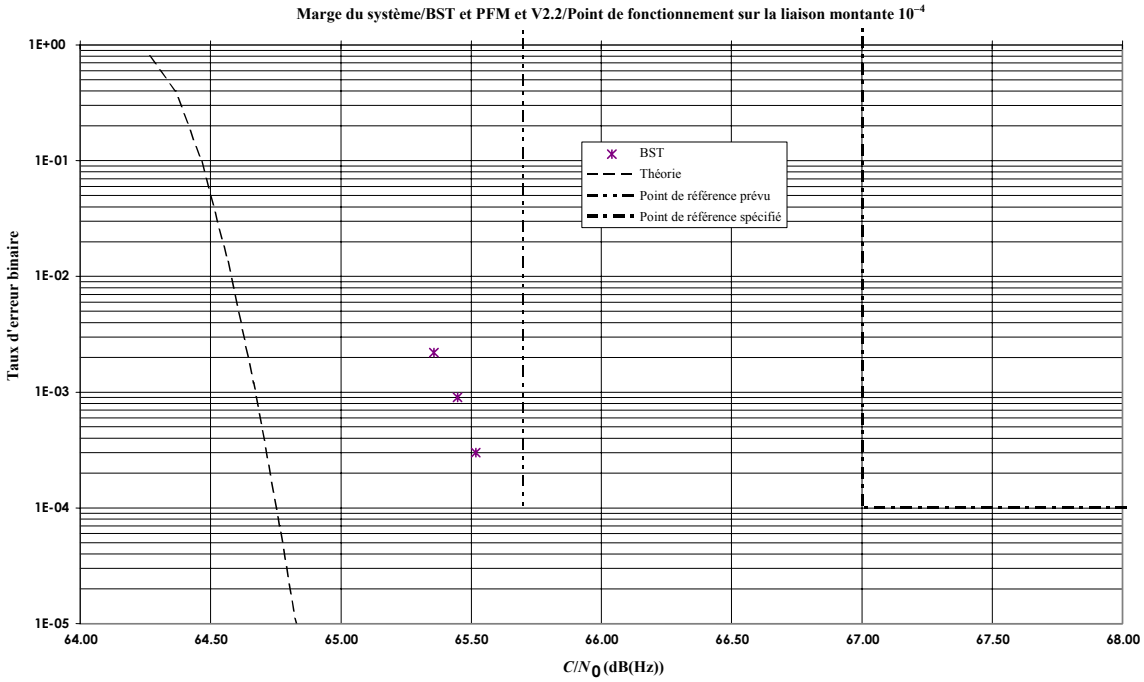
– On a donné au rapport E_b/N_0 sur la liaison descendante des valeurs se traduisant par un taux d'erreur binaire d'environ 10^{-4}.

– Le signal de liaison descendante a été analysé à l'aide d'un récepteur prototype.

– On a réalisé les essais avec des amplificateurs ATOP fonctionnant à saturation (configuration du cas le plus défavorable).

FIGURE D.26

Marge du système de bout en bout pour le Système numérique D_S
(TEB = 10^{-4})



Les résultats des essais pour un point de fonctionnement sur la liaison montante correspondant à un TEB de 10^{-4} sont donnés dans la Fig. D.26.

Indépendamment de ces résultats représentés par la courbe de la Fig. D.26, les points de référence spécifiés et prévus pour le bilan de liaison descendante sont tracés comme des lignes verticales. On observe une très bonne corrélation avec le point de référence prévu, et une marge d'environ 1,5 dB par rapport au point de référence spécifié.

Les résultats illustrés à la Fig. D.26 concordent avec:

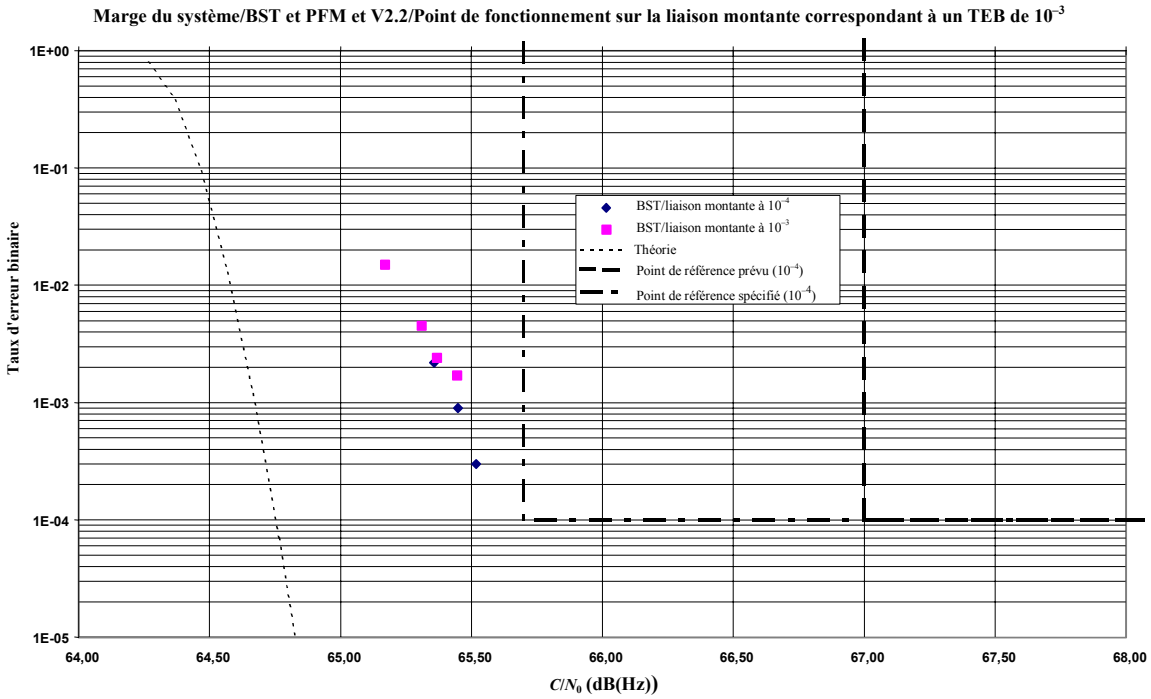
– Un taux d'erreur binaire de 10^{-1} au niveau du démodulateur MDP-4 (rapport C/N_0 requis d'environ 65,2 dB(Hz), conformément à la Fig. D.24).

– Un taux d'erreur binaire de 10^{-4} à la sortie des décodeurs de Viterbi/de Reed-Solomon (rapport C/N_0 requis d'environ 65,4 dB(Hz), obtenu avec les mêmes mesures en utilisant le simulateur BSS plutôt que le terminal BST).

On a refait les essais pour un point de fonctionnement sur la liaison montante correspondant à un TEB de 10^{-3}, afin d'évaluer si le système pouvait accepter des stations de radiodiffusion dont la p.i.r.e. était réduite. Les résultats de ces essais sont illustrés à la Fig. D.27. On peut observer que l'incidence du signal réduit en liaison montante sur les performances générales du système est mineure.

FIGURE D.27

Marge du système de bout en bout pour le Système numérique D_S
(TEB = 10^{-3-3})



D.5.1.4 Trafic de radiodiffusion additionnel

L'objet de ces essais était de confirmer que la présence d'un canal de radiodiffusion additionnel ne dégrade pas de façon significative les performances du système. Le taux d'erreur binaire a été mesuré à la sortie du décodeur CED et du décodeur Reed-Solomon dans les conditions suivantes:

– Le signal d'essai sur la liaison montante a été généré par le terminal de la station de radiodiffusion.

– Un signal de charge sur la liaison montante a été généré par un simulateur de station de radiodiffusion (on a utilisé, tour à tour deux configurations: canaux de radiodiffusion 4 et 5, chacun ayant 8 canaux à débit primaire).

– La valeur du rapport E_b/N_0 en liaison montante pour le signal d'essai et le signal de charge a été fixée au point de fonctionnement en liaison montante minimum spécifié:

$$TEB \text{ sur la liaison montante} = 10^{-4}$$

– Les signaux de liaison montante ont été acheminés via le processeur de bord jusqu'à une porteuse MRT de liaison descendante.

– La valeur du rapport E_b/N_0 sur la liaison descendante a été corrigée pour obtenir un taux d'erreur binaire voisin de 10^{-4}.

– Le signal de liaison descendante a été analysé pour ce TEB.

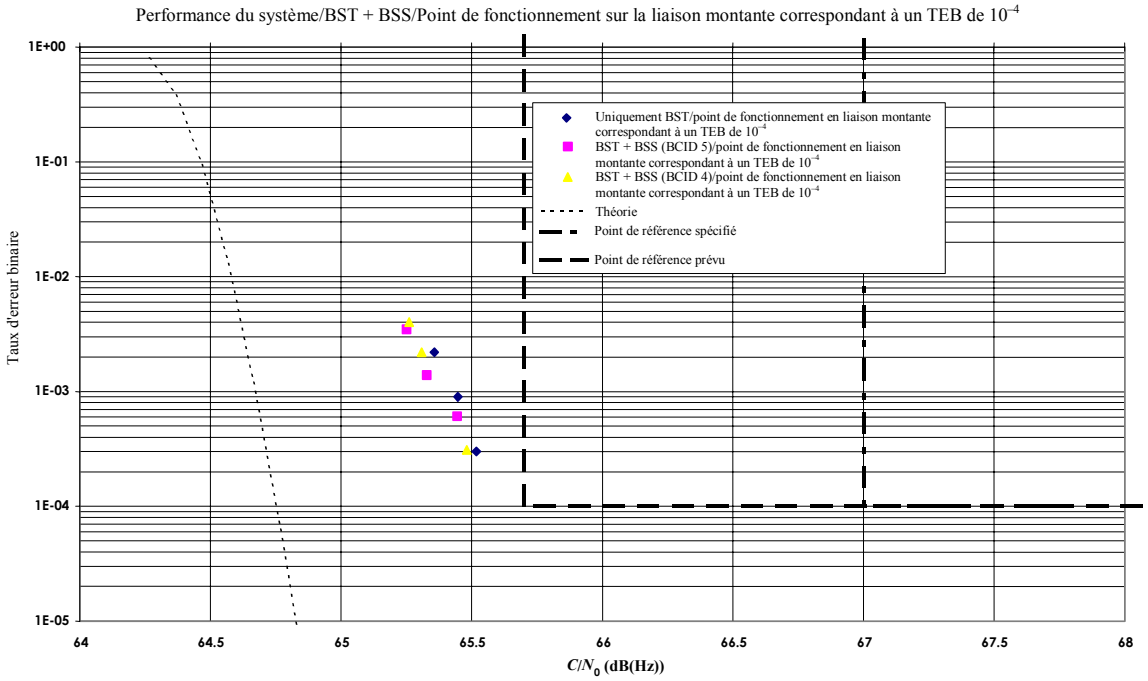
– On a réalisé les essais avec des amplificateurs ATOP fonctionnant à saturation (configuration du cas le plus défavorable).

On a refait les essais pour un point de fonctionnement en liaison montante correspondant à un TEB de 10^{-3}, afin d'évaluer si le système pouvait accepter des stations de radiodiffusion dont la p.i.r.e. était réduite.

Les résultats des essais pour un point de fonctionnement en liaison montante correspondant à un TEB de 10^{-4} font l'objet de la courbe dans la Fig. D.28.

FIGURE D.28

Variation de la marge du système en fonction de canaux de radiodiffusion additionnels en utilisant un TEB de fonctionnement en liaison montante de 10^{-4} pour le Système numérique D_S



Les résultats des essais font apparaître que la présence d'un second canal de radiodiffusion n'a pas entraîné de variation importante.

Les résultats des essais pour un point de fonctionnement en liaison montante correspondant à un TEB de 10^{-3} sont illustrés à la Fig. D.29. L'incidence du signal en liaison montante d'intensité réduite sur les performances globales du système est mineure.

D.5.1.5 Incidence de la non-linéarité sur l'électronique du récepteur de satellite

L'objet de ces essais était de confirmer qu'il n'y avait pas d'effets parasites importants liés à la non-linéarité de la partie réception de la charge utile avec traitement, en présence d'un nombre maximal de porteuses. Pour ce faire, on a utilisé trois sources de signaux:

– le terminal de la station de radiodiffusion:

il génère le canal d'essai qui se compose d'un canal de radiodiffusion de canal à débit primaire où le niveau RF est fixé au minimum;

– le simulateur de station de radiodiffusion:

il génère un canal de charge se composant d'un canal de radiodiffusion de huit canaux à débit primaire, les niveaux RF étant fixés au minimum;

– le banc d'essai de la charge utile:

le synthétiseur de formes d'onde arbitraires (AWS, *arbitrary waveform synthesizer*) intégré dans le banc d'essai a été utilisé pour générer un signal multiporteuse se composant:

– d'un ensemble de 279 porteuses modulées de liaison montante dont le niveau a été fixé au maximum; un petit intervalle de fréquence à proximité de la moitié de cet ensemble de 279 porteuses a été réservée pour les porteuses soumises à l'essai;

– d'un ensemble de trois porteuses transparentes de liaison montante dont le niveau a été porté au maximum, chacune de ces porteuses étant modulée.

Le TEB a été mesuré sur le canal de radiodiffusion généré par le terminal BST; ces essais ont été réalisés dans les conditions suivantes:

– Activation du synthétiseur de formes d'onde arbitraires

– Désactivation du synthétiseur de formes d'onde arbitraires

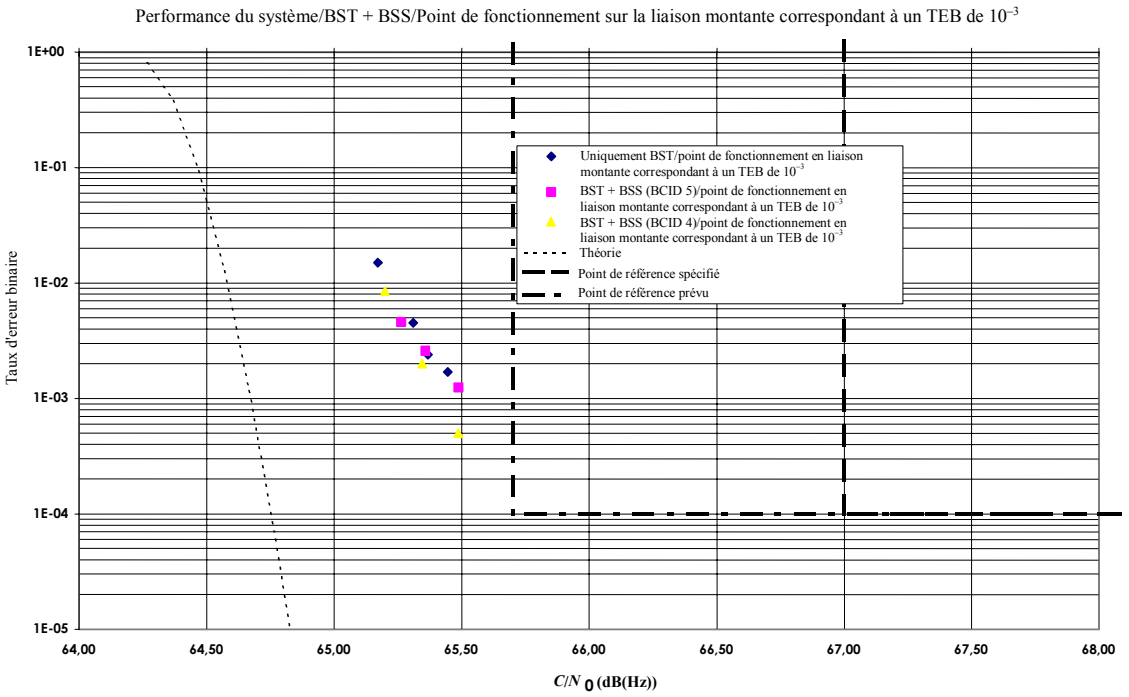
tout en suivant l'évolution des variations des performances en fonction de l'environnement multiporteuse.

On a mesuré les résultats pour deux niveaux différents sur la liaison montante correspondant à des TEB de 10^{-4} et 10^{-3}. Aucun écart de performance important par rapport aux courbes des Fig. D.28 et D.29 n'a été observé lorsque le synthétiseur de formes d'onde arbitraires a été activé.

Les résultats ci-dessus montrent clairement que le processeur de bord peut traiter la totalité de la charge de trafic prévue en liaison montante sans dégradation.

FIGURE D.29

Variation de la marge du système avec des canaux de radiodiffusion additionnels utilisant un TEB de fonctionnement en liaison montante de 10^{-3} pour le Système numérique D_S



D.5.2 Expériences de propagation avec le Système numérique D_S

Un certain nombre d'expériences de propagation ont été réalisées dans le cadre de l'élaboration du Système numérique D_S. Pour réaliser ces mesures, on a utilisé un hélicoptère pour simuler le signal d'un satellite pour des angles d'élévation types. Ces mesures ont été faites pour différents scénarios de réception: réception à l'intérieur de bâtiment, réception mobile et réception à travers des arbres.

D.5.2.1 Essais de propagation avec hélicoptère pour le Système numérique D_S (1996-1997)

De juillet 1996 à mai 1997 des essais ont été réalisés pour vérifier et confirmer les performances du système de radiodiffusion sonore par satellite (Système numérique D_S). Pour ces essais, un signal à 1,5 GHz était transmis depuis une plate-forme d'hélicoptère pour stimuler les caractéristiques du canal satellite avec des récepteurs fixes, portatifs ou mobiles.

Les essais avec hélicoptère ont été réalisés par le Département des télécommunications de la Fraunhofer Institute for Integrated Circuits (FhG IIS) à Erlangen (Allemagne) en coopération avec le German Aerospace Research Establishment (DLR) qui avait déjà réalisé plusieurs expériences avec cette même méthode [1].

Pour la réception et le traitement des signaux on a utilisé des prototypes de récepteur de première génération élaborés et mis en oeuvre par la FhG, avec de petites antennes de type patch (10 cm × 15 cm) en version active et en version passive.

Seize essais en vol ont été réalisés pour tester les capacités de réception du système en visibilité directe, à l'intérieur de bâtiments (avec et sans amplification du signal à l'intérieur) ou dans des environnements mobiles. D'autres essais ont été effectués avec un émetteur à l'intérieur de bâtiments (pas d'hélicoptère) pour étudier plus avant le comportement du signal dans ce type d'environnement.

D.5.2.2 Imitation d'un satellite à l'aide d'un hélicoptère

Un satellite apparaît comme une source de rayonnement distante illuminant la zone de couverture avec des trajets approximativement parallèles. En un emplacement donné, l'angle d'élévation et l'angle d'azimut par rapport aux systèmes sur orbite géostationnaire varient lentement en fonction du temps, voire pas du tout. La distance par rapport au satellite et la puissance surfacique en l'absence de zones d'ombre, sont pratiquement constantes à proximité du récepteur. On peut donc en conclure qu'une plate-forme ayant une position fixe (mode stationnaire) et l'altitude la plus élevée possible simule le mieux la situation. Les études effectuées par DLR ont montré que le meilleur choix pour la plate-forme aéroportée est un hélicoptère. D'autres solutions – avions, dirigeables ou ballons-sondes – présentent des inconvénients importants [2].

Un hélicoptère peut voler en position stationnaire au-dessus de positions fixes préalablement définies, à une altitude maximale de 10 000 pieds au-dessus du niveau de la mer. L'équipement de bord est protégé contre les aléas météorologiques, la masse de la charge utile est raisonnable (y compris un opérateur) et la charge utile est alimentée en courant électrique. Une antenne d'émission est facilement placée sous le fuselage de l'hélicoptère.

Contrairement à un satellite géostationnaire, une plate-forme d'hélicoptère illumine la zone de mesure avec un faisceau conique provenant d'un emplacement relativement proche. Les trajectoires de la propagation par trajets multiples sont donc modifiées. Il peut y avoir des variations du spectre de puissance des signaux retardés (retards dus à l'écho et amplitudes de l'écho) en liaison descendante en raison de l'altitude relativement basse de la plate-forme aéroportée par rapport à l'orbite géostationnaire. Des études réalisés avec des réflecteurs font apparaître que ces variations sont négligeables si l'altitude nominale au-dessus du sol est supérieure à 2 500 m. Dans la zone d'Erlangen, une altitude de 10 000 pieds au-dessus du niveau de la mer équivaut approximativement à une altitude de 2 800 m au-dessus du sol.

Etant donné que la position et l'altitude de la plate-forme sur hélicoptère ne sont pas parfaites, on observe de légères variations d'élévation et de puissance au niveau de la canopée. Pour minimiser les effets non désirés les mesures correctives suivantes ont été prises: vol en position stationnaire à l'altitude la plus élevée possible; contrôle des signaux de liaison descendante; conception soigneuse des trajets mobiles pour minimiser les variations de portée et d'élévation; traitement après le vol pour compenser les variations de puissance.

D.5.2.3 Equipement à bord de l'hélicoptère

L'émetteur à bord de l'hélicoptère a généré le flux binaire et le signal RF du Système numérique D_S.

Le processeur en bande de base du générateur de signaux se compose d'un PC fiabilisé, équipé de cartes enfichables. Elles délivrent un flux binaire multiplexé par répartition temporelle totalement conforme permettant d'acheminer les programmes audio précodés qui sont stockés sur le disque dur. Une autre carte enfichable est équipé d'un modulateur MDP-4 qui génère le signal RF comme composante principale.

Pendant les expériences en vol, la position de l'hélicoptère a été déterminée à l'aide d'un système GPS différentiel inverse et enregistrée sur un ordinateur portable.

D.5.2.4 Réception au sol

Le récepteur prototype est l'élément principal des mesures. Les performances en termes de TEB (taux d'erreur binaire) en fonction du rapport (C/N_0) ont été étalonnées en laboratoire (voir la Fig. D.30). Cette relation a été utilisée pour la vérification du bilan de liaison. Pour avoir des mesures précises de la puissance du signal reçu, on a utilisé un récepteur expérimental ESVB de Rohde et Schwarz.

On a utilisé un enregistreur DAT d'instrumentation à 8 canaux pour enregistrer la puissance du signal reçu, les horodates et des canaux audio. La situation des signaux numériques au niveau du récepteur, y compris le taux d'erreur binaire, a elle aussi été enregistrée.

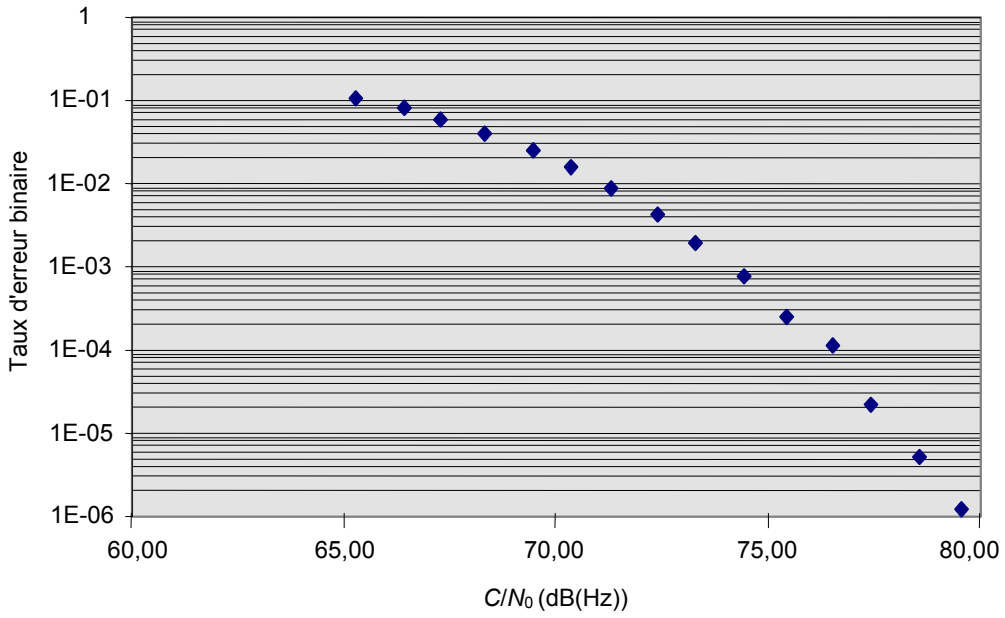
Dans le cas d'une réception mobile, une caméra vidéo filmant vers le haut a été installée sur le toit d'une fourgonnette. La sortie audio du récepteur a été enregistrée sur les pistes audio de la bande vidéo afin d'établir une corrélation entre les obstacles sur le trajet en visibilité directe jusqu'à l'hélicoptère, pont ou végétation, par exemple, et le signal audio reçu. Cette caméra a également été utilisée pour des essais à l'intérieur de bâtiments.

Les données de position pour les essais en réception mobile, ont été obtenues à l'aide d'un système TravelPilot Bosch/Blaupunkt GPS/avec compas. La base de temps pour l'équipement au sol a été calculée et enregistrée à partir de signaux d'horloge DCF77.

On a utilisé les antennes de type patch élaborées par M/A-Com avec un gain de crête au zénith (angle d'élévation de 90°) pendant les essais. Lorsque ces antennes étaient destinées à fonctionner avec des puissances comparables de satellite faibles au niveau de la «canopée», on a utilisé uniquement les antennes en version active. Les antennes contiennent un commutateur RF permettant de sélectionner la polarisation (lévogyre ou dextrogyre). La température de bruit des antennes actives a été déterminée selon la méthode du facteur Y. La température de bruit de l'ensemble du système a été calculée à l'aide du facteur de bruit à l'entrée du récepteur.

FIGURE D.30

TEB en fonction du rapport C/N_0 du récepteur utilisé pendant les essais avec un hélicoptère pour le Système numérique D_S



Pour les essais en réception mobile, on a utilisé une antenne à faible gain (gain de crête passif de 5 dBic) alors que pour les essais à l'intérieur de bâtiments on a utilisé une antenne à gain élevé (gain de crête passif de 8 dBic). L'antenne de type patch de M/A-Com a été montée au sommet d'un trépied. A des fins de comparaison on a également utilisé une antenne à doublets croisés personnalisée à 1,5 GHz pour la réception mobile.

D.5.2.5 Liste des essais

On a réalisé plusieurs essais en vol avec un hélicoptère. Le programme se composait comme suit:

– Etalonnage en visibilité directe.
– Essai 1 en intérieur: cabane en bois.
– Essai 2 en intérieur: maison individuelle.
– Essai 3 en intérieur: bâtiment en béton armé.
– Réception mobile: forêt.
– Réception mobile: autoroute.

La distribution du signal à l'intérieur des bâtiments a été étudiée à l'aide d'un émetteur placé à l'intérieur du bâtiment de FhG.

D.5.2.6 Essais en visibilité directe

La méthode de vérification du bilan de liaison en visibilité directe consistait à comparer le rapport signal/densité de puissance de bruit C/N_0, calculé à partir de la valeur mesurée du TEB par rapport à une valeur du rapport C/N_0 obtenue à partir d'un calcul de liaison.

La courbe d'étalonnage «TEB en fonction du rapport C/N_0», illustrée à la Fig. D.30, a été enregistrée en laboratoire.

La valeur calculée du rapport C/N_0 est donnée par l'équation suivante:

$$C/N_0 \text{ (dBHz)} = P_{tree} \text{ (dBm)} + G_r/T \text{ (dB/K)} - 10\log_{10} k \text{ (dBm/Hz/K)}$$

La puissance mesurée au niveau de la «canopée» P_{tree} est une sortie du système de post-traitement et elle est calculée à partir de la puissance RF de l'émetteur, du paramètre gain de l'antenne d'émission valable dans la direction du récepteur, ainsi que de la distance oblique. On suppose que l'on utilise une antenne de réception isotrope (0 dBic) de sorte que «P_{tree}» est exprimée en mW ou en dBm.

Le coefficient G/T pour différentes configurations d'antenne a été déterminé de façon expérimentale. On a mesuré la température de bruit de l'antenne selon la méthode du facteur Y. Les résultats des mesures du bruit de fond pour l'ensemble de la chaîne du récepteur effectuées pendant l'expérience concordent bien avec les valeurs du bruit préalablement calculées. Le gain passif a été calculé lors d'une série d'essais des antennes.

Le système de réception avec une antenne active de type patch à gain élevé M/A-Com présentait un coefficient de qualité G/T de –15,9 dB/K. Pour les séquences en visibilité directe, on a utilisé un câble RF plus long pour pouvoir positionner l'antenne active au sommet du toit d'un immeuble de six étages. Dans cette configuration, on a obtenu un coefficient de qualité G/T de –20 dB/K.

«k» est la constante de Boltzmann (–198,6 dBm/Hz/K).

Le Tableau D.10 donne un exemple.

Ces calculs ont été réalisés pour toutes les antennes de réception à divers niveaux de puissance et à différents angles d'élévation. Le seuil de réception du récepteur a été fixé à un rapport C/N_0 minimal de 65,6 dB(Hz) pour un TEB de 10%. Par conséquent dans l'exemple ci-dessus, la marge applicable à la liaison est de près de 4 dB.

D.5.2.7 Réception à l'intérieur de bâtiments

La pénétration des signaux de satellite à l'intérieur de bâtiments a fait l'objet de nombreuses études. Pour mesurer l'affaiblissement dû à la pénétration, Vogel et autres [4] ont utilisé une source de signaux montée sur un mât afin de simuler le satellite. Ces expériences ont fait apparaître que l'affaiblissement dû à la pénétration dans des bâtiments en bois ou en briques est suffisamment faible pour pouvoir être compensé par une marge de liaison raisonnable de 8 à 10 dB. [4]

Pendant cette expérience de vérification, des essais analogues ont été réalisés avec une source de signaux située à bord d'un hélicoptère. Plusieurs types de bâtiments ont été étudiés: une cabane en bois dans une grande clairière dans une forêt près d'Erlangen, une maison individuelle de style allemand dans un petit village et un bâtiment moderne de bureaux en béton et en acier.

Pendant les expériences, le signal était émis depuis l'hélicoptère pour différents angles d'élévation (80°, 60° et 45°). Après étalonnage en visibilité directe, la distribution du champ résultante à l'intérieur des bâtiments a été mesurée avec une antenne active M/A-Com à gain élevé montée sur un trépied, qui était positionnée en différents endroits préalablement définis. A chaque emplacement, l'antenne restait en une position fixe pour mesurer les variations du signal en fonction du temps. L'antenne a également été déplacée le long de droites préalablement définies.

L'affaiblissement dû à la pénétration a été calculé à partir des données concernant la puissance du signal reçue comme étant l'affaiblissement moyen (différence entre la puissance effective reçue et la puissance en visibilité directe). L'écart type et les distributions cumulatives des évanouissements ont également été calculés.

D.5.2.7.1 Cabane en bois

La cabane en bois a été construite avec des rondins en bois et des planches de 3,3 cm d'épaisseur. Le toit a en outre été recouvert de feutre.

Un calcul statistique des séquences, lorsque l'antenne a été déplacée le long d'une droite, à vitesse constante, a montré que l'affaiblissement moyen dû à la pénétration était de 11 dB pour un angle d'élévation de 80°, de 9 dB pour un angle d'élévation de 60° et de 5 dB pour un angle d'élévation de 45°. On a également constaté que la probabilité d'avoir un affaiblissement inférieur à 8 dB pour un angle d'élévation de 80°, à 7 dB pour un angle d'élévation de 60° et à 2 dB pour un angle d'élévation de 45°est de 20% en des emplacements aléatoires (Tableau D.8).

Cela permet de conclure que la réception d'un signal à l'intérieur d'une maison en bois est possible si les densités de puissance surfacique sont réalistes.

TABLEAU D.8

Cabane en bois, évaluation statistique des séquences en visibilité directe, à l'intérieur de bâtiments

Séquence	Angle d'élévation	Rapport de puissance au niveau de la canopée (dBm)	Affaiblissement dû à la pénétration (dB)				$p = 20\%$ l'affaiblissement est inférieur à x dB
			moyen	écart type	minimum	maximum	
11,15	80º	–98,8	10,6	2,5	5,8	16,9	8,5
11,16	80º	–77,0	11,0	4,1	2,4	33,8	7,8
11,28	60º	–99,0	7,5	1,5	2,3	13,8	6,5
11,29	60º	–79,2	9,4	2,5	3,0	20,0	7,5
11,42	45º	–103,7	4,2	2,5	–0,2	11,0	2,2
11,43	45º	–82,9	5,8	4,5	–3,2	15,8	2,0

Lorsque l'antenne était dans une position fixe, le niveau du signal reçu était constant dans une fourchette de 1 dB, ce qui vérifie l'hypothèse qu'il est possible de choisir pour l'antenne de réception une position optimale où les possibilités de réception sont les meilleures (par exemple dans des zones où le signal en visibilité directe et le signal réfléchi se superposent de façon constructive).

D.5.2.7.2 Maison individuelle

Le toit du second bâtiment, à savoir la maison individuelle, est fait d'une structure en bois couverte de tuiles à l'extérieur. L'espace entre les piliers porteurs est rempli d'une couche d'isolant thermique (laine de verre).

Les résultats de l'expérience sont les suivants:

– L'affaiblissement dû à la pénétration à travers le toit d'une maison est généralement trop élevé pour que le signal puisse être reçu dans des conditions pratiques. L'affaiblissement moyen dû à la pénétration est compris entre 15 et 20 dB pour les trois angles d'élévation (80°, 60° et 45°). Même dans les meilleures positions (angles d'élévation de 45 et de 80°dB), l'affaiblissement se situait au voisinage de 8 dB. Toutefois, la réception était possible à travers une fenêtre en verre dans le toit en visibilité directe de l'hélicoptère.

– Les résultats des séquences de mesures lorsque l'antenne était déplacée le long d'une droite, sont résumés dans le Tableau D.9. Pour ce type de séquence de mesure, on a choisi une puissance au niveau de la «canopée» plus élevée que dans le cas d'une transmission par satellite afin de pouvoir mesurer la profondeur de l'affaiblissement dû à la pénétration.

TABLEAU D.9

Maison individuelle, évaluation statistique des séquences de mesure en ligne droite à l'intérieur de bâtiments

Séquence	Angle d'élévation	Rapport de puissance au niveau de la canopée (dBm)	Affaiblissement dû à la pénétration (dB)				$p = 20\%$ de cet affaiblissement $< x$ dB
			moyen	écart type	minimum	maximal	
12,13	80º	–93,5	15,8	2,5	9,2	21,7	13,8
12,14	80º	–76,9	19,0	5,0	7,8	34,9	14,5
12,26	60º	–88,7	17,8	3,1	12,3	24,5	15,2
12,27	60º	–79,1	20,6	4,1	12,1	33,7	16,8
12,41	45º	–82,8	17,0	4,7	8,5	29,4	12,8

D.5.2.7.3 Bâtiment de bureaux

Des essais de transmission ont également été réalisés dans un grand bâtiment de bureaux en béton armé. Le bureau soumis à l'essai était situé au dernier étage du bâtiment (6ème) et était meublé de plusieurs bureaux, tables et armoires ainsi que d'équipements électroniques, par exemple des ordinateurs personnels. (Fig. D.31).

La réception d'un signal à l'intérieur d'un bâtiment de bureaux en béton et en acier n'est possible que s'il y a une connexion en visibilité directe entre l'antenne de réception (derrière une fenêtre en verre) et l'émetteur embarqué à bord de l'hélicoptère ou du satellite. Cela est illustré à la Fig. D.32. L'antenne de réception a été placée tour à tour dans les positions 1, 2 et 3 (35 à 100 secondes) et 4. La position 4 était sur le rebord de la fenêtre.

A un angle d'élévation de 45°, les positions 1 et 2 sont en visibilité directe de l'hélicoptère et la puissance du signal reçu est pratiquement la même que dans la position 4.

On a constaté que l'affaiblissement dû à la pénétration à travers le verre (dépourvu de métaux) mesuré à de courtes distances derrière la fenêtre n'est même pas visible. A la position 3, l'affaiblissement était de plus de 20 dB de sorte qu'on ne peut s'attendre à recevoir concrètement un signal de satellite dans des conditions géométriques comparables. Il faut tenir compte du fait que la zone de visibilité directe peut devenir très limitée à des angles d'élévation élevés, même à proximité immédiate de la fenêtre. Par conséquent, l'intensité du signal sera suffisante uniquement sur le côté du bâtiment moderne qui fait face au satellite. Pour recevoir le signal sur les côtés qui ne sont pas en visibilité directe il faudra utiliser d'autres stratégies par exemple la réémission ou bien des réflecteurs ou des antennes d'extérieur.

FIGURE D.31

Schéma de la pièce dans un bâtiment moderne de bureau

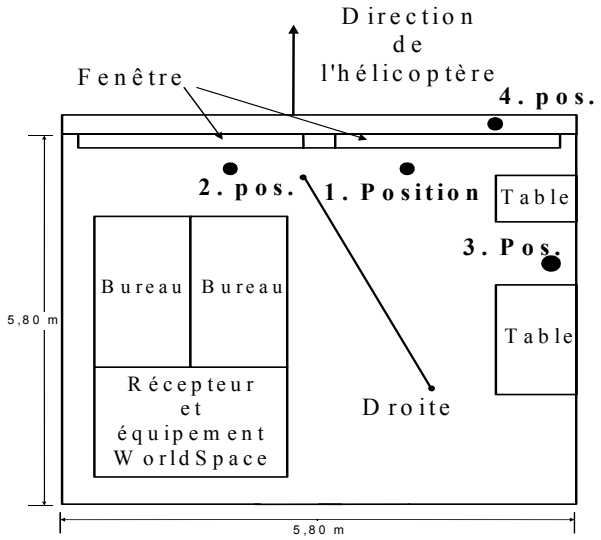
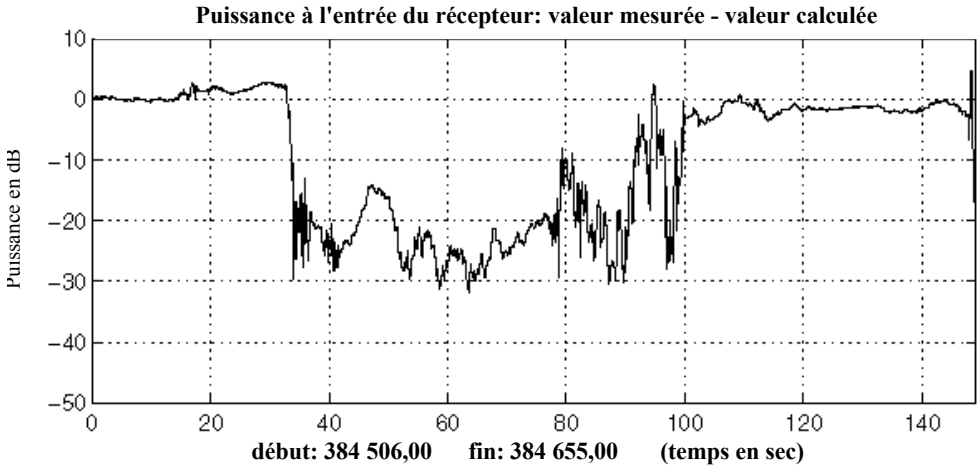


FIGURE D.32

Séquence de mesure 13.26, angle d'élévation de 45°: réception à travers la fenêtre

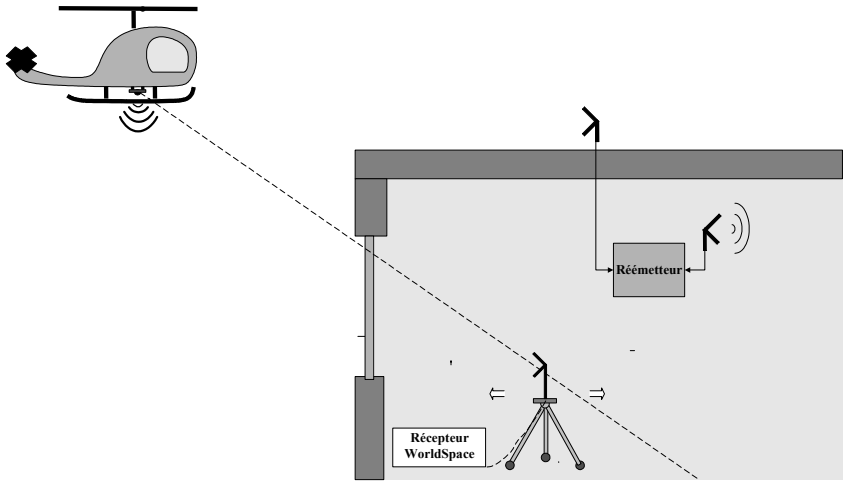


D.5.2.7.4 Amplification du signal à l'intérieur de bâtiments

On a réalisé une expérience de réception simultanée d'un signal de satellite (hélicoptère) et d'un signal amplifié (voir la Fig. D.33).

FIGURE D.33

Réception à l'intérieur d'un bâtiment d'un signal d'hélicoptère et d'un signal amplifié



Ce scénario correspond à un cas très défavorable étant donné qu'on ajoute une forte propagation par trajets multiples. Toutefois, lorsqu'on utilise un réémetteur à l'intérieur d'un bâtiment, la marge applicable à la liaison à l'intérieur du bâtiment sera beaucoup plus élevée que la marge applicable à la liaison en visibilité directe afin de pouvoir faire face aux fluctuations du signal à l'intérieur du bâtiment dues à la propagation par trajets multiples. Par conséquent, dans la réalité concrète, la probabilité de réception simultanée d'un signal amplifié est faible, étant donné que le signal réémis plus puissant dominerait.

Toutefois pendant l'expérience on a fait la démonstration avec succès d'une réception simultanée et on a montré que le signal pouvait être reçu à proximité de la fenêtre. Lorsqu'on éloignait l'antenne de réception de la fenêtre, une réception transparente était possible à l'intérieur de la pièce étant donné que le signal était émis par l'émetteur d'amplification.

D.5.2.8 Réception mobile

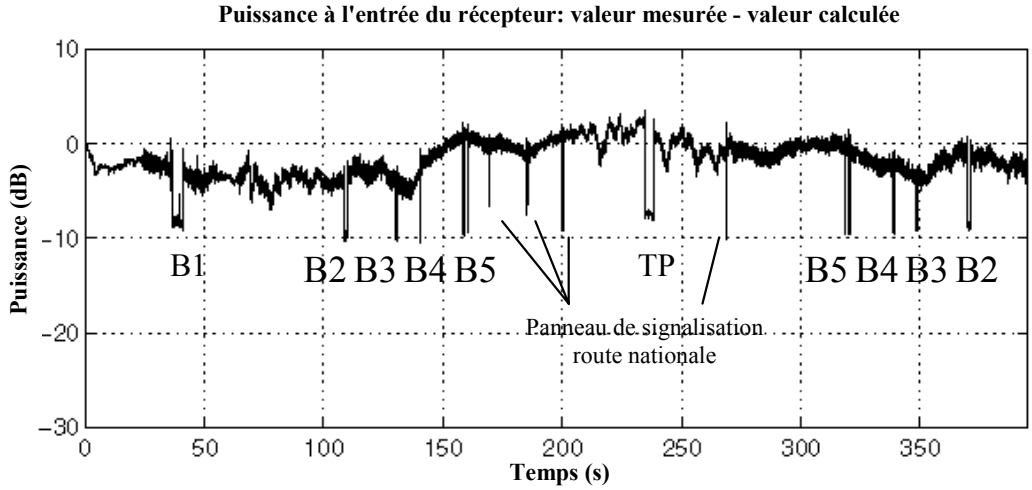
Pendant l'expérience de vérification on a également fait la démonstration d'une réception mobile sur une autoroute et sur un trajet d'essai par des arbres.

La Fig. D.34 correspond à l'*expérience faite sur autoroute*. Pendant une séquence de mesures la fourgonnette circulait sur l'autoroute «A73», roulant depuis le point le plus au nord jusqu'au point de croisement le plus au sud (croisement en trèfle) et retour au point de départ au nord.

On a observé plusieurs évanouissements dans la puissance du signal reçu. Ces évanouissements dus à des ponts ou à des panneaux de signalisation autoroutiers sont numérotés de façon à ce que les mêmes ponts traversés dans le sens opposé portent le même numéro («B1» à «B5»). TP était le tournant au sud. On notera que les panneaux de signalisation ne sont pas symétriques au tournant au sud. Par conséquent, dans la direction nord-sud il y a trois pertes du signal due à des panneaux de signalisation et contre une seule dans le sens sud-nord.

FIGURE D.34

Réception mobile sur l'autoroute



La réception mobile a été possible sans aucun problème en visibilité directe pour toutes les vitesses jusqu'à 100 km/h (limitée par la vitesse maximale du mobile sous essai). Le décalage Doppler n'a pas eu d'incidence sur la réception.

Dès que le véhicule devait passer sous un panneau de signalisation routière ou sous un pont, il y avait inévitablement une interruption du programme audio reçu, pas immédiatement, mais avec un certain retard de traitement.

La longueur du *trajet sous essai en forêt* (dans le sens sud-nord) était de 3,5 km. A une vitesse de moins de 70 km/h, il faut environ à la fourgonnette 200 s pour couvrir cette distance. La route est bordée de grands arbres (hauteur minimale 10 m) dont la plupart sont des conifères. L'hélicoptère volait en position stationnaire à l'est.

On peut voir dans la Fig. D.35 que les arbres ont une forte incidence sur la puissance du signal reçu, en particulier à la fin de la séquence de mesures lorsque la fourgonnette se trouvait dans la zone nord du trajet sous essai. Là, les arbres étaient plus denses et plus proches de la route.

Sur le trajet en forêt on peut mesurer que le phénomène d'occultation est plus important au fur et à mesure que l'angle d'élévation diminue (ce à quoi on pouvait s'attendre). Pendant 10% du temps l'affaiblissement était de plus de 6 dB pour un angle d'élévation de 80°, de 9 dB pour un angle d'élévation de 60° et de 10 dB pour un angle d'élévation de 45°.

FIGURE D.35

Réception mobile sur le trajet en forêt, angle d'élévation situé entre 50 et 60°

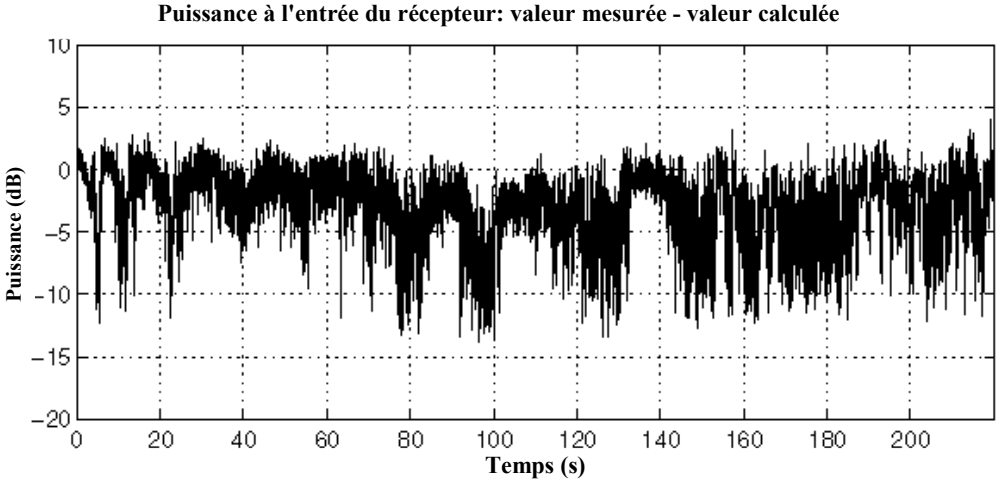


TABLEAU D.10

Exemple de vérification d'un bilan de liaison pour le Système numérique D_S

Puissance d'émission	–10,8 dBm
Gain de l'antenne d'émission	5,8 dBic
Affaiblissement sur le trajet (angle d'élévation de 90°, altitude 2 740 m)	104,5 dB
$\Rightarrow P_{tree}$	–109,5 dBm
G/T	–20,0 dB/K
$-10\log_{10}{}^{k}$	198,6 dBm/Hz/K
$\Rightarrow C/N_0$	69,1 dB(Hz)
TEB mesuré	0,025
$\Rightarrow C/N_0$, Fig. D.30	69,4 dB(Hz)

D.5.2.9 Conclusions

Les essais de réception radio ont permis de vérifier qu'un récepteur audio par satellite équipé de petites antennes efficaces pouvait recevoir le signal MRT dans différents environnements tout en respectant pleinement les spécifications du système.

Pendant les essais avec hélicoptère du Système numérique D_S décrits dans le présent paragraphe, les performances du système de radiodiffusion audionumérique par satellite ont été confirmés dans des conditions réalistes. Le satellite était représenté par un hélicoptère, lequel émettait le signal MRT standard à destination de récepteurs fixes, portatifs et mobiles.

Pendant la première phase, on a fait la démonstration, en présence d'un public interne, de la réception d'un signal émis depuis un hélicoptère dans différentes configurations: trajet en visibilité directe, trajet avec zone d'ombre et trajet avec occultation. Pendant la phase ultérieure d'investigation technique, on a collecté des données sur la réception à l'intérieur de bâtiments ou de véhicules dans diverses conditions et diverses configurations. On a également étudié la réception d'un signal de Terre amplifié dans des environnements plus simples.

Sur un trajet en visibilité directe on a vérifié le bilan de liaison pour différents types d'antenne et différents angles d'élévation. Pour ce faire, on a mesuré le taux d'erreur binaire pour différents niveaux du rapport C/N_0 et on a effectué une comparaison avec le TEB mesuré en fonction du rapport C/N_0 en laboratoire. On a constaté que le bilan de liaison coïncidait avec les valeurs préalablement calculées dans une fourchette de 1,5 dB.

On a étudié la réception du signal de satellite à l'intérieur de trois types de bâtiments différents (simple cabane en bois, maison individuelle de style allemand et bâtiment de bureaux).

La réception à l'intérieur d'une maison en bois est possible avec une puissance surfacique fournie par le satellite. L'affaiblissement dû à la pénétration était d'environ 11 dB pour un angle d'élévation de 80°, de 9 dB pour un angle d'élévation de 60° et de 5 dB pour un angle d'élévation de 45°. Pour des angles d'élévation élevés, le matériau du toit se caractérise par une absorption plus forte que les murs moins épais.

On a pu constater que dans 20% des emplacements, l'affaiblissement dû à la pénétration était inférieur à l'affaiblissement moyen, 8 dB pour un angle d'élévation de 80°, 7 dB pour un angle d'élévation de 60° et 2 dB pour un angle d'élévation de 45°, ce qui permet de vérifier l'hypothèse selon laquelle il est possible de trouver pour l'antenne de réception une position où la puissance du signal est sensiblement plus élevée que la moyenne. La puissance du signal était constante lorsque l'antenne restait dans des positions fixes.

L'expérience avec la maison individuelle de style allemand a montré que l'affaiblissement dû à la pénétration à travers un toit recouvert de tuiles et isolé avec 10 cm de laine de verre était de plus de 15 dB. Même dans la meilleure position, l'affaiblissement était de plus de 8 dB. La réception n'était possible qu'à travers une vitre en verre en visibilité directe de l'hélicoptère.

Dans un bâtiment moderne de bureaux en béton et en acier, l'affaiblissement dû à la pénétration était beaucoup plus élevé, ce qui indique que dans de telles situations un récepteur portatif ne fonctionnera qu'en visibilité directe à travers une fenêtre. L'affaiblissement dû à une vitre normale est très faible, voire invisible. Dans le cas de fenêtres en verre contenant des métaux toutefois, l'affaiblissement du signal est de plus de 15 dB.

Pour la réception dans des environnements mobiles, on a pris le cas d'un trajet sur une autoroute et sur une route occultée par des arbres.

Sur la route nationale pendant la plupart du temps, il y avait une liaison en visibilité directe entre l'hélicoptère et la fourgonnette ce qui a permis d'avoir un service ininterrompu. Le décalage Doppler dû à la vitesse du véhicule jusqu'à 100 km/h n'avait pas d'incidence négative. Toutefois, le signal était occulté lorsque la fourgonnette passait sous un pont ou des panneaux de signalisation routière, d'où une perte complète du signal après un temps de traitement de quelques centaines de millisecondes.

Sur la route en forêt, le phénomène d'occultation augmente au fur et à mesure que l'angle d'élévation diminue (ce à quoi l'on pouvait s'attendre). Pendant 10% du temps, l'affaiblissement était de plus de 6°dB pour un angle d'élévation de 80°, de 9 dB pour un angle d'élévation de 60° et de 10 dB pour un angle d'élévation de 45°.

L'exemple choisi était particulièrement mauvais car la route était bordée de grands arbres dont une partie du feuillage était directement au-dessus du trajet.

Des essais de transmission à l'intérieur de bâtiments ont permis de confirmer les résultats concernant la réception du signal à l'intérieur de bâtiments sur des trajets qui ne sont pas en visibilité directe. On a utilisé un petit émetteur de faible puissance pour transmettre le signal dans un grand bâtiment de bureaux. Comme pouvait le laisser penser le volume important de données expérimentales sur des systèmes comparables, la propagation est limitée par l'affaiblissement et non par les brouillages intersymboles étant donné que le temps de propagation entre les différentes composantes du trajet est bien inférieur à une fraction de symbole.

Des essais ont été réalisés pour l'émission et la réception à l'intérieur de bâtiments ainsi que pour la réception simultanée d'un signal en visibilité directe et d'un signal réémis.

D.5.2.10 Références bibliographiques

[1] HOEHER, P., WOERZ, T., SCHMIDBAUER, A., SCHWEIKERT, R., FRANK, J., GROSSKOPF, R., SCHRAMM, R., GALE, F. C. T. et HARRIS, R. A. [1997] Helicopter Emulation of Archimedes/Mediastar Satellite DAB Transmission to Mobile Receivers. *Int. Jo. Sat. Comm.*, Vol. 15, p. 35-43.

[2] HOEHER, P., JAHN, A., WOERZ, T., SCHMIDBAUER, A. et SCHWEIKERT, R. [1996] A suitability study of satellite emulation by airborne platforms. Accepted for publication in *Int. Jo. Sat. Comm*., subm. août 1996, rev. déc. 1996.

[3] MILLER, M. J., VUCETIC, B. et BERRY, L. [1995] Satellite Communications, Mobile and Fixed Services. Kluwer Academic Publishers, Norwell, Etats-Unis d'Amérique.

[4] VOGEL, W. J., et TORRENCE, G. W. [1993] Penetration Measurements for Satellite Radio Reception Inside Buildings. *IEEE Trans. on Ant. and Prop*., Vol. 41, N° 7.

D.5.3 Rapport des résultats des essais pour le Système numérique D_H

D.5.3.1 Introduction

Le Système numérique D_H combine un signal de satellite et un signal de Terre pour fournir un service de radiodiffusion sonore numérique par satellite transparent à destination de véhicules. Le signal de satellite est compatible vers l'arrière avec le Système numérique D_S. En octobre 2000, à la suite d'une mesure prise par la Commission d'études 6 de l'UIT-R, une nouvelle catégorie de systèmes de radiodiffusion sonore par satellite, celle des systèmes hybrides, a été adoptée et le Système numérique D_H est l'un des deux systèmes hybrides examinés.

Par rapport au système D_S, le système D_H comporte les améliorations suivantes:

– Utilisation de la diversité temporelle ou de la diversité temporelle et spatiale pour améliorer la réception par satellite.

– Utilisation d'une démodulation cohérente MDP-4 cohérente avec correction rapide de l'ambiguïté de phase pour améliorer la réception par satellite dans des environnements en partie occultés (arbres).

– Utilisation d'un enlacement de trames pour améliorer la réception par satellite dans des environnements en partie occultés (arbres).

– Réémission du signal par voie hertzienne de Terre dans les zones où la réception par satellite est occultée par des structures (ponts, tunnels, bâtiments, etc.).

La période des essais de validation pour le Système numérique D_H est terminée. Elle se composait de deux phases:

La phase 1 «Essais techniques» effectuée à Erlangen (Allemagne) en août 2000 a permis de tester séparément la partie satellite et la partie voie hertzienne de Terre dans des centres urbains, à proximité de centres urbains et sur autoroutes avec phénomènes d'occultation. Le faisceau nord-ouest du satellite AfriStar fournissait le signal de satellite à un angle d'élévation de 32,3°. Une, deux ou trois stations de répéteurs de Terre fournissaient le signal de Terre.

La phase 1 comprenait les étapes suivantes:

– Essai du fonctionnement des prototypes de logiciel, de microprogramme et de matériel du Système numérique D_H de réception mobile.

– Validation du signal de Terre pour un réseau monofréquence (SFN) à trois émetteurs.

– Validation du concept de diversité temporelle pour différents scénarios de réception (centres urbains et autoroutes à proximité de centres urbains) séparément pour le signal de satellite et pour le signal de Terre. En raison de la faiblesse du champ du signal de satellite à Erlangen, il n'a pas été possible de régler une validation complète de la réception combinée de façon sélective du signal de Terre et du signal de satellite mais a été fait à Pretoria.

La phase 2, «Essais d'intégration de l'ensemble du système», effectuée à Pretoria (République sudafricaine) en octobre 2000 a permis de tester complètement le signal de satellite et le signal de Terre combinés de façon sélective pour différents scénarios de réception (phénomène d'occultation dans des centres urbains, à proximité de centres urbains ou sur autoroute). Le faisceau nord-ouest du satellite AfriStar fournissait le signal de satellite à un angle d'élévation de 59,26°. Une, deux ou trois stations de répéteurs de Terre fournissaient le signal de Terre.

La phase 2 comprenait les étapes suivantes:

– Essai de la réception mobile par l'équipement prototype du Système numérique D_H, avec fourniture d'un signal de satellite suffisamment puissant par le satellite AfriStar.

– Essai de réception du signal de satellite de l'actuel Système numérique D_S sans aucune amélioration pour avoir une base de comparaison. On parle de signal du canal «compatible» car les récepteurs de l'actuel Système numérique D_S peuvent le recevoir.

– Essai du signal du canal satellite du Système numérique D_H avec diversité temporelle, entrelacement et correction rapide de l'ambiguïté de phase. On parle de canal «amélioré». Il n'est pas compatible avec les récepteurs de l'actuel Système numérique D_S.

– Essai du signal de Terre du Système numérique D_H avec et sans diversité temporelle et entrelacement.

– Essai du signal de Terre du Système numérique D_H avec réseau monofréquence à un, deux ou trois émetteurs.

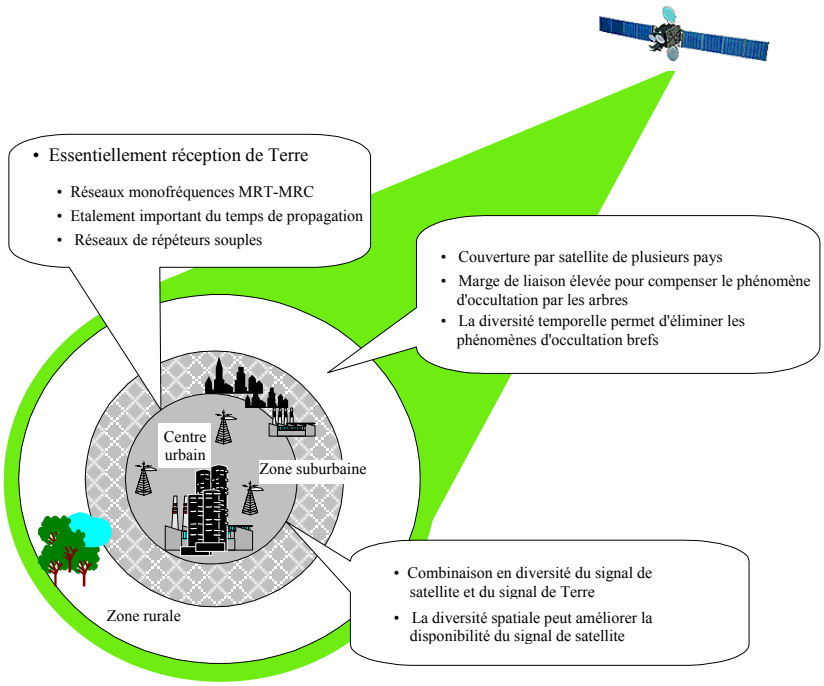
– Essai du signal de satellite et du signal de Terre combinés de façon sélective du Système numérique D_H dans différents scénarios de réception (centres urbains, proximité de centres urbains et sur autoroute en dehors d'un centre urbain).

D.5.3.2 Aperçu général du système

Le système général est résumé à la Fig. D.36. Cette Figure définit les principales caractéristiques de ce système.

FIGURE D.36

Système général



En dehors des centres urbains, l'implantation de réseaux de Terre monofréquences «à l'échelle d'un pays» serait trop onéreuse. Dans ce type de zones, le signal de satellite, amplifié, si nécessaire par des répéteurs de Terre de très faible puissance, devrait être suffisant.

Dans les centres urbains ou à proximité de centres urbains, on a besoin de réémetteurs de Terre complémentaires. Deux types de répéteurs de Terre sont envisagés:

– Des répéteurs à micropuissance (p.i.r.e. comprise entre 0,1 et 1 W) utilisés uniquement lorsqu'il y a de petits trous dans la zone de couverture (petites villes, zones en forêt, tunnels, etc.) («réémetteur de complément») essentiellement en dehors des centres urbains. On a besoin d'un grand nombre de répéteurs de ce type.

– Répéteurs à puissance moyenne (p.i.r.e. de 100 W) utilisés dans les centres urbains et à proximité de ces centres.

Dans les centres urbains ou à proximité de ces centres, un répéteur ne suffit pas. Il faut absolument avoir plusieurs répéteurs dans les réseaux monofréquences. Dans le cas de réseaux monofréquences avec plusieurs répéteurs, l'étalement du temps de propagation est important. Comme on le verra plus tard dans un paragraphe consacré aux performances des systèmes MRT-MCM en fonction de la vitesse, un étalement important du temps de propagation permet de réduire le TEB.

Pour simplifier l'implantation des répéteurs, on a besoin de stations de répéteurs souples. Par souplesse des répéteurs on entend:

– des répéteurs dont les caractéristiques facilitent l'installation;

– des répéteurs de puissance faible/moyenne peu coûteux (1 à 10 W de puissance RF appliqués aux bornes de l'antenne);

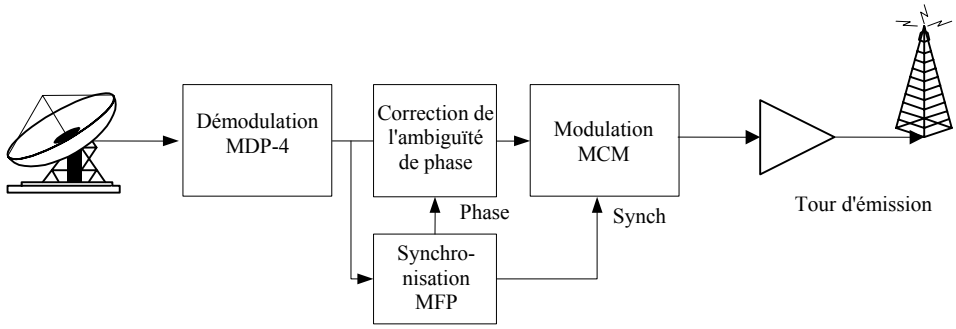
– des répéteurs à micropuissance très peu coûteux (puissance de 0,01 à 0,1 W appliquée aux bornes de l'antenne).

Etant donné que le signal à destination des répéteurs s'obtient directement depuis le satellite, il n'est pas nécessaire de prévoir une distribution par des moyens de Terre jusqu'aux stations de répéteurs aussi éloignés soient-ils.

Un répéteur type est illustré à la Fig. D.37.

FIGURE D.37

Schéma d'un répéteur



Le Système numérique D_H est un système hybride satellite/de Terre qui a les caractéristiques suivantes:

– Un signal de satellite MRT modulé MDP-4 utilisant la diversité temporelle pour compenser les brefs phénomènes d'occultation ainsi qu'un système de correction d'erreur directe très performant dans le cas de signaux dans des environnements où il y a des phénomènes d'occultation (par exemple, sous les arbres).

– Un signal MCM modulé par le même flux binaire MRT acheminé par le satellite, appelé dans le document signal MCM-MRT, et retransmis par les émetteurs d'un réseau monofréquence (SFN) de Terre. Un schéma fonctionnel d'un émetteur de Terre indiquant la partie satellite et la partie de Terre est donné dans la Fig. D.38.

– Un codage à la source appliqué au signal audio (norme MPEG1/2 Couche III).

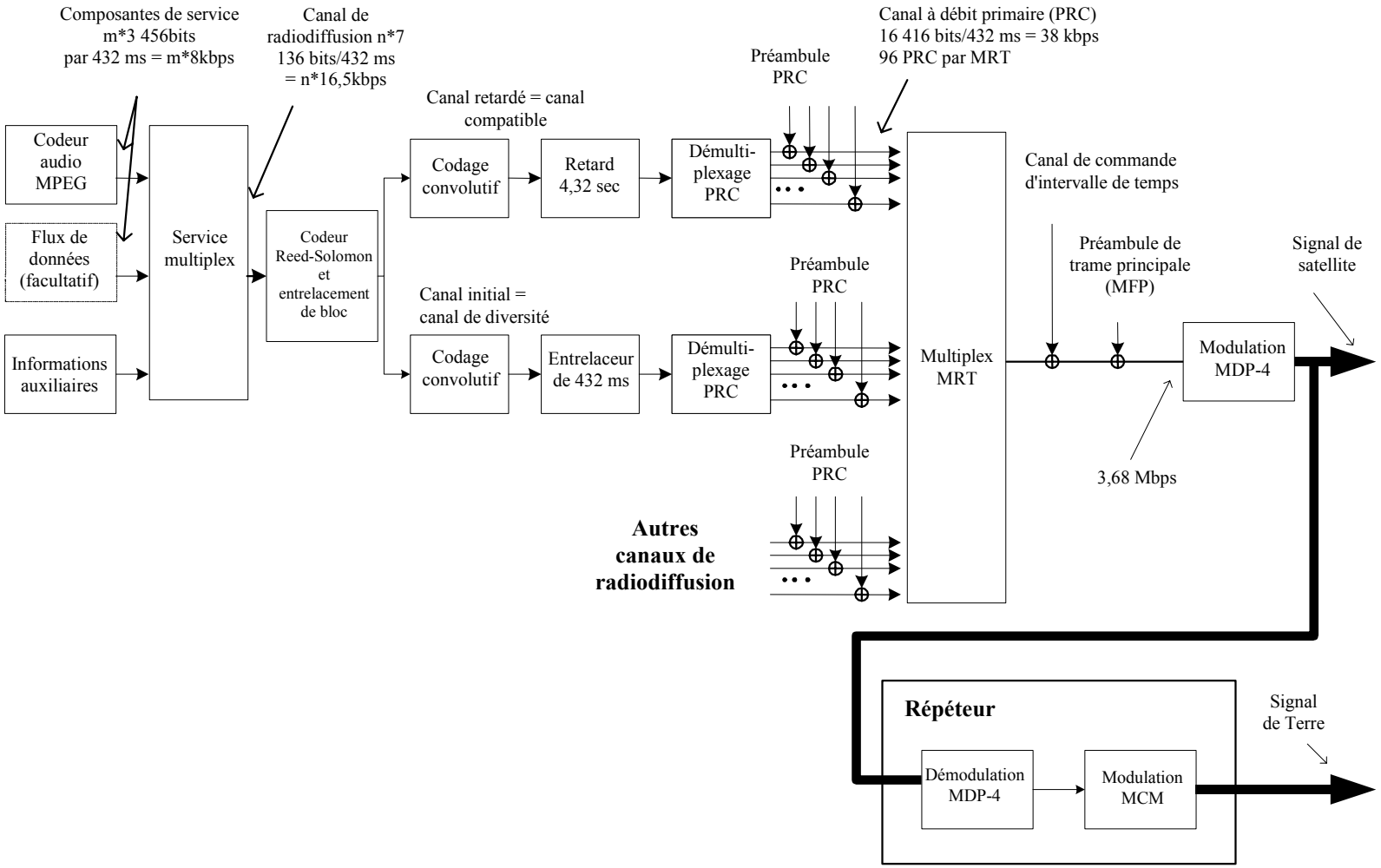
– Un multiplexage du flux binaire audionumérique, des données auxiliaires et des flux de données facultatives dans un canal de radiodiffusion.

– Un codage de Reed-Solomon du canal de radiodiffusion.

– Un codage convolutif appliqué à la sortie du codeur Reed-Solomon.

FIGURE D.38

Schéma fonctionnel de la partie émission



– Le signal MRT est transmis dans les modes suivants:

a) Mode diversité complète:

Deux codeurs convolutionnels sont utilisés au niveau de l'émetteur pour générer les signaux acheminés sur deux canaux MRT par satellite. Dans un premier canal MRT, un signal ayant subi un codage convolutionnel est retardé (signal retardé). Le second signal ayant subi un codage convolutionnel n'est pas retardé (signal initial). Ce dernier signal, également appelé signal de diversité, intègre un entrelaceur d'une longueur de 432 ms pour lutter contre les évanouissements de courte durée, par exemple ceux que l'on observe lors d'une réception en visibilité directe interrompue par des arbres ou du feuillage.

b) Mode canal compatible:

Un codeur convolutionnel est utilisé. Il n'y a pas d'entrelaçage[5] temporel supplémentaire appliqué.

c) Mode canal de diversité:

Un codeur à convolution est utilisé. Un entrelaçage temporel dans une fenêtre de 432 ms est appliqué à la sortie du codeur convolutionnel. Ce mode n'est pas compatible avec les récepteurs radio de première génération du Système numérique D_H.

– Les opérations ci-dessus sont réalisées dans une unité entrelaceur/retard. Le signal de sortie de cette unité est démultiplexé en des canaux à débit primaire qui, à terme, sont acheminés dans deux canaux MRT.

– Un préambule est inséré pour chaque canal à débit primaire.

– Les canaux à débit primaire sont multiplexés en un flux binaire MRT (canal initial et canal retardé).

– Un canal de commande des intervalles de temps (TSCC, *time slot control channel*) est ajouté au flux MRT. Ce canal TSCC comprend toutes les informations nécessaires pour le démultiplexage des canaux acheminés dans le flux binaire MRT.

– Pour la synchronisation de trame MRT, on ajoute un préambule de trame principal (MFP).

– Le flux binaire MRT, y compris le canal TSCC, le préambule MFP et d'autres canaux sont modulés MDP-4 sur une porteuse MRT. Une fréquence comprise entre 1 467 et 1 492 MHz est attribuée à la porteuse MRT. Le flux MRT accepte un débit binaire en bande de base de 1 536 kbit/s pour un débit de transmission de 3 680 kbit/s dans une largeur de bande de 2,3 MHz.

Les répéteurs de Terre assurent les opérations de traitement suivantes:

– Modulation MDP-4 pour récupérer le signal MRT à son débit de transmission de 3 680 kbit/s.

– Correction de l'ambiguïté de phase toutes les 1,4375 ms de la démodulation MDP-4 synchronisée sur le préambule MFP MRT.

– Modulation du flux MRT à 3 680 kbit/s sur un signal MCM sous forme de 23 symboles MCM avec chacun 1 104 bits (552 porteuses, 2 bits chacune) acheminés dans une trame de 6,9 ms de longueur. On parle de signal MCM-MRT.

---

[5] Un entrelacement de blocs sur quatre mots de code Reed-Solomon est appliqué entre le codeur Reed-Solomon et le codeur convolutionnel.

Dans les zones où la couverture de Terre et la couverture par satellite se chevauchent (typique d'un environnement suburbain), le canal satellite et le canal de Terre sont combinés de façon sélective dans le récepteur, ce qui améliore sensiblement la disponibilité du signal.

L'utilisation de la diversité temporelle pour le signal MCM-MRT retransmis par les réémetteurs de Terre est facultative. L'utilisation d'un répéteur assurant le traitement permet aussi un reformatage du contenu des canaux acheminés dans le flux binaire MRT avant la rediffusion. Des parties des canaux à débit primaire peuvent être remplacées par d'autres signaux avant la rediffusion. Les modes de fonctionnement suivants sont possibles:

1) Diversité temporelle complète.

   La diversité temporelle est utilisée pour le signal de satellite et pour le signal de Terre. Ce mode assure une très bonne protection contre les erreurs, une très grande disponibilité du signal et une très bonne couverture avec des réseaux de répéteurs de Terre.

2) Diversité temporelle uniquement pour le signal de satellite.

   Les émetteurs de Terre ne retransmettent que le signal de satellite associé au canal de diversité. Pour le signal de Terre, la capacité attribuée au canal compatible peut être utilisée pour l'insertion de programmes locaux.

3) Pas de diversité temporelle pour le signal de satellite ou le signal de Terre.

   Il est possible d'utiliser le canal compatible ou le canal de diversité amélioré. Le canal de diversité amélioré donne de meilleurs résultats pour la réception mobile mais empêche la réception par les récepteurs du Système numérique D_S. Le canal compatible est totalement compatible avec les récepteurs du Système numérique D_S mais la réception mobile est médiocre. Le canal compatible peut également être utilisé pour le signal de satellite et le canal de diversité amélioré pour le signal de Terre. Dans ce dernier cas, il faudra reformater le signal de satellite avant la rediffusion.

On peut utiliser différents types de récepteur pour le signal de satellite MRT et le signal de Terre MRT-MCM choisis, par exemple:

– Récepteur en mode satellite uniquement:

  Seul le signal de satellite compatible est utilisé. Dans ce cas, la complexité du récepteur et la consommation d'énergie sont minimales. Ce récepteur assure une réception sur récepteur fixe ou sur récepteur portatif.

– Récepteur à mode double:

  Le récepteur choisit un signal de satellite ou un signal de Terre retransmis. Si un signal provenant d'un répéteur de Terre est disponible, le récepteur se règle sur ce signal. S'il n'y a pas de signal de répéteur de Terre disponible, le récepteur recherche un signal de satellite.

– Récepteur à diversité:

  Le signal de Terre et le signal de satellite sont reçus et démodulés en parallèle et conjointement disponibles pour le récepteur. Une combinaison de diversité à probabilité maximale des deux signaux est appliquée pour améliorer la disponibilité du service.

La Fig. D.39 donne un schéma fonctionnel du récepteur utilisé dans les essais. Ce récepteur est reconfigurable pour réaliser les configurations décrites ci-dessus.

D.5.3.3 Performances et mise en oeuvre du récepteur

Les caractéristiques du récepteur ont été définies par simulation informatique et dans le cadre d'essais en laboratoire en prévision des essais sur le terrain.

D.5.3.3.1 Résultats de la simulation

Le principal objectif de la simulation informatique était de générer des données de référence pour la mise en oeuvre. L'affaiblissement dû à la mise en oeuvre est défini comme étant la différence entre les résultats obtenus par simulation et les résultats mesurés du prototype de récepteur.

D.5.3.3.1.1 Caractéristiques du schéma CED

Le Système numérique D_H intègre un décodage CED comprenant un décodage Viterbi (VIT) concaténé à un décodage Reed-Solomon (RS). Les caractéristiques du décodage CED sont résumées dans les Fig. D.40 et D.41. Ces Figures donnent les résultats obtenus respectivement pour un canal gaussien et pour un canal en zone urbaine type, pour une vitesse de 50 km/h. Le principal avantage du décodeur Reed-Solomon est son TEB faible après décodage CED. Le signal de sortie est exempt d'erreurs la plupart du temps. Les erreurs restantes sont des erreurs de salve brèves. Cette caractéristique concorde avec les spécifications des applications de données et les algorithmes de codage-décodage audio modernes.

FIGURE D.39

Schéma du récepteur

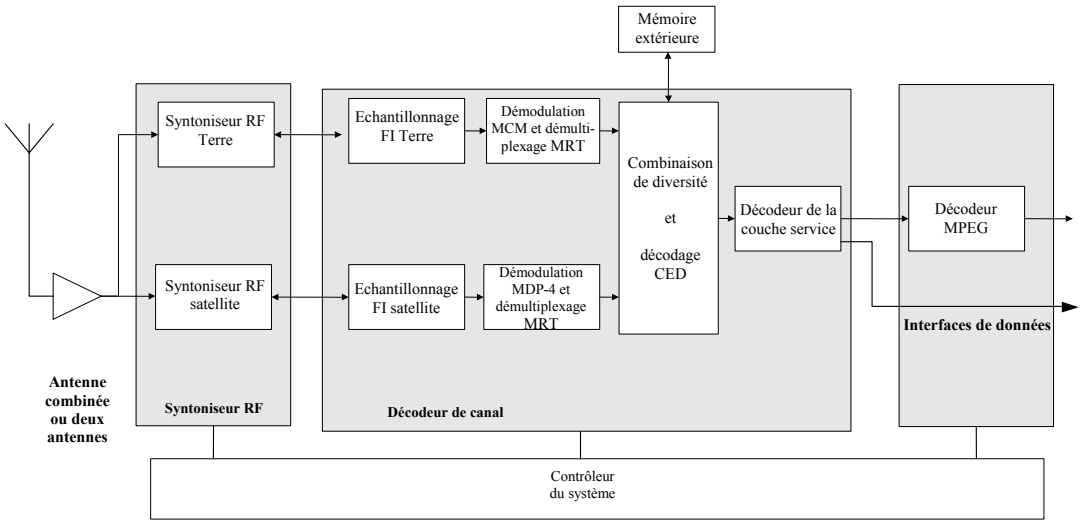


FIGURE D.40

Taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit pour un canal gaussien

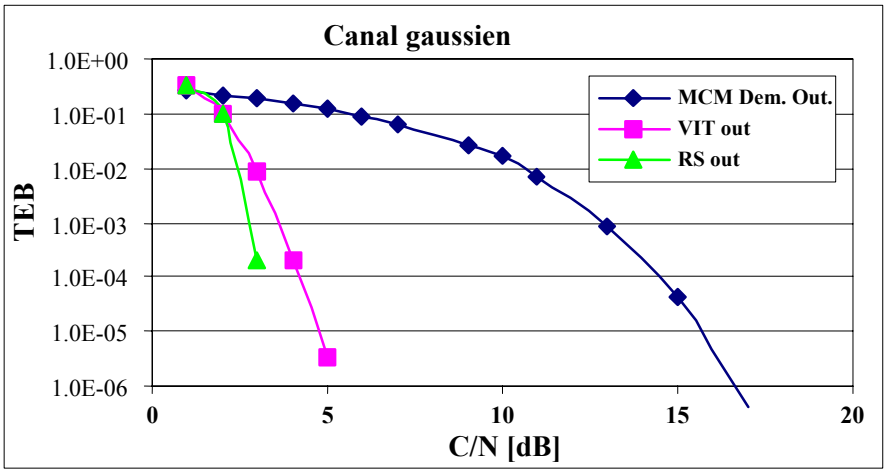
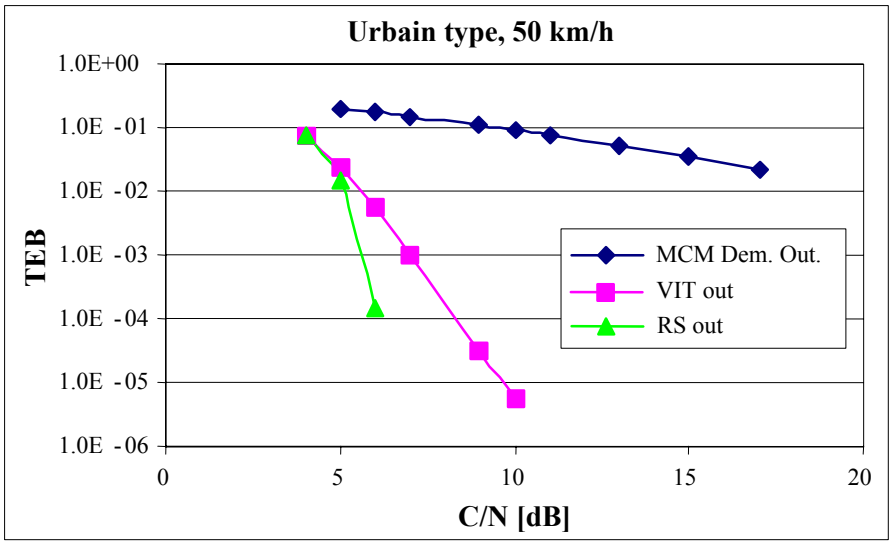


FIGURE D.41

Taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit pour un canal de Rayleigh



Mode du récepteur:	sans diversité temporelle
MCM Dem. Out:	taux d'erreur binaire après démodulateur MCM (= TEB dans le canal)
VIT out:	taux d'erreur binaire après décodeur de Viterbi
RS Out:	taux d'erreur binaire après décodeur Reed-Solomon

D.5.3.3.1.2 Résultats pour différents canaux mobiles

Les caractéristiques du canal mobile dépendent de l'environnement (zone rurale ou zone urbaine) du réseau (nombre d'émetteurs du réseau monofréquence et distance entre les émetteurs et le véhicule) ainsi que de la vitesse du véhicule.

Les mesures du TEB sont données après le décodeur de Viterbi (Fig. D.42) et après le décodeur Reed-Solomon (Fig. D.43) pour différents canaux à une vitesse de 100 km/h. Les résultats pour les canaux suivants sont indiqués comme suit:

– BBGA: Canal gaussien: pas de propagation par trajets multiples

– TU: Urbain type: faible étalement du temps de propagation, configuration à un seul émetteur

– HT: Terrain accidenté: étalement important du temps de propagation, configuration à un seul émetteur

– RU: Rural: un seul émetteur dans un environnement rural

– SFN: réseau monofréquence: étalement important du temps de propagation, signaux (groupes) provenant de trois émetteurs arrivant à des moments différents.

Les Figures font apparaître le gain dû à un décodeur Reed-Solomon. Sans ce décodeur, le taux d'erreur binaire résiduel est élevé pour certains canaux même pour des rapports signal/bruit élevé. Avec le décodeur de Reed-Solomon, le taux d'erreur binaire résultant est faible et les caractéristiques sont analogues pour tous les types de canaux mobiles. Les résultats obtenus pour un canal BBGA sont donnés pour comparaison.

FIGURE D.42

Taux d'erreur binaire après décodeur de Viterbi
Pour différents canaux: BBGA, urbain type (TU), terrain accidenté (HT),
réseau monofréquence à trois émetteurs (SFN3), rural (RU)
mode de réception: diversité temporelle, vitesse: 100 km/h

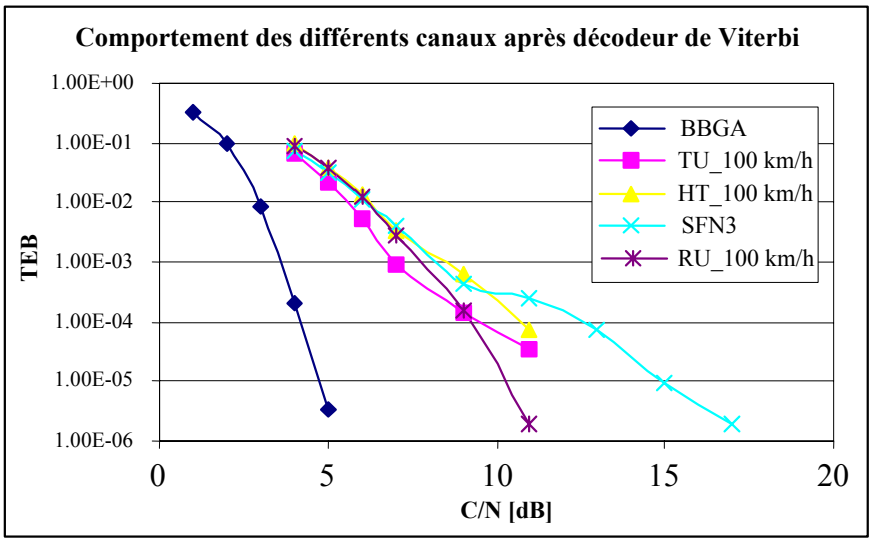
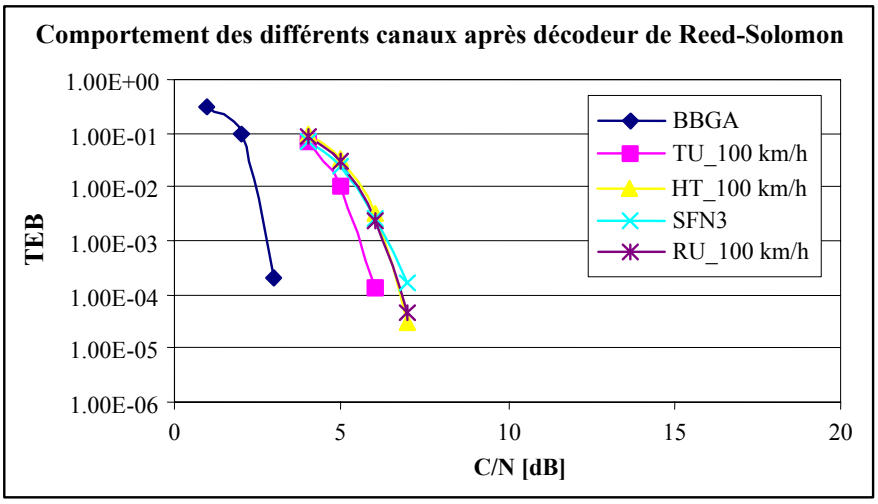


FIGURE D.43

Taux d'erreur binaire après décodeur de Reed-Solomon
Pour différents canaux: BBGA, urbain type (TU), terrain accidenté (HT),
réseau monofréquence à trois émetteurs (SFN3), rural (RU)
mode de réception: diversité temporelle, vitesse: 100 km/h



D.5.3.3.1.3 Résultats obtenus pour les différents modes de réception

Il y a trois modes de réception:

– Pas de désentrelacement temporel entre le démultiplexage MRT et le décodeur de Viterbi (le canal compatible est utilisé).

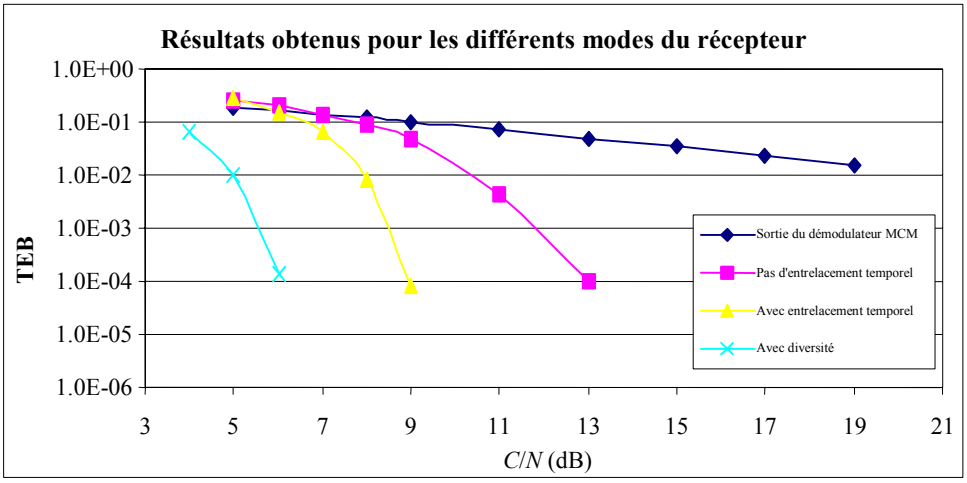
– Entrelacement temporel de 432 ms entre le démultiplexage MRT et le décodeur de Viterbi (le canal de diversité/amélioré est utilisé).

– Combinaison à diversité temporelle activée (le canal compatible et le canal de diversité sont combinés dans le décodeur de Viterbi).

Les résultats attendus sont donnés dans la Fig. D.44. L'amélioration due à l'entrelaceur est de 2 dB. L'amélioration due à la combinaison de l'entrelaceur et de la diversité temporelle est de 3,4 dB. Le rapport signal/bruit requis n'est que de 6 dB pour le canal mobile. Le taux d'erreur de référence pour les valeurs citées précédemment est de 10^{-4}. Les résultats effectifs mesurés pour le récepteur prototype sont donnés ultérieurement dans la Fig. D.53.

FIGURE D.44

Comparaison des différents modes pour le récepteur
(Dem: Démodulateur, Int: entrelaceur, canal: urbain type à 50 km/h)



D.5.3.3.1.4 Résultats obtenus pour le TEB MRT-MCM en fonction de la vitesse

Les caractéristiques de réception MRT-MCM en fonction de la vitesse ont été obtenues à partir de mesures du TEB effectuées en laboratoire avec le même récepteur que celui qui avait été utilisé dans les essais techniques sur le terrain sans diversité temporelle. Les courbes du TEB en fonction de la vitesse pour des rapports *C/N* de 9,5, 11,5 et 14,5 dB font l'objet des Fig. D.45, D.46 et D.47. Les observations suivantes sont faites. Pour les trajets de Terre, avec un faible étalement du temps de propagation, certaines parties du spectre peuvent parfois disparaître totalement en présence d'évanouissements uniformes. Cette situation a le plus de chance de se produire à des vitesses faibles, là où la durée de tels évanouissements risque d'être longue et de dépasser la fenêtre temporelle de l'entrelaceur. Par conséquent, le TEB a tendance à augmenter lorsque la vitesse est faible. La réception en mode stationnaire est aussi considérée comme un scénario critique. En effet, un véhicule à l'arrêt à un feu de signalisation peut se retrouver en présence d'évanouissements uniformes et alors il ne reçoit plus le signal. Pour les canaux où l'étalement du temps de propagation est moyen ou important, la probabilité d'occurrence d'évanouissements uniformes dans le canal est beaucoup plus faible[6]. Lorsque la vitesse du véhicule est moyenne ou élevée, la probabilité d'occurrence d'évanouissements uniformes dans le canal est bien plus faible. A une vitesse élevée, le temps de cohérence du canal est bref. Par conséquent, à des vitesses supérieures à 10 km/h, le TEB diminue de façon importante. Les courbes montrent que le multiplex MCM utilisé est très résistant pour des temps de cohérence brefs. Par conséquent, le TEB reste faible pour des distances allant jusqu'à 500 km/h[7]. Lorsque l'on ajoute la diversité temporelle, la dégradation, à de faibles vitesses, est encore moins importante. En l'absence d'entrelacement temporel, il faudra un rapport signal/bruit plus élevé pour toutes les courbes.

---

[6] Il s'agit là d'une autre raison en faveur du «gain apporté par un réseau monofréquence». Les réseaux monofréquences introduisent un étalement important du temps de propagation ce qui permet de réduire la marge requise pour une bonne disponibilité de service.

[7] Pour des applications où il n'y a pas de propagation par trajets multiples (par exemple, réception de signaux dans des aéronefs), la vitesse peut être encore plus élevée.

FIGURE D.45

Taux d'erreur binaire en fonction de la vitesse pour des récepteurs en mode «avec diversité temporelle»
(Rapport signal/bruit moyen = 9,5 dB)

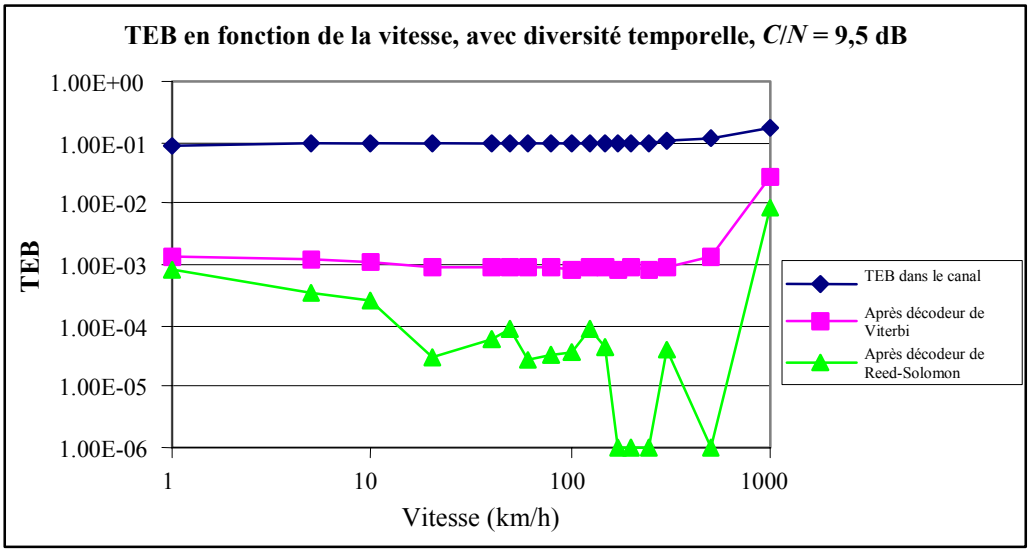


FIGURE D.46

Taux d'erreur binaire en fonction de la vitesse pour le récepteur en mode «entrelaceur temporel uniquement»
(Si l'on n'utilise pas la diversité temporelle, il faut un rapport signal/bruit plus élevé)

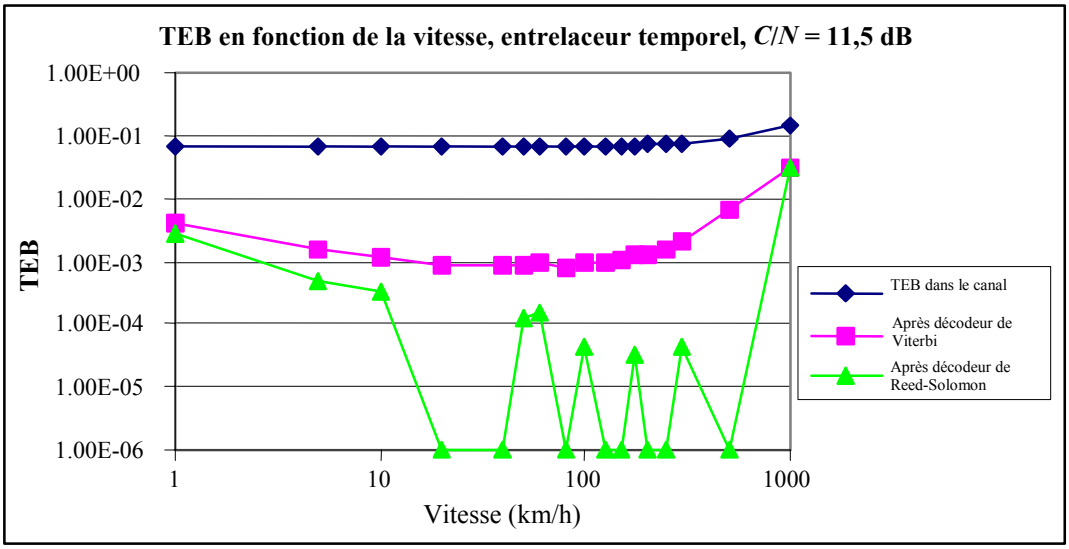
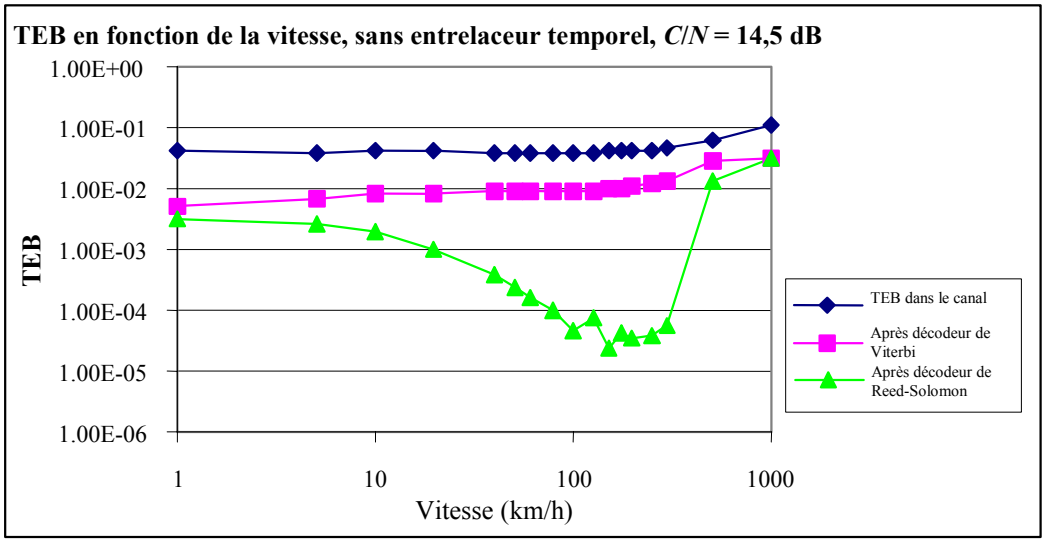


FIGURE D.47

Taux d'erreur binaire en fonction de la vitesse pour un récepteur en mode «pas d'entrelaceur temporel»
(Un rapport signal/bruit plus élevé est nécessaire pour compenser le gain de l'entrelaceur)



D.5.3.3.2 Récepteur prototype

Le récepteur prototype, illustré à la Fig. D.48 a été mis en oeuvre comme suit:

– Un récepteur prototype du Système numérique D_S (version 2.2) pour démoduler et démultiplexer la porteuse de satellite MRT MDP-4 pour la porter au niveau du canal à débit primaire.

– Un nouveau syntoniseur de porteuses de Terre a produit une fréquence intermédiaire centrée sur une fréquence de 3,22 MHz et un convertisseur analogique/numérique (A/D, *analog to digital*) l'a converti.

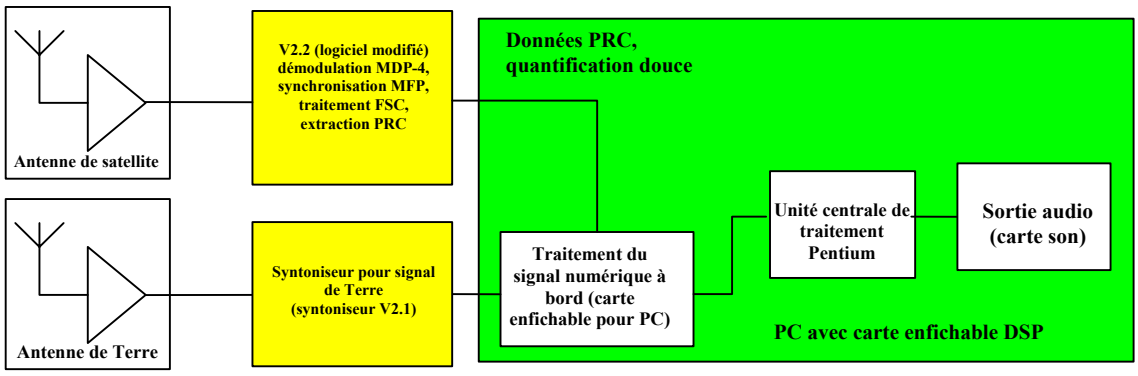
– Une carte enfichable de traitement numérique du signal (DSP, *digital signal processing*) spécialement mise en oeuvre a envoyé les deux signaux à un ordinateur personnel qui a réalisé l'ensemble du traitement numérique en bande de base dans le logiciel. Le traitement en bande de base comprenait:
  – la démodulation MCM (mise en oeuvre sur la plate-forme de traitement numérique du signal);
  – le démultiplexage MCM-MRT;
  – la synchronisation des canaux à débit primaire;
  – le décodage CED et la combinaison en diversité;
  – la combinaison sélective entre signaux de satellite et signaux de Terre;
  – le démultiplexage de la couche service;
  – le décodage MPEG.

Une antenne unipolaire $\lambda/4$ montée sur un plan au sol recevait le signal de Terre pendant les essais à Erlangen et à Pretoria. Pour recevoir le signal de satellite à Erlangen, un compas à induction terrestre orientait dynamiquement une antenne de type patch présentant un gain de 5 dBi, en direction de l'orbite du satellite; ce qui permettait de compenser la faible marge de réception du satellite couvrant l'Europe du nord. A Pretoria, une antenne Hitachi du Système numérique D_S

présentant un gain de 6 dBi et pointant vers le haut, a été utilisée pour recevoir les signaux de satellite. Les antennes étaient montées sur le toit de fourgonnettes d'essais à Erlangen et à Pretoria. L'angle d'élévation en direction du satellite était de 32,5° à Erlangen et de 59,26° à Pretoria. Le satellite AfriStar est situé sur l'orbite des satellites géostationnaires à 21° E. L'axe de visée de son faisceau nord-ouest coupe la Terre à 7,83° E et 20,27° N. L'axe de visée de son faisceau sud coupe la Terre à 32,27° E et 18,1° S. Par rapport au satellite AfriStar, Erlangen est décalé de 4° par rapport à l'axe de visée du faisceau nord-ouest et Pretoria de 1,4° par rapport à l'axe de visée du faisceau sud. L'ouverture du faisceau à 3 dB est d'environ 5,5° entre ces deux points vers le bas.

FIGURE D.48

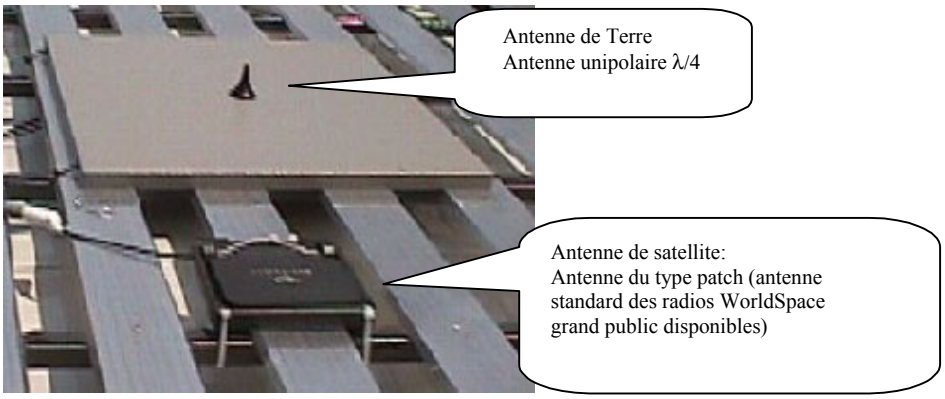
Schéma fonctionnel du prototype de récepteur



L'antenne unipolaire λ/4 et l'antenne Hitachi de type patch du Système numérique D_S sont illustrées à la Fig. D.49.

FIGURE D.49

Antennes de réception pour le signal de Terre et le signal du satellite



Les principaux paramètres du récepteur sont résumés dans le Tableau D.11. Le Tableau D.11 donne également des valeurs mesurées.

TABLEAU D.11

Principaux paramètres du récepteur prototype

Satellite	Rapport C/N requis pour un canal BBGA (pas de combinaison de diversité)	3 dB
	Rapport C/N_0 requis pour un canal BBGA (pas de combinaison de diversité)	65,5 dB(Hz)
	Gain de l'antenne Une antenne de type patch orientée a été utilisée pour les essais à Erlangen Une antenne de type patch sans pointage optimal a été utilisée pour les essais à Pretoria. En incluant l'affaiblissement imputable au pointage non optimal, le gain de l'antenne est d'environ 5 dBi	5 dBi
	Température de bruit du montage (ciel dégagé)	approx. 200 K
	Puissance surfacique requise pour le gain d'antenne et la température de bruit donnés	–121 dB(W/m^2)
de Terre	Rapport C/N requis Canal BBGA, diversité totale Canal BBGA, pas de diversité Canal mobile, diversité totale (= canal initial + canal retardé) Canal mobile, canal à diversité (= canal initial) Canal mobile, canal compatible (= canal retardé, pas d'entrelacement temporel pour le signal retardé)	 3 dB 6 dB 8,5 dB 10 dB 14 dB
	Gain de l'antenne (unipolaire $\lambda/4$ sur un plan au sol)	approx. 2 dBi
	Facteur de bruit de l'amplificateur AFB (la contribution des autres composantes au facteur de bruit global était marginale)	approx. 1,5 dB
	Seuil du récepteur pour une antenne à 0 dBi (en fonction du canal et du mode, –102 dBm équivalent à un rapport C/N de 8,2 dB)	approx. –102 dBm
	Champ requis (dans l'hypothèse d'une antenne à 2 dBi)	approx. 27 dB (μV/m)

Les caractéristiques du récepteur ont été soigneusement définies en laboratoire. La Fig. D.50 est un schéma fonctionnel de l'équipement d'essai en laboratoire. La réception mobile du signal de satellite a été simulée par:

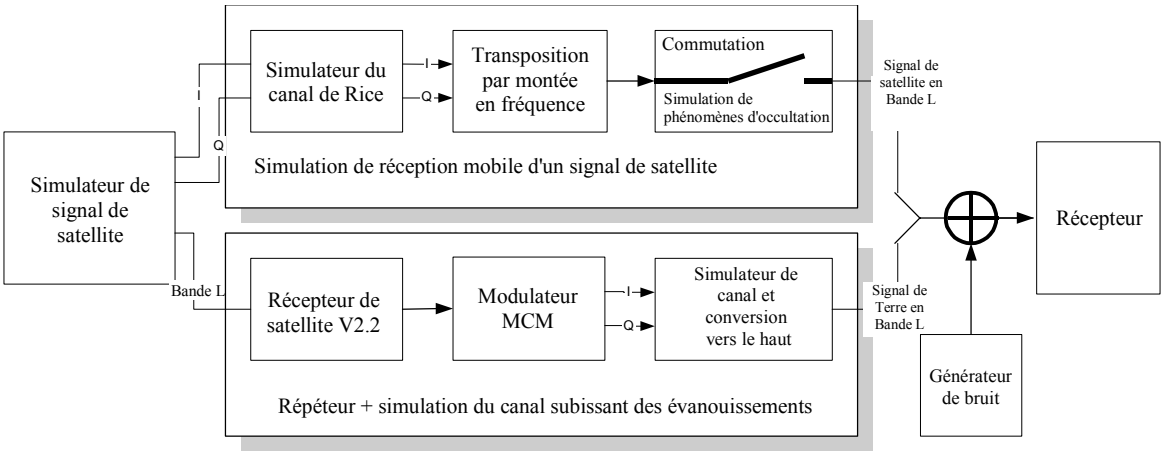
– Un modèle de propagation par trajet multiple sur le canal de Rice pour simuler une réception du signal de satellite avec zones d'ombre.

– Un affaiblisseur avec commutation commandé électroniquement pour simuler les phénomènes d'occultation (par des ponts, des bâtiments, des tunnels, etc.).

Pour simuler de façon réaliste les données concernant les performances d'un canal de satellite subissant des évanouissements, il faut choisir avec soin les paramètres des simulateurs. Pour les essais en laboratoire dont il est question ici, les paramètres du simulateur du canal de Rice ont été obtenus à partir d'enregistrements faits pendant la validation du Système numérique D_S. Les valeurs types pour un canal de Rice dans le cas d'environnements avec des zones d'ombre sont situées entre 7 et 10 dB.

FIGURE D.50

Schéma fonctionnel d'un équipement de laboratoire



Pour le canal associé au signal de Terre, on dispose de différents ensembles de paramètres pour caractériser divers scénarios de réception. Les ensembles utilisés ici pour les essais de laboratoire sont notamment les suivants: canaux de référence définis pour Eureka 147, ensembles de paramètres simulant des réseaux monofréquences et modèles de canaux GSM.

Un phénomène d'occultation a été simulé en utilisant un canal de Rice caractérisé par un faible étalement du temps de propagation.

Les paramètres du canal de Rice sont donnés dans le Tableau D.12.

TABLEAU D.12

Paramètres du canal de Rice

Nunéro de la séquence	Temps de propagation	Puissance relative	Type d'évanouissement	Observations
1	0	0 dB	Rice, Facteur de Rice 10 dB	Simule l'occultation du signal principal
2	0,1 µs	14 dB	Rayleigh	Simule l'occultation avec un peu de propagation par trajets multiples (par exemple, réflexions provenant des bâtiments)

Dans les cas où il y a des phénomènes d'occultation, on a tout intérêt à exprimer les résultats sous forme du taux d'erreur sur les trames (FER) mesuré à la sortie du décodeur RS. Les taux FER mesurés pour les diverses conditions de mise en oeuvre et vitesse du système sont donnés dans le Tableau D.13. Des comparaisons sont faites avec les valeurs du taux FER pour le récepteur du Système numérique D_S (appelé également récepteur de la première génération).

A des vitesses élevées (100 km/h) la densité des évanouissements brefs est forte. On observera qu'à 100 km/h le fait d'ajouter une correction rapide de l'ambiguïté de phase ne permet de réduire que faiblement le taux FER alors que si on ajoute un entrelaceur temporel puis une diversité temporelle on peut réduire de façon significative le taux FER. A une vitesse plus faible (50 km/h) le taux FER est toujours beaucoup plus bas, dans tous les cas. Même si lorsque la vitesse est faible le canal reste dans un «état non satisfaisant» pendant plus longtemps, la densité des évanouissements qui conduisent à une erreur sur les trames pendant cet état est beaucoup moins importante, ce que fait baisser nettement le taux FER.

Le comportement des erreurs dans le domaine temporel sur un canal de Rice est illustré à la Fig. D.51. La plupart du temps, les trames du signal comportent des erreurs (indiquées en vert) qui sont corrigées par le décodeur de Viterbi (indiqué en bleu). Cependant il arrive parfois qu'une trame comporte quelques erreurs non corrigées (indiquées en rouge). Ces brève salves d'erreur sont habituellement prises en charge par la fonction de masquage d'erreur du décodeur audio et ne sont pas audibles. Ce comportement du canal simulé était proche de celui effectivement observé en République sudafricaine. Un exemple de comportement en présence de phénomènes d'orientation par des arbres en République sudafricaine est donné à la Fig. D.52. On notera que le taux FER pour les erreurs dont la courbe est tracée à la Fig. D.51 est 350 fois plus élevé que celui pour les erreurs dont la courbe est tracée à la Fig. D.52 en raison des valeurs différentes du rapport *C*/*N* et des statistiques de distribution du temps de propagation par trajets multiples. Toutefois, sauf pour l'échelle de temps, les données sont tout à fait analogues.

TABLEAU D.13

Réduction du taux d'erreur sur les trames avec les améliorations apportées au récepteur

Configuration	Vitesse (km/h)	Taux d'erreur sur les trames (%)
Récepteur de la première génération	100	32
Adjonction d'une correction rapide de l'ambiguïté de phase	100	30
Adjonction d'une correction rapide de l'ambiguïté de phase et d'un entrelaceur temporel	100	15
Adjonction de la diversité temporelle	100	3,5
Récepteur de la première génération	50	9
Adjonction d'une correction rapide de l'ambiguïté de phase	50	9
Adjonction d'une correction rapide de l'ambiguïté de phase et d'un entrelaceur temporel	50	1,4
Adjonction de la diversité temporelle	50	0,2

Pour le signal de Terre, les valeurs mesurées du taux d'erreur binaire en fonction du rapport *C*/*N* sont données à la Fig. D.53. Les résultats sont indiqués pour les trois modes suivants:

– Mode diversité complète: la diversité temporelle est utilisée également pour le signal de Terre.

– Canal de diversité uniquement: le canal de diversité est utilisé uniquement pour la rediffusion de Terre.

– Canal compatible uniquement: le canal compatible ne comporte pas d'entrelaceur temporel. Les résultats sont donc moins bons.

Les taux d'erreur binaire sur les bits dans le canal amélioré exprimés en fonction du rapport *C*/*N* après le démodulateur (canal), le décodeur de Viterbi et le décodeur RS sont indiqués à la Fig. D.54. Cette Figure illustre l'efficacité du codage concaténé.

FIGURE D.51

Réception du signal de satellite dans un environnement mobile
(Environnement avec zones d'ombre simulé par un canal de Rice,
FER ≈ 0,005/S)

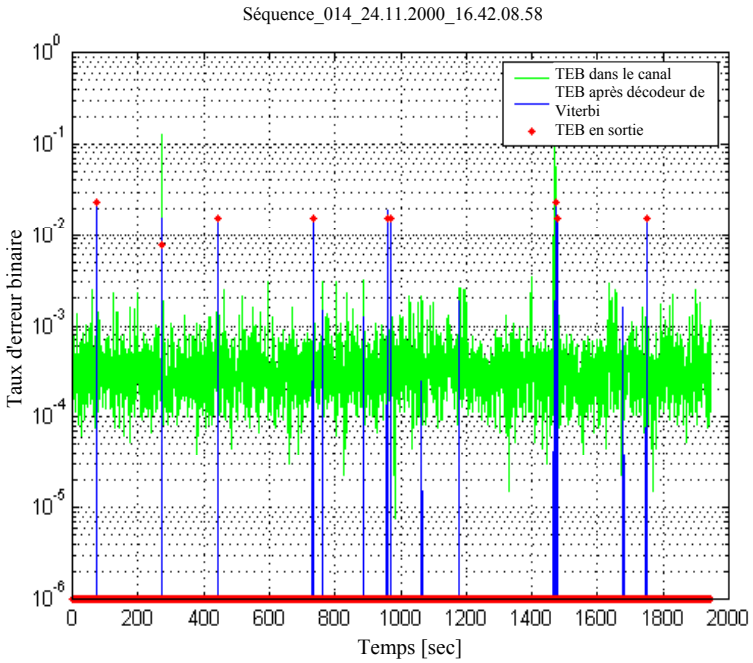


FIGURE D.52

Comportement mesuré sous des arbres en République sudafricaine
(NOTE – Intervalle de temps 20 fois plus court que dans la Fig. D.51, FER ≈ 0,175/S)

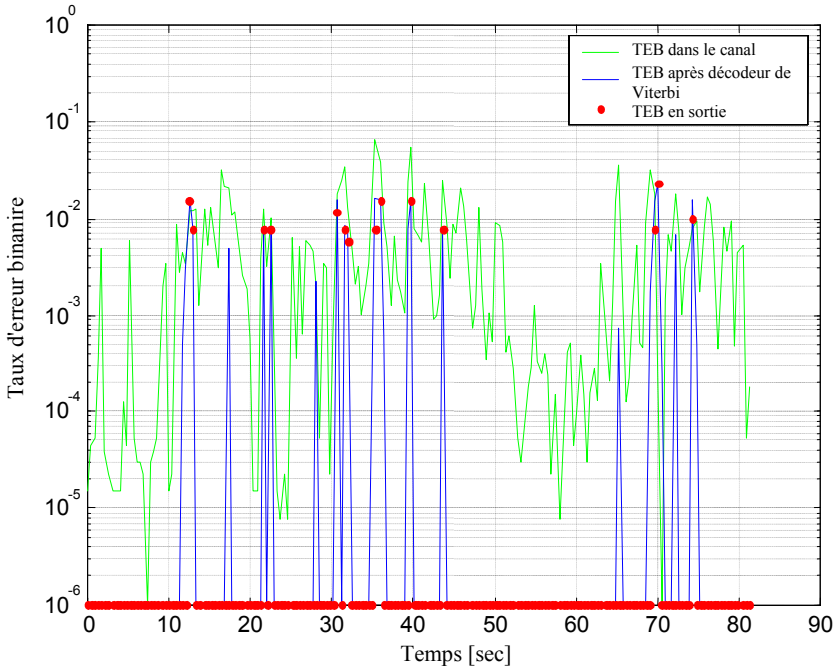


FIGURE D.53

Taux d'erreur binaire après décodage CED en fonction du rapport *C/N* pour un canal de Rayleigh (TU, 50 km/h)

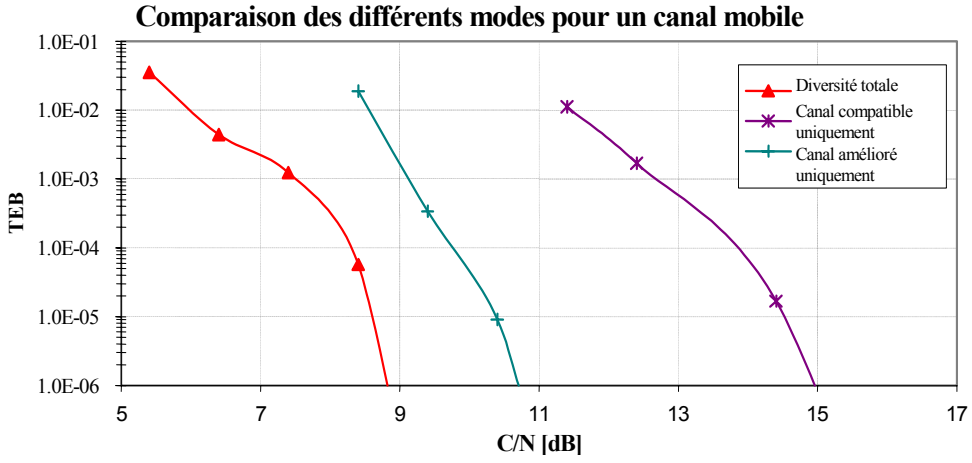
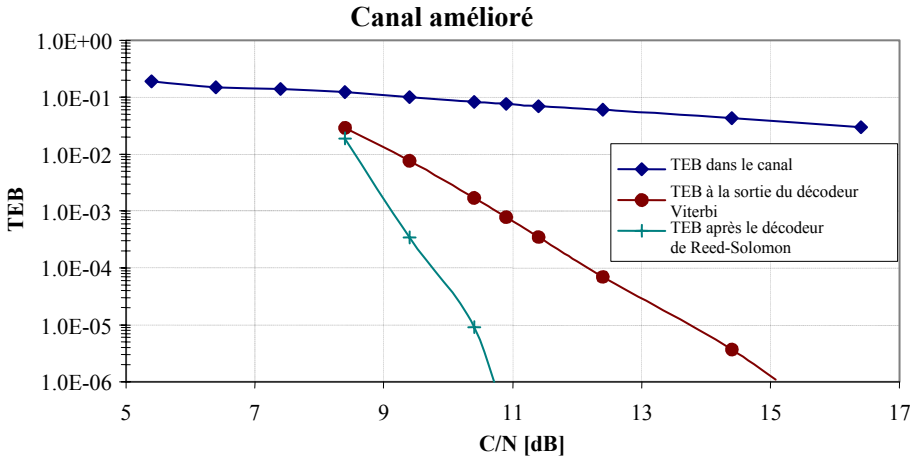


FIGURE D.54

Taux d'erreur binaire en fonction du rapport *C/N* après démodulateur, après décodage de Viterbi et après décodage de Reed-Solomon (canal de Rayleigh, $R_{Viterbi} = 0,5$)



D.5.3.4 Montage pour les essais sur le terrain

D.5.3.4.1 Aperçu général

Le montage pour les essais sur le terrain à Pretoria est illustré à la Fig. D.55. Les signaux sont transmis sur la liaison montante jusqu'au satellite AfriStar situé à 21° E de longitude sur l'orbite des satellites géostationnaires directement au-dessus du Zaïre. La station de liaison montante est une station située à Tennenlohe, au sud d'Erlangen en Allemagne, et elle est exploitée par FhG. La liaison montante achemine deux canaux de radiodiffusion à 64 kbit/s utilisant la structure à un seul canal à débit primaire AMRF, par porteuse de la charge utile de communication du satellite AfriStar avec traitement numérique à bord. Un canal de radiodiffusion acheminait le canal initial et l'autre le canal retardé. Pour cela, il faut transmettre huit canaux à débit primaire à 16 kbit/s à un seul canal par porteuse.

A bord du satellite AfriStar, une porteuse MRT de liaison descendante prenant en charge le service classique normal organisé par le processeur en bande de base à bord du satellite AfriStar, achemine le service de radiodiffusion numérique dans le faisceau sud d'AfriStar. On a attribué dans ce flux MRT des intervalles de temps aux deux canaux de radiodiffusion ainsi qu'aux canaux à débit primaire des 28 autres canaux de radiodiffusion normaux d'AfriStar desservant le continent africain. Afin d'avoir la référence nécessaire pour la correction rapide de l'ambiguïté de phase, un canal PRC du flux MRT acheminait un flux binaire pseudo-aléatoire généré à bord du satellite.

Pour les moyens complémentaires de Terre, trois stations de répéteurs étaient situées sur des collines autour du centre-ville de Pretoria. Toutes les stations de répéteurs avaient des pylônes de 50 m de haut sur lesquels étaient montées les antennes des répéteurs de Terre. Chaque station de répéteur le signal provenait d'une antenne et d'un récepteur qui captaient et sélectionnaient la porteuse MRT de satellite (à une fréquence de 1 475,464 MHz) et la démodulaient dans son flux binaire MRT. Ce flux était ensuite modulé sur un signal MRT-MCM dont la fréquence était portée, par transposition, à 1 489,264 MHz et qui était rayonné dans l'environnement. Les trois stations du réseau monofréquence étaient celles de Lukasrand, Radiokopf et Meintjeskop, leur emplacement est indiqué sur la carte de la zone des essais à Pretoria (voir la Fig. D.56). Les niveaux de puissance rayonnée étaient situés entre 5 et 20 dBW.

Une fourgonnette pour les essais, équipée d'antennes de réception, de récepteurs et d'un équipement de traitement récupérait le signal de satellite et le signal de Terre, combinait les canaux de radiodiffusion de diverses manières et enregistrait des données détaillées sur la qualité de la réception.

Le dispositif d'essai à Erlangen était analogue à celui de Pretoria. Les différences étaient les suivantes. Pour la réception du signal de satellite, on a utilisé une antenne directive orientée par un compas et installée sur le toit de la fourgonnette pour améliorer la faible marge du signal observée à Erlangen. Cette faible marge était due essentiellement au décalage angulaire important de 4°, par rapport au satellite AfriStar, entre le sujet de visibilité directe avec Erlangen et l'axe de visée du faisceau nord-ouest du satellite AfriStar. L'ouverture du faisceau est de 5,5°. La puissance surfacique à Erlangen est donc de 8 à 9 dB inférieure à celle mesurée au niveau de l'axe de visée.

Il n'y a pas eu de combinaison sélective du signal de Terre et du signal de satellite pour les essais d'Erlangen. Dans chacune des trois stations de répéteurs d'Erlangen, le flux binaire MRT acheminé par les signaux de Terre MRT-MCM ne provenait pas du satellite mais était reproduit de façon synchrone à partir de fichiers stockés sur les disques durs d'ordinateurs personnels. Le principal objectif des essais d'Erlangen était de tester séparément la réception du signal de satellite et la réception du signal de Terre ce qui a été fait avec de très bons résultats.

FIGURE D.55

Aperçu du dispositif de démonstration

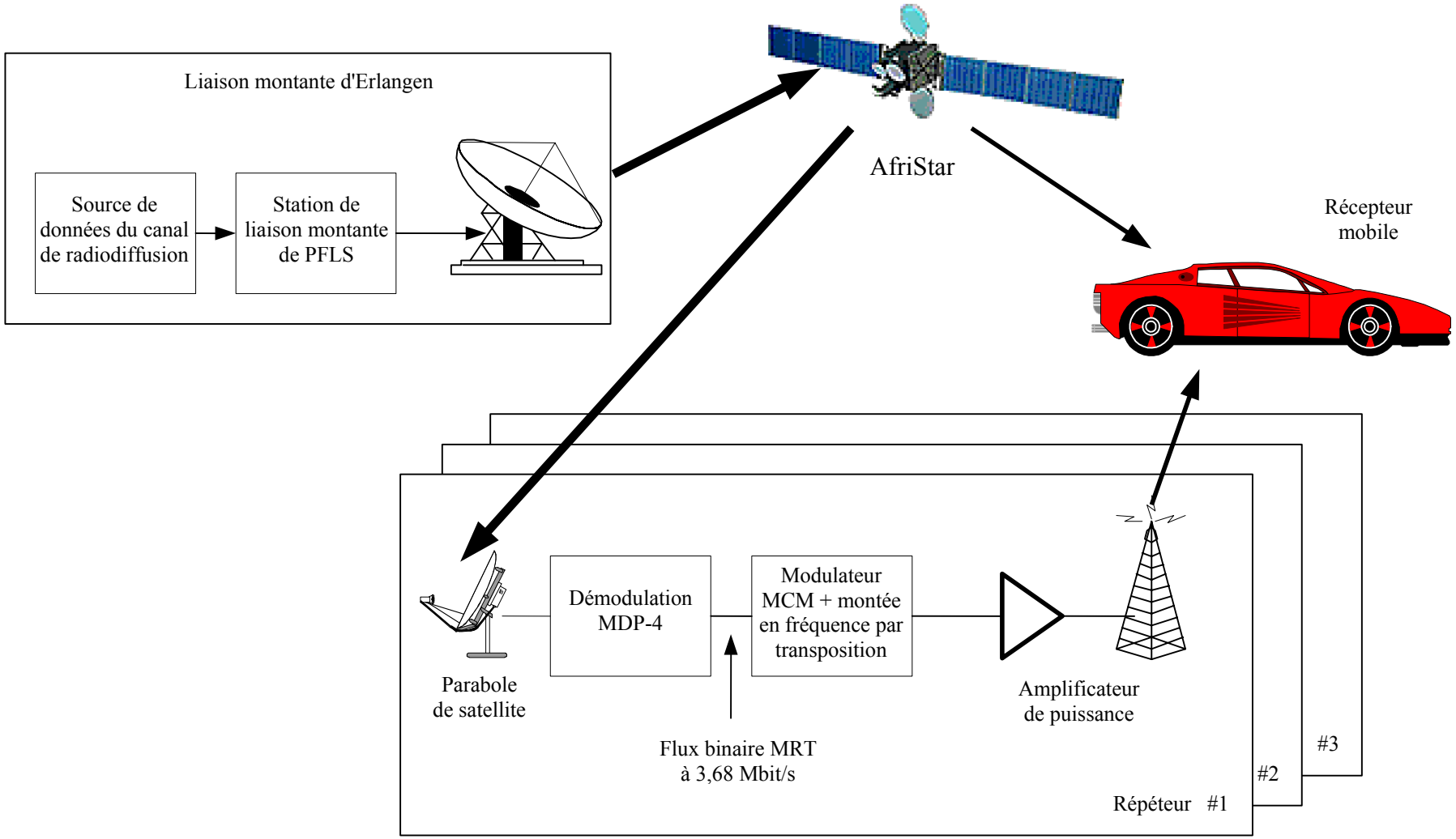
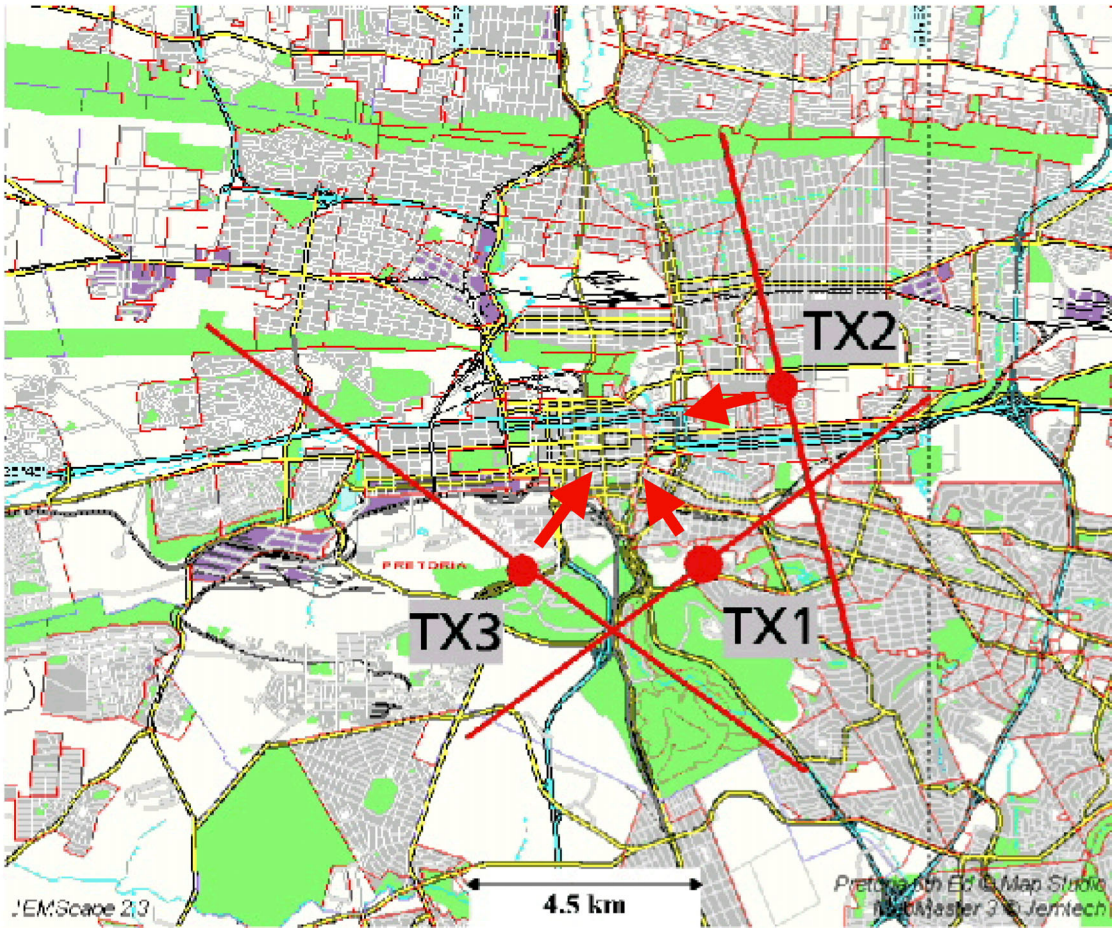


FIGURE D.56

Carte des environs de Pretoria (République sudafricaine) où sont indiqués les emplacements et les sites des trois stations exploitées dans un réseau monofréquence pour l'amplification du signal de Terre dans le centre urbain de Pretoria



D.5.3.4.2 Réseau de Terre

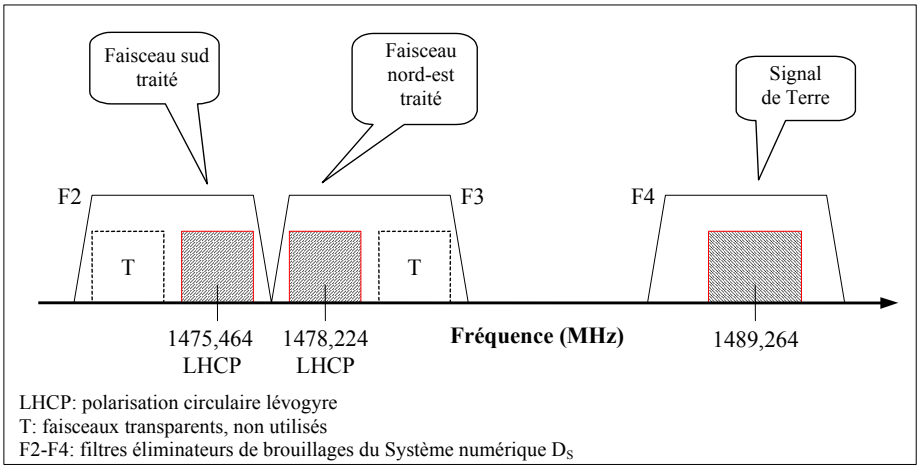
D.5.3.4.2.1 Plan de fréquences

La fréquence du signal de Terre MRT-MCM a été choisie de façon à utiliser les filtres de brouillage du Système numérique D_S disponibles et à avoir un espacement en fréquence important par rapport à d'autres signaux de satellite opérationnels rayonnés par AfriStar. Le faisceau sud et le faisceau nord-ouest d'AfriStar étaient concernés. Les fréquences centrales des porteuses MRT transparentes ou de traitement du faisceau nord-est d'AfriStar étaient suffisamment éloignées pour ne pas être brouillées par les porteuses de Terre MRT-MCM utilisées dans les essais d'Erlangen et de Pretoria. Les fréquences porteuses et les filtres éliminateurs de brouillages utilisés sont illustrés à la Fig. D.57.

Comme le montre la Figure, une fréquence porteuse de 1 489,264 MHz a été utilisée pour le signal de Terre rerayonné, à Erlangen et à Pretoria. Un filtre F4 protégeait ce signal. Pour les essais à Erlangen, on a utilisé une porteuse MRT de la charge utile de traitement à une fréquence de 1 478,224 MHz dans le faisceau nord-ouest du satellite AfriStar. Un filtre éliminateur de brouillages F3 protégeait cette porteuse. Pour les essais à Pretoria, on a utilisé une porteuse MRT de la charge utile avec traitement à une fréquence de 1 475,464 MHz dans le faisceau sud du satellite AfriStar. Un filtre éliminateur de brouillages F2 protégeait cette porteuse. Les porteuses de la charge utile transparentes, désignées par T dans la Figure, étaient également protégées des brouillages causés par les répéteurs de Terre, par les filtres F2 et F3.

FIGURE D.57

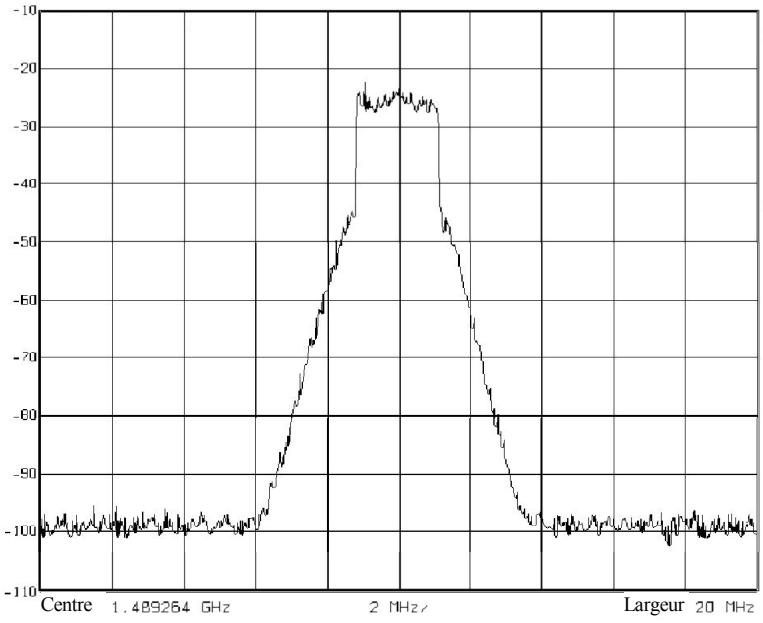
Plan de fréquences utilisé pour les porteuses de satellite et de Terre utilisées dans les essais sur le terrain à Erlangen et Pretoria



Le spectre MRT-MCM émis par chaque station de répéteur de Terre est illustré à la Fig. D.58.

FIGURE D.58

Spectre du signal de Terre MRT-MCM réémis par rapport à la fréquence centrale de la porteuse



D.5.3.4.2.2 Réseau d'émetteurs à Erlangen

A Erlangen, trois stations de réémetteurs de Terre Tx1, Tx2 et Tx3 ont été installées aux emplacements indiqués dans la Fig. D.59. Les principaux paramètres associés à chacune de ces stations sont donnés dans le Tableau D.14.

Un schéma fonctionnel illustrant les composantes de chaque station de répéteur de Terre utilisées à Erlangen est donné dans la Fig. D.60. Le signal transmis provenait d'un flux binaire MRT stocké dans un fichier qui contenait le signal test audio. Compte tenu de la synchronisation assurée par l'horloge GPS, ce dernier signal a été reproduit dans le modulateur MCM de manière synchrone avec celui des deux autres stations pour créer trois signaux MRT-MCM. Au niveau de chaque station SFN, en utilisant une référence de fréquence donnée par le système GPS, la fréquence de ce signal a été portée, par conversion-élévation, à la fréquence porteuse prescrite, sa puissance a été amplifiée et portée au niveau souhaité; ce signal a été filtré pour limiter le spectre rayonné, appliqué aux bornes de l'antenne avec la bonne impédance et enfin émis.

D.5.3.4.2.3 Réseau d'émetteurs à Pretoria

A Pretoria, comme à Erlangen, trois stations de répéteurs de Terre Tx1, Tx2 et Tx3 ont été installées aux emplacements indiqués dans la Fig. D.56. Les principaux paramètres associés à chacune de ces stations sont donnés dans le Tableau D.15.

FIGURE D.59

Carte des environs d'Erlangen (Allemagne) indiquant l'emplacement et le site des trois stations de répéteurs de Terre exploitées dans un réseau monofréquence pour les moyens dans le centre urbain d'Erlangen

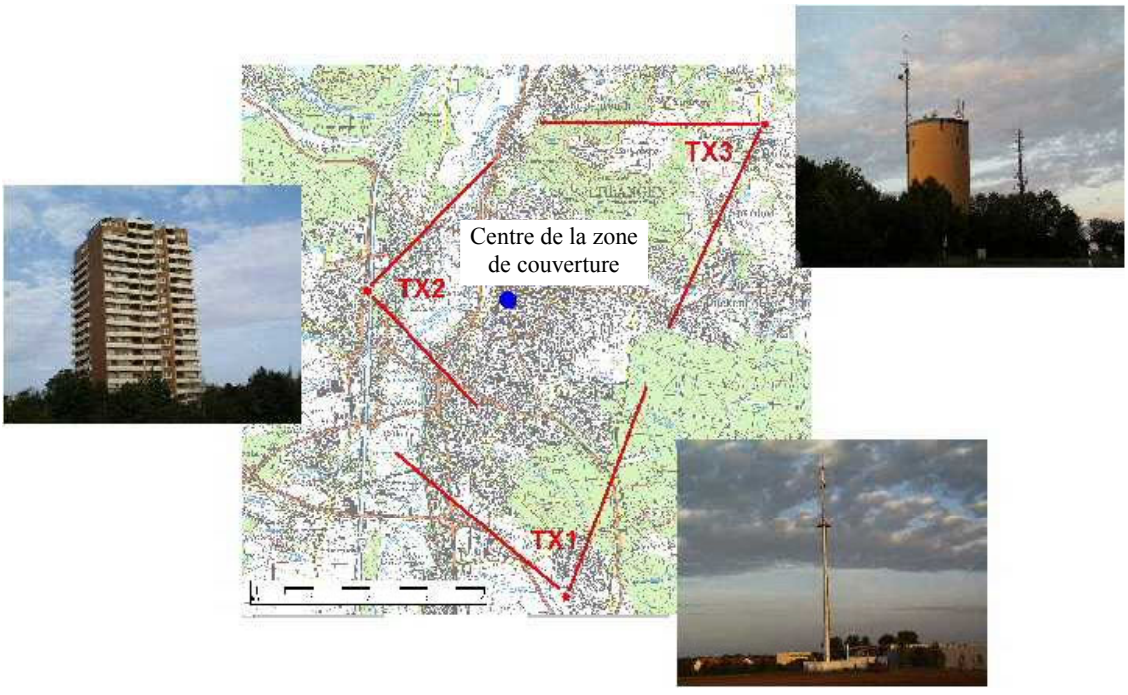


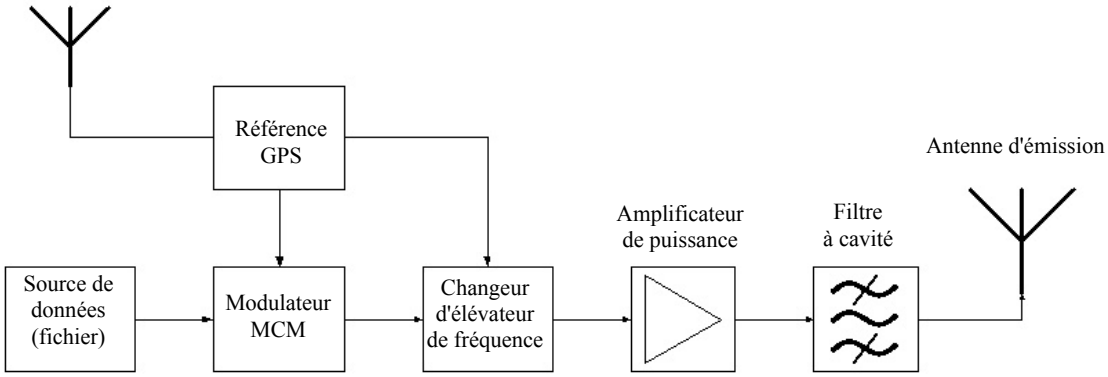
TABLEAU D.14

Principaux paramètres associés à chacune des trois stations SFN utilisées à Erlangen, Allemagne

	Tx1	**Tx2**	**Tx3**
Emplacement	Tennenlohe	Buechenbach	Marloffstein
Coordonnées	49,5475 N 11,0203 E	49,5956 N 10,9711 E	49,6228 N 11,0669 E
Direction de l'antenne (°)	348	90	236
Ouverture du faisceau à 3 dB (°)	65	90	65
Gain de l'antenne (dBi)	17	13	17
Hauteur équivalente de l'antenne (m)	52	55	110
Sortie de l'amplificateur de puissance (W)	100	11	11

FIGURE D.60

Schéma fonctionnel d'une station SFN de répéteurs de Terre utilisée dans les essais d'Erlangen



Un schéma fonctionnel illustrant les composantes de chacune des stations de répéteur de Terre utilisées à Pretoria est donné dans la Fig. D.61. Le signal transmis provenait d'un flux binaire MRT prélevé directement du signal MRT de la charge utile de traitement rayonné par le satellite AfriStar qui contenait le signal test audio émis par la station terrienne d'Erlangen (Allemagne). La porteuse MRT a été démodulée pour obtenir le niveau de flux binaire de transport MRT. Compte tenu de la synchronisation assurée par le préambule de trame principale de la trame MRT et des corrections apportées pour tenir compte des différences de distances (oblique) entre les stations de Terre du réseau monofréquence, le flux binaire de transport MRT a été reproduit dans le modulateur MCM de manière synchrone avec celui des deux autres stations pour créer trois signaux MRT-MCM. Au niveau de chaque station du réseau monofréquence, en utilisant une référence de fréquence donnée par le système GPS, la fréquence du signal MRT-MCM a ensuite été portée, par conversion-élévation à la fréquence porteuse prescrite, sa puissance a été amplifiée et portée au niveau souhaité; ce signal a été filtré pour limiter le spectre rayonné, appliqué aux bornes de l'antenne avec l'impédance voulue et enfin émis.

TABLEAU D.15

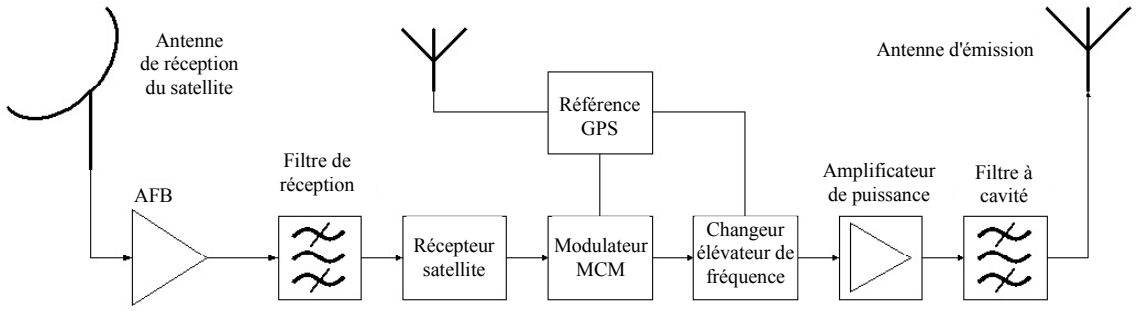
Principaux paramètres associés à chacune des trois stations SFN utilisées à Pretoria, République sudafricaine

	Tx1	**Tx2**	**Tx3**
Emplacement	Lukasrand	Radiokop	Meintjeskop
Coordonnées	28,20559 E 25,76619 S	28,17588 E 25,76854 S	28,22392 E 25,73785 S
Ouverture du faisceau à 3 dB (°)	180	180	180
Gain de l'antenne (dBi)	12,6	12,6	12,6
Hauteur équivalente de l'antenne (m)	265	185	150
Puissance de l'amplificateur en sortie (W)	100	100	100
Affaiblissement dans le câble (dB)	1,5	2,4	1,2

NOTE – Pour la plupart des «séquences» de collecte de données relatives à la radiodiffusion mobile, la puissance d'émission a été réduite.

FIGURE D.61

Schéma fonctionnel d'une station SFN de répéteurs de Terre utilisée dans les essais de Pretoria



L'antenne de réception du satellite se compose d'une parabole TV de satellite vendue dans le commerce et avec une alimentation YAGI compacte en son foyer. Le signal émis par l'alimentation est à polarisation horizontale, ce qui se traduit par un affaiblissement de 3 dB pour le signal d'AfriStar à polarisation circulaire. En raison du gain élevé de la parabole, cet affaiblissement n'était pas significatif. Cette configuration présente deux avantages:

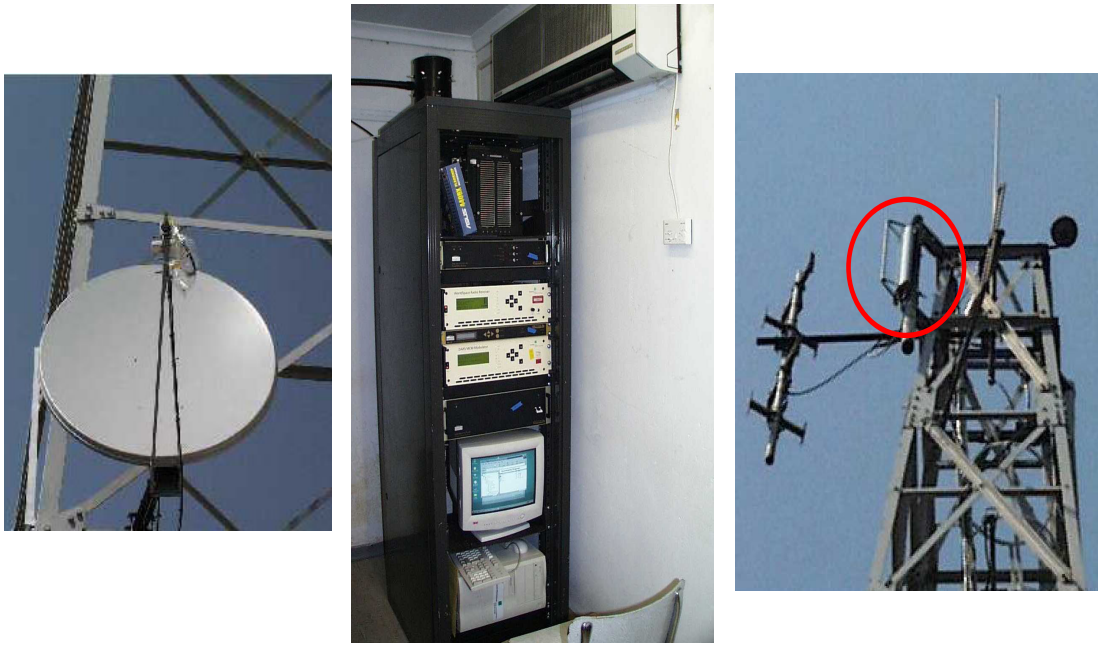
– les deux polarisations circulaires (faisceau de traitement et faisceau transparent d'AfriStar) peuvent être reçues sans commutation, si cela est nécessaire;

– l'isolation entre l'antenne d'émission à polarisation verticale et l'antenne de réception du satellite à polarisation horizontale est importante, ce qui permet d'avoir une meilleure isolation entre les deux.

Des photographies de a) l'antenne de réception de la parabole du satellite, b) la baie de la station de réémission où est logé le récepteur du satellite, le transcodeur MRT-MCM, le récepteur GPS, le translateur de fréquences, l'amplificateur de puissance et le filtre final, et c) l'antenne d'émission de Terre sont données dans la Fig. D.62.

FIGURE D.62

Parabole de réception du satellite – Baie de l'émetteur – Antenne d'émission



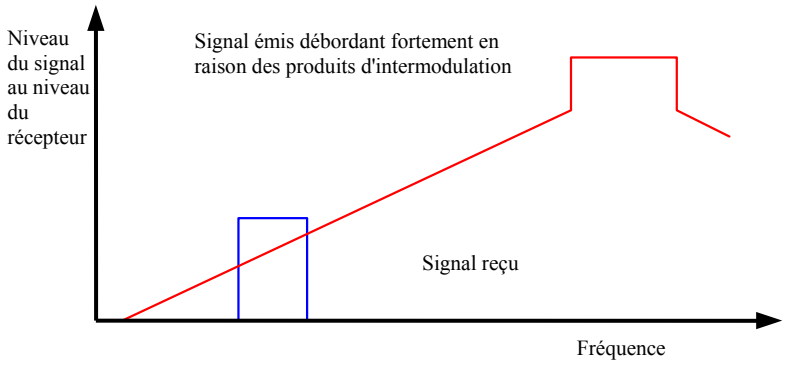
D.5.3.4.2.4 Limitation des autobrouillages

Etant donné que les émetteurs à Pretoria sont configurés comme des répéteurs, le problème des autobrouillages se pose. Le signal réémis peut nuire à la réception du signal de satellite de deux façons:

– Au niveau de la fréquence de réception; le niveau des émissions spectrales latérales provenant de l'émetteur risque d'être suffisamment élevé pour brouiller la réception du signal de satellite. Du point de vue du récepteur, il s'agit d'un brouillage dans le canal, comme indiqué dans la Fig. D.63. Des mesures correctives ne peuvent être prises que côté émission.

FIGURE D.63

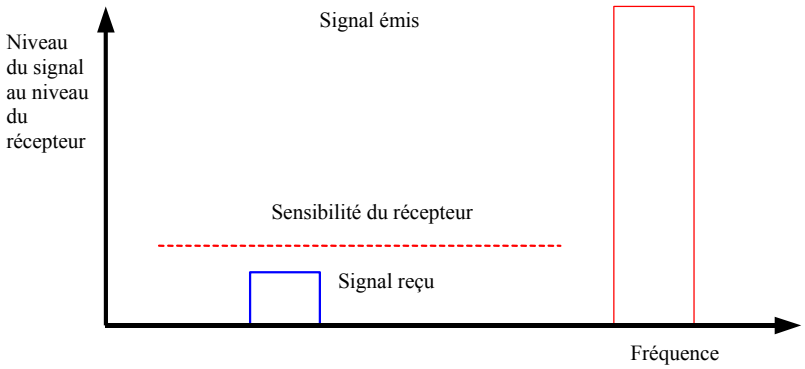
Brouillage au niveau de la réception dans la bande, hors canal



– Le signal émis qui tombe à l'intérieur de la largeur de bande du filtre de présélection du récepteur risque de saturer ou de désensibiliser le récepteur. Il s'agit d'un brouillage dans la bande à l'émission et hors canal à la réception comme illustré à la Fig. D.64. Les mesures correctives doivent être prises côté réception.

FIGURE D.64

Brouillage à la réception dans la bande hors canal



D.5.3.4.2.4.1 Brouillage dans le canal

Les calculs effectués dans l'hypothèse de produits d'intermodulation brouilleurs sur les parties latérales du spectre correspondant au cas le plus défavorable entre l'émetteur et le récepteur pour les diagrammes d'antenne d'émission et de réception montrent que même avec une distance de 2 m seulement entre les deux antennes, le niveau des produits d'intermodulation dans le canal provenant de l'émetteur est de plus de 10 dB inférieur à celui signal du satellite. Cela s'explique essentiellement par l'important espacement en fréquence entre les deux signaux, par l'utilisation d'un filtre à cavité après l'amplificateur de puissance et par l'isolation de directivité fournie par les antennes.

D.5.3.4.2.4.2 Brouillage hors canal

Les mesures ont fait apparaître que le seuil du prototype de récepteur de satellite (version 2.2) est atteint lorsque le niveau du signal brouilleur hors canal est de plus de 42 dB supérieur à celui du signal utile dans le canal. Ce seuil est défini comme étant le niveau auquel on observe un taux d'erreur binaire (TEB) d'environ 10%. Dans la configuration avec répéteurs, le TEB doit être inférieur à 10^{-5}, ce qui suppose un rapport signal brouilleur/signal utile inférieur à 30 dB.

En utilisant un filtre éliminateur de brouillages centré sur la fréquence de réception, avec un affaiblissement de 40 dB au niveau de la fréquence d'émission, on a pu obtenir l'isolation requise indiquée dans le Tableau D.16.

L'isolation résulte de l'affaiblissement en espace libre entre l'antenne de réception et l'antenne d'émission et des gains d'antenne sur le trajet en visibilité directe entre ces deux antennes. Dans le cas le plus défavorable pour les gains des lobes latéraux de l'antenne (0 dB pour l'antenne d'émission et –5 dB pour l'antenne de réception) le long d'un trajet en visibilité directe entre les deux antennes, il faut une distance de séparation d'environ 30 m.

Concrètement toutefois, il devrait être possible de positionner les antennes de façon que les gains dans les lobes latéraux soient bien inférieurs aux valeurs correspondant au cas le plus défavorable. C'est ce qui s'est passé sur le site de Meintjeskop où la distance entre les antennes était d'environ 19 m et où il y avait un trajet en visibilité directe. Il n'y a pas eu de problème d'autobrouillage, même sans réglage fin de l'installation.

TABLEAU D.16

Isolation hors canal réalisable au niveau du satellite

P(tx)	Puissance d'émission (dBm)	50
P(rx)	Niveau du signal de satellite à la sortie de l'antenne de réception (dBm)	–90,5
I/C	Rapport signal brouilleur/signal utile hors canal requis (dB)	30
A(fil)	Affaiblissement du filtre éliminateur de brouillages à la fréquence d'émission (dB)	40
P(tx) – P(rx) – I/C – A(fil)	Isolation requise résultante (dB)	**70,5**

D.5.3.4.3 Fourgonnettes pour les essais en réception mobile

Pour chacun des essais à Pretoria ou à Erlangen, les récepteurs ont été installés sur des plates-formes de fourgonnettes mobiles. Les installations comprenaient des récepteurs construits précédemment pendant la mise au point du Système numérique D_S (radiodiffusion audionumérique par satellite), les sections RF nouvellement construites, des microprocesseurs et des ordinateurs grande vitesse pour mettre en œuvre les fonctions de traitement de numérique du signal, des composantes audio, des antennes pour la réception par voie hertzienne de Terre et par satellite, des caméras vidéo connectées à des magnétoscopes VHS enregistrant les prises de vue, dans le sens de la marche, vers le haut et vers l'avant, et le signal audio reçu et un récepteur GPS déterminant la latitude, la longitude et la direction de la fourgonnette ainsi que la durée de chaque ensemble d'observations au fur et à mesure du déplacement de la fourgonnette. Un ordinateur personnel de surveillance et de contrôle assurait l'acquisition dynamique de données ainsi que l'affichage et la saisie des données sur des disques durs. A intervalles réguliers, le système enregistrait et affichait la qualité du signal reçu sous forme du taux d'erreur binaire à la sortie du démodulateur, du décodeur CED de Viterbi et du décodeur CED Reed-Solomon avec l'ensemble des données vidéo et GPS et toutes les données numériques connexes. L'équipement de la fourgonnette comprenait également un enregistreur numérique Celarity avec convertisseur A/D pour saisir des échantillons de signaux FI analogiques de 2,4 MHz de largeur de bande en vue d'une analyse ultérieure en laboratoire. La caméra de prise de vues et l'écran de visualisation associé sont illustrés à la Fig. D.65.

D.5.3.4.3.1 Système de réception sur fourgonnette utilisé à Pretoria

Un schéma du système de réception sur fourgonnette utilisé à Pretoria est illustré à la Fig. D.66. Des photographies du toit de la fourgonnette et de l'équipement interne sont données respectivement dans les Fig. D.68 et D.69. Une description plus poussée des fonctions réalisées par l'équipement est donnée dans le Tableau D.17.

D.5.3.4.3.2 Système de réception sur fourgonnette utilisé à Erlangen

L'équipement utilisé à Erlangen est le prototype de celui qui a été utilisé à Pretoria. La principale différence était l'utilisation d'une antenne orientée par un compas flux-gate pour la réception des signaux de satellite en visibilité directe. Ce type d'antenne a également été utilisé pour améliorer la marge de réception pour les signaux de faible intensité reçus à Erlangen en provenance du faisceau nord-ouest du satellite AfriStar. Le reste de l'équipement était identique à celui illustré dans la Fig. D.66. Une photographie de la fourgonnette est donnée dans la Fig. D.67.

FIGURE D.65

Caméra de prise de vues du chauffeur et écran de visualisation vidéo





FIGURE D.66

Schéma fonctionnel de l'équipement de réception sur fourgonnette utilisé à Pretoria

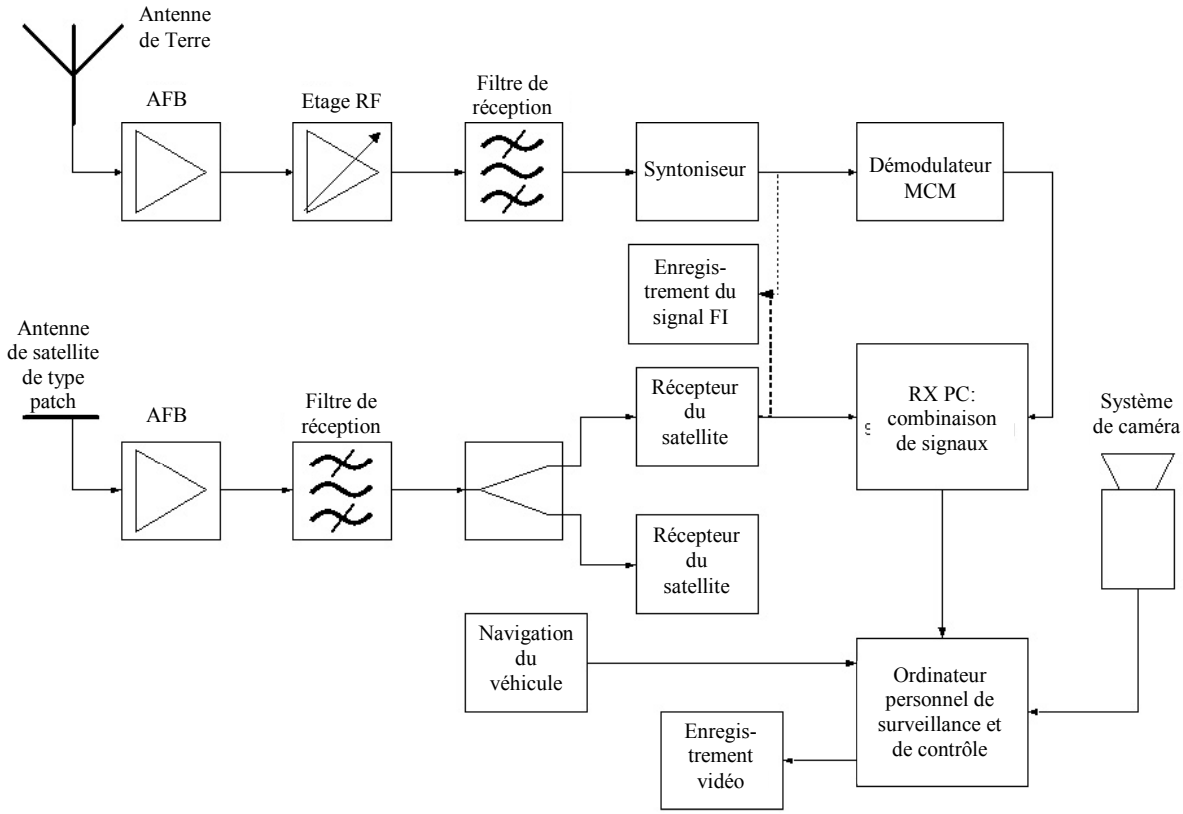


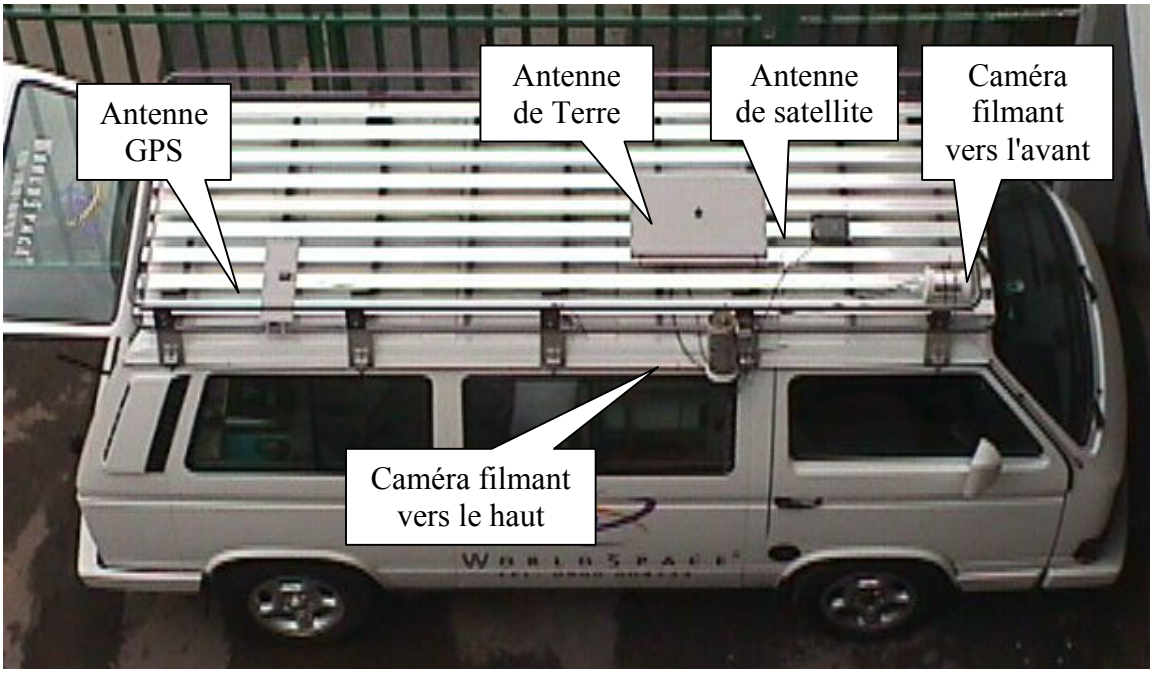
FIGURE D.67

Fourgonnette utilisée pour les essais sur le terrain à Erlangen



FIGURE D.68

Photographie du toit de la fourgonnette (réception mobile) utilisée à Pretoria montrant les antennes et les caméras



D.5.3.4.4 Données enregistrées

Un ordinateur de surveillance et de contrôle collectait toutes les données à l'exception du signal FI échantillonné qui est enregistré numériquement dans l'enregistreur de signaux FI Celerity. Seule l'heure de début de chaque enregistrement du signal est consignée dans un fichier de l'ordinateur. La synchronisation est faite à l'aide des horodates pour chaque bloc de données. La collecte de données a été réalisée par «séquences», c'est-à-dire que les données sont collectées sur un trajet bien précis en fonction d'un plan de couverture de régions présentant des caractéristiques d'occultation particulières comme celles que l'on observe dans un centre-ville, à proximité de zones urbaines ou sur des autoroutes. Ces séquences pourraient durer de 2 à 30 min. Des séquences se recouvrant sont combinées dans l'analyse des données pour illustrer les résultats obtenus avec diverses combinaisons de réception de Terre et de réception par satellite.

D.5.3.4.4.1 Récepteur mobile

Le récepteur mobile intègre les diverses améliorations qu'il a fallu apporter pour une réception mobile. Les données d'état provenant du récepteur mobile sont collectées essentiellement dans l'ordinateur du récepteur (RX PC) avec les données provenant de la carte enfichable du démodulateur MCM et du récepteur de satellite. Le réseau Ethernet raccorde l'ordinateur du récepteur à l'ordinateur de surveillance et de contrôle. Les données d'état provenant du récepteur mobile comprenaient les paramètres énumérés dans le Tableau D.18.

FIGURE D.69

A gauche: récepteur; à droite: système d'acquisition et de données (y compris récepteur professionnel de première génération comme référence)

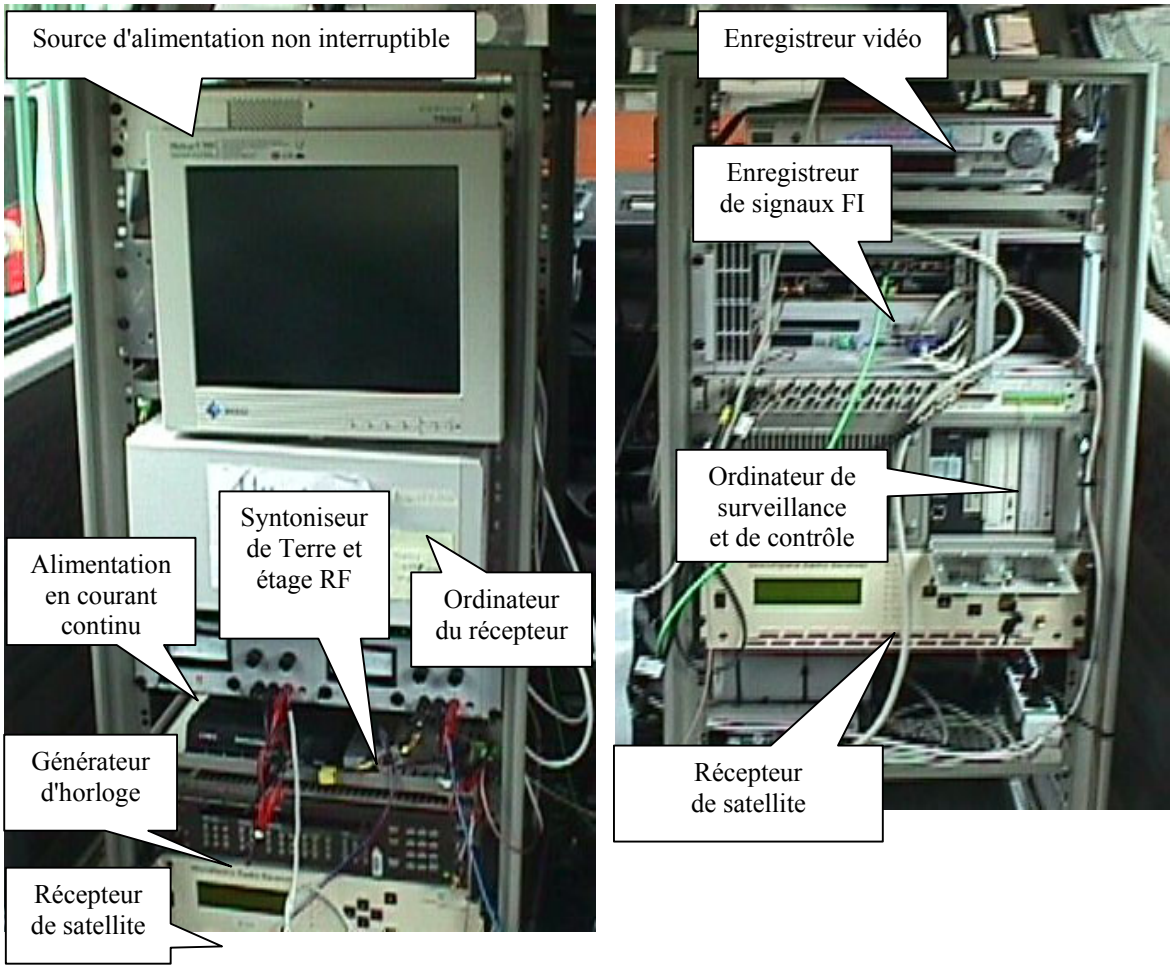


TABLEAU D.17

Fonctions des différentes composantes de l'équipement de réception sur fourgonnette utilisé à Pretoria

Module	Type	Description
Trajet de réception de terre		
Antenne de Terre	Plan de terre λ/4	Gain 2,1 dBi, polarisation verticale
AFB	Module commercial	Gain 25 dB
Etage RF	Etage CAG personnalisé	Réduction du gain pour des signaux de forte intensité contrôlés depuis le syntoniseur
Filtre de réception	Filtre éliminateur de brouillages du Système numérique D_S standard modifié	Module de station de travail standard sans étage actif utilisé comme filtre réjecteur de la première image
Syntoniseur	Syntoniseur personnalisé	Fonctionnalité IP3, horloge externe utilisée comme oscillateur local
Démodulateur MCM	Logiciel personnalisé sur carte de traitement numérique du signal avec ADC	La démodulation MCM a été mise en oeuvre dans le logiciel DSP. La carte DSP ne comprend pas de générateur d'horloge pour la fréquence d'échantillonnage. Par conséquent c'est un générateur d'horloge externe qui a fourni la fréquence
Trajet de réception par satellite		
Antenne de satellite de type patch	Antenne du Système numérique D_S disponible dans le commerce	
AFB	Partie de l'antenne	
Filtre de réception	Filtre éliminateur de brouillages du Système numérique D_S standard	
Diviseur	Module disponible dans le commerce	Divise le signal vers les deux récepteurs
Récepteur de satellite 1 démodulation MDP-4 et démultiplexage MRT pour le signal de satellite amélioré	Récepteur de contrôle du satellite du Système numérique D_S modifié (= récepteur sans interface de télécommande, «récepteur V2.2»)	Traitement avec correction rapide de l'ambiguïté de phase et interface pour les données après démultiplexage MRT ajouté au récepteur. Le décodage CED et le décodage audio ont été mis en oeuvre par l'ordinateur du récepteur
Récepteur de satellite 2	Récepteur de contrôle du satellite du Système numérique D_S standard	Décodage du canal compatible uniquement pour avoir comme référence le comportement d'un récepteur de la première génération
Combinaison, surveillance, contrôle		
Ordinateur du récepteur	Logiciel personnalisé sur ordinateur personnel à deux processeurs	Décodage CED (signal de satellite et signal de Terre), combinaison des signaux, décodage audio, enregistrement des données (le statut est consigné toutes les 432 ms dans un fichier). Une carte enfichable pour ordinateur personnel a été utilisée pour la démodulation MCM et l'interface avec la démodulation MDP-4 du satellite (voir démodulateur MCM)
Ordinateur de surveillance et de contrôle	Logiciel personnalisé sur ordinateur personnel	Enregistrement de toutes les données provenant des trajets de réception et du système de navigation
Système de caméra vidéo	2 caméras vidéo disponibles dans le commerce	Caméras filmant vers le haut et vers l'avant aux fins de documentation
Magnétoscope vidéo	Equipement disponible dans le commerce	Documentation
Enregistrement du signal FI	Enregistreur de données commerciales avec ADC rapide	Echantillonnage du signal FI de Terre ou de satellite
Navigation du véhicule	Equipement disponible dans le commerce	Navigation GPS

TABLEAU D.18

Données d'état applicables au récepteur mobile

Paramètre	Source	Remarques
Horodate	Compteur de millisecondes	Pour synchronisation de différentes données
Date et heure	Horloge de l'ordinateur du récepteur	Synchronisé sur le temps GPS
Numéro de trame	Démodulateur MCM	
Statut de verrouillage AMSS	Démodulateur MCM	
Valeurs de corrélation AMSS	Démodulateur MCM	
Statut de verrouillage MFP, signal de Terre	Démodulateur MCM	
Valeur de corrélation MFP, signal de Terre	Démodulateur MCM	
Statut de verrouillage MFP, signal de satellite	Récepteur du satellite	
Valeur de corrélation MFP, signal de satellite	Récepteur du satellite	
Statut PRC, signal de Terre	Démodulateur MCM	
Facteur de pondération, canal compatible associé au signal de satellite	Ordinateur du récepteur	
Facteur de pondération, canal de diversité associé au signal de satellite	Ordinateur du récepteur	
Erreurs sur les bits dans le canal, canal compatible associé au signal de Terre	Démodulateur MCM	Obtenu par recodage du signal provenant du décodeur de Viterbi
Erreurs sur les bits dans le canal, canal de diversité associé au signal de Terre	Démodulateur MCM	Obtenu par recodage du signal provenant du décodeur de Viterbi
Erreurs sur les bits dans le canal, canal compatible associé au signal de satellite	Récepteur du satellite	Obtenu par recodage du signal provenant du décodeur de Viterbi
Erreurs sur les bits dans le canal, canal de diversité associé au signal de satellite	Récepteur du satellite	Obtenu par recodage du signal provenant du décodeur de Viterbi
Erreurs corrigées RS, signal de Terre	Démodulateur MCM	A partir du décodeur Reed-Solomon
Erreurs non corrigées RS, signal de Terre	Démodulateur MCM	Erreurs restantes
Erreurs corrigées RS, signal de satellite	Récepteur du satellite	A partir du décodeur Reed-Solomon
Erreurs non corrigées RS, signal de satellite	Récepteur du satellite	Erreurs restantes
Drapeau de sortie du signal	Ordinateur du récepteur	Signal audio depuis le signal de Terre ou le signal de satellite

D.5.3.4.4.2 Statut du récepteur compatible

Le récepteur compatible est récepteur de la première génération du Système numérique D_S. Il ne comporte aucune des caractéristiques améliorées utilisées dans le récepteur mobile. Il est inclus comme référence de base pour mesurer les progrès réalisés grâce aux diverses améliorations apportées au récepteur mobile. Ces données sont lues depuis le récepteur compatible par une connexion en série. Les données d'état concernant le récepteur compatible comprenaient les paramètres énumérés dans le Tableau D.19.

TABLEAU D.19

Données d'état applicables à un récepteur compatible

Paramètre	Source	Remarques
Horodate	compteur de millisecondes	
Compteur MFP	récepteur compatible	
Statut de verrouillage MDP-4	démodulateur MDP-4	
Statut de verrouillage MFP	récepteur compatible	
Statut de verrouillage PRC	récepteur compatible	
Statut de verrouillage du canal de radiodiffusion	récepteur compatible	
Statut de verrouillage MPEG	récepteur compatible	drapeau audio
Drapeau CRC MPEG	récepteur compatible	
Corrélation MFP	récepteur compatible	
Sauts de phase MDP-4	récepteur compatible	glissements de cycles MFP
Erreurs binaires dans le canal	récepteur compatible	obtenu par recodage du signal provenant du décodeur de Viterbi
Mots de code exempt d'erreurs RS	récepteur compatible	depuis le décodeur Reed-Solomon
Erreurs corrigées RS	récepteur compatible	depuis le décodeur Reed-Solomon
Erreurs non corrigées RS	récepteur compatible	erreurs restantes

D.5.3.4.4.3 Tensions analogiques

Des tensions analogiques représentatives des paramètres énumérés dans le Tableau D.20 sont contrôlées pour les deux récepteurs par une carte enfichable de conversion analogique/numérique dans l'ordinateur de surveillance et de contrôle.

TABLEAU D.20

Paramètres contrôlés par convertisseurs analogique/numérique

Paramètre	Source	Remarques
Horodate	compteur de millisecondes	
Déclencheur de l'enregistrement du signal FI	clavier	détermine le début manuel de l'enregistrement du signal FI
Tension CAG, étage RF	étage RF	permet d'estimer le champ du signal de Terre
Tension CAG, syntoniseur	syntonisateur de Terre	
Sortie analogique d'un mesureur de champ	mesureur de champ	donne une résolution temporelle plus fine que la sortie numérique
Déclencheur de mesure du champ	ordinateur de surveillance et de contrôle	

D.5.3.4.4.4 Informations relatives à la navigation du véhicule

Le système de navigation du véhicule – un système de pilotage de voyage Bosch-Blaupunkt pour Erlangen et un système Trimble Placer pour Pretoria – est connecté à l'ordinateur de surveillance et de contrôle par RS232. Les paramètres mesurés sont énumérés dans le Tableau D.21.

TABLEAU D.21

Paramètres obtenus du système de navigation du véhicule

Paramètre	Source	Remarques
Horodate	compteur de millisecondes	
Position GPS	récepteur GPS	latitude, longitude et hauteur
Vitesse	récepteur GPS ou détecteur de vitesse	détecteur de vitesse uniquement disponible à Erlangen
Direction	récepteur GPS	
Marquage	clavier d'opérateur	l'opérateur peut marquer les positions pendant la séquence
Données additionnelles à Erlangen		
Latitude – longitude, position	système de navigation du véhicule	position selon le GPS et une carte électronique
Nombre de satellites GPS disponibles	récepteur GPS	
Nombre de satellites GPS recevables	récepteur GPS	
Nom de la rue	carte électronique	
Données additionnelles à Pretoria		
Nombre de satellites GPS utilisés	récepteur GPS	
Qualité	récepteur GPS	méthode de calcul de la position, permet une estimation de précision
Situation de position	système de navigation du véhicule	détermine si les données de position ont été mises à jour dans les dix dernières secondes

D.5.3.4.4.5 Champ

A Erlangen, le champ du signal de Terre était surveillé à l'aide d'un équipement de laboratoire disponible dans le commerce (Rohde & Schwarz ESVB). Cet équipement était connecté à l'ordinateur de surveillance et de contrôle par un bus HPIB. Les paramètres enregistrés sont énumérés dans le Tableau D.22.

TABLEAU D.22

Données relatives au champ collectées à partir de l'équipement ESVB de Rohde & Schwarz

Paramètre	Source	Remarques
Horodate	compteur de millisecondes	
Champ	mesureur de champ	
Horodate des données	compteur de millisecondes	heure à laquelle les données sont reçues sur l'ordinateur de surveillance et de contrôle

D.5.3.5 Paramètres de fonctionnement pour les essais sur le terrain à Pretoria

Le Tableau D.23 donne les paramètres de fonctionnement utilisés à Pretoria.

Les récepteurs fonctionnaient dans différents modes. Les modes suivants ont été testés:

- Utilisation du signal de Terre uniquement
  - Avec diversité temporelle.
  - Utilisation du signal initial uniquement (= canal de diversité).
  - Utilisation du signal retardé uniquement (= canal compatible).
- Seule la partie réception par satellite est activée.
  - Avec diversité temporelle.
  - Utilisation uniquement du signal initial (= canal de diversité).
  - Utilisation uniquement du signal retardé (= canal compatible).
- Combinaison signal de satellite/signal de Terre activée.
  - Avec diversité temporelle (= utilisation combinée du signal initial et du signal retardé pour la réception par satellite et la réception par voie hertzienne de Terre).
  - Utilisation du signal initial uniquement (= canal de diversité).
  - Utilisation du signal retardé uniquement (= canal compatible).

Pour la plupart des séquences, la combinaison sélective signal de satellite/signal de Terre a été activée. Pour ces séquences, il était également possible d'évaluer la disponibilité du signal de Terre seul, avec ou sans diversité, et du signal de satellite seul, avec ou sans diversité, par analyse des données enregistrées. La diversité temporelle était toujours mise en oeuvre pour le signal de satellite et le signal de Terre.

Pour les réseaux de répéteurs du SFN, le flux binaire MRT provenant du signal de satellite était directement modulé MCM sans reformatage. Par conséquent, les contenus du signal de Terre et du signal de satellite étaient identiques. Lorsque la diversité temporelle était activée, elle était utilisée pour le signal de Terre et pour le signal de satellite.

La combinaison sélective d'un signal de satellite avec diversité et d'un signal de Terre sans diversité temporelle n'a pas été directement testée. Toutefois, il est possible d'évaluer les caractéristiques de ce mode de fonctionnement en comparant la disponibilité de service du signal de satellite avec diversité temporelle et celle du signal de Terre sans diversité temporelle.

Les essais ont été structurés en différentes «séquences», à savoir l'acquisition de données et d'analyse des données. Une séquence équivaut à un ensemble enregistré de données, comprenant:

la date et l'heure, l'emplacement de réception (coordonnées GPS)

- Estimation du champ
- Statut du récepteur
- Nombre d'erreurs par trame de 432 ms en différents points de la chaîne de décodage.

Une liste détaillée des paramètres enregistrés est donnée ci-dessus. Un aperçu des emplacements des trajets d'essai pour la réception à Pretoria pour lesquels on dispose de données sur le statut du récepteur et sur les erreurs binaires est donné dans la Fig. D.70. La Fig. D.71 donne une carte des rues de Pretoria.

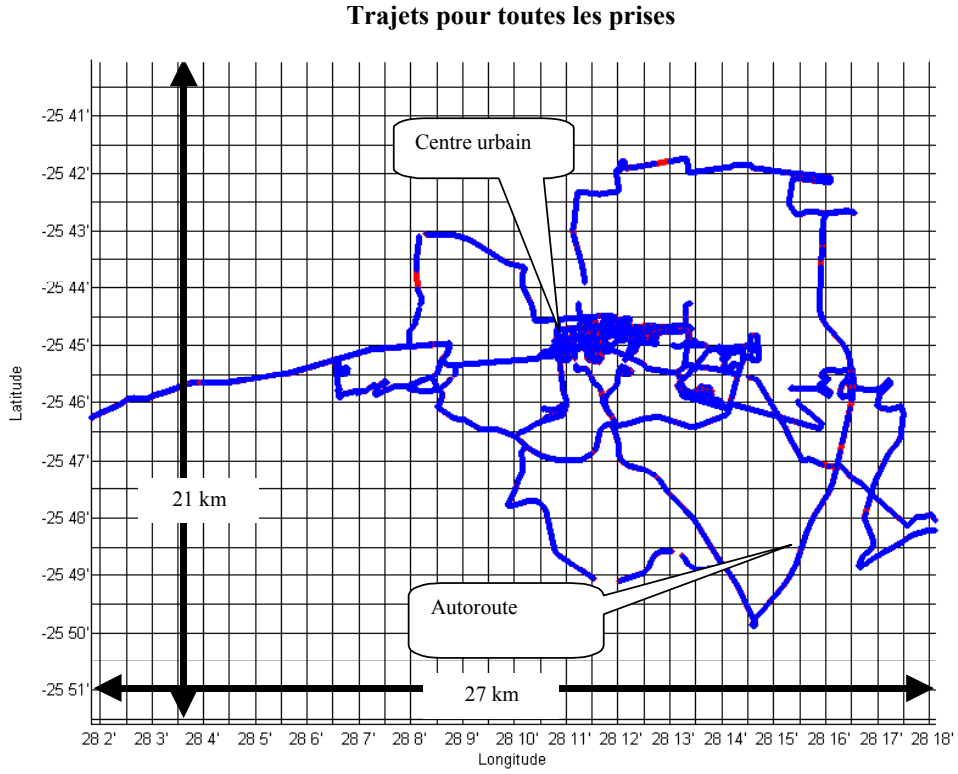
TABLEAU D.23

Paramètres de fonctionnement à Pretoria

Condition de fonctionnement	Emetteur	Récepteur	Résultats attendus/observations
Rayon de couverture d'un répéteur unique	L'émetteur fonctionne à la puissance nominale (100 W + gain d'antenne)	Combinaison sélective activée pour tester le transfert entre le signal de Terre et le signal de satellite	Pour les emplacements des répéteurs (hauteur équivalente de l'émetteur environ 150 m), les outils de prévision de la couverture permettent de prévoir le rayon de la zone de couverture. Pour les **zones suburbaines** dans une région au relief non accidenté, le rayon de la zone de couverture est, selon les estimations, de 15 km. Pour les **zones urbaines** dans une région au relief non accidenté, il est de 8 km. En limite de zone de couverture, le satellite devrait prendre le relais
Fonctionnement dans les centres urbains	La puissance de l'émetteur a été ramenée à 10 W pour réduire la marge de réception	Pendant les séquences, l'accent a été mis sur l'enregistrement des performances du signal de Terre. Pendant la plupart des séquences on a également enregistré les performances du signal de satellite	Pour la puissance d'émission de 10 W, la marge du signal de Terre est faible. Il peut donc y avoir des interruptions si la diversité du réseau monofréquence n'est pas utilisée. Avec la diversité du réseau, la disponibilité du service devrait être meilleure. La diversité a été utilisée pour étudier ce type de situation
Réception par satellite avec et sans diversité temporelle	Réception par satellite uniquement (inclut les zones qui ne sont pas ou peu couvertes par des moyens de Terre)	L'accent a été mis sur le comportement du récepteur par satellite avec ou sans diversité temporelle	L'accent a été mis sur le gain obtenu avec la diversité temporelle dans des environnements où l'on observait des phénomènes d'occultation partielle (par exemple, sous des arbres). Dans de tels environnements, on attend un gain important par la «combinaison de Viterbi». Lorsque les phénomènes d'occultation sont brefs, on attend les mêmes résultats. Dans des environnements dégagés, où il n'y a pas d'occultation, la disponibilité du signal de satellite devrait être bonne sans diversité temporelle
Combinaison signal de satellite/signal de Terre	Mélange transmission depuis un satellite sur un trajet en visibilité directe et transmission avec des répéteurs de Terre	Le récepteur prototype acceptait le transfert par combinaison sélective entre le satellite et les répéteurs de Terre en fonction du taux d'erreur sur les trames	Dans les régions suburbaines en dehors du centre-ville, en raison des aléas dus aux phénomènes d'occultation, il y a des endroits où c'est le signal affaibli du répéteur de Terre ou bien le signal de satellite qui domine. Les essais dans de telles régions permettent d'évaluer la capacité du récepteur mobile à combiner de façon sélective le signal de satellite et le signal de Terre sans nuire à la continuité de la réception

FIGURE D.70

Aperçu des trajets d'essai
(NOTE – Seuls les trajets où il y a enregistrement de données sont indiqués.
Les points sans signal GPS sont indiqués en rouge.)



Parallèlement à l'acquisition des données, le signal vidéo des deux caméras et le signal audio ont été enregistrés. Le signal de sortie FI du syntoniseur a été échantillonné et enregistré numériquement à une fréquence d'échantillonnage de 7,36 MHz (signal de satellite) ou de 9,66 MHz (signal de Terre) en utilisant un enregistreur numérique Celerity. A une fréquence d'échantillonnage aussi élevée, un gigaoctet[8] de données équivaut à une séquence de 53 s (signal de Terre) ou de 69 s (signal de satellite). Par conséquent, on a pris uniquement des instantanés pour certains scénarios. Les exemples retenus pour les enregistrements numériques sont les suivants:

– Signal de satellite, réception sous des arbres.

– Signal de satellite, propagation par trajets multiples.

– Scénarios de propagation par trajets multiples critiques, signal de Terre.

Ces signaux peuvent être analysés de façon plus détaillée en laboratoire:

– Analyse du signal hors ligne en simulation.

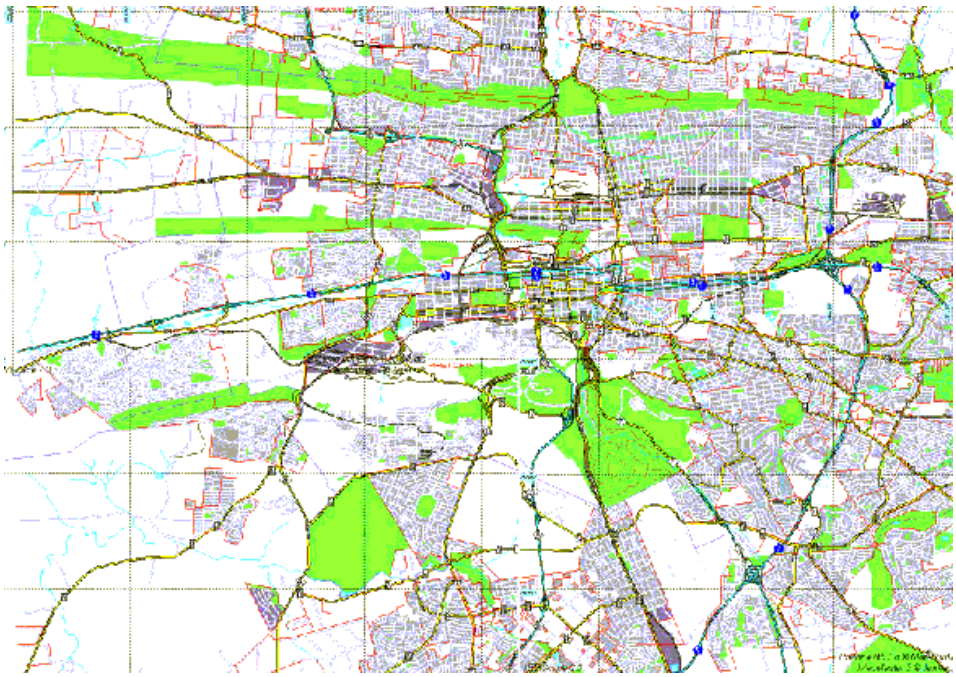
– Relecture du signal dans un récepteur en laboratoire en vue d'une analyse plus détaillée du comportement du récepteur ou d'un essai de nouveaux algorithmes pour le récepteur.

---

[8] La résolution du convertisseur analogique/numérique est de 12 bits. Les 12 bits sont stockés dans deux octets.

FIGURE D.71

Carte des rues de Pretoria à la même échelle que celle de la Fig. D.70



D.5.3.6 Résultats des essais sur le terrain

D.5.3.6.1 Essais sur le terrain à Erlangen

Pour la réception par satellite à Erlangen, la valeur mesurée de la puissance surfacique, sans phénomène d'occultation, était d'environ –118 dB(W/m^2). Pour l'antenne utilisée, cela équivaut à un rapport *C*/*N* d'environ 6 dB. La marge résultante applicable à la liaison est d'environ 3,5 dB. Des séries d'essais ont été faites avec la fourgonnette sur une autoroute traversée par plusieurs ponts et avec d'autres obstacles typiques sur les bas côtés. Ces essais ont montré de façon concluante que les phénomènes d'occultation sur des trajets en visibilité directe dont la durée était inférieure à l'intervalle de densité temporelle de 4,32 s pouvaient être éliminés si l'on combinait en diversité le canal initial retardé et le canal de radiodiffusion retardé dans le décodeur de Viterbi du récepteur. Les résultats de plusieurs séries de collectes de données concernant le niveau du signal ou le taux d'erreur binaire ont été donnés. Les essais à Erlangen ont permis de confirmer et de valider les fonctions du système. Les mesures des performances du canal de diversité initial/retardé avec des antennes fixes simples grand public dans la zone de couverture nominale du satellite AfriStar ont été faites pendant la Phase 2.

L'objectif des mesures était d'évaluer le système dans différents environnements de réception. Des séquences de mesures ont été faites pour:

– Des rues en centre-ville avec de chaque côté de grands immeubles.
– Des villages dans des environnement suburbains.
– Des zones avec beaucoup d'arbres.
– Des autoroutes avec des ponts.

Un objectif essentiel était d'évaluer les caractéristiques du réseau monofréquence dans la zone où les rayonnements des trois émetteurs de Terre se chevauchaient. Cela a permis d'observer le comportement de l'intervalle de garde et les caractéristiques de synchronisation de trame du signal MRT-MCM. Un petit rectangle agrandi sur la carte de la Fig. D.72 a été choisi pour les essais.

La Fig. D.73 donne la valeur individuelle du champ mesuré pour chacun des trois émetteurs pour plusieurs passages répétés dans la rue. Le champ composite des trois émetteurs en service est donné dans la Fig. D.74. La valeur mesurée du taux d'erreur binaire dans le canal est indiquée à la Fig. D.75. Toutes les courbes ne sont pas fonction du temps. Pour chaque courbe, un nouvel enregistrement a été fait. En raison de légères variations dans la vitesse du véhicule, le même endroit est atteint à des moments légèrement différents pour des séquences successives.

FIGURE D.72

Trajet pour la séquence «Gain du réseau SFN, centre-ville»

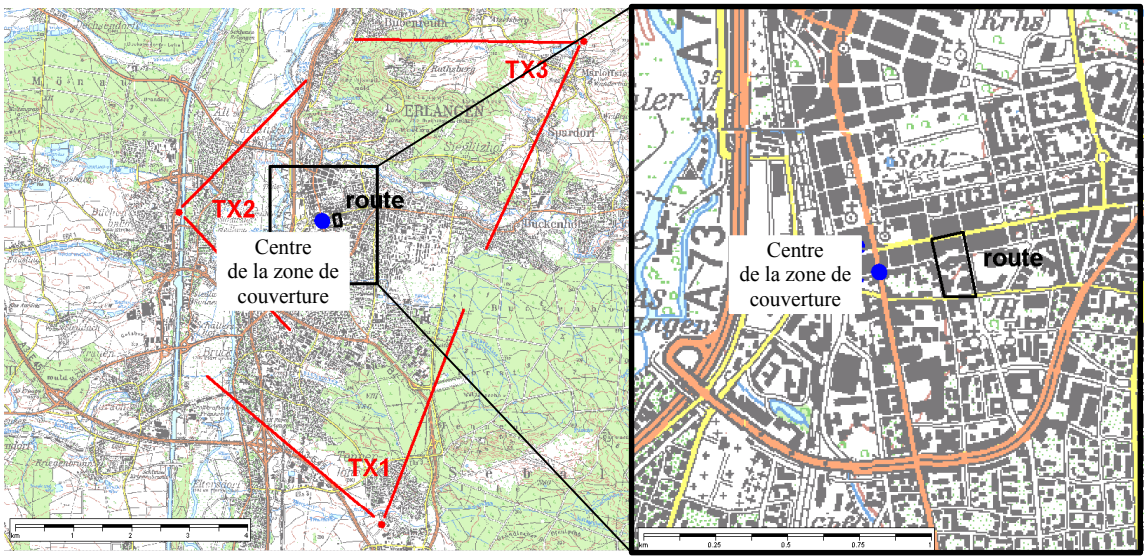


FIGURE D.73

Valeur mesurée du champ pour la pour la séquence «Gain du réseau SFN, centre-ville» pour les trois émetteurs

(La puissance de chaque émetteur a été ajustée pour que le signal arrive au même niveau.)

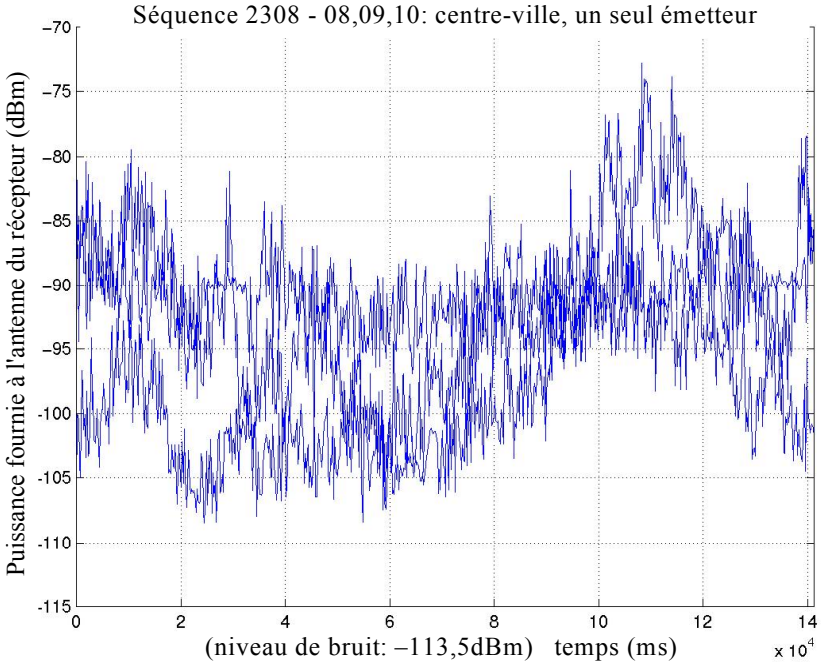


FIGURE D.74

Valeur mesurée du champ composite pour la séquence «Gain du réseau SFN, centre-ville» avec les trois émetteurs en service

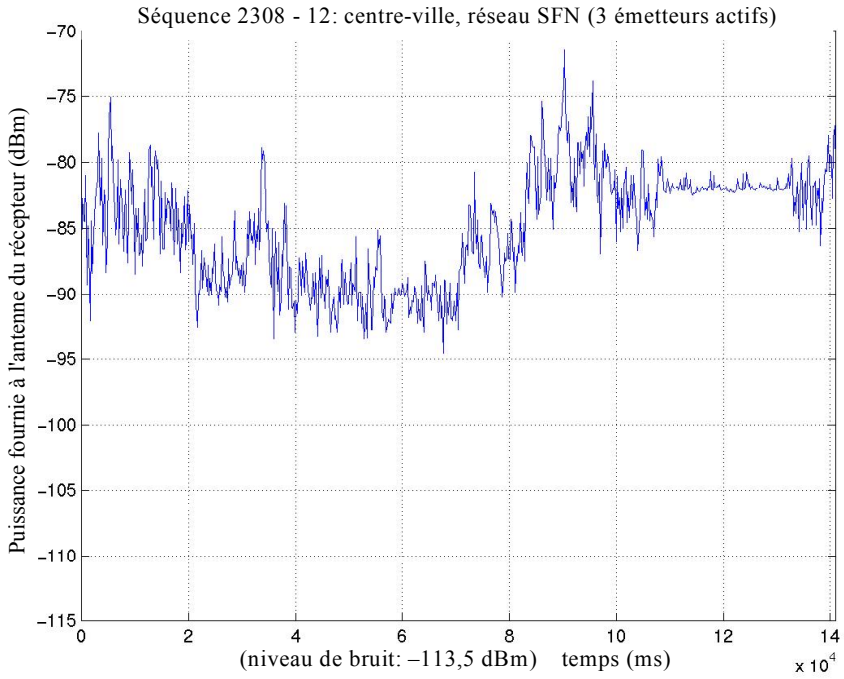
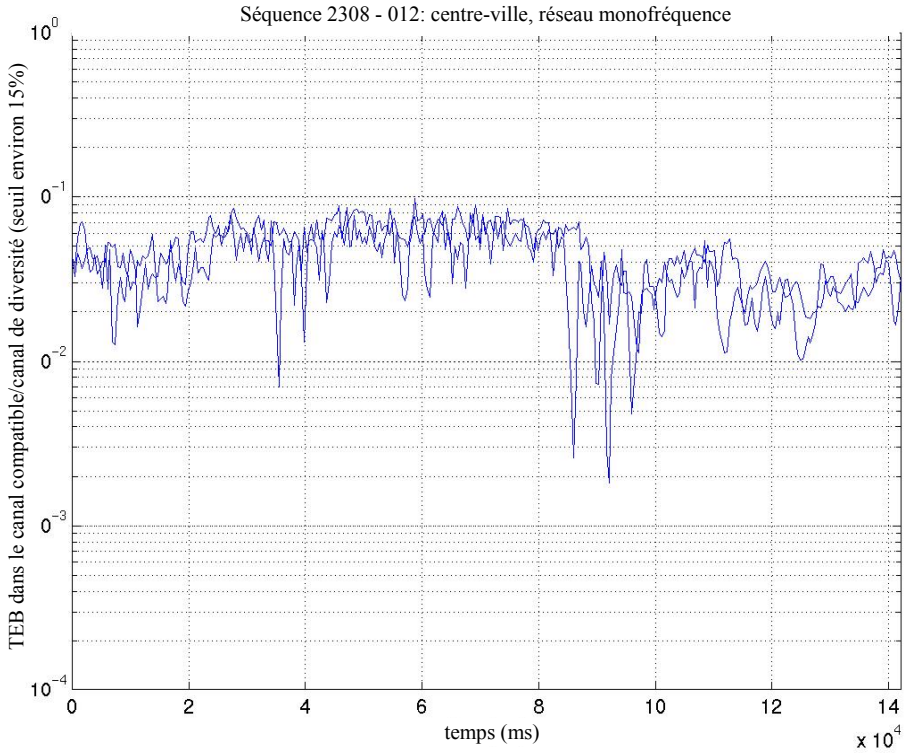


FIGURE D.75

Valeur mesurée du taux d'erreur binaire dans le canal pour la séquence «Gain du réseau SFN, centre-ville»



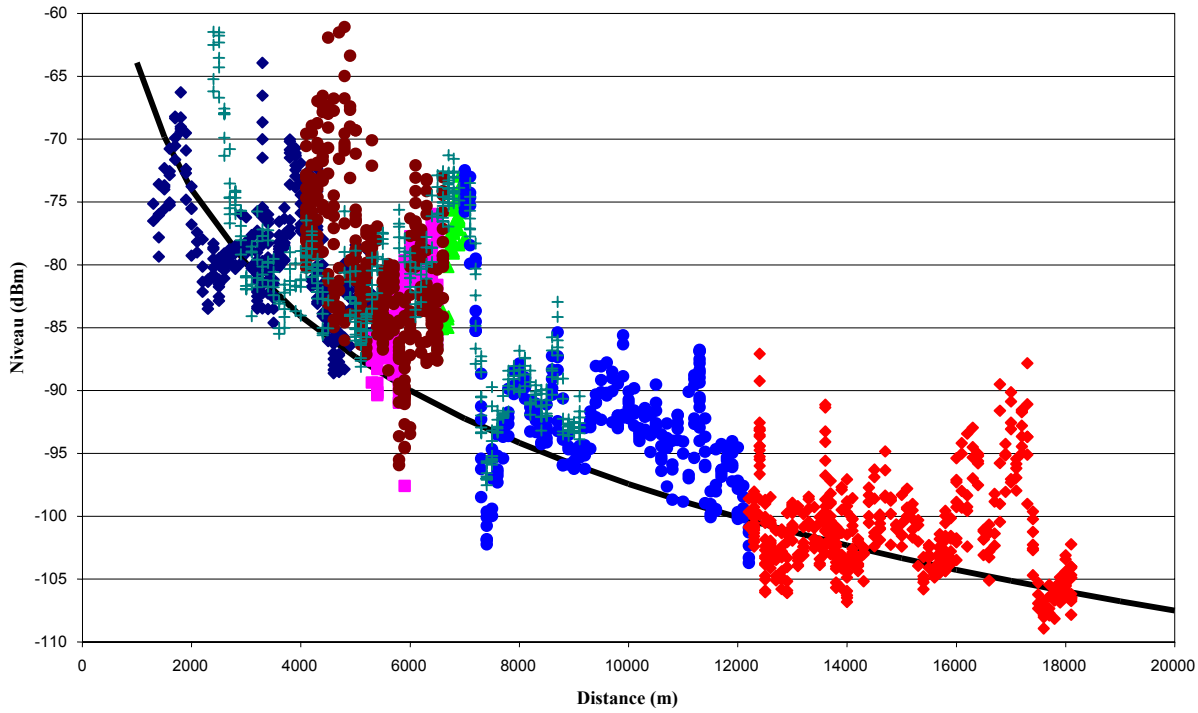
D.5.3.6.1.1 Rayon de la zone de couverture d'un émetteur de Terre

Pour évaluer le rayon de la zone de couverture d'un émetteur, la puissance de l'émetteur TX1 a été fixée au maximum. Le champ a été mesuré pour différents emplacements. Toutes les données sont classées en fonction de la distance par rapport à l'émetteur. Les résultats sont résumés dans la Fig. D.76. Cette Figure montre que le champ varie beaucoup en fonction de la distance. Cela est typique pour les fréquences au voisinage de 1,5 GHz. Avec un gain d'antenne de 2 dBi, le seuil du récepteur s'établit à environ –105 dBm, ce qui a été confirmé par plusieurs séquences d'essai. Pendant les séquences 3, 4, 5 et 6, le signal audio ne comportait pas d'erreurs. Pendant la séquence 9, il y a eu quelques interruptions. D'autres analyses des données sont prévues pour établir des lignes directrices concernant la planification du réseau des émetteurs de Terre.

Pour les expériences sur le terrain, la vitesse de la fourgonnette, de faible à modérée, était limitée essentiellement par les règlements locaux. A aucun moment on a observé de dégradations dues à la vitesse.

FIGURE D.76

Valeur mesurée de la puissance en fonction de la distance comparée à la valeur prévue de la puissance, en utilisant un modèle de prévision de la zone de couverture conformément à COST231*



* Coopération européenne dans le domaine de la recherche scientifique et technique EURO-COST231, «Urban Transmission Loss Models for Mobile Radio in the 900 and 1 800 MHz Bands», Révision 2, La Haye, septembre 1991.

D.5.3.6.2 Essais sur le terrain à Pretoria

D.5.3.6.2.1 Critères d'évaluation

Le principal objectif est d'évaluer la disponibilité du service. Pour les systèmes de radiodiffusion audio la qualité audio est normalement le critère retenu. Il s'agit d'un critère subjectif qui n'est pas pratique pour les essais sur le terrain. On utilise à la place une valeur calculée de la disponibilité du

service en fonction du taux d'erreur. Le taux d'erreur est déduit de la mesure du taux d'erreur binaire. Une trame de 432 ms contenant des erreurs non corrigées après le décodeur Reed-Solomon est un événement d'erreur. Le taux d'erreur sur les trames (FER) est le rapport entre le nombre de trames comportant des erreurs et le nombre total de trames.

$$FER = \frac{Nombre\ de\ trames\ comportant\ des\ erreurs}{Nombre\ de\ trames}$$

Le rapport entre le taux FER et le TEB (taux d'erreur binaire) dépend des caractéristiques du canal. Pour un canal gaussien, le rapport est d'environ:

$$TEB = 0{,}03 \cdot FER$$

(Canal gaussien, système avec décodeur de Reed-Solomon).

On considère qu'un TEB de 10^{-4} est une valeur seuil, ce qui équivaut à un taux FER de $3{,}3*10^{-3}$. Pour d'autres canaux, le rapport entre le TEB et le FER dépend des statistiques des salves et de la longueur des trames. Si le décodeur audio met en oeuvre une fonction de masquage des erreurs, la plupart des événements d'erreur peuvent entraîner uniquement une légère dégradation de la qualité audio. Pour la qualité subjective, on utilise habituellement deux points:

– Apparition de la dégradation: quelques erreurs audibles.

– Point d'inaudibilité: pas de sortie audio ou très mauvaise qualité.

Dans un environnement mobile, cette évaluation de la qualité subjective est difficile à **mesurer**. Par conséquent, le taux FER est le principal critère utilisé.

Le taux FER ainsi que le TEB sont donnés pour différents points du système. Les paramètres suivants sont mesurés:

– taux d'erreur binaire après le démodulateur;

– taux d'erreur binaire après le décodage de Viterbi;

– taux d'erreur binaire après le décodage de Reed-Solomon.

(1 – FER) est une estimation de la qualité de service dans le temps. Pour avoir un aperçu de la qualité de service de l'emplacement, des cartes de la zone de couverture indiquant les états sans erreur sont établies à partir des données:

– La combinaison signal de satellite/signal de Terre n'est pas activée:
  – «Vert» Le signal est exempt erreur après le décodeur de Viterbi, avec une marge élevée (sans codage RS = 0, avec codage RS = 0).
  – «Jaune» Le signal est exempt d'erreur après le décodeur de Reed-Solomon, avec une marge modérée (sans codage RS = 0, avec codage RS > 0).
  – «Rouge» Le signal n'est pas exempt d'erreur. Le récepteur fonctionne au niveau du seuil ou en-dessous du seuil (sans codage RS > 0).
– La combinaison sélective signal de satellite/signal de Terre est activée:
  – «Vert» Le signal de satellite et le signal de Terre sont simultanément exempts d'erreur.
  – «Jaune» Seul le signal de Terre est exempt d'erreur.
  – «Bleu» Seul le signal de satellite est exempt d'erreur.
  – «Rouge» Aucun des deux signaux n'est exempt d'erreur.

Des cartes pour différents trajets le long de rues ou d'autoroutes sont établies pour les séquences de données, avec et sans diversité temporelle. A des fins de comparaison, les scénarios suivants sont envisagés:

1. Séquences utilisées pour montrer les trous dans la zone de couverture lorsqu'il y a combinaison du signal de satellite et du signal de Terre. Pour cette analyse, on utilise les catégories suivantes de qualité de réception:
   - le signal de Terre et le signal de satellite sont tous les deux exempts d'erreur;
   - seul le signal de Terre est exempt d'erreur;
   - seul le signal de satellite est exempt d'erreur;
   - aucun des signaux n'est exempt d'erreur.

Pour le groupe ci-dessus, les sous-groupes suivants sont définis:

1A) Zone suburbaine/périphérie de la ville sans diversité temporelle.

1B) Zone suburbaine/périphérie de la ville avec diversité temporelle.

1C) Centre-ville sans diversité temporelle.

1D) Centre-ville avec diversité temporelle.

2. Des séquences pour indiquer les trous dans la zone de couverture par satellite. Seul le signal de satellite est analysé. Les catégories suivantes sont utilisées pour les cartes:
   - Vert: Le signal est exempt d'erreur après le décodeur de Viterbi.
   - Jaune: Le signal est exempt d'erreur après le décodeur de Reed-Solomon.
   - Rouge: La sortie du décodeur Reed-Solomon n'est pas exempt d'erreur.

Pour le groupe ci-dessus, les sous-groupes suivants sont définis:

2A) Zone suburbaine/périphérie de la ville sans diversité temporelle.

2B) Zone suburbaine/périphérie de la ville avec diversité temporelle.

2C) Centre-ville sans diversité temporelle.

2D) Centre-ville avec diversité temporelle.

3. Séquences pour indiquer les trous dans la zone de couverture de Terre: des indicateurs vert/jaune/rouge sont utilisés pour les cartes. On notera que différentes configurations d'émetteurs sont utilisées, en particulier, pour les séquences au centre-ville lorsque la puissance de l'émetteur a été réduite. Pour la plupart des séquences, un seul émetteur fonctionnait. Par conséquent, la courbe peut être considérée comme correspondant au cas le plus défavorable. Si le réseau fonctionne à sa puissance nominale, la couverture sera encore meilleure.

Pour le groupe ci-dessus les sous-groupes suivants ont été définis:

3A) Zone suburbaine/périphérie de la ville sans diversité temporelle.

3B) Zone suburbaine/périphérie de la ville avec diversité temporelle.

3C) Centre-ville sans diversité temporelle.

3D) Centre-ville avec diversité temporelle.

4. Séquences pour indiquer les trous dans la zone de couverture par satellite sans correction rapide de l'ambiguïté de phase et sans diversité temporelle. Pour la plupart des séquences, un récepteur compatible conçu pour la réception fixe ou la réception portable (= récepteur

de la première génération du Système numérique D_S) a été utilisé parallèlement au récepteur mobile. La disponibilité du service pour le dernier type de récepteur mobile est également indiquée.

– Le Groupe 1 est essentiellement utilisé pour analyser la combinaison sélective signal de satellite/du signal de Terre.

– Le Groupe 2 comprend toutes les données utilisées pour l'analyse de la couverture par satellite.

– Le Groupe 3 comprend toutes les données utilisées pour la couverture de Terre.

D.5.3.6.2.2 Aperçu des résultats

Les taux d'erreur sur les trames et les taux d'erreur binaire pour des scénarios critiques sont résumés dans le Tableau D.24. L'objectif des essais sur le terrain était de tester le système dans de tels scénarios. La puissance d'émission a été délibérément réduite pour que le récepteur fonctionne à une valeur proche de la valeur seuil. Par conséquent, les cartes correspondent aux scénarios les plus difficiles. La disponibilité de service calculée doit donc être considérée comme étant celle pour le cas le plus défavorable. La disponibilité de service moyenne pour un scénario de réception particulier serait meilleure si les échantillons étaient choisis dans l'ensemble des données.

Les cartes de la zone de couverture pour les différents scénarios sont données dans les figures suivantes.

– La carte pour un centre urbain **sans** diversité temporelle est illustrée à la Fig. D.77 et à la Fig. D.78. Le vert correspond à une réception parfaite, le jaune à une réception parfaite avec quelques erreurs de Viterbi et le rouge à aucune réception. Sur les trajets d'essai, les immeubles sont nombreux, de sorte que dans les rues ouest-est la disponibilité du signal, avec réception uniquement par satellite, est faible. Dans ces zones, on a habituellement besoin de répéteurs de Terre. Comme indiqué dans la Fig. D.77, la disponibilité de service avec le signal de Terre est quasiment parfaite dans ces zones. La puissance d'émission était d'environ 10 W (+ gain d'antenne). La distance par rapport aux émetteurs était d'environ 3 km.

– Un aperçu des séquences d'essai **sans** diversité temporelle effectuées dans le centre de Pretoria et dans la banlieue est donné dans les Fig. D.79 et D.80. La disponibilité de service sans diversité temporelle était déjà bonne. Les seuls trous restants dans la zone de couverture sont dus à des ponts ou des tunnels. Pour ces scénarios, on a besoin de répéteurs complémentaires de Terre ou de diversité temporelle pour le signal de satellite.

– Le cas du centre urbain est illustré à la Fig. D.81 et à la Fig. D.82. **Avec** diversité temporelle pour le signal de Terre (Fig. D.82), la marge était beaucoup plus élevée. Même avec une puissance très faible de l'émetteur, le signal était exempt d'erreur après le décodeur de Viterbi pour la plupart des emplacements de réception. Cette Figure montre que même avec une diversité temporelle pour le signal de satellite, il n'y avait qu'une petite perte du signal dans le centre urbain.

– Le comportement du système **avec** diversité temporelle pour l'ensemble du centre de Pretoria et sa banlieue est résumé dans les Fig. D.83 à D.86. Les Fig. D.83 et D.84 montrent, respectivement, la disponibilité du signal de satellite et celle du signal de Terre. La Fig. D.85 montre le signal qui est disponible. La couverture assurée par le système hybride satellite/de Terre peut être comparée à celle d'un système à satellites uniquement sans diversité temporelle et sans répéteurs, comme illustré à la Fig. D.86.

TABLEAU D.24

Aperçu de la disponibilité de service pour différents scénarios

Scénario/mode de réception	Taux d'événements d'erreur (%)	Observations
Centre urbain/récepteur de **première génération** du Système numérique D_S (canal compatible)	15,572	L'essai était centré sur les scénarios critiques. Si l'on fait une moyenne de tous les scénarios, le taux d'événements d'erreur serait meilleur
Centre urbain/canal amélioré associé au signal de **satellite**, **pas** de diversité temporelle	11,032	Cela montre le gain obtenu par correction rapide de l'ambiguïté de phase dans des environnements urbains
Centre urbain/signal de **Terre**, **pas** de diversité temporelle	0,388	La puissance d'émission a été réduite pour que le récepteur puisse fonctionner à la valeur seuil. Puissance nominale des émetteurs
Centre urbain/combinaison sélective signal de **Terre**/signal de **satellite**, **pas** de diversité temporelle	0,182	Le gain apporté par la combinaison signal de Terre/signal de satellite est marginal dans les zones urbaines. Toutefois, le satellite peut remplir certains trous dans la zone de couverture assurée par le réseau de Terre
Centre-ville et banlieue, **récepteur de la première génération du Système numérique D_S** (canal compatible)	10,958	Pour la banlieue, l'accent a été mis, dans les essais, sur les zones avec des arbres et des ponts. La disponibilité nominale du signal de satellite est plus élevée si l'on fait une moyenne de tous les scénarios
Banlieue, signal de **satellite**, **pas** de diversité temporelle	5,214	Gain résultant de la correction rapide de l'ambiguïté de phase
Centre-ville et banlieue, signal de **satellite**, **pas** de diversité temporelle	7,557	Disponibilité de service moyenne **mesurée** si on utilise uniquement le signal de satellite
Centre-ville et banlieue, signal de **Terre**, **pas** de diversité temporelle	5,329	Pour le signal de Terre, les zones qui ne sont pas couvertes par les répéteurs de Terre sont incluses dans la moyenne globale
Centre-ville et banlieue, combinaison en diversité signal de **satellite**/signal de **Terre**, **pas** de diversité temporelle	0,905	Les trous restants dans la zone de couverture sont essentiellement dus à des ponts
Centre urbain, signal de **satellite avec** diversité temporelle: utilisation du canal compatible et du canal amélioré	10,171	Le gain assuré par la diversité temporelle dans les zones urbaines n'est pas très élevé. La diversité spatiale pour le signal de satellite peut améliorer la disponibilité de service dans les zones urbaines. La diversité spatiale n'a pas été testée
Centre urbain, signal de Terre **avec** diversité temporelle	0,049	Si la diversité temporelle est utilisée, le réseau de Terre est parfait. Toutefois, l'efficacité de la largeur de bande dans ce mode est faible. La diversité temporelle pour le signal de Terre est réalisable si la largeur de bande est disponible. Il est ainsi plus facile de construire des réseaux de répéteurs peu coûteux

TABLEAU D.24 (*fin*)

Scénario/mode de réception	Taux d'événements d'erreur (%)	Observations
Centre urbain, combinaison sélective signal de Terre/signal de satellite, **avec** diversité temporelle	0,006	Gain additionnel mesuré en utilisant la combinaison sélective du signal de satellite et du signal de Terre. Mais les différences se situent dans la fourchette de précision des mesures
Banlieue, signal de satellite, **avec** diversité temporelle	2,467	La banlieue choisie comportait de nombreux arbres
Centre-ville et banlieue, signal de satellite, **avec** diversité temporelle	5,724	Moyenne pour le centre-ville (centre urbain) et la banlieue
Centre-ville et banlieue, signal de Terre, **avec** diversité temporelle	8,120	Les trajets retenus sont différents de ceux retenus pour les mesures dans un scénario «sans diversité temporelle». Par conséquent, cette valeur correspond davantage aux zones qui ne sont pas couvertes par le répéteur
Centre-ville et banlieue, combinaison sélective du signal de satellite et du signal de Terre, **avec** diversité temporelle	0,301	Avec la diversité temporelle, la disponibilité de service globale était très élevée
Zone avec beaucoup d'arbres, récepteur de la première génération du Système numérique D_S	24,4	Valeur de référence pour mesurer le gain obtenu grâce aux améliorations apportées
Zone avec beaucoup d'arbres, correction rapide de l'ambiguïté de phase, **pas** de diversité temporelle, pas d'entrelaceur	12,3	La correction rapide de l'ambiguïté de phase apporte un gain important
Zone avec beaucoup d'arbres, correction rapide de l'ambiguïté de phase, **pas** de diversité temporelle, entrelaceur temporel de 432 ms	10,1	En plus de la correction de l'ambiguïté de phase, un entrelaceur temporel apporte un gain supplémentaire. Le gain est plus élevé pour une vitesse moyenne (FER = 6,7%) que pour une vitesse faible (gain marginal seulement dû à l'entrelaceur temporel)
Zone avec beaucoup d'arbres, correction rapide de l'ambiguïté de phase, **avec** diversité temporelle	6,240	La diversité temporelle conjuguée au gain par combinaison sélective offre une disponibilité de service acceptable. Le taux d'erreur sur les trames n'est peut-être pas un bon critère de mesure. Les erreurs restantes sont des salves très courtes et peuvent être traitées par la fonction de masquage d'erreur du décodeur audio

FIGURE D.77

Disponibilité de service avec combinaison sélective du signal de Terre et du signal de satellite
Centre urbain *sans* diversité temporelle
(Le vert et le jaune correspondent à une réception parfaite, le rouge à une mauvaise réception)

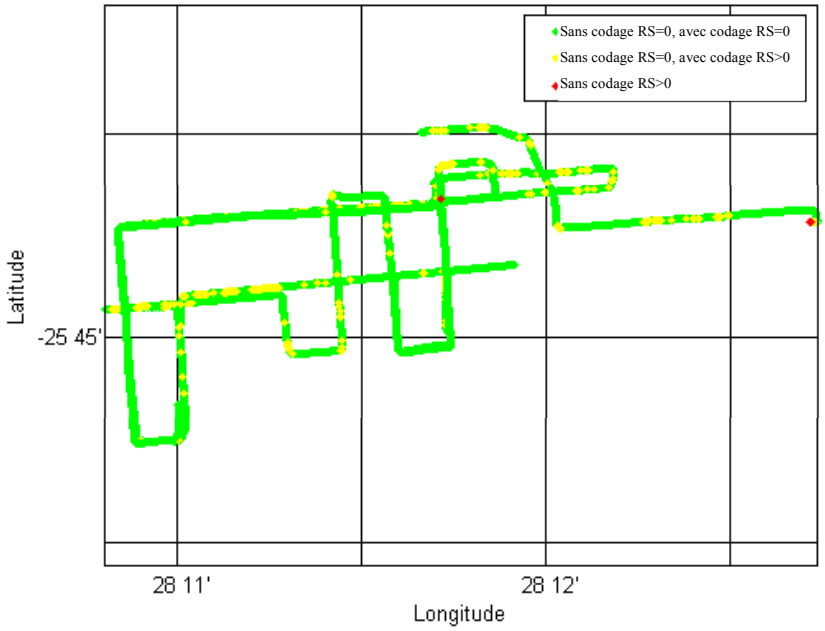


FIGURE D.78

Disponibilité de service pour un récepteur de la première génération du Système numérique D_S
Centre urbain *sans* diversité temporelle
(Le vert et le jaune correspondent à une réception parfaite, le rouge à une mauvaise réception)

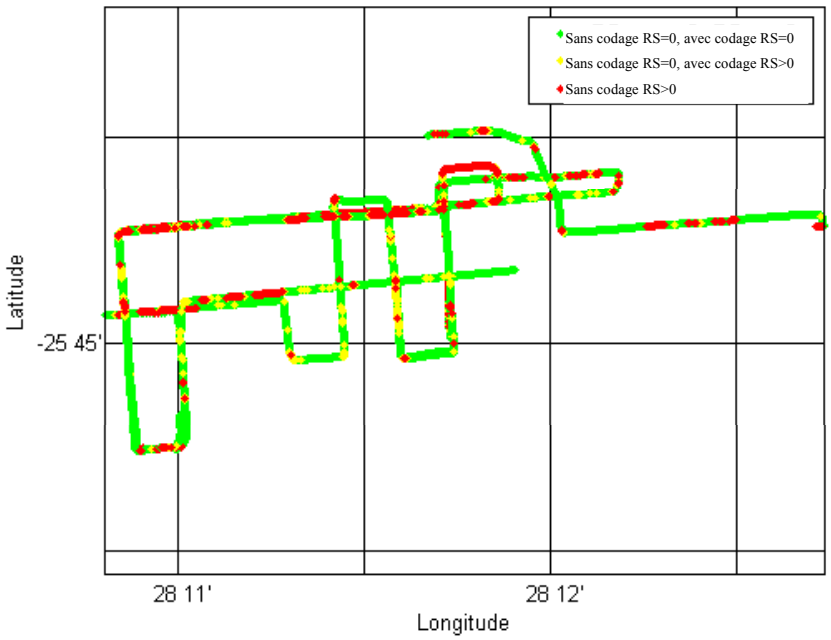


FIGURE D.79

Disponibilité de service avec combinaison sélective du signal de Terre et du signal de satellite centre-ville et banlieue *sans* diversité temporelle

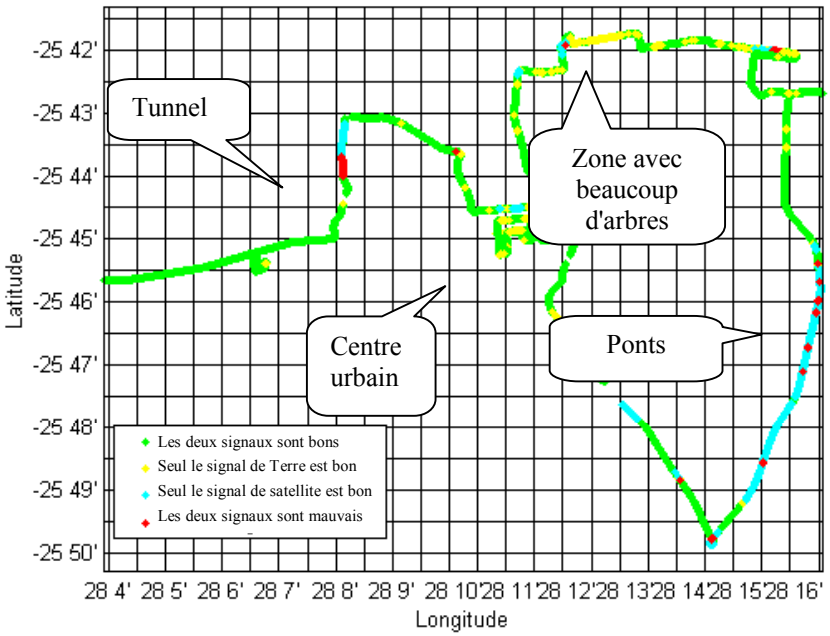


FIGURE D.80

Disponibilité de service pour un récepteur de la première génération du Système numérique D_S centre-ville et banlieue *sans* diversité temporelle

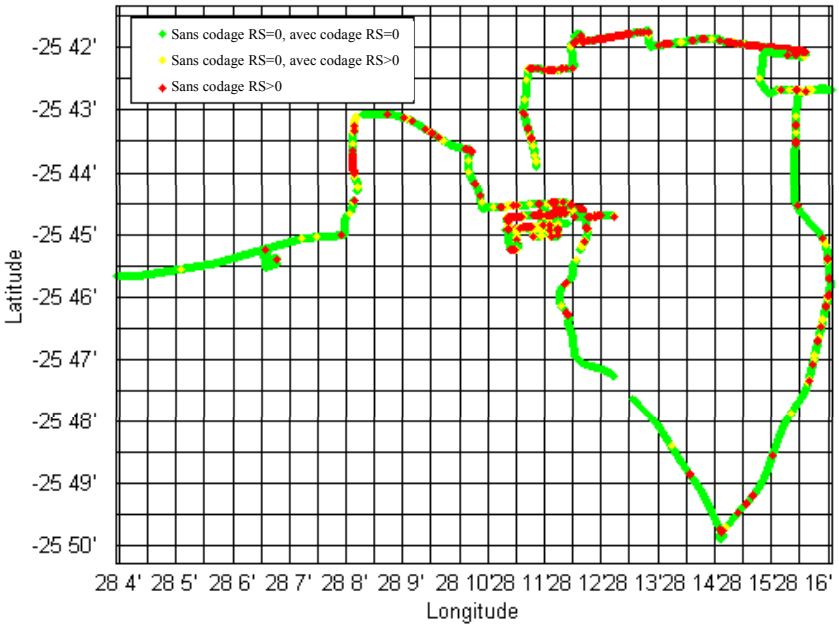


FIGURE D.81

Signal de satellite: centre urbain *avec* diversité temporelle

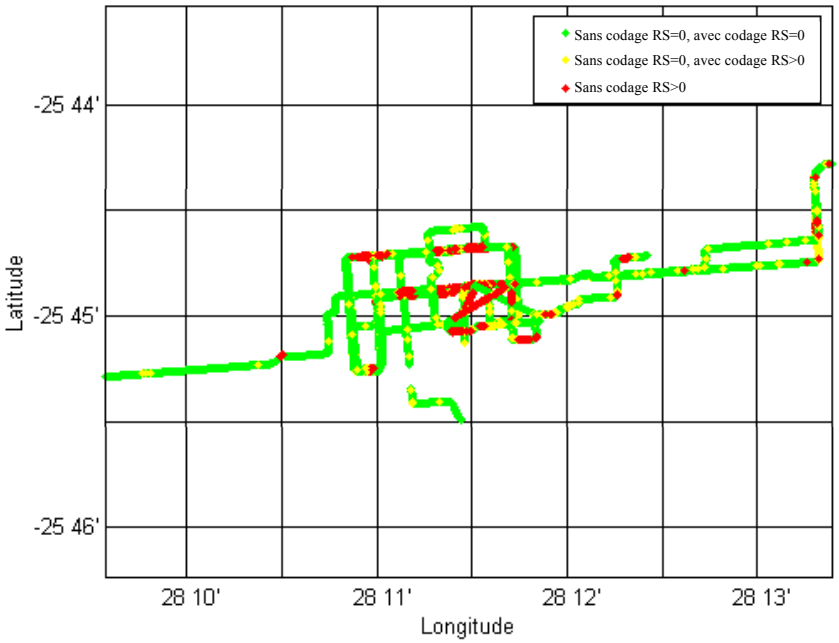


FIGURE D.82

Signal de Terre: centre urbain *avec* diversité temporelle

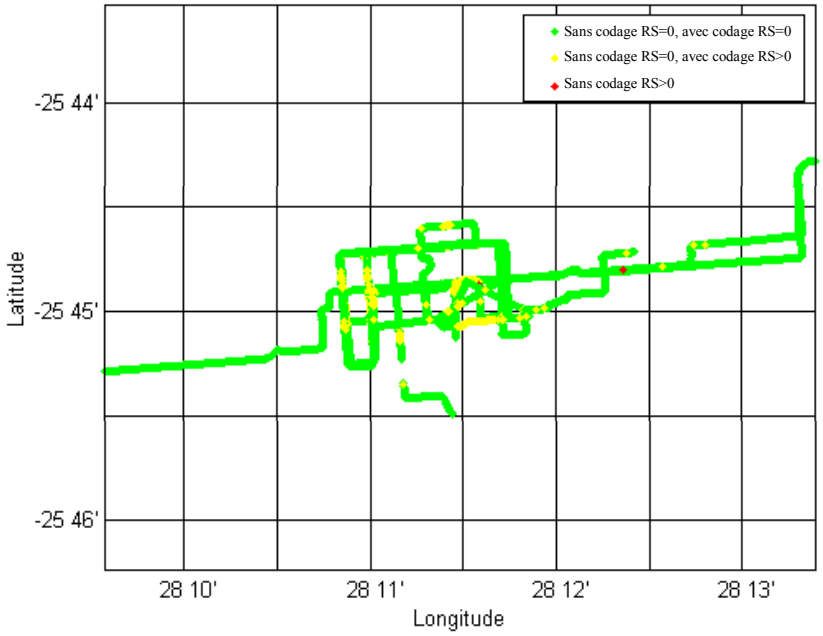


FIGURE D.83

Combinaison banlieue et centre-ville *avec* diversité temporelle: signal de satellite uniquement

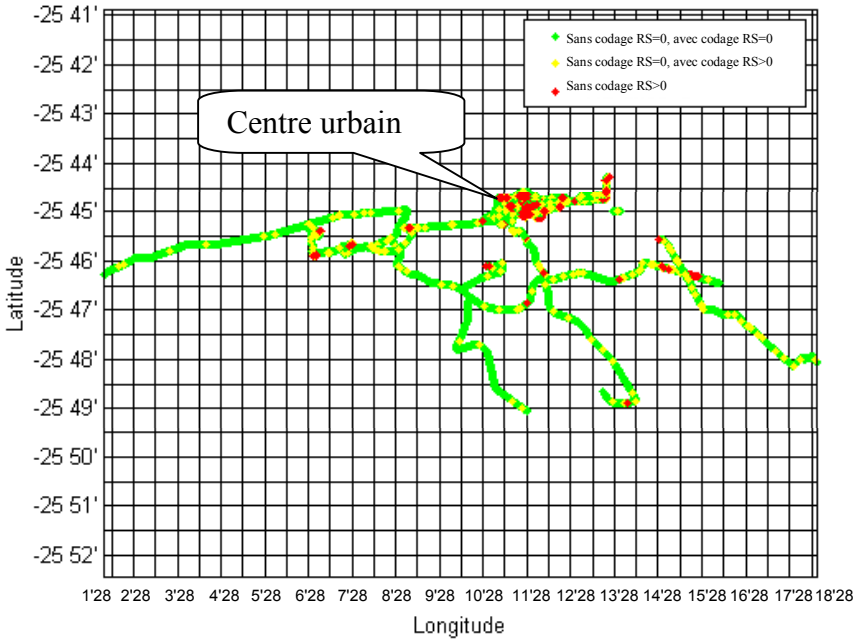


FIGURE D.84

Combinaison banlieue et centre-ville *avec* diversité temporelle: signal de Terre uniquement

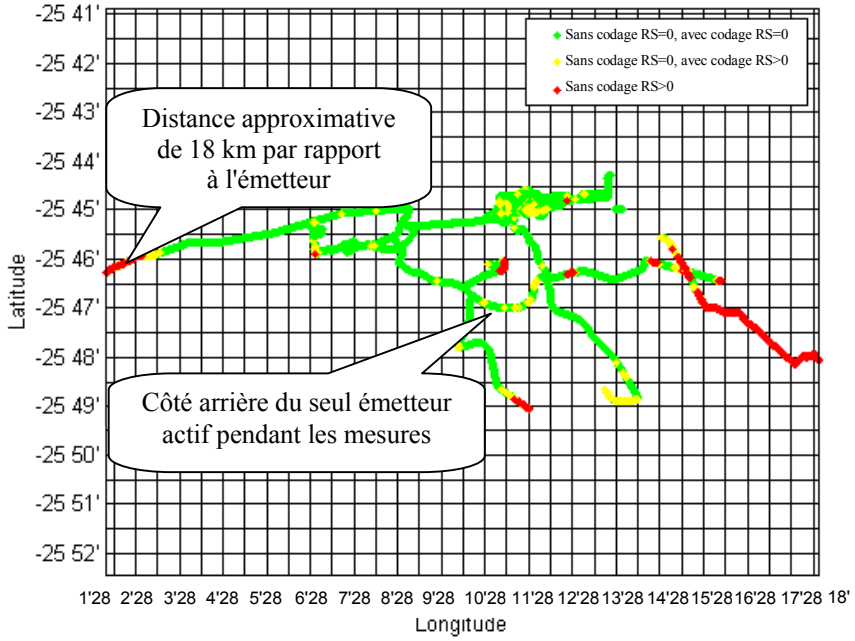


FIGURE D.85

Signaux disponibles pour un système hybride: zone de couverture du centre-ville et de la banlieue

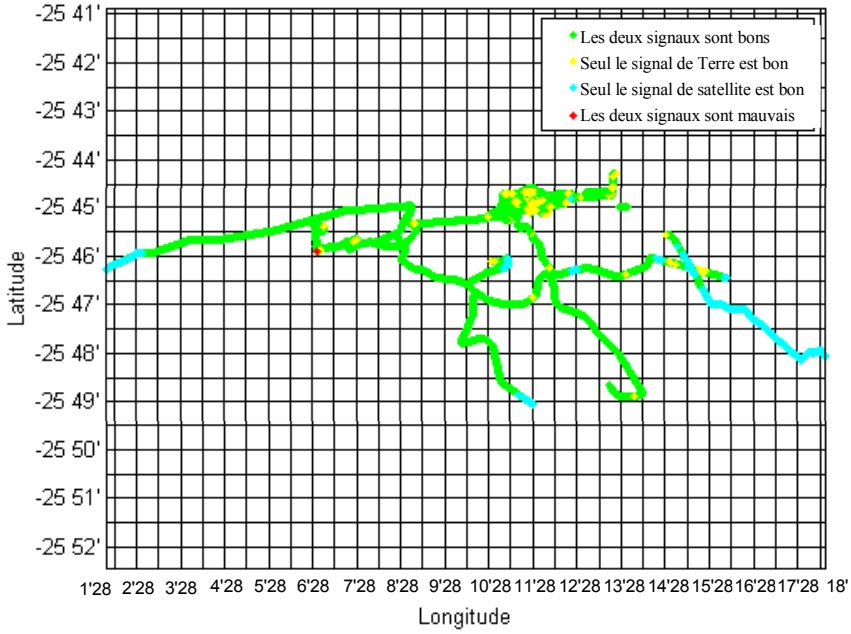
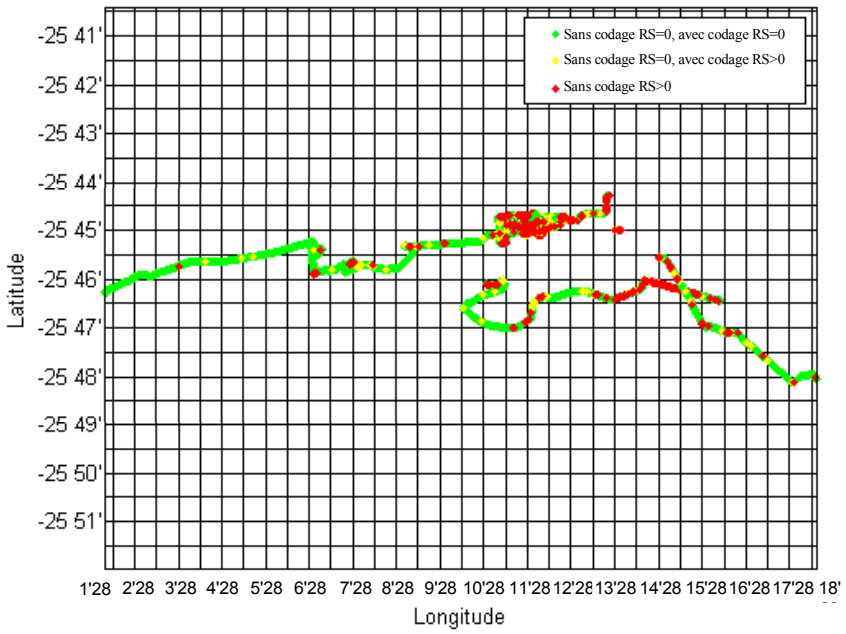


FIGURE D.86

Disponibilité de service pour un récepteur de la première génération du Système numérique D_S
Zone de couverture du centre-ville et de la banlieue



D.5.3.6.2.3 Description détaillée de certaines séquences choisies: réception par satellite sous des arbres

Trois récepteurs mobiles améliorés ont été testés par rapport à un récepteur de première génération du Système numérique D_S dans des environnements avec occultation.

– Correction rapide de l'ambiguïté de phase

– Entrelaceur temporel de 432 ms

– Diversité temporelle avec combinaison de Viterbi.

Les Fig. D.87 à D.89 comparent le comportement du nouveau récepteur mobile amélioré et du récepteur de la première génération du Système numérique D_S.

Le gain dû à la seule correction rapide de l'ambiguïté de phase est résumé dans la Fig. D.88: le taux d'erreur sur les trames diminue et la longueur d'une salve d'erreurs est réduite. On réalise un gain supplémentaire grâce à l'entrelacement temporel (voir la Fig. D.89), mais même avec un entrelacement temporel, il y a encore beaucoup d'interruptions du signal. On a besoin d'une marge de liaison supplémentaire dans ces scénarios. Avec de meilleures antennes de réception et une puissance plus élevée du satellite, on peut obtenir cette marge de liaison supplémentaire.

FIGURE D.87

Réception par satellite avec diversité temporelle sous des arbres (gauche) par rapport à un récepteur de la première génération du Système numérique D_S (droite)

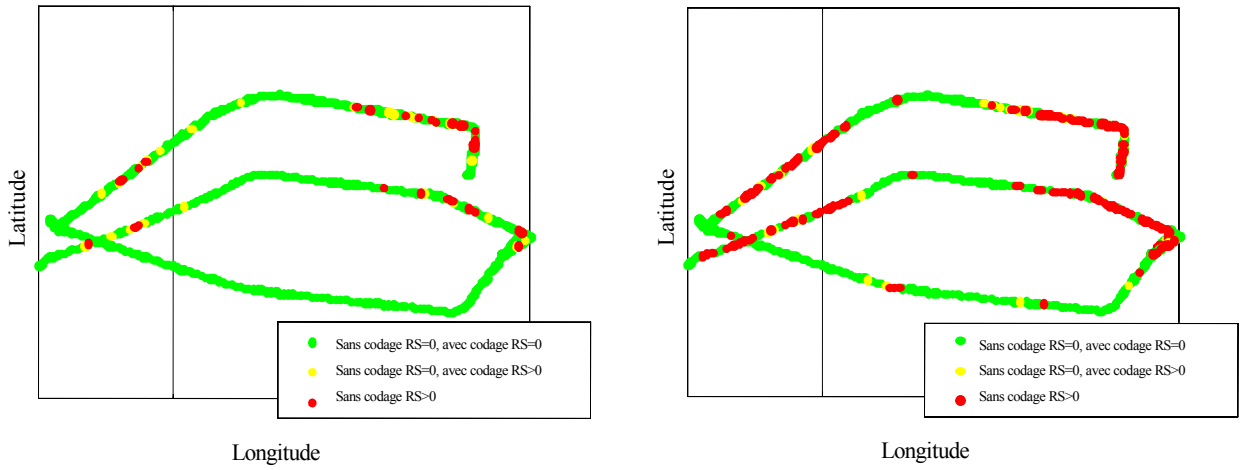


FIGURE D.88

Gain apporté par la correction de l'ambiguïté de phase. Droite: avec une correction rapide de l'ambiguïté de phase. Gauche: récepteur de la première génération

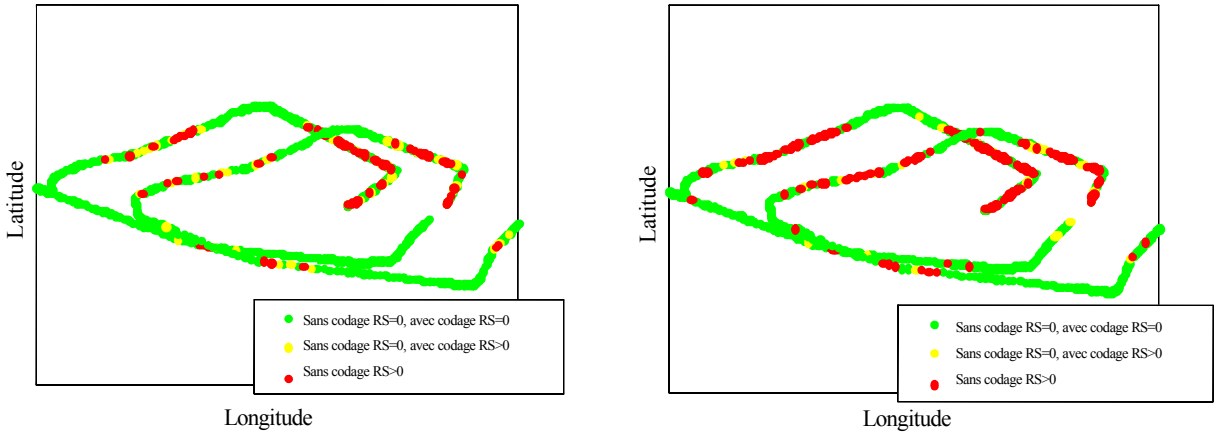
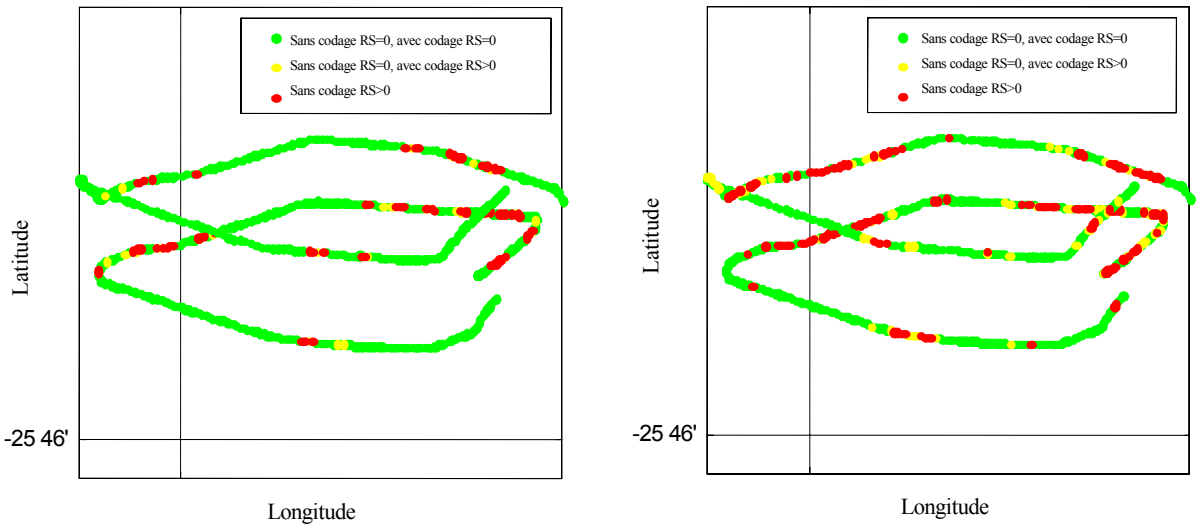


FIGURE D.89

Comportement d'un récepteur avec correction rapide de l'ambiguïté de phase et avec un entrelaceur temporel de 432 ms (gauche) par rapport à un récepteur WorldSpace de la première génération (droite)



D.5.3.7 Conclusions

Dans les paragraphes précédents, on a présenté en détail les essais sur le terrain réalisés à Erlangen (Allemagne) et à Pretoria (République sudafricaine) pour valider les principes d'exploitation du Système numérique hybride D_H de radiodiffusion audionumérique par satellite. Le système combine de façon sélective les signaux numériques rayonnés depuis un satellite (AfriStar) et le même signal numérique reçu et retransmis par les stations de Terre d'un réseau monofréquence. Le signal de satellite est acheminé dans un format MRT transportant 96 incréments de canaux à débit primaire de 16 kbit/s chacun. Ils peuvent être assemblés en canaux de radiodiffusion de diverses tailles variant de 16 à 128 kbit/s.

La diversité temporelle se traduit par le fait qu'une paire de canaux de radiodiffusion achemine le même programme mais l'un est retardé par rapport à l'autre de 4,32 s. Dans un récepteur, le fait de retarder le canal initial pour qu'il coïncide avec le canal retardé et de combiner les deux dans un décodeur de Viterbi permet de regrouper le canal de radiodiffusion initial et le canal de radiodiffusion retardé en un seul et même canal. Le résultat est une combinaison de vraisemblance maximale des deux canaux pour produire un signal qui peut être bloqué pendant au maximum 4,32 s sans nuire à la continuité des communications. Ce canal combiné à diversité temporelle se comporte très bien lorsque la marge du récepteur est faible. En plus, pour le canal associé au signal initial, un entrelaceur ayant la durée de 432 ms d'un canal de radiodiffusion améliore encore les performances en présence de phénomènes d'occultation (par exemple, sous des arbres). Le canal associé au signal retardé n'utilise pas l'entrelaceur. On fait en sorte que les récepteurs du Système numérique D_S fonctionnant actuellement avec le satellite AfriStar puissent encore recevoir le canal associé au signal retardé. Par conséquent, ce canal est également appelé canal compatible.

Pour créer le signal de Terre retransmis par les répéteurs, le signal de transport MRT du satellite est reçu par chaque station répétrice, démodulé en un flux binaire numérique puis remodulé sur une porteuse MCM qui subit une conversion-élévation avant d'être rayonnée sur une fréquence porteuse différente dans la région couverte par le réseau de répéteurs monofréquence.

Le signal MRT direct de diffusion par satellite et le signal MRT retransmis par les répéteurs de Terre sont tous les deux reçus dans le récepteur mobile et combinés de façon sélective par la fonction de détection d'erreur d'un décodeur Reed-Solomon en un signal de sortie de haute qualité amélioré.

L'objectif de ce traitement est de parvenir à une réception sans interruption dans un véhicule se déplaçant dans un centre urbain, à proximité d'un centre urbain ou dans des zones rurales.

La campagne d'essais dont il est fait état ici confirme l'ampleur des bons résultats obtenus à Pretoria (République sudafricaine). L'attention du lecteur est attirée en particulier sur les résultats dont il est rendu compte au § D.5.3.6.2. Certains d'entre eux sont cités ci-après.

La Fig. D.77 compare la disponibilité de service dans le **centre urbain** de Pretoria avec combinaison sélective du signal de Terre/du signal de satellite **sans diversité temporelle** et la disponibilité de service dans le cas d'un récepteur actuel de la première génération du Système numérique D_S (voir la Fig. D.78). Les données ont été collectées sur les trajets indiqués. Le vert et le jaune correspondent à une réception parfaite et le rouge à une mauvaise réception. La comparaison fait apparaître que la disponibilité du signal est bien meilleure en raison de la combinaison sélective du signal de satellite et du signal de Terre.

La Fig. D.79 compare la disponibilité de service dans la **banlieue et dans le centre-ville** de Pretoria avec combinaison sélective du signal de Terre et du signal de satellite **sans diversité temporelle**, et la disponibilité de service dans le cas d'un récepteur actuel de la première génération du Système numérique D_S (voir la Fig. D.80). Les données ont été collectées sur les trajets indiqués. Le vert, le

bleu et le jaune correspondent à une réception parfaite et le rouge à une mauvaise réception. La comparaison fait apparaître que la disponibilité du signal est bien meilleure en raison de la combinaison sélective du signal de satellite et du signal de Terre.

La Fig. D.81 compare la disponibilité de service dans le **centre urbain avec diversité temporelle** pour le signal de satellite uniquement et pour le signal de Terre uniquement (voir la Fig. D.82). La disponibilité du signal de Terre est pour ainsi dire parfaite sans qu'il soit nécessaire et le signal de satellite n'est pas nécessaire. Pour le signal de satellite, il y a de nombreuses interruptions.

La Fig. D.83 compare la disponibilité de service dans la **banlieue et au centre-ville avec diversité temporelle** pour le signal de satellite uniquement et pour le signal de Terre uniquement (voir la Fig. D.84). Il y a des interruptions pour le signal de satellite et pour le signal de Terre. Le signal de satellite subit des occultations et le signal de Terre est trop faible lorsque les distances sont plus importantes.

La Fig. D.85 compare la disponibilité de service dans la **banlieue et au centre-ville avec diversité temporelle** pour une combinaison sélective du signal de satellite et du signal de Terre et la disponibilité de service dans le cas d'un récepteur actuel de la première génération du Système numérique D_S (voir la Fig. D.86). La Fig. D.85 est logiquement la superposition des Fig. D.83 et D.84. La comparaison des Fig. D.83 et D.84 avec la Fig. D.85 illustre le gros avantage apporté par la combinaison sélective du signal de satellite et du signal de Terre.

Les essais réalisés à Pretoria et l'analyse cartographique de la disponibilité du signal qu'il a été possible de faire grâce aux données détaillées ainsi collectées ont été des outils probants pour confirmer l'amélioration importante qu'apporte l'architecture du Système numérique D_H pour ce qui est de la disponibilité du signal. Le lecteur aurait tout intérêt à étudier plus en détail le contenu du présent Manuel pour mieux comprendre toute l'importance d'une architecture numérique hybride pour avoir une réception mobile parfaitement transparente à l'échelle de continent.

D.6 Liste de sigles

A/D	Analogique numérique (*analog to digital*)
AFRIBSS	Désignation par l'UIT du réseau à satellite AfriStar à 21° E de longitude
AMRF	Accès multiple par répartition en fréquence
AMSS	Séquence de synchronisation à modulation d'amplitude (*amplitude modulated synchronization sequence*)
ASIABSS	Désignation par l'UIT du réseau à satellite AsiaStar à 105° E de longitude (*ITU designation of the AsiaStar satellite network at 105° E longitude*)
ATOP	Amplificateur à tube à ondes progressives
BBGA	Bruit blanc gaussien additif
BCID	Identificateur de canal de radiodiffusion (*broadcast channel identifier*)
CARIBSS	Désignation par l'UIT du réseau à satellite AmeriStar à 95° O de longitude (*ITU designation of the AmeriStar satellite network at 95° W longitude*)
CED	Correction d'erreur directe
CRC	Contrôle de redondance cyclique (*cyclic redundancy check*)
DAT	Magnétoscope audionumérique (*digital audio tape*)
DFVLR	Etablissement allemand de recherche et d'essai d'aérospace, appelé DLR (*german aerospace research and test establishment, now referred to as DLR*)

DSP	Traitement numérique du signal (*digital signal processing*)
EOC	Limite de couverture (*edge of coverage*)
FER	Taux d'erreur sur les trames (*frame error rate*)
FhG	Fraunhofer Gesellschaft
FI	Fréquence intermédiaire (*intermediate frequency*)
GEO	Orbite des satellites géostationnaires (*geostationary earth orbit*)
GPS	Satellite de positionnement mondial (*global positioning satellite*)
HPA	Amplificateur à puissance élevée (*high-power amplifier*)
HPIB	Bus d'interface Hewlett-Packard (*Hewlett-Packard interface bus*)
HT	Terrain vallonné (*hilly terrain*)
IBO	Recul à l'entrée (*input backoff*)
ICDSC	Conférence internationale sur les communications numériques par satellite (*international conference on digital satellite communications*)
IP3	Interception d'intermodulation de troisième ordre (*third-order intermodulation intercept*)
ISI	Brouillage intersymboles (*intersymbol interference*)
ISO	Organisation internationale de normalisation (*international organization for standardization*)
LHCP	Polarisation circulaire lévogyre (*left-hand circular polarization*)
LNA	Amplificateur à faible bruit (*low-noise amplifier*) - AFB
LOS	Visibilité directe (*line of sight*)
MCM	Modulation multiporteuse (*multi carrier modulation*)
MDP-4	Modulation par déplacement de phase quadrivalente
MDP-4 D	MDP-4 différentielle
MFP	Préambule de trame de référence (*master frame preamble*)
MOS	Note moyenne d'opinion (*mean opinion score*)
MPEG	Groupe d'experts sur les images animées (*motion picture experts group*)
MRT	Mutliplexage par répartition temporelle
OBO	Recul en sortie (*output backoff*)
p.i.r.e.	puissance isotrope apparente rayonnée
PRC	Canal à débit primaire (*prime rate channel*)
RF	Radiofréquence
RHCP	Polarisation circulaire dextrogyre (*right-hand circular polarization*)
R	Récepteur (*receiver*)
RS	Reed-Solomon
Rx	Récepteur (*receiver*)
SAW	Filtre à ondes acoustiques de surface (*surface acoustic wave (filter)*)

SCCF	Champ commande de composante de service (*service component control field*)
SCH	En-tête de commande de service (*service control header*)
SDAB	Radiodiffusion audionumérique par satellite (*satellite digital audio broadcasting*)
SFN	Réseau monofréquence (*single frequency network*)
TEB	Taux d'erreur binaire
TFRI	Transformée de Fourier rapide inverse
TFR	Transformée rapide de Fourier
TU	Urbain typique (*typical urban*)
UIT	Union internationale des télécommunications

ANNEXE E

SYSTÈME NUMÉRIQUE E

SYSTÈME DE RADIODIFFUSION SONORE NUMÉRIQUE PAR SATELLITE ET HYBRIDE À MULTIPLEXAGE PAR RÉPARTITION EN CODE (MRC)

TABLE DES MATIÈRES

		Page
E.1	Introduction	663
E.2	Vue d'ensemble du système	663
E.3	Couche physique et modulation	665
E.3.1	Bande de fréquences	665
E.3.2	Largeur de bande occupée	665
E.3.3	Polarisation	667
E.3.4	Modulation	667
E.3.4.1	Modulation de la porteuse	667
E.3.4.2	Mise en correspondance des symboles	667
E.3.5	Fréquence d'éléments	667
E.3.6	Séquence de signature et séquence d'étalement	669
E.3.7	Etalement des données	669
E.3.8	Facteur de décroissance	669
E.3.8.1	Nombre de canaux MRC	669
E.4	Codage de canal	669
E.4.1	Codage avec correction d'erreur	669
E.4.1.1	Code externe	670
E.4.1.2	Code interne	670
E.4.2	Entrelacement	670
E.4.2.1	Entrelacement d'octets	670
E.4.2.2	Entrelacement de bits	671
E.4.3	Canal pilote	672
E.4.3.1	Trame et supertrame	673
E.4.3.2	Symbole pilote	673
E.4.4	Transmission des données dans le canal pilote	673
E.4.4.1	Mot unique (D_1)	674
E.4.4.2	Compteur de trame (D_2)	674
E.4.4.3	Entrelaceur d'octets pour les éléments D_3-D_{50}	674
E.4.4.4	Structure des données de commande (D_3-D_{22}, D_{27}-D_{46}) dans le canal pilote.	675
E.4.4.5	Structure détaillée des données composant la charge (77 octets) dans le canal pilote	675
E.4.5	Multiplexage des services	676
E.5	Codage des sources	676
E.5.1	Codage des sources audio	676

		Page
E.5.2	Codage des données	676
E.6	Exemple d'application de Système numérique E	676
E.6.1	Liaison par satellite	676
E.6.1.1	Caractéristiques spectrales	676
E.6.1.2	Variation du TEB en fonction du rapport C/N_0 dans un environnement BBGA	677
E.6.2	Réémetteur complémentaire de Terre	678
E.6.2.1	Réémetteur complémentaire à amplification directe	678
E.6.2.2	Réémetteur complémentaire à conversion de fréquence	678
E.6.3	Résultats expérimentaux – Réception à bord de véhicules en déplacement rapide	678
E.6.4	Modèle de récepteur	678
E.7	Résultats des essais effectués avec le Système numérique E	683
E.7.1	Introduction	683
E.7.2	Configuration et équipements d'essai	683
E.7.3	Résultats des essais en laboratoire	687
E.7.3.1	Spectre	687
E.7.3.2	TEB en fonction du rapport C/N_0 dans des conditions BBGA	687
E.7.3.3	TEB en fonction du rapport C/N_0 dans des conditions d'évanouissement sur trajets multiples	689
E.7.3.4	Dégradation de la qualité de fonctionnement en présence de brouillages	693
E.7.3.5	Qualité de fonctionnement de l'entrelacement de bits	693
E.7.4	Résultats des essais en conditions réelles	693
E.7.4.1	Niveau de puissance reçue	694
E.7.4.2	Taux d'erreur sur les bits	695
E.8	Bilans de liaison types	697

LISTE DES FIGURES

		Page
FIGURE E.1	Vue d'ensemble du système	666
FIGURE E.2	Schéma fonctionnel du système de radiodiffusion	668
FIGURE E.3	Schéma détaillé du MRC	668
FIGURE E.4	Mise en correspondance des symboles des modulations MDP-4 et MDP-2	669
FIGURE E.5	Générateur de séquence pseudo-aléatoire	669
FIGURE E.6	Codeur de codage interne (code convolutionnel, K = 7)	670
FIGURE E.7	Entrelaceur d'octets	671
FIGURE E.8	Entrelaceur de bits	671
FIGURE E.9	Schéma conceptuel de l'entrelaceur et du désentrelaceur de bits	672
FIGURE E.10	Trame et supertrame dans le canal pilote	673
FIGURE E.11	Compteur de trame	674
FIGURE E.12	Entrelaceur d'octets pour les éléments D_3-D_{50}	674
FIGURE E.13	Structure des données dans le canal pilote (D_3-D_{50})	675
FIGURE E.14	Données de commande sur canal MRC	675
FIGURE E.15	Spectre du signal de sortie du satellite (abaissement de puissance en sortie: 2 dB) (signal simulé sur un amplificateur non linéaire)	677
FIGURE E.16	TEB en fonction du rapport C/N_0, dans des conditions BBGA pour différentes valeurs d'abaissement de puissance en sortie du répéteur	679
FIGURE E.17	TEB en fonction du rapport C/N_0, dans des conditions BBGA pour différentes valeurs de décalage de fréquence	680
FIGURE E.18	TEB en fonction du rapport C/N_0, dans le cas d'une réception à bord de véhicule en déplacement rapide (50 km/h, 100 km/h et 150 km/h)	681
FIGURE E.19	Schéma d'un récepteur type	682
FIGURE E.20	Configuration des essais en laboratoire	685
FIGURE E.21	Configuration des essais en conditions réelles	686
FIGURE E.22	Spectre	687
FIGURE E.23	TEB en fonction du rapport C/N_0, dans des conditions BBGA pour différents niveaux d'abaissement de puissance en sortie	688
FIGURE E.24	TEB en fonction du rapport C/N_0 dans des conditions BBGA pour différentes valeurs de décalage de fréquence	689

Page

FIGURE E.25 TEB en fonction du rapport C/N_0 dans des conditions de propagation sur trajets multiples (diversité de réception avec antenne à double dérivation) 690

FIGURE E.26 TEB en fonction du rapport C/N_0, réception à bord d'un véhicule en déplacement rapide (diversité de réception avec antenne à deux dérivations) 691

FIGURE E.27 TEB en fonction du rapport C/N_0 avec et sans diversité de réception à deux antennes 692

FIGURE E.28 TEB en fonction du rapport C/I 693

FIGURE E.29 Niveau de puissance reçue (Fuchu/Tokyo) 694

FIGURE E.30 Niveau de puissance reçue (Akasaka/Tokyo) 694

FIGURE E.31 Niveau de puissance (Ginza/Tokyo) 695

FIGURE E.32 Taux d'erreur sur les bits (Fuchu/Tokyo) 695

FIGURE E.33 Taux d'erreur sur les bits (Akasaka/Tokyo) 696

FIGURE E.34 Taux d'erreur sur les bits (Ginza/Tokyo) 696

ANNEXE E

SYSTÈME NUMÉRIQUE E

SYSTÈME DE RADIODIFFUSION SONORE NUMÉRIQUE PAR SATELLITE ET HYBRIDE À MULTIPLEXAGE PAR RÉPARTITION EN CODE (MRC)

E.1 Introduction

Le Système numérique E est conçu pour fournir des services audio de qualité élevée et de données multimédias utilisant des satellites et des répéteurs complémentaires de Terre fonctionnant sur le même canal pour des récepteurs fixes, portatifs ou de véhicule. Il a été conçu pour optimiser la diffusion par satellite et par répéteur de Terre fonctionnant sur le même canal dans la bande 2 630-2 655 MHz. Pour cela, il utilise un MRC fondé sur la modulation MDP-4 avec code concaténé comprenant un code RS et codage convolutionnel avec correction d'erreur. Le récepteur du Système numérique E utilise la technologie la plus avancée des micro-ondes et des circuits intégrés numériques à très grande échelle, avec l'objectif premier de parvenir à une haute qualité et à une production à faible coût.

Les principales caractéristiques de ce système sont les suivantes:

1) Ce système est le premier système de radiodiffusion sonore numérique testé en conditions réelles dans la bande 2 630-2 655 MHz, qui est attribuée au SRS (sonore) dans certains pays.
2) L'architecture des systèmes MPEG-2 est adoptée, le but étant d'assurer un multiplexage souple de nombreux services de radiodiffusion et de garantir l'interopérabilité avec d'autres services de radiodiffusion numériques. Il s'agit du premier système SRS (sonore) à adopter les systèmes MPEG-2.
3) Le codage AAC MPEG-2 est adopté pour le codage de la source audio. Il donne les meilleures performances de compression audio pour les services de radiodiffusion audio de qualité élevée.
4) Ce système est principalement conçu pour les récepteurs de véhicule. La stabilité de réception a été confirmée dans des véhicules circulant à grande vitesse au cours d'essais corroborants.
5) Le signal provenant du satellite peut être reçu par une antenne omnidirective à un seul élément dans le plan horizontal et une diversité de réception avec deux antennes est utilisée pour les véhicules.

E.2 Vue d'ensemble du système

La Fig. E.1 donne une vue d'ensemble du système. Ce système du SRS (sonore) comprend une station terrienne de liaison de connexion, un satellite de radiodiffusion, deux types de réémetteurs complémentaires de Terre et des récepteurs portatifs, fixes ou de véhicule.

Le signal est d'abord transmis d'une station terrienne de liaison de connexion à un satellite de radiodiffusion au moyen d'une liaison montante du SFS (dans la bande des 14 GHz par exemple). Le signal est converti de la bande des 14 GHz à la bande des 2,6 GHz dans le satellite. Le signal dans la bande des 2,6 GHz est amplifié par un répéteur de satellite jusqu'au niveau souhaité et ce signal est diffusé dans la zone de service grâce à une antenne d'émission de grandes dimensions présente au niveau du satellite.

Les principaux programmes diffusés par ce système sont d'abord des programmes sonores de qualité élevée puis des programmes multimédias, y compris la diffusion de données.

Les utilisateurs de ce service peuvent recevoir le signal diffusé par le satellite au moyen de petites antennes avec une faible directivité. Pour pouvoir générer une p.i.r.e. suffisante pour les récepteurs de véhicule, la station spatiale devra être dotée d'une grande antenne d'émission et de répéteurs à forte puissance.

Les principaux problèmes concernant la propagation du signal dans la bande des 2,6 GHz sont les zones d'ombre et l'occultation du trajet direct depuis le satellite. Ce système utilise deux techniques pour tenir compte des divers types de zones d'ombre et d'occultation.

La première technique consiste à placer un désentrelaceur de bits dans le récepteur pour remédier au problème des zones d'ombre et de l'occultation causées par de petits objets. Ces zones d'ombre et cette occultation se manifestent dans les récepteurs de véhicule sous la forme de rafales de bruit dans le signal reçu d'une durée pouvant aller jusqu'à environ une seconde.

Une rafale de bruit est répartie sur plusieurs secondes grâce à ce désentrelaceur, le but étant l'adaptation aux capacités de correction d'erreur de ce système.

La seconde technique permettant de réduire les évanouissements du signal causés par les zones d'ombre et l'occultation consiste à inclure des réémetteurs complémentaires dans la configuration du système. Ces réémetteurs complémentaires, qui retransmettent le signal provenant du satellite, sont censés couvrir la zone occultée par exemple par des bâtiments et des constructions de grandes dimensions. Il existe deux types de réémetteur complémentaire dans ce système: le réémetteur complémentaire dit à amplification directe et le réémetteur complémentaire à conversion de fréquence, permettant de couvrir différents types de zones occultées.

Le réémetteur complémentaire à amplification directe ne fait qu'amplifier le signal de la bande des 2,6 GHz diffusé par le satellite. Ce type de réémetteur complémentaire est intrinsèquement limité à un amplificateur à faible gain pour éviter les oscillations non souhaitées causées par le couplage du signal entre les antennes d'émission et de réception. Ce réémetteur complémentaire couvre une zone étroite du trajet direct jusqu'à une zone en visibilité directe de 500 m.

Un réémetteur complémentaire à conversion de fréquence est, quant à lui, destiné à couvrir une grande zone de 3 km de rayon. Le signal diffusé par le satellite utilise une fréquence différente de 2,6 GHz, il est par exemple situé dans la bande des 11 GHz.

Dans ce cas, l'évanouissement dû aux trajets multiples apparaît dans une zone où plus de deux signaux radiodiffusés sont reçus. Dans ce système de radiodiffusion, on adopte la technique MRC (multiplexage par répartition en code) pour assurer la stabilité de réception du signal ayant subi un évanouissement dû aux trajets multiples. L'utilisation de la technique RAKE et d'une diversité d'antenne au niveau du récepteur devrait permettre d'améliorer nettement la qualité de fonctionnement du récepteur en présence d'évanouissements limités dus aux trajets multiples; cet aspect correspond à l'une des principales caractéristiques d'un système MRC.

Le réémetteur complémentaire à faisceau ponctuel de lumière, également représenté sur la Fig. E.1, pourrait permettre d'améliorer la réception en présence de trajets multiples lorsque le récepteur MRC et RAKE ne peut pas procéder à un décodage correct sans ce réémetteur complémentaire. Il s'agit d'une caractéristique importante du système MRC. Le réémetteur complémentaire à faisceau ponctuel de lumière peut utiliser soit l'amplification soit la conversion de fréquence pour répondre au besoin particulier de la zone cible où la réception doit être améliorée.

Dans les systèmes MRC, des radiodiffuseurs différents utiliseront des codes orthogonaux différents pour étaler le signal afin de diffuser leurs propres programmes de manière indépendante. La puissance surfacique par unité de largeur de bande est relativement faible car le signal MRC est étalé sur une large bande de fréquences.

E.3 Couche physique et modulation

La Fig. E.2 montre le schéma fonctionnel de base du système de radiodiffusion et la Fig. E.3 montre le schéma détaillé de la partie MRC de la Fig. E.2. Dans la suite du présent paragraphe, on donne les paramètres et capacités de base relatifs au codage de canal et à la modulation de ce système de radiodiffusion.

E.3.1 Bande de fréquences

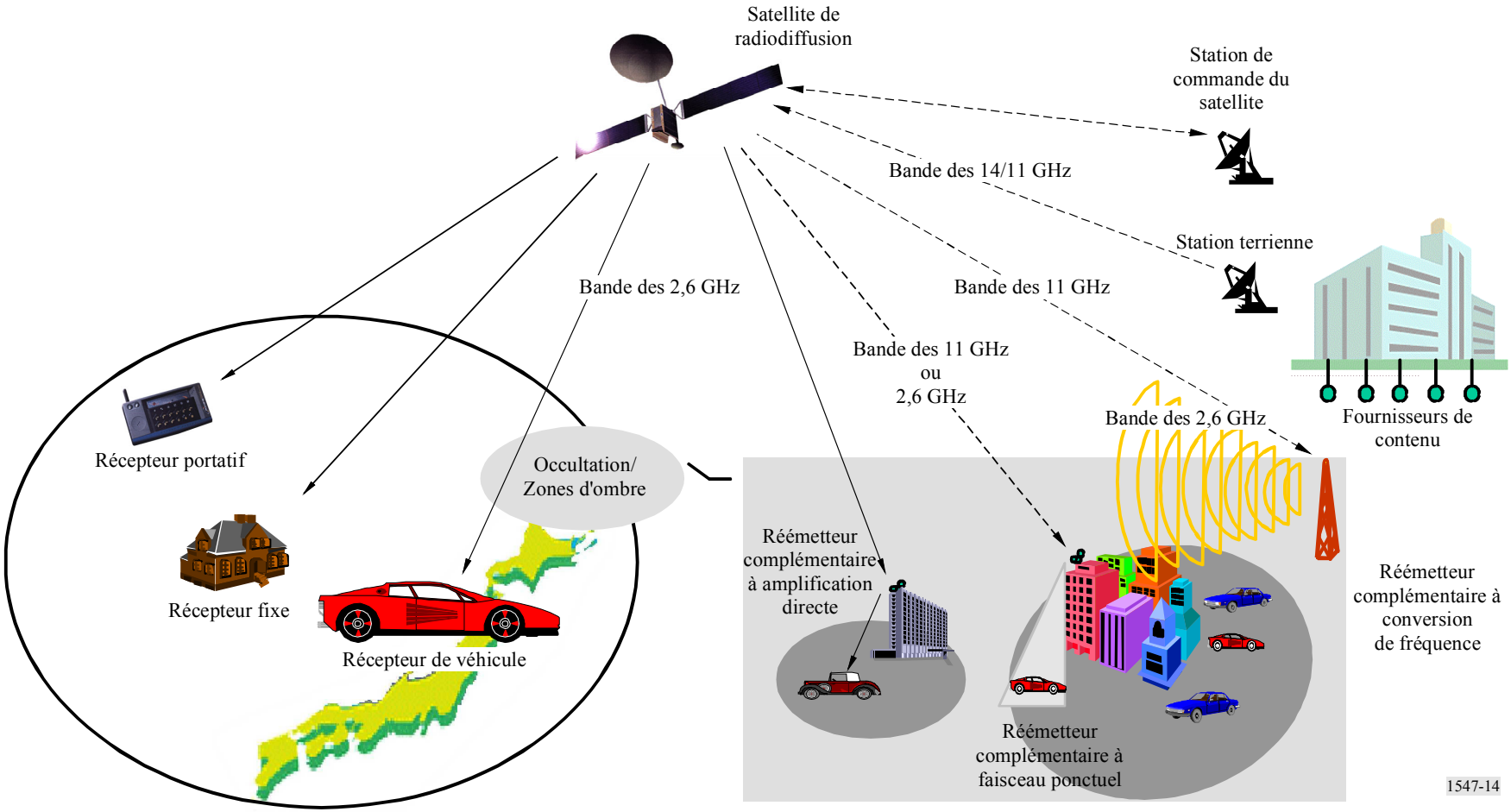
Ce système peut être utilisé dans diverses bandes de fréquences. Mais la principale cible de ce système est la bande 2 630-2 655 MHz. Comme c'est la bande de fréquences la plus élevée attribuée au SRS (sonore), les signaux reçus subiront probablement le plus grand décalage Doppler.

E.3.2 Largeur de bande occupée

La largeur de bande occupée par un amplicaficateur linéaire idéal est de 18 MHz, valeur nécessairement plus importante lorsque l'on utilise un amplicaficateur non linéaire. En tout état de cause, avec les amplificateurs non linéaires utilisés dans la pratique, le système s'adapte parfaitement à la largeur de bande attribuée, soit 25 MHz.

FIGURE E.1

Vue d'ensemble du système



E.3.3 Polarisation

La polarisation est circulaire; toutefois, un répéteur complémentaire de Terre peut utiliser une polarisation circulaire ou rectiligne.

E.3.4 Modulation

On adopte la technique MRC pour la modulation à la fois de la liaison par satellite et de la liaison du réémetteur complémentaire de Terre. Comme indiqué sur la Fig. E.3, une séquence de données est d'abord convertie d'un flux binaire série en séquences de données I et Q. Ces données I et Q sont ensuite étalées par le même code unique de Walsh (N° *n*) et une séquence M tronquée. Ces données étalées sont modulées en signal MDP-4. Les signaux modulés sont multiplexés les uns avec les autres dans la même bande de fréquences, chaque signal étant identifié par son code Walsh.

E.3.4.1 Modulation de la porteuse

Comme indiqué sur la Fig. E.2, un système complet de radiodiffusion à modulation MRC comprend un canal pilote et plusieurs canaux de radiodiffusion. Un flux de données sur un canal de radiodiffusion et sur une partie du canal pilote utilise la modulation MDP-4 pour la modulation des composantes, tandis que les symboles pilotes, le symbole de synchronisation de trame et le compteur de trames (voir la définition du § 4.3) acheminés dans le flux de données du canal pilote sont modulés au moyen de la MDP-2.

E.3.4.2 Mise en correspondance des symboles

La mise en correspondance des symboles de la MDP-4 et de la MDP-2 est illustrée sur la Fig. E.4. Dans ce système, la MDP-4 est démodulée grâce à la détection de phase cohérente.

E.3.5 Fréquence d'éléments

La fréquence d'éléments est de 16,384 MHz et le gain de traitement est de 64.

FIGURE E.2

Schéma fonctionnel du système de radiodiffusion

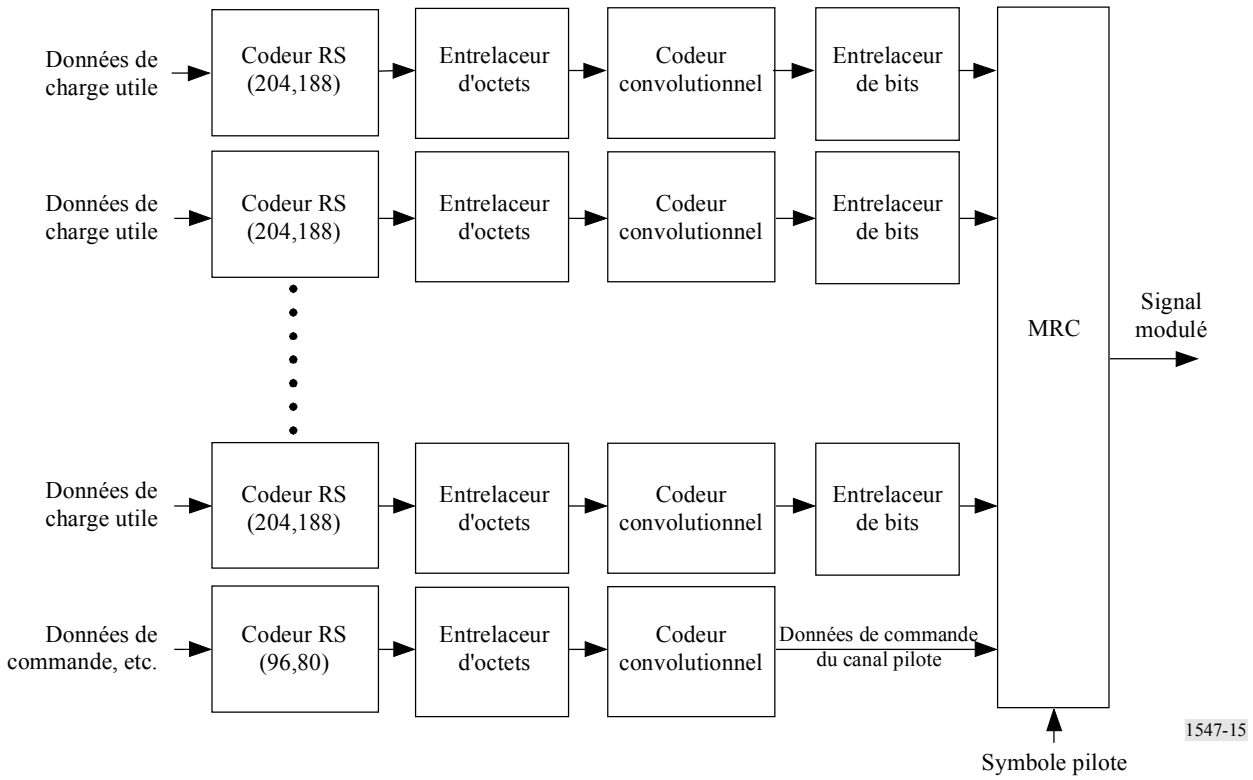


FIGURE E.3

Schéma détaillé du MRC

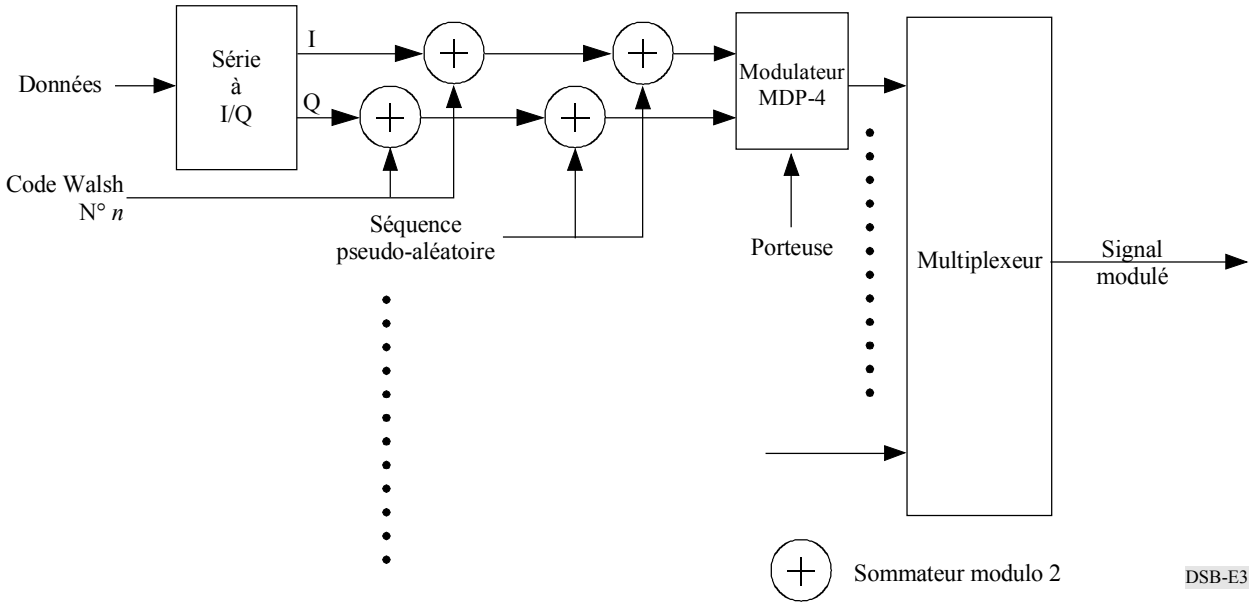
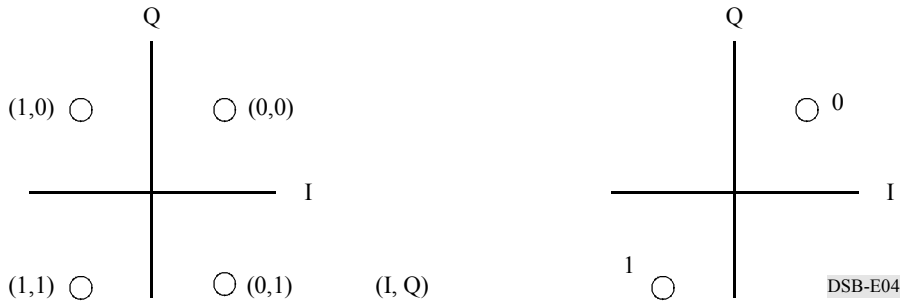


FIGURE E.4

Mise en correspondance des symboles des modulations MDP-4 et MDP-2



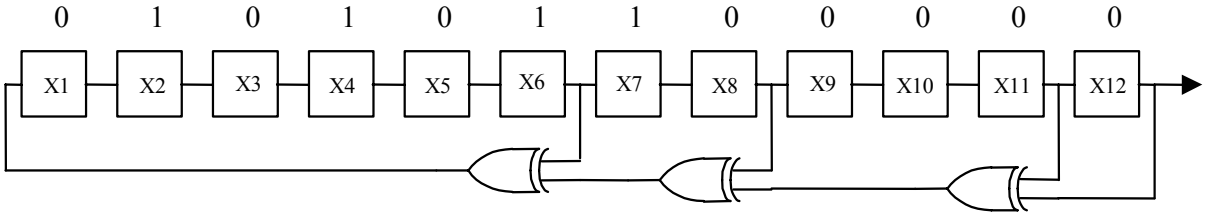
E.3.6 Séquence de signature et séquence d'étalement

On adopte respectivement des codes Walsh de 64 bits de long et une séquence M tronquée de 2 048 bits de long comme séquence de signature et comme séquence d'étalement. Cette séquence d'étalement est obtenue en tronquant des séquences de longueur maximale égale à 4 095 bits générées au moyen d'une séquence de registre à décalage avec rétroaction comportant 12 étages. Le polynôme de génération et la structure binaire initiale sont représentés à la Fig. E.5.

FIGURE E.5

Générateur de séquence pseudo-aléatoire

$$G(x) = X^{12} + X^{11} + X^{8} + X^{6} + 1$$



E.3.7 Etalement des données

Les séquences de signature et les séquences d'étalement sont ajoutées modulo 2 à la séquence I et Q d'origine, comme indiqué sur la Fig. E.4.

E.3.8 Facteur de décroissance

Le signal transmis est filtré au moyen d'un filtre en racine carrée de cosinus biaisé. Le facteur de décroissance vaut 0,22.

E.3.8.1 Nombre de canaux MRC

En théorie, ce système peut multiplexer 64 canaux MRC car un code Walsh de 64 éléments de long est adopté. Dans les essais corroborants, 30 canaux MRC sur 64 canaux possibles sont multiplexés pour assurer la stabilité de réception en présence de trajets multiples.

E.4 Codage de canal

E.4.1 Codage avec correction d'erreur

Pour la protection d'erreur directe, on adopte un code concaténé comprenant un code convolutionnel $K = 7$ comme code interne et un code abrégé de RS (204,188) comme code externe.

E.4.1.1 Code externe

Le code externe est le même que pour les autres systèmes de radiodiffusion numérique. Le code de RS (255,239) d'origine est défini comme suit:

a) Polynôme générateur du code: $g(x) = (x + \lambda^0)\,(x + \lambda^1)\,(x + \lambda^2)\ldots(x + \lambda^{15})$, où $\lambda = 02_h$

b) Polynôme générateur utilisé en conditions réelles: $P(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$

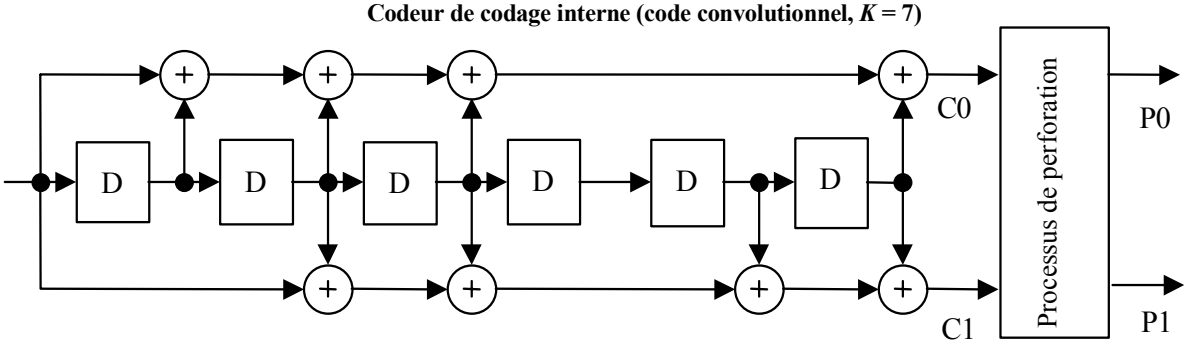
En ce qui concerne le code de Reed-Solomon abrégé, on peut ajouter 51 octets, tous mis à zéro, avant les octets d'information à l'entrée du codeur de RS (255,239). Après la procédure de codage de Reed-Solomon, ces octets nuls sont éliminés.

E.4.1.2 Code interne

On adopte le code convolutionnel $K = 7$ comme code interne de ce système (voir la Fig. E.6). N'importe quel taux de codage peut être sélectionné parmi les valeurs 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 et 7/8 par une technique discontinue pour chaque canal de radiodiffusion. Ces taux sont signalés au moyen des données de commande du canal pilote. Un code convolutionnel de taux 1/2 est utilisé pour le canal pilote.

FIGURE E.6

Codeur de codage interne (code convolutionnel, *K* = 7)



E.4.2 Entrelacement

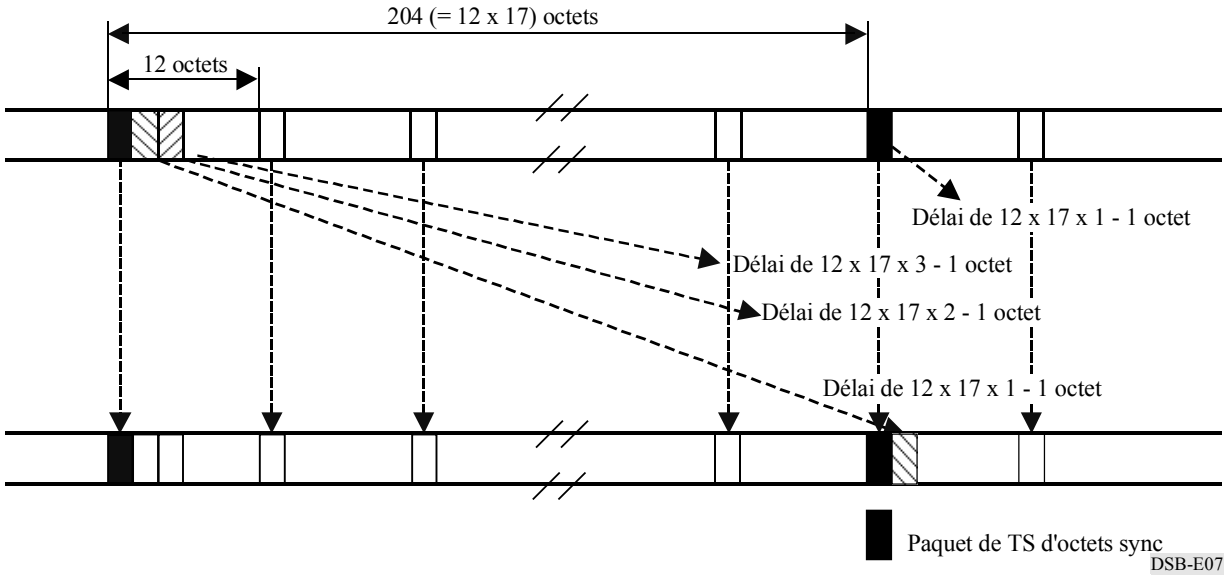
On utilise un entrelacement convolutionnel d'octets entre le codage externe et le codage interne. On adopte en outre un entrelacement convolutionnel de bits avec regroupement de trois segments après le codage interne.

E.4.2.1 Entrelacement d'octets

L'entrelacement d'octets est le même que pour les autres systèmes de radiodiffusion numérique (par exemple DVB-S, DVB-T, RDNIS-S et RDNIS-T). Le schéma de fonctionnement de l'entrelaceur de bits fait l'objet de la Fig. E.7.

FIGURE E.7

Entrelaceur d'octets



E.4.2.2 Entrelacement de bits

La Fig. E.8 montre le mécanisme de fonctionnement de l'entrelaceur de bits et la Fig. E.9 montre quant à elle le schéma conceptuel de l'entrelaceur et du désentrelaceur de bits. Le délai de l'entrelaceur de bits peut être choisi parmi huit positions possibles définies dans le Tableau E.1 pour chaque canal de radiodiffusion au moyen des données de commande du canal pilote. Dans les essais corroborants, la position 5 a été choisie; l'entrelaceur de bits dispose donc d'un délai d'environ 3,257 s pour récupérer une coupure du signal reçu allant jusqu'à 1,2 s.

FIGURE E.8

Entrelaceur de bits

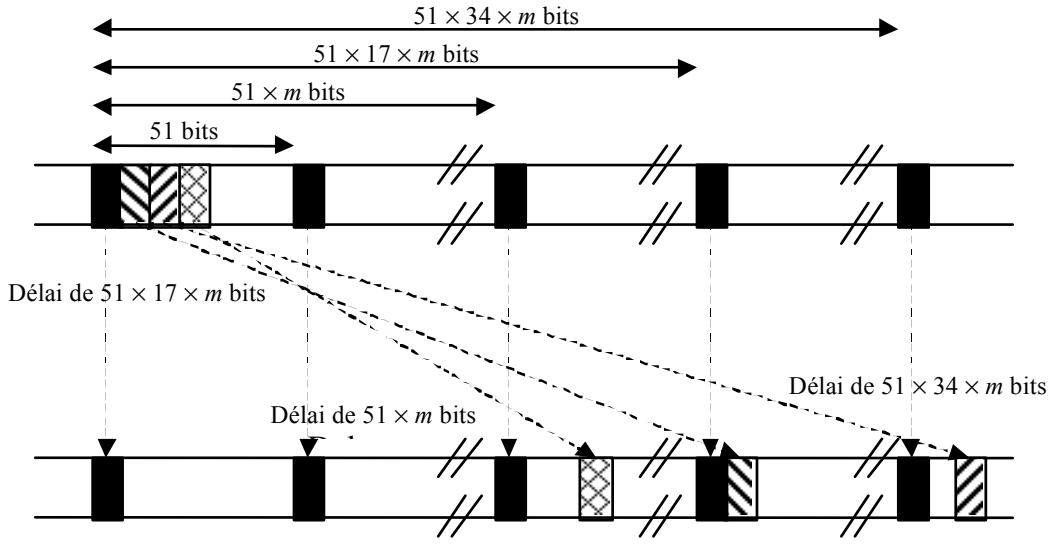


FIGURE E.9

Schéma conceptuel de l'entrelaceur et du désentrelaceur de bits

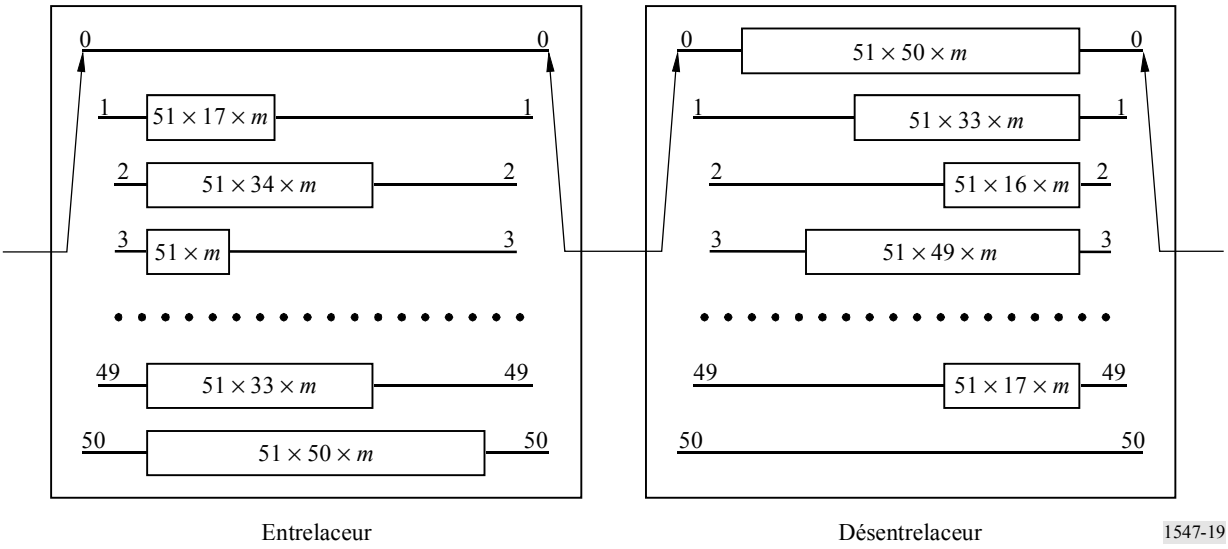


TABLEAU E.1

Positions pouvant être choisies pour l'entrelacement de bits

Position	Valeur du paramètre *m*
0	0
1	53
2	109
3	218
4	436
5	654
6	981
7	1 308

E.4.3 Canal pilote

Les données de charge utile sont transmises par des canaux de radiodiffusion, tandis que le système adopte un canal pilote pour simplifier la synchronisation du récepteur et pour transmettre les données de commande du système.

Le canal pilote a trois fonctions. La première consiste à transmettre le mot unique pour la synchronisation de trame et le compteur de trames pour la synchronisation de supertrames. La deuxième consiste à envoyer le symbole pilote et la troisième à transmettre des données de commande pour faciliter les fonctions du récepteur.

E.4.3.1 Trame et supertrame

La Fig. E.10 montre la trame et la supertrame de transmission de ce système.

Un symbole pilote est inséré toutes les 250 µs, comme décrit au paragraphe suivant. Une trame de transmission comprend 51 fois la période d'insertion d'un symbole pilote, ce qui correspond à une période de 12,75 ms. Le premier symbole D_1 (4 octets ou 32 bits) autre que les symboles pilotes constitue le mot unique.

Une supertrame de transmission comprend six trames de transmission et sa période est de 76,5 ms. Le deuxième symbole D_2 est le compteur de trames, qui aide le récepteur à établir la synchronisation des supertrames. Tout canal de radiodiffusion avec un taux arbitrairement discontinu peut être synchronisé sur une période de supertrame car c'est le plus petit commun multiple des intervalles de temps unitaires de chaque canal de radiodiffusion avec n'importe quel taux discontinu possible de code convolutionnel.

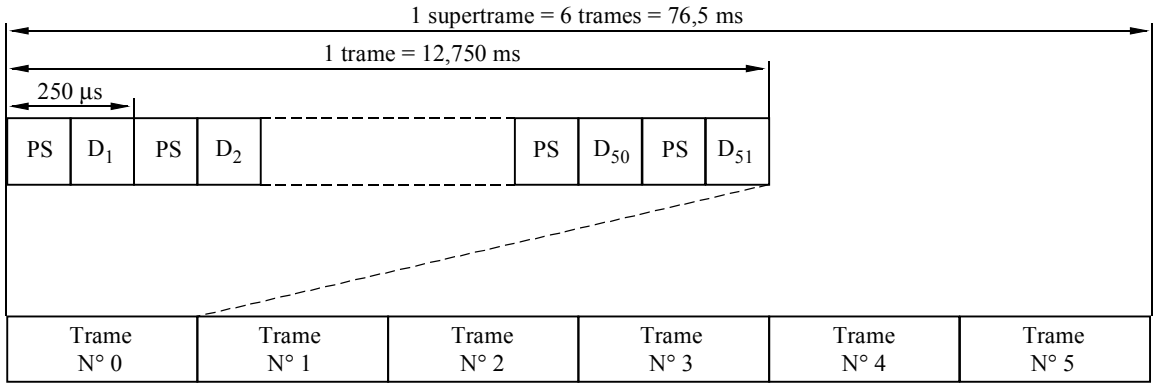
E.4.3.2 Symbole pilote

Les données spéciales imbriquées dans le canal pilote sont des symboles pilotes qui sont composés de 32 bits de long de données valant 1. Grâce à ces symboles pilotes, le récepteur peut analyser les profils des signaux reçus (analyse par recherche de chemin) et les résultats constituent une aide pour la fonction du récepteur RAKE. Des symboles pilotes sont transmis toutes les 250 µs.

Afin d'améliorer la précision de l'analyse par recherche de chemin, le canal pilote peut avoir une puissance de signal supérieure à celle d'un canal de radiodiffusion. Dans les essais corroborants, le canal pilote avait une puissance de signal deux fois supérieure à celle d'un canal de radiodiffusion.

FIGURE E.10

Trame et supertrame dans le canal pilote



PS: Symbole pilote (32 bits)
D_1: Mot unique (32 bits)
D_2: Compteur de trame (32 bits)
D_3 à D_{51}: Données de commande, etc.

1547-20

E.4.4 Transmission des données dans le canal pilote

La présente section définit de façon détaillée les éléments de données autres que les symboles pilotes.

D_1 (mot unique) et D_2 (compteur de trame) ne sont pas protégés par un code de correction d'erreur direct puisque ces symboles sont transmis en MDP-4. D_3 à D_{26} et D_{27} à D_{50} sont protégés par des codes concaténés: code interne convolutionnel à débit 1/2 plus code externe Reed-Solomon (96,80). D_{51} est réservé pour utilisation ultérieure.

E.4.4.1 Mot unique (D_1)

Structure à 32 bits, transmis de gauche à droite, définie comme suit:

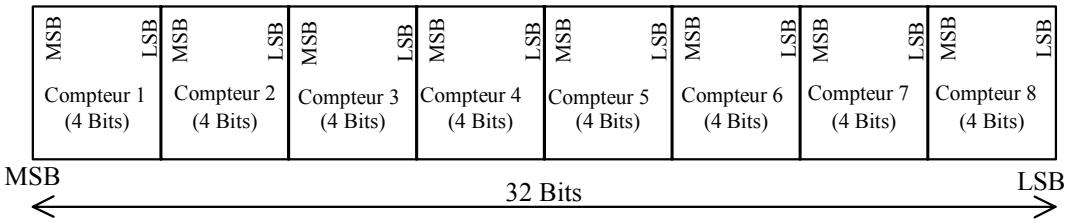
01101010101101010101100110001010

E.4.4.2 Compteur de trame (D_2)

32 bits, subdivisés en 8 groupes de compteurs 4 bits, comme illustré à la Fig. E.11. Chaque compteur présente la même valeur au même moment. La valeur des compteurs varie de 0 heure à 5 heures dans chaque supertrame de transmission.

FIGURE E.11

Compteur de trame

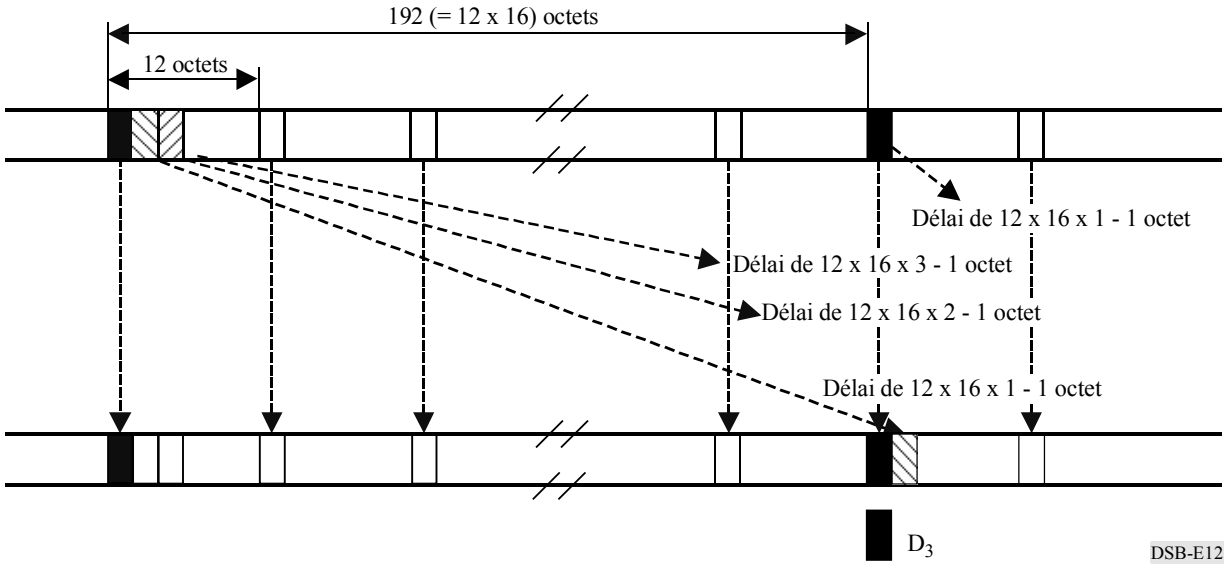


E.4.4.3 Entrelaceur d'octets pour les éléments D_3-D_{50}

L'entrelaceur d'octets pour les données pilotes D_3-D_{50} est défini comme illustré à la Fig. E.12. Deux longueurs de mot code du code Reed-Solomon (96, 80) occupent 196 octets. Sur la base de cette période, l'entrelaceur convolutionnel d'octets, paramétré comme à la Fig. E.12 à l'exception du temps de propagation unitaire, est appliqué à cette séquence de données.

FIGURE E.12

Entrelaceur d'octets pour les éléments D_3-D_{50}



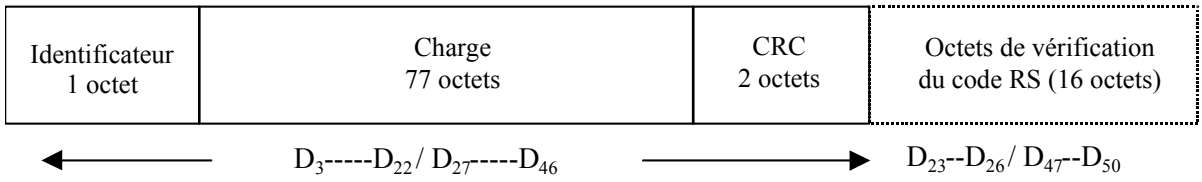
E.4.4.4 Structure des données de commande (D_3-D_{22}, D_{27}-D_{46}) dans le canal pilote

La partie donnée des données pilotes D_3-D_{500} est définie comme illustré à la Fig. E.13. Le premier octet est consacré à l'identificateur. 77 octets à partir du second octet sont affectés à la charge réelle. Une longueur de code CRC de 16 bits comprend le 79ème et le 80ème octet. Le polynôme générateur du CRC est de forme:

$$G(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$$

FIGURE E.13

Structure des données dans le canal pilote (D_3-D_{50})



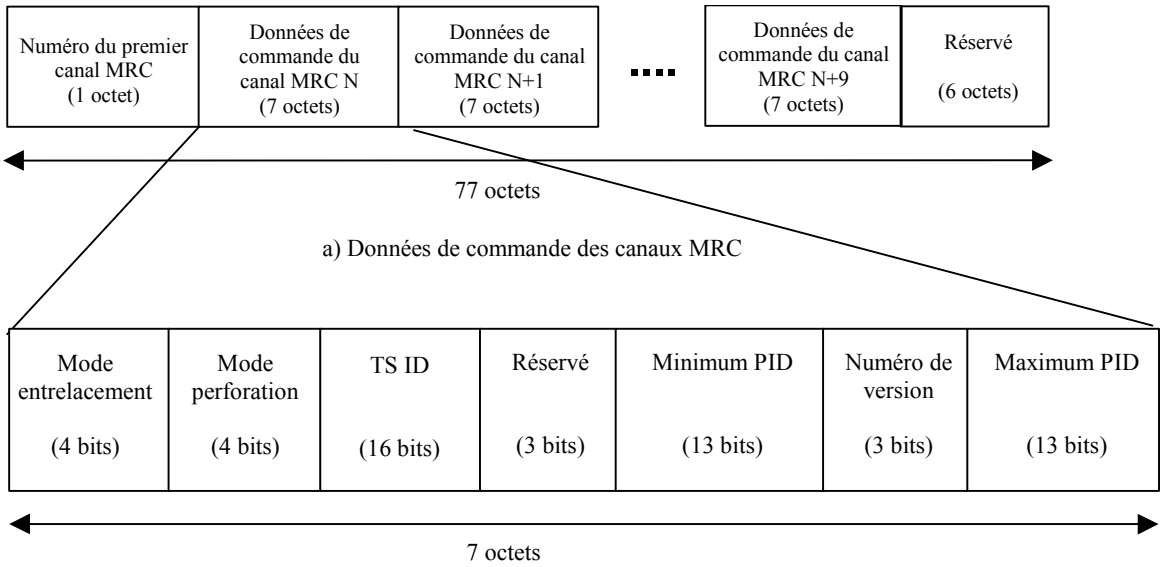
E.4.4.5 Structure détaillée des données composant la charge (77 octets) dans le canal pilote

La partie de la trame consacrée à la charge (77 octets) est affectée à la commande de la couche physique et des couches réseau inférieure et moyenne du récepteur du système (Fig. E.14).

Dans cette partie, la position délai de l'entrelaceur de bits et le mode perforation du code convolutionnel sont asservis par ces données de commande pour chaque canal de radiodiffusion MRC. Par ailleurs, un flux de données peut comprendre plusieurs identifications de programme (PID) lorsque le service de radiodiffusion considéré nécessite un débit supérieur à la valeur maximale disponible sur un seul canal MRC.

FIGURE E.14

Données de commande sur canal MRC



E.4.5 Multiplexage des services

Le multiplexage des services se fait conformément à la norme ISO/CEI 13818-1 (systèmes MEPG-2). Pour une interopérabilité maximale entre divers systèmes de radiodiffusion numérique (DVB-S, DVB-T, RDNIS-S et RDNIS-T), ce système peut échanger des flux de données de radiodiffusion avec tout autre système de radiodiffusion par ce point d'interface.

Le système est prévu pour accepter ultérieurement de futurs services de radiodiffusion présentant une «capacité d'adaptation» aux systèmes MPEG-2.

E.5 Codage des sources

E.5.1 Codage des sources audio

La norme MPEG-2 AAC (ISO/IEC 13818-7) a été retenue pour ce système. La compatibilité des flux numériques AAC dans un environnement MPEG-2 est assurée par le flux de transport de données audio (ADTS, *audio data transport stream*).

E.5.2 Codage des données

Divers types de radiodiffusion de données sont utilisables, soit monomédia (codage source vidéo, texte, etc.) ou multimédia (audio, vidéo, texte et données mélangés) dans la mesure où les structures de données sont compatibles avec la norme MPEG-2.

E.6 Exemple d'application de Système numérique E

E.6.1 Liaison par satellite

Dans cet exemple, la configuration fait intervenir une station géostationnaire dotée d'une antenne d'émission de grand diamètre. Le signal reçu sur la liaison de connexion provient d'une station terrienne fonctionnant dans la bande des 14 GHz tandis que la liaison de service (descendante) couvre la région du Japon, dans la bande des 2,6 GHz. Les principales caractéristiques du satellite sont les suivantes:

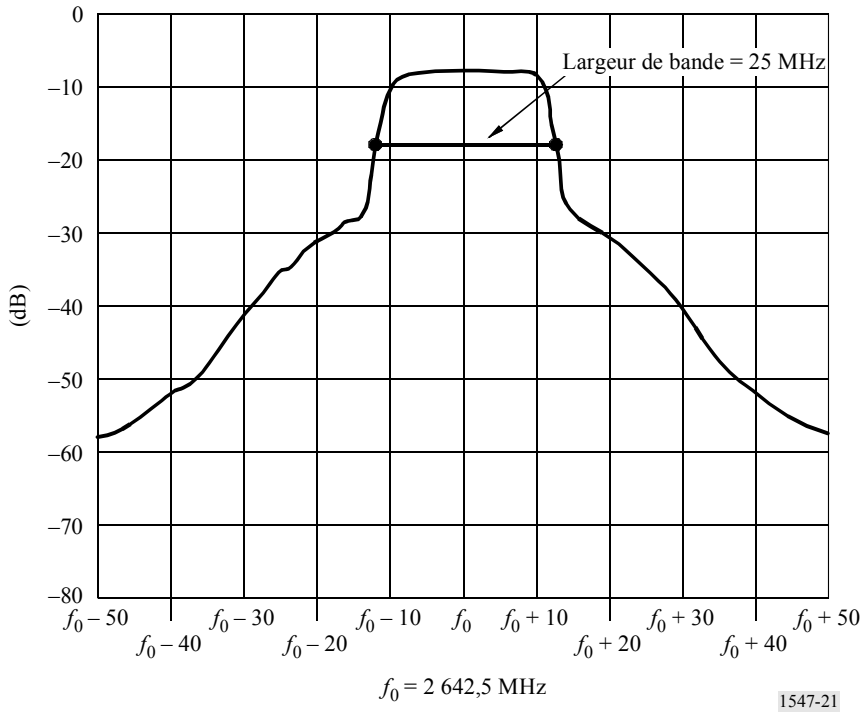
1)	Fréquence du signal en liaison descendante:	Bandes 14 GHz
2)	Fréquence de liaison descendante:	2 642,5 MHz
3)	Largeur de bande en liaison descendante:	25 MHz
4)	p.i.r.e.:	supérieure à 67 dBW (dans la zone de service, compte tenu des affaiblissements de pointage d'antenne)

E.6.1.1 Caractéristiques spectrales

Le profil spectral du signal émis par la station de radiodiffusion installée à bord du satellite est illustré à la Fig. E.15 (on prévoit un abaissement de puissance en sortie de 2 dB). Dans ce cas, on simule le signal de sortie en utilisant un amplificateur non linéaire présentant des caractéristiques entrée/sortie analogues à celles d'un répéteur de satellite type.

FIGURE E.15

Spectre du signal de sortie du satellite (abaissement de puissance en sortie: 2 dB)
(signal simulé sur un amplificateur non linéaire)



E.6.1.2 Variation du TEB en fonction du rapport C/N_0 dans un environnement BBGA

Diverses mesures du TEB en fonction du rapport C/N_0 dans un environnement BBGA ont été effectuées pour certaines valeurs de réduction de puissance en sortie et de décalage de fréquence.

La Fig. E.16 indique les valeurs du TEB en fonction du rapport C/N_0 pour différents abaissements de puissance en sortie d'un simulateur de satellite. Sauf indication contraire, les mesures ont été effectuées dans les hypothèses suivantes:

1) la mesure du TEB était effectuée après décodage de Viterbi;

2) le débit de codage convolutionnel était de 1/2;

3) le débit de données après décodage de Viterbi était de 256 kbit/s;

4) la configuration prévoyait une diversité d'antenne à deux dérivations.

On constate que lorsque l'abaissement de puissance en sortie du simulateur de satellite est réglée à la valeur d'exploitation (= 2 dB), la valeur requise du rapport C/N_0, définie dans le système considéré comme la valeur donnant un TEB de 2×10^{-4}, est de 56,4 dB(Hz). Du fait que la valeur théorique du rapport C/N_0 requise dans le cas d'un récepteur idéal est de 54,3 dB(Hz), l'affaiblissement de mise en oeuvre est de 2,1 dB.

Lorsque l'abaissement de puissance en sortie est inférieur de 1 dB au niveau d'exploitation, la valeur requise de C/N_0 augmente de 0,1 dB. A l'inverse, lorsque l'abaissement de puissance en sortie est supérieur de 1 dB au point d'exploitation, la valeur requise de C/N_0 diminue de 0,1 dB. Ainsi, les dégradations de qualité de fonctionnement exprimées en TEB imputables à la non linéarité sont très faibles alors que la baisse qualitative est observable.

La Fig. E.17 indique les valeurs de TEB en fonction du rapport C/N_0 pour différents décalages de fréquence au niveau du récepteur. Il convient de noter ici que l'abaissement de puissance en sortie était de 2 dB et que les autres conditions, mis à part le niveau de décalage de fréquence, étaient les mêmes qu'à la Fig. E.9. La Fig. E.17 permet de constater que la dégradation du rapport C/N_0 requis

était toujours de 0,3 dB pour les différentes valeurs de décalage de fréquence de ±264 Hz (= $\pm 1 \times 10^{-7}$ @ 2,6425 GHz), et l'on peut donc dire que la dégradation mesurable consécutive au décalage de fréquence jusqu'à ±264 Hz est faible.

Pendant ces essais, la qualité du son reçu était contrôlée, et il a été confirmé qu'aucune dégradation imperceptible n'était observable avec un TEB mesuré inférieur à 2×10^{-4} en sortie du décodeur de Viterbi. La fonction de sélection des programmes a également été vérifiée, et il a été confirmé que le changement de programme fonctionnait correctement lorsque le signal radiodiffusé était reçu dans de bonnes conditions.

E.6.2 Réémetteur complémentaire de Terre

E.6.2.1 Réémetteur complémentaire à amplification directe

La fonction principale d'un réémetteur complémentaire à amplification directe est d'amplifier et de renvoyer sur une zone occultée le signal reçu directement du satellite de radiodiffusion.

1) Fréquence de réception: 2 630-2 655 MHz
2) Fréquence d'émission: 2 630-2 655 MHz
3) p.i.r.e.: 1,7 dBm
4) Couverture: zone directement visible jusqu'à 500 m de la station.

E.6.2.2 Réémetteur complémentaire à conversion de fréquence

Cet équipement a pour fonction de recevoir les signaux du satellite dans les bandes 11/12 GHz, d'en assurer la conversion à 2,6 GHz, de les amplifier jusqu'au niveau recherché puis de les transmettre à la zone occultée. Les caractéristiques principales de cet équipement sont les suivantes:

1) Fréquence de réception: bandes 11/12 GHz
2) Fréquence d'émission: 2 630-2 655 MHz
3) p.i.r.e.: 60,7 dBm
4) Couverture: circulaire, rayon maximal 3 km.

E.6.3 Résultats expérimentaux – Réception à bord de véhicules en déplacement rapide

L'une des principales caractéristiques du système est sa capacité de réception à bord de véhicules. Dans les essais de confirmation, la réception à bord de véhicules en déplacement rapide a fait l'objet d'une étude approfondie, aussi bien en laboratoire qu'en conditions réelles. La Fig. E.18 indique les valeurs de taux d'erreur obtenues en fonction du rapport C/N_0 (rapport porteuse/bruit) en laboratoire. On n'observe qu'une faible dégradation de la qualité exprimée en TEB à 50, 100 et 150 km/h. Les essais en conditions réelles ont été effectués à des vitesses jusqu'à 100 km/h sur la voie rapide de Chuo, à l'ouest de l'agglomération de Tokyo.

E.6.4 Modèle de récepteur

Les caractéristiques d'un récepteur mobile type du système sont indiquées ci-après, et la Fig. E.19 schématise les éléments d'un tel récepteur.

1) Fréquence centrale: 2 642,5 MHz
2) Largeur de bande du signal à l'entrée: 25 MHz
3) G/T: supérieur à –21,8 dB(K^{-1})
   Gain d'antenne: supérieur à 2,5 dBi (réception satellite)
   supérieur à 0 dBi (réception de Terre)
   Caractéristique de bruit: inférieure à 1,5 dB
4) Démodulation: démodulation cohérente assistée par symboles pilotes et récepteur RAKE à six doigts

5)	Diversité:	diversité à deux antennes (séparation supérieure à 15 cm)
6)	Filtre de réception:	filtre de suppression en cosinus surélevé en racine carrée (facteur de coupure: 22%)
7)	Décodage du code convolutionnel:	décodage de Viterbi à décision douce
8)	Affaiblissement de mise en oeuvre:	moins de 2 dB (dégradation par rapport à la valeur théorique pour un taux d'erreur sur les bits de 2×10^{-4}).

FIGURE E.16

TEB en fonction du rapport C/N_0 dans des conditions BBGA pour différentes valeurs d'abaissement de puissance en sortie du répéteur

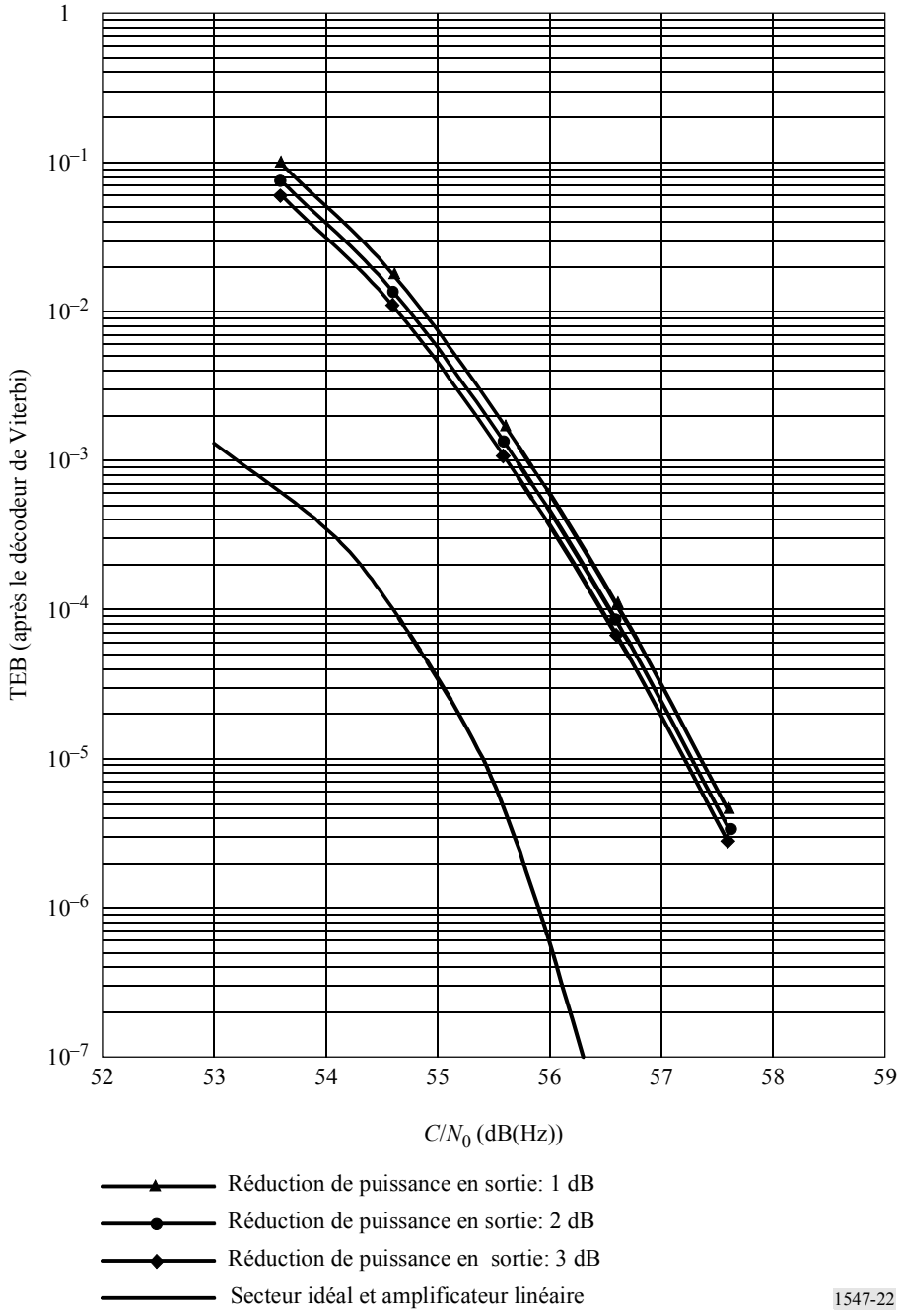


FIGURE E.17

TEB en fonction du rapport C/N_0 dans des conditions BBGA pour différentes valeurs de décalage de fréquence

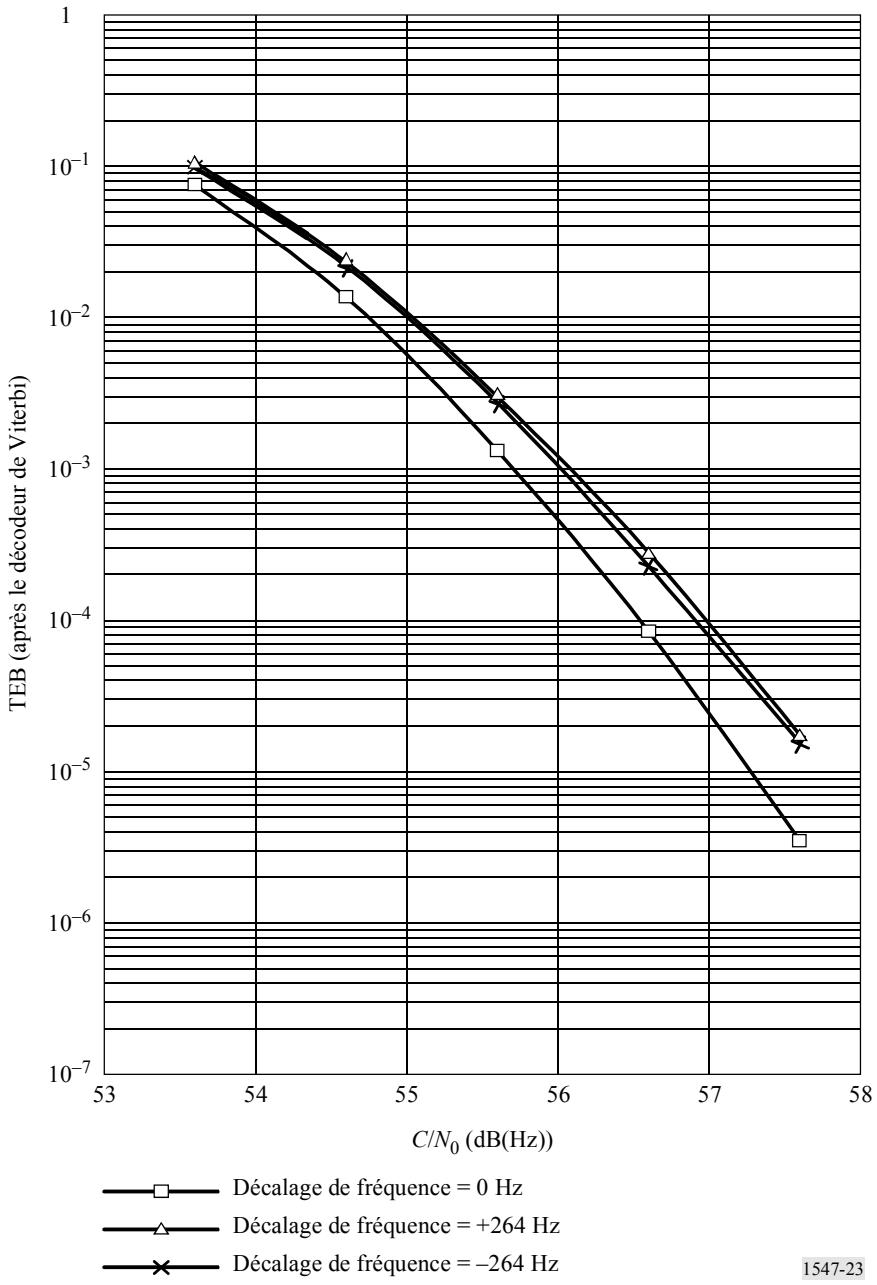


FIGURE E.18

TEB en fonction du rapport C/N_0 dans le cas d'une réception à bord de véhicule en déplacement rapide (50 km/h, 100 km/h et 150 km/h)

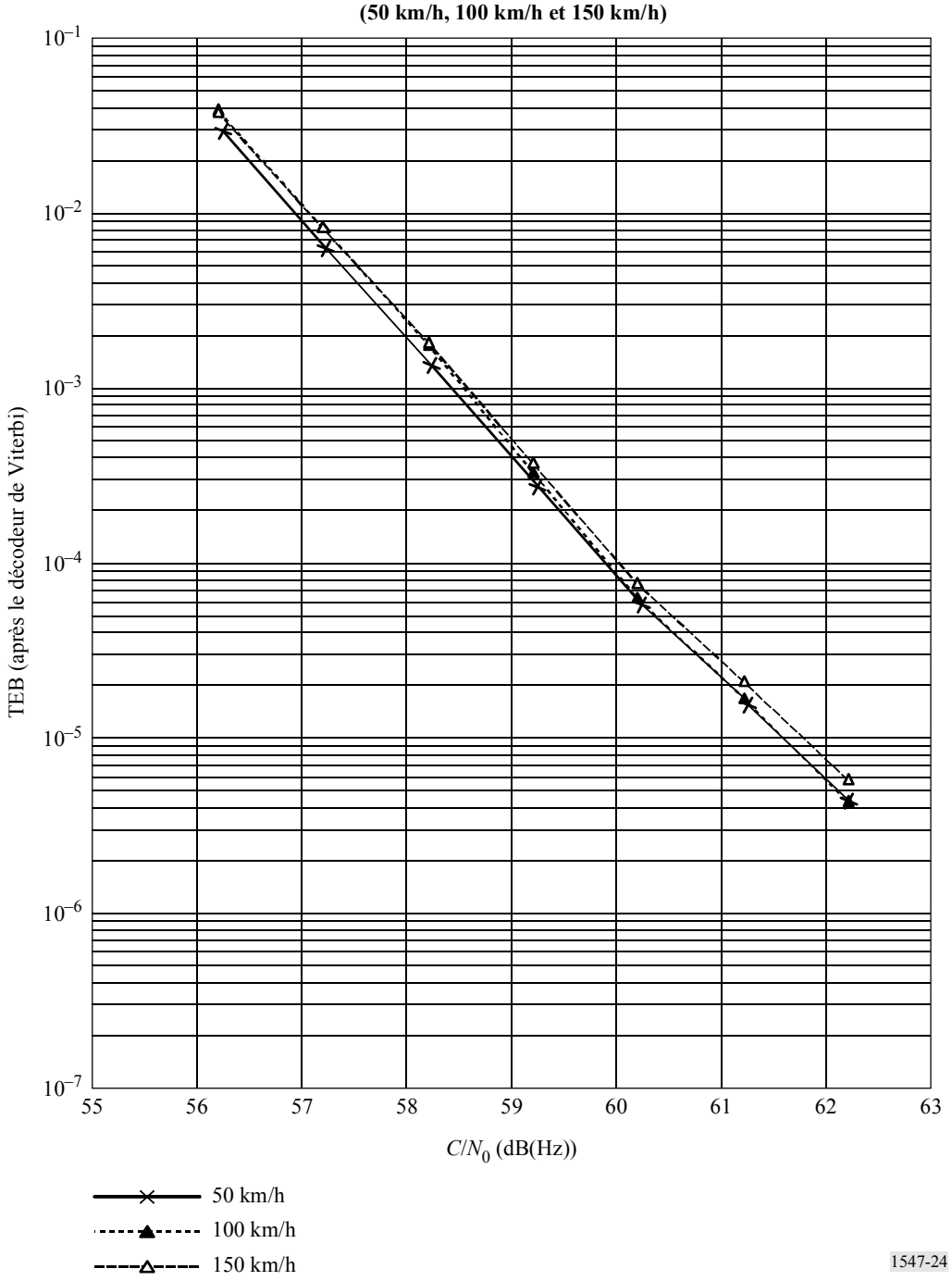
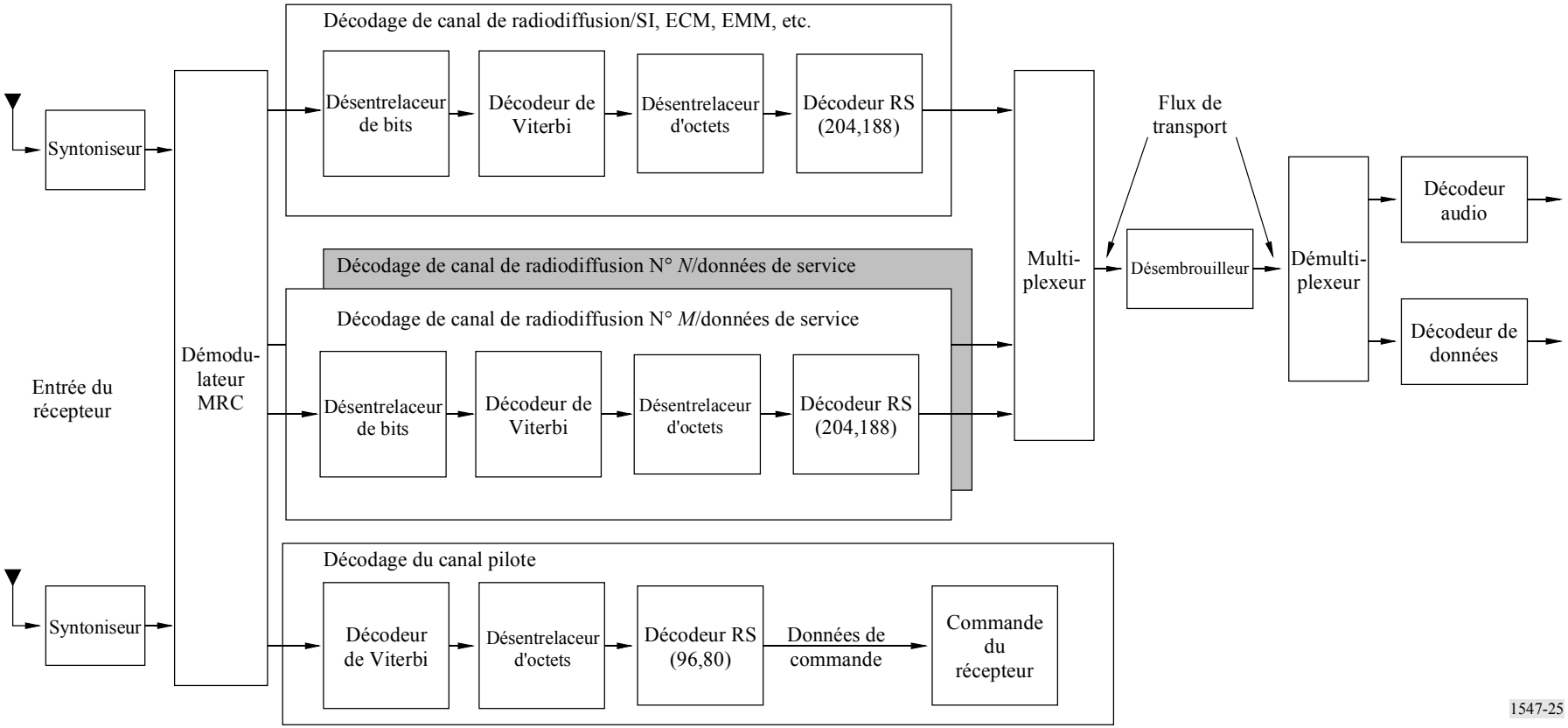


FIGURE E.19

Schéma d'un récepteur type



E.7 Résultats des essais effectués avec le Système numérique E

E.7.1 Introduction

Les effets de confirmation du Système numérique E (services de radiodiffusion sonore numérique par satellite (SRS) à modulation MRC) ont été effectués d'octobre 1998 à avril 1999. Les résultats de ces essais sont regroupés dans le présent Manuel.

Les essais avaient pour objet de vérifier les fonctions et performances de base du système afin de confirmer le Système numérique E comme système SRS (sonore) 2,6 GHz japonais.

Ces essais ont eu lieu à la fois en laboratoire et en conditions réelles. Les éléments suivants étaient vérifiés:

– Essais en laboratoire

  1) Spectre

  2) Comparaison TEB/rapport C/N_0 dans des conditions BBGA

  3) TEB/rapport C/N_0 dans des conditions d'affaiblissement sur trajets multiples

  4) Dégradation de la qualité de fonctionnement en présence de brouillages

  5) Qualité de fonctionnement du système d'entrelacement des bits.

– Essais en conditions réelles

  1) Niveau de puissance reçu

  2) TEB.

E.7.2 Configuration et équipements d'essai

Les Fig. E.20 et E.21 schématisent le montage de laboratoire et le montage en conditions réelles. Dans les essais en laboratoire, on utilisait un codeur de source, un modulateur MRC, un simulateur de satellite, un simulateur de canal radiofréquence, un démodulateur MRC et des décodeurs de source. Pour ce qui est des essais en conditions réelles, la configuration comprenait une station terrienne, un satellite (JCSAT-2), des réémetteurs complémentaires à conversion de fréquence, un réémetteur complémentaire à amplification directe et un véhicule. Les lignes qui suivent décrivent brièvement les équipements utilisés.

1) Codeur de source

   Le codeur de source donne un flux de données sonore codé MPEG-2 AAC généré hors ligne.

2) Modulateur MRC

   Le modulateur MRC donne un signal MRC. Le nombre de codes multiplexés était fixé à 30. Le système comprend également un codeur Reed-Solomon, un entrelaceur d'octets, un codeur convolutionnel et un entrelaceur de bits.

3) Simulateur de canal RF

   Le simulateur de canal RF produit différentes conditions de propagation par trajets multiples.

4) Démodulateur MRC

Le démodulateur MRC repose sur un algorithme RAKE et une diversité d'antenne à deux dérivations pour la démodulation du signal MRC. La configuration comprend également un entrelaceur de bits, un décodeur de Viterbi, un entrelaceur d'octets et un décodeur Reed-Solomon.

5) Décodeur de source

Le décodeur de source décode les flux de données sonores et envoie le signal sonore aux haut-parleurs.

6) Véhicule d'essai

Un véhicule d'essai servait à évaluer la qualité du signal reçu à bord d'un véhicule. Le véhicule était équipé d'un démodulateur MRC et d'un décodeur de source. Deux antennes hélicoïdales présentant un gain de 2,5 dBi et dotées d'un amplificateur à faible bruit étaient installées sur le toit du véhicule. Un récepteur GPS et une caméra vidéo permettait d'enregistrer la position du véhicule ainsi que l'environnement vu du véhicule.

7) Réémetteurs complémentaires

Trois réémetteurs complémentaires étaient installés en trois endroits différents dans l'agglomération de Tokyo. Deux de ces équipements étaient des réémetteurs à conversion de fréquence, alimentés à l'entrée, dans les essais, par un signal MRC à 12 GHz dont ils assuraient la conversion dans la bande des 2,6 GHz. Ces deux équipements étaient installés respectivement à Akasaka et à Fuchu. Le troisième réémetteur complémentaire était un réémetteur complémentaire à amplification directe, recevant un signal MRC dans la bande des 2,6 GHz, qu'il retransmettait dans la même fréquence, et cet équipement était installé à Ginza. Akasaka est l'une des principales zones du centre-ville, les rues comportent un grand nombre de bâtiments de hauteur importante. A Akasaka, l'antenne d'émission était installée à environ 100 m au-dessus du sol et sa p.i.r.e. était de 40 dBm. La zone de Fuchu est une zone urbaine de densité moyenne élevée. Ici, l'antenne d'émission était à environ 40 m au-dessus du sol, et sa p.i.r.e. était de 60 dBm. La zone de Ginza est la partie la plus centrale de la ville de Tokyo, et comporte également des bâtiments de très grande hauteur. A Ginza, l'antenne d'émission était environ à 40 m au-dessus du sol, et sa p.i.r.e. était de 2 dBm.

8) Satellite (JCSAT-2)

Un satellite OSG émettait un signal MRC en direction des réémetteurs complémentaires à conversion de fréquence dans la bande des 12 GHz (12,25-12,75 GHz) sur la liaison descendante du satellite JCSAT-2. On ne disposait pas pendant les essais d'un satellite de radiodiffusion directe dans la bande 2,6 GHz, et c'est pour cette raison que l'on a décidé d'alimenter le réémetteur complémentaire à amplification directe par un signal source MRC provenant d'un réémetteur complémentaire à conversion de fréquence.

9) Station terrienne

Une station terrienne était utilisée pour l'émission du signal MRC vers le satellite. La station terrienne comprenait un codeur de source, un modulateur MRC, un émetteur et une antenne d'émission.

FIGURE E.20

Configuration des essais en laboratoire

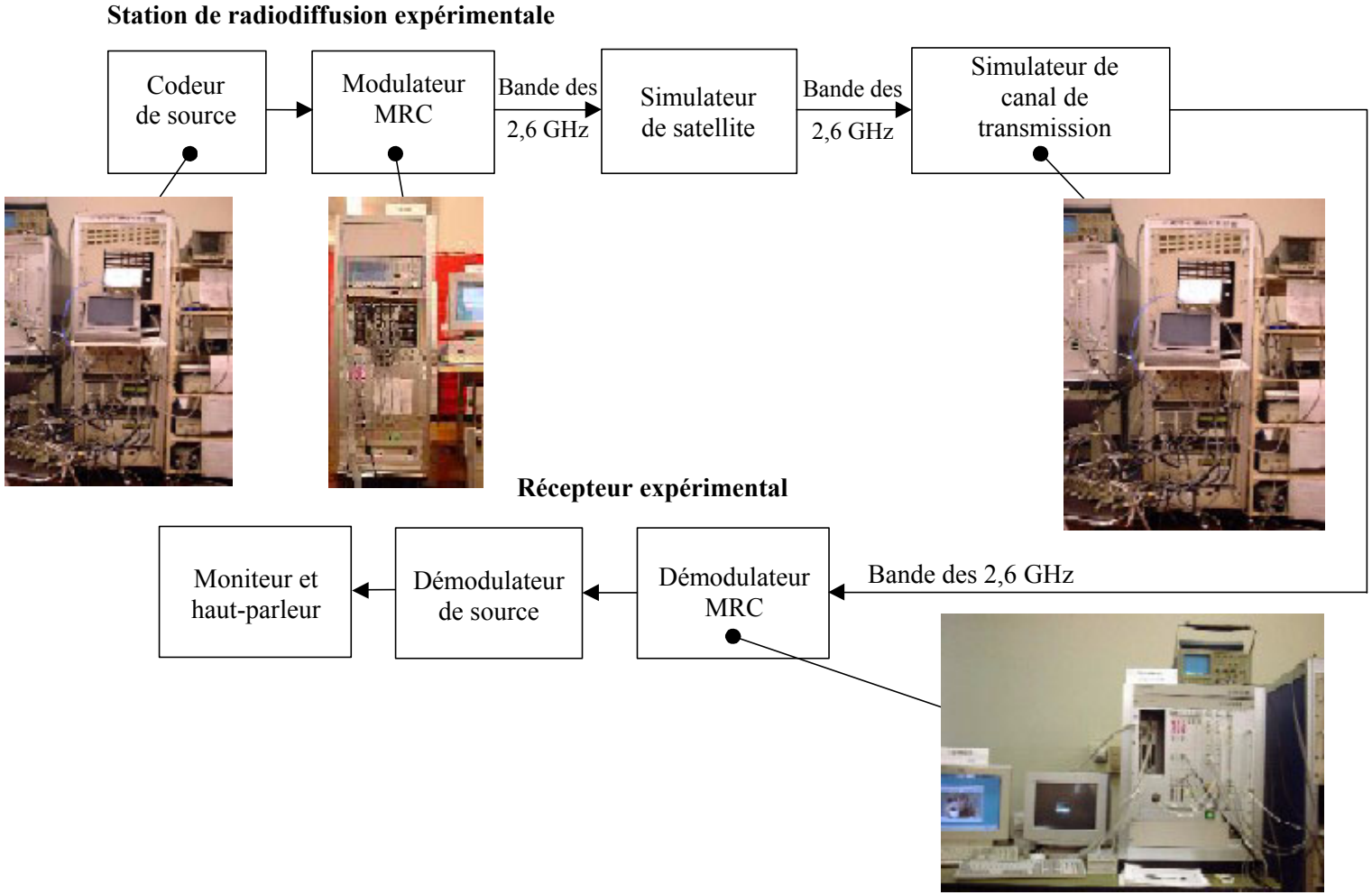
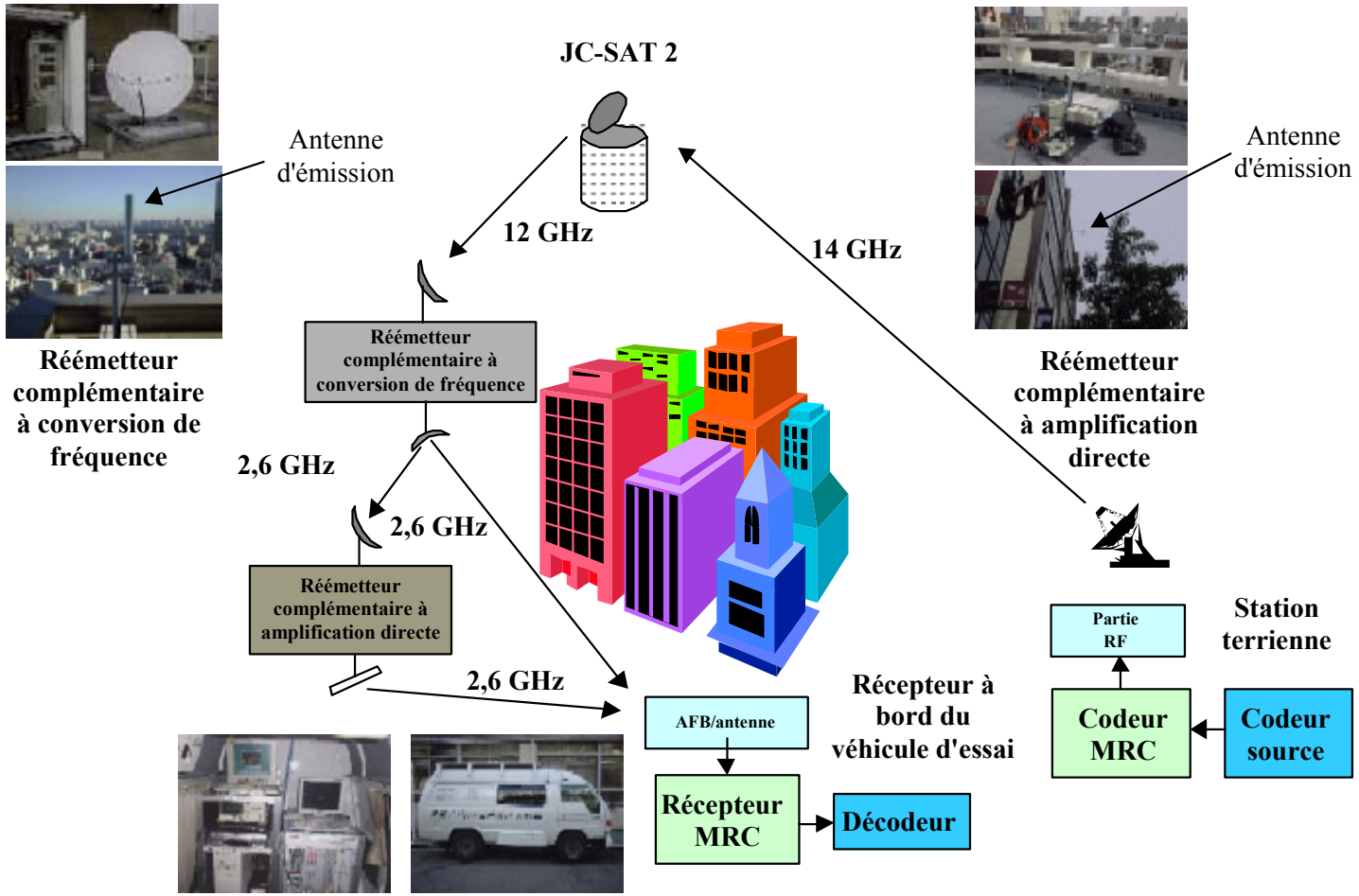


FIGURE E.21

Configuration des essais en conditions réelles



E.7.3 Résultats des essais en laboratoire

Des essais ont été effectués en laboratoire pour différents aspects de la qualité de fonctionnement concernant le système de modulation et la méthode de codage des canaux. A cet effet, on a eu recours à des simulateurs de canaux radioélectriques capables de simuler diverses conditions de propagation.

E.7.3.1 Spectre

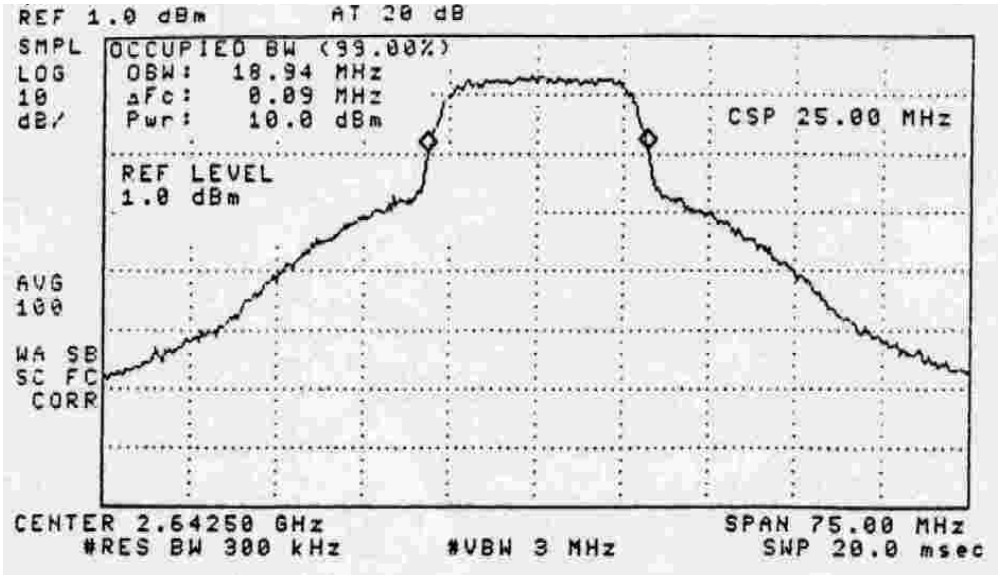
Le spectre du signal de sortie de la station de radiodiffusion par satellite est représenté à la Fig. E.22 (abaissement de puissance en sortie: 2 dB). Dans ce cas, le signal présent à la sortie est simulé à l'aide d'un amplificateur non linéaire qui présente les mêmes caractéristiques entrée/sortie qu'un répéteur satellite type.

Les résultats des mesures de spectre sont illustrés à la Fig. E.22. La largeur de bande occupée et la puissance d'émission hors bande sur les fréquences adjacentes (espacement des porteuses: 25 MHz) ont été obtenues d'après les résultats des mesures spectrales effectuées.

La Fig. E.22 montre que la largeur de bande occupée était inférieure à 25 MHz, tandis que les émissions hors bande dans les bandes de fréquences adjacentes avaient un niveau inférieur à –23 dB. Ces deux valeurs sont conformes aux caractéristiques requises du système.

FIGURE E.22

Spectre



E.7.3.2 TEB en fonction du rapport C/N_0 dans des conditions BBGA

Les valeurs de TEB en fonction du rapport C/N_0 dans des conditions BBGA ont été mesurées pour différents niveaux d'abaissement de puissance en sortie et de décalage de fréquence.

La Fig. E.23 représente le TEB en fonction du rapport C/N_0 pour différents niveaux d'abaissement de puissance en sortie d'un simulateur de satellite. Sauf indication contraire, les mesures ont été effectuées en fonction des hypothèses suivantes:

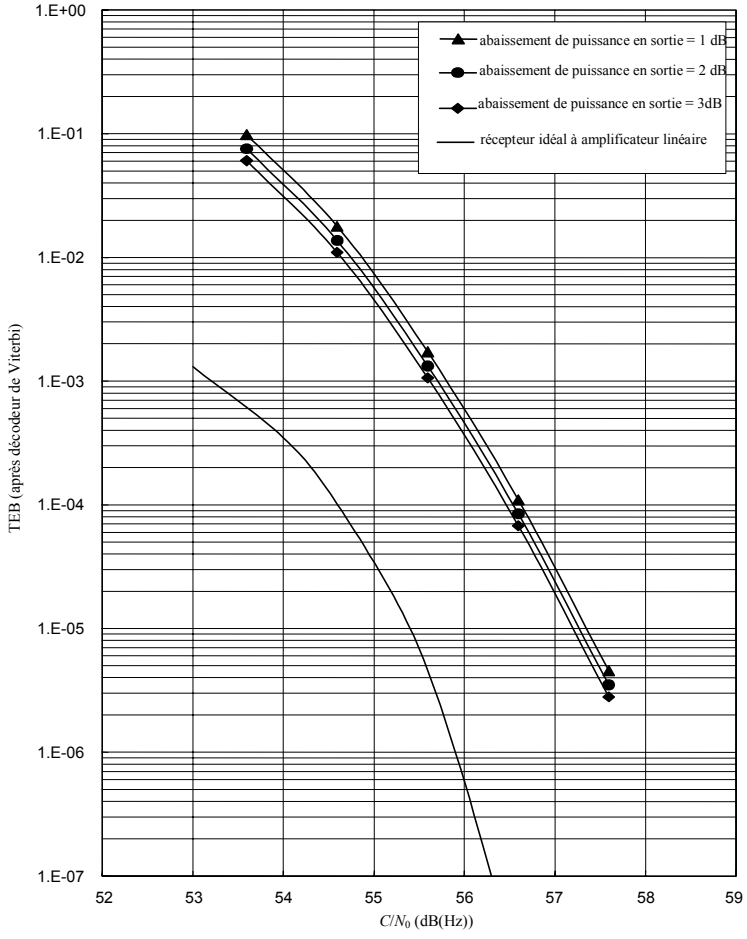
1) Le TEB était mesuré après le décodage de Viterbi.
2) Le débit de codage du codeur convolutionnel était de 1/2.
3) Le débit de données en sortie du décodeur de Viterbi était de 256 kbit/s.
4) Le système prévoyait une antenne à double dérivation.

La Fig. E.23 fait apparaître que lorsque l'abaissement de puissance en sortie d'un simulateur de satellite est fixée au point d'exploitation (2 dB), le rapport C/N_0 requis, défini dans le présent système comme une valeur de rapport C/N_0 donnant un TEB de 2×10^{-4}, s'établit à 56,4 dB(Hz). Du fait que la valeur théorique du rapport C/N_0 requis dans le cas d'un récepteur idéal à répéteur linéaire est de 54,3 dB(Hz), l'affaiblissement de mise en oeuvre correspond dans ce cas à une valeur mesurée de 2,1 dB.

Lorsque l'abaissement de puissance en sortie est fixé à un niveau inférieur de 1 dB au point d'exploitation, la valeur requise du rapport C/N_0 augmente de 0,1 dB. A l'inverse, lorsque l'abaissement de puissance en sortie est fixé à un niveau supérieur de 1 dB au point d'exploitation, la valeur requise du rapport C/N_0 diminue de 0,1 dB. En conséquence, les dégradations de qualité de fonctionnement exprimées en TEB consécutives à cette non-linéarité sont très faibles tout en demeurant observables.

FIGURE E.23

TEB en fonction du rapport C/N_0 dans des conditions BBGA pour différents niveaux d'abaissement de puissance en sortie

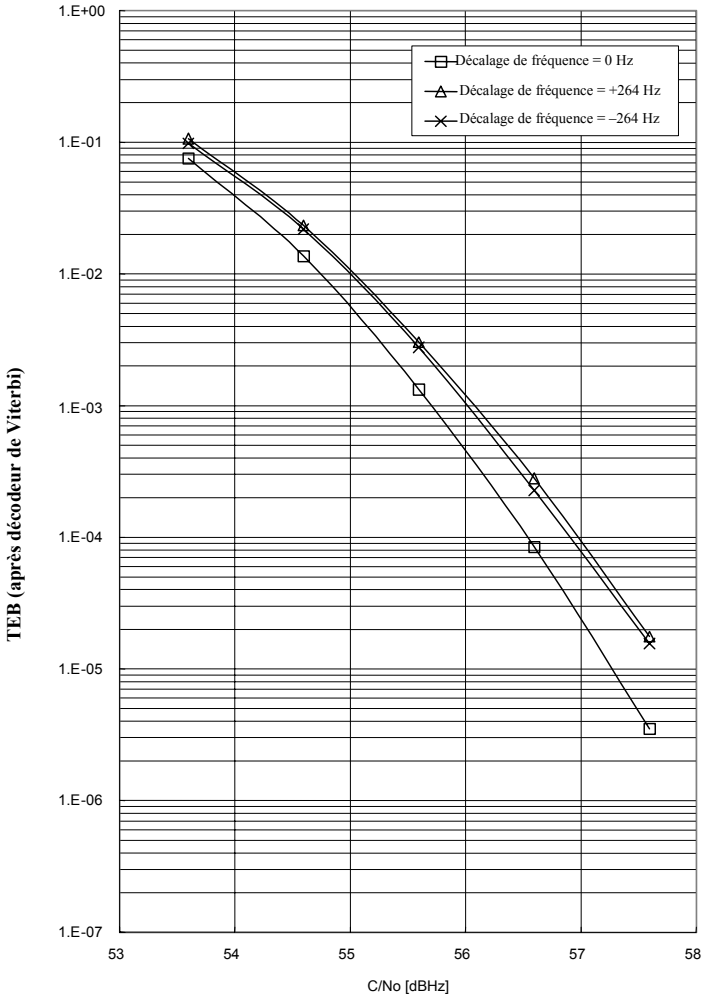


La Fig. E.24 représente le TEB en fonction du rapport C/N_0 pour différentes valeurs de décalage de fréquence au niveau du récepteur. Il convient de noter que l'abaissement de puissance en sortie était de 2 dB et que les autres conditions, mis à part le niveau de décalage de fréquence, étaient les mêmes que dans la configuration de la Fig. E.23. La Fig. E.24 fait apparaître que la dégradation du rapport C/N_0 requis était de 0,3 dB pour chaque valeur de décalage de fréquence, ±264 Hz ($= \pm 1 \times 10^{-7}$ @ 2,6425 GHz), ce qui signifie que la dégradation mesurée et consécutive à un décalage de fréquences de ±264 Hz est faible.

Pendant ces essais, la qualité du son reçu était contrôlée, et il a été confirmé qu'aucune dégradation imperceptible n'était observable avec un TEB mesuré inférieur à 2×10^{-4} en sortie du décodeur de Viterbi. La fonction de sélection des programmes a également été vérifiée, et il a été confirmé que le changement de programme fonctionnait correctement lorsque le signal radiodiffusé était reçu dans de bonnes conditions.

FIGURE E.24

TEB en fonction du rapport C/N_0 dans des conditions BBGA pour différentes valeurs de décalage de fréquence



E.7.3.3 TEB en fonction du rapport C/N_0 dans des conditions d'évanouissement sur trajets multiples

Le TEB en fonction du rapport C/N_0 a été mesuré pour différentes conditions d'affaiblissement sur des trajets multiples. Les quatre cas suivants ont été considérés. Les lignes qui suivent précisent le détail des paramètres d'affaiblissement sur trajets multiples. Dans le cas des six signaux subissant un affaiblissement de Rayleigh, on a utilisé un gabarit de retard de propagation en milieu urbain extrait des modèles de canaux définis pour les IMT-2000.

Cas 1: Un signal émanant d'un satellite et subissant un affaiblissement ricien est reçu à bord d'un véhicule se déplaçant à 50 km/h.

Cas 2: Un signal émanant d'un satellite est occulté et six signaux subissant un affaiblissement de Rayleigh et émanant d'un réémetteur complémentaire à conversion de fréquence sont reçus à bord d'un véhicule se déplaçant à 50 km/h.

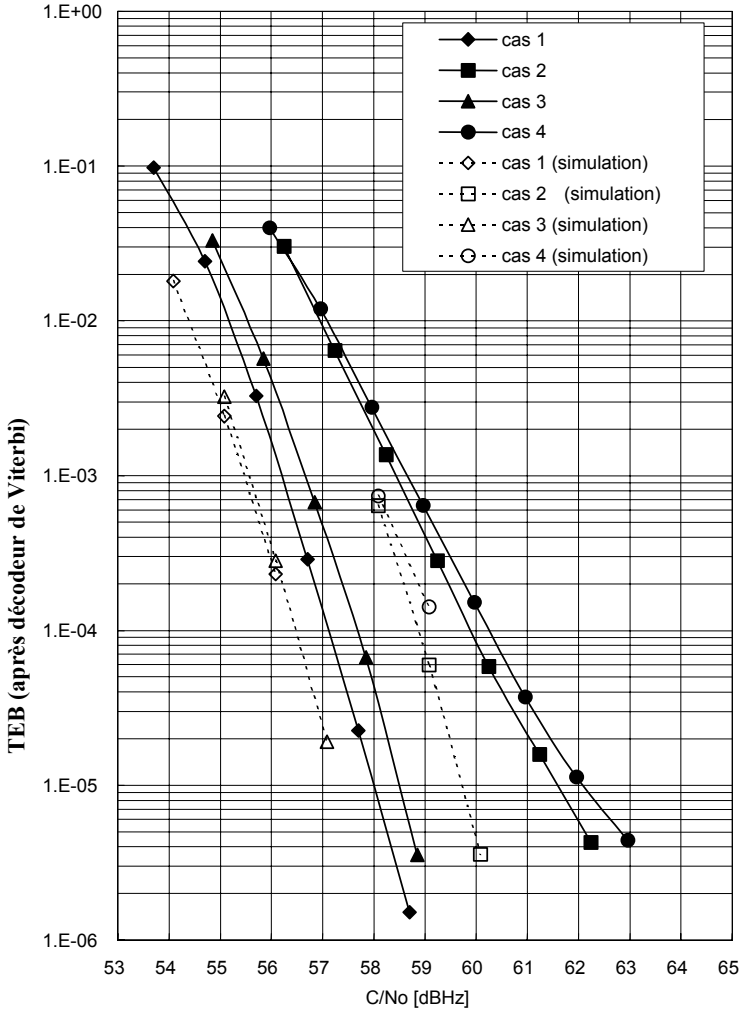
Cas 3: Un signal émanant d'un satellite est occulté et deux signaux subissant un affaiblissement ricien émanant de deux réémetteurs supplémentaires à amplification directe sont reçus à bord d'un véhicule se déplaçant à 50 km/h.

Cas 4: Un signal subissant un affaiblissement ricien émanant d'un satellite et six signaux subissant un affaiblissement de Rayleigh émanant d'un réémetteur complémentaire à conversion de fréquence sont reçus à bord d'un véhicule se déplaçant à 50 km/h.

La Fig. E.25 représente le TEB en fonction du rapport C/N_0 dans différentes conditions d'affaiblissement sur trajets multiples et dans le cas d'une diversité de réception assurée par une antenne à double dérivation (séparation supérieure à 15 cm). La Fig. E.25 indique également le TEB en fonction du rapport C/N_0 qui ressort des simulations informatiques (en pointillés). Il apparaît que le rapport C/N_0 requis est de 56,9 dB(Hz) dans le cas 1, 59,4 dB(Hz) dans le cas 2, 57,4 dB(Hz) dans le cas 3 et 59,8 dB(Hz) dans le cas 4. L'affaiblissement de mise en oeuvre est respectivement de 0,7 dB, 0,9 dB, 1,1 dB et 1,0 dB.

FIGURE E.25

TEB en fonction du rapport C/N_0 dans des conditions de propagation sur trajets multiples (diversité de réception avec antenne à double dérivation)



Les valeurs du TEB en fonction du rapport C/N_0 dans le cas de réception à bord d'un véhicule en déplacement rapide et dans diverses conditions d'évanouissement sur trajets multiples ont également été mesurées. Les six cas suivants ont été considérés dans ces mesures:

Cas 5: Mêmes conditions que dans le cas 1 sauf vitesse véhicule: 100 km/h.

Cas 6: Mêmes conditions que dans le cas 1 sauf vitesse véhicule: 150 km/h.

Cas 7: Mêmes conditions que dans le cas 2 sauf vitesse véhicule: 100 km/h.

Cas 8: Mêmes conditions que dans le cas 2 sauf vitesse véhicule: 150 km/h.

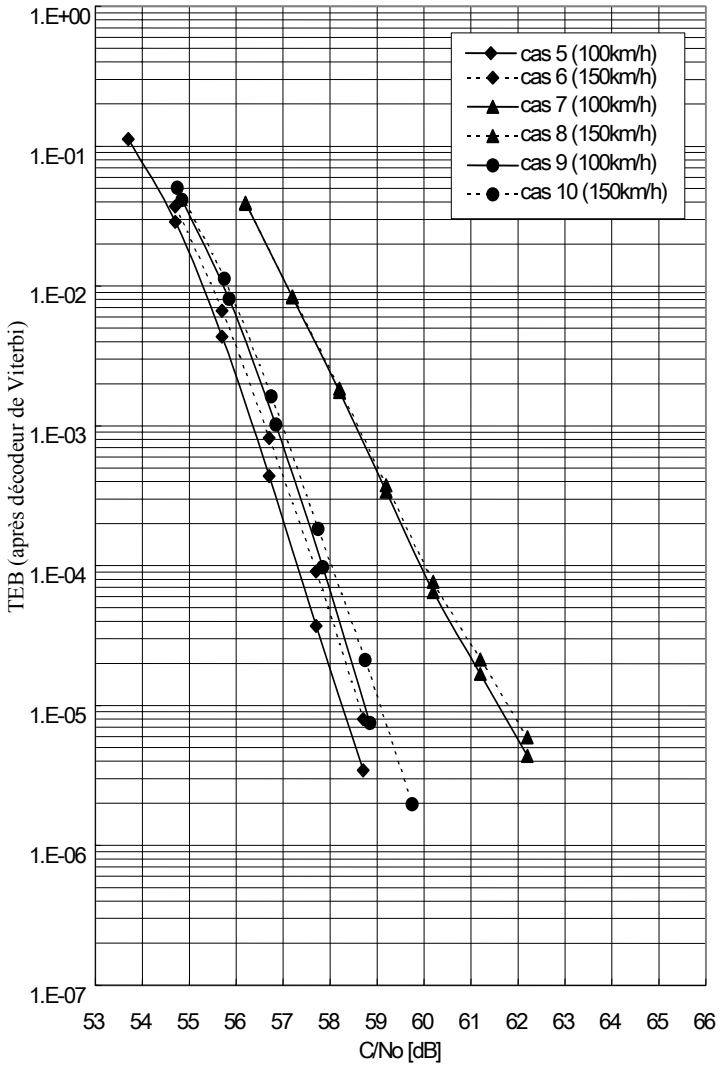
Cas 9: Mêmes conditions que dans le cas 3 sauf vitesse véhicule: 100 km/h.

Cas 10: Mêmes conditions que dans le cas 3 sauf vitesse véhicule: 150 km/h.

La Fig. E.26 donne les valeurs du TEB en fonction du rapport C/N_0 dans le cas de réception à bord d'un véhicule en déplacement rapide dans diverses conditions d'évanouissement sur trajets multiples avec une diversité d'antenne à double dérivation. La Fig. E.26 confirme que la dégradation du TEB en fonction du rapport C/N_0 est peu importante comparée aux résultats obtenus à 50 km/h (Fig. E.25) dans le cas d'une réception à bord d'un véhicule se déplaçant à 100 km/h et 150 km/h.

FIGURE E.26

TEB en fonction du rapport C/N_0, réception à bord d'un véhicule en déplacement rapide (diversité de réception avec antenne à deux dérivations)

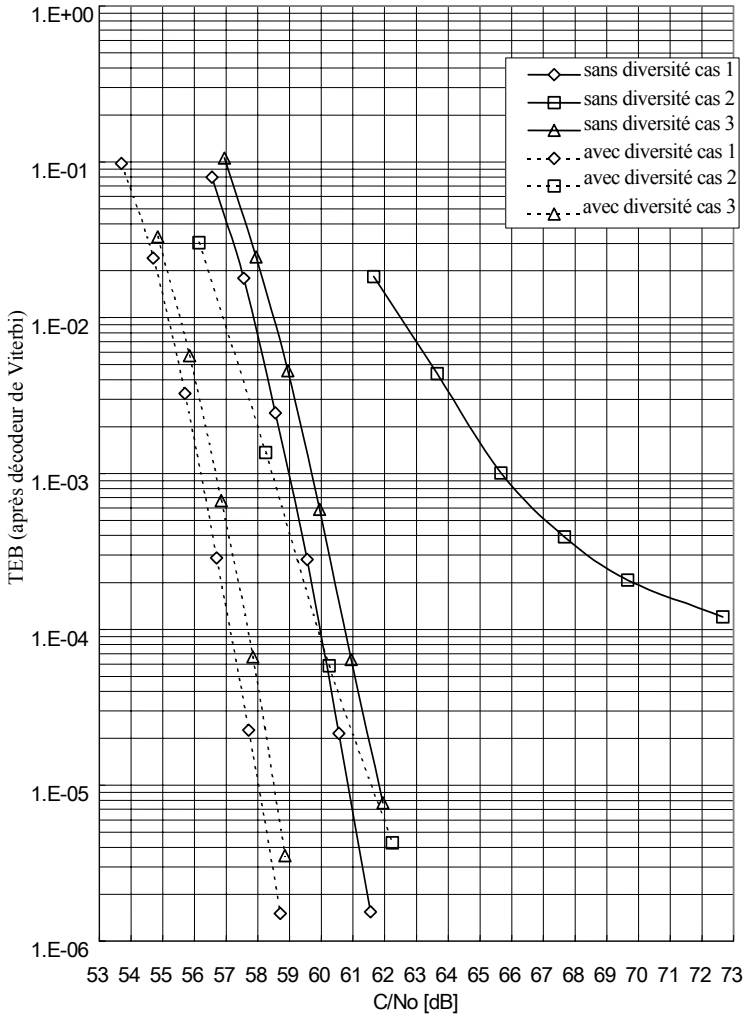


Par ailleurs, l'effet de la diversité d'antenne a été évalué par mesure du TEB en fonction du rapport C/N_0 avec et sans diversité d'antenne dans les mêmes conditions d'évanouissement sur trajets multiples, selon la définition des cas 1 à 3 ci-dessus. A la Fig. E.27, les courbes en traits pleins représentent le TEB en fonction du rapport C/N_0 dans le cas d'une antenne. Pour la comparaison, les valeurs du TEB en fonction du rapport C/N_0 avec diversité de réception (antenne à deux dérivations), sont également indiquées à la Fig. E.27, en pointillés. L'amélioration du rapport C/N_0 requis avec une diversité d'antenne était de 2,8 dB dans le cas 1, 10,4 dB dans le cas 2 et 3,0 dB dans le cas 3. Les mesures montrent que l'on obtient une amélioration remarquable en recourant à une diversité de réception avec deux antennes, et qu'il est donc nécessaire de recourir à une technique de diversité à deux antennes pour la réception à bord de véhicule.

Pendant ces essais, la qualité du son reçu était contrôlée, et il a été confirmé qu'aucune dégradation imperceptible n'était observable avec un TEB mesuré inférieur à 2×10^{-4} en sortie du décodeur de Viterbi. La fonction de sélection des programmes a également été vérifiée, et il a été confirmé que le changement de programme fonctionnait correctement lorsque le signal radiodiffusé était reçu dans de bonnes conditions.

FIGURE E.27

TEB en fonction du rapport C/N_0 avec et sans diversité de réception à deux antennes

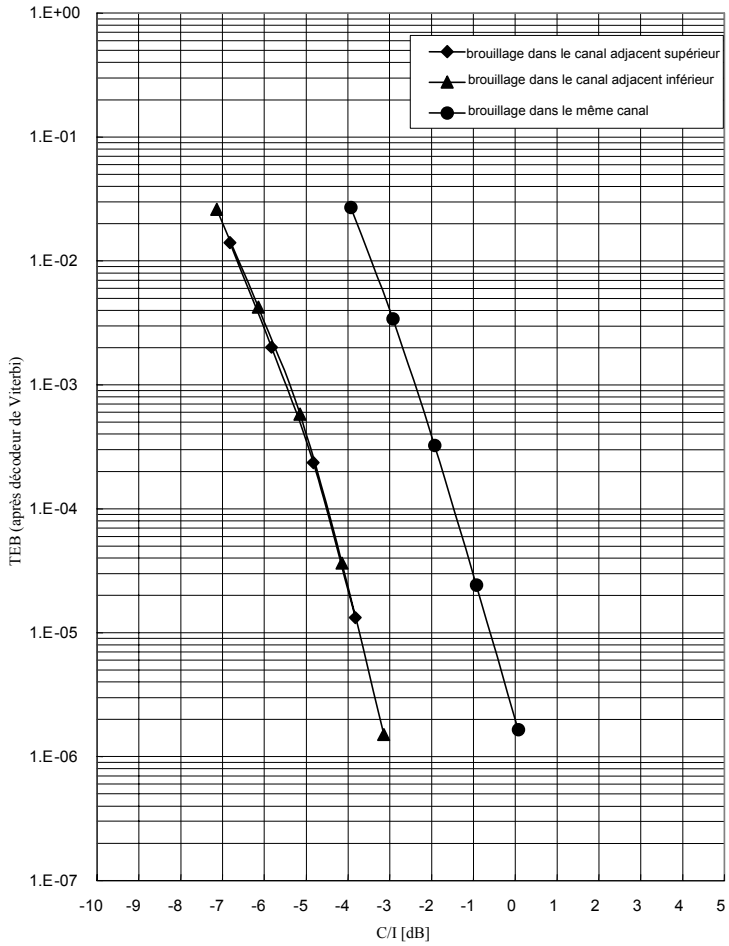


E.7.3.4 Dégradation de la qualité de fonctionnement en présence de brouillages

La dégradation de la qualité de fonctionnement en présence d'un autre signal MRC dans un canal adjacent ou sur le même canal, c'est-à-dire en présence de brouillages, a été évaluée. La Fig. E.28 représente graphiquement la variation du TEB en fonction du rapport *C*/*I* dans trois cas: brouillage dans le canal adjacent supérieur, brouillage dans le canal adjacent inférieur et brouillage dans le même canal. Cette Figure fait apparaître que le rapport *C*/*I*, lorsque le TEB s'établit à 2×10^{-4}, est de –4,8 dB dans les deux cas de brouillage dans un canal adjacent et de –1,8 dB dans le cas de brouillage dans le même canal.

FIGURE E.28

TEB en fonction du rapport *C*/*I*



E.7.3.5 Qualité de fonctionnement de l'entrelacement de bits

La qualité de fonctionnement de l'entrelacement de bits a été évaluée par contrôle de la qualité du son pendant une occultation du signal reçu. Les mesures font apparaître que la qualité de la sortie son n'est pas altérée de façon perceptible pour des périodes de suppression totale du signal reçu jusqu'à 1,2 s.

E.7.4 Résultats des essais en conditions réelles

Dans les essais en conditions réelles, on a enregistré le niveau de puissance reçue et le TEB pendant le déplacement du véhicule d'essai en zone urbaine. Le signal d'essai n'était émis que par les réémetteurs complémentaires parce que l'on ne disposait pas pendant la période requise d'un signal émanant directement du satellite de radiodiffusion à 2,6 GHz.

E.7.4.1 Niveau de puissance reçue

Les Fig. E.29 à E.31 indiquent les niveaux de puissance reçue à Fuchu, Akasaka et Ginza, dans l'agglomération de Tokyo. Dans deux cas d'utilisation des signaux émanant des réémetteurs complémentaires à conversion de fréquences (à savoir Fuchu et Akasaka), des niveaux de puissance reçue supérieurs à –90 dBm ont été observés jusqu'à 3 km de l'antenne d'émission. Dans le cas du signal émanant d'un réémetteur complémentaire à amplification directe, le niveau de puissance reçue était supérieur à –96 dBm lorsque l'antenne d'émission du réémetteur complémentaire à amplification directe était visible du véhicule d'essai.

FIGURE E.29

Niveau de puissance reçue (Fuchu/Tokyo)

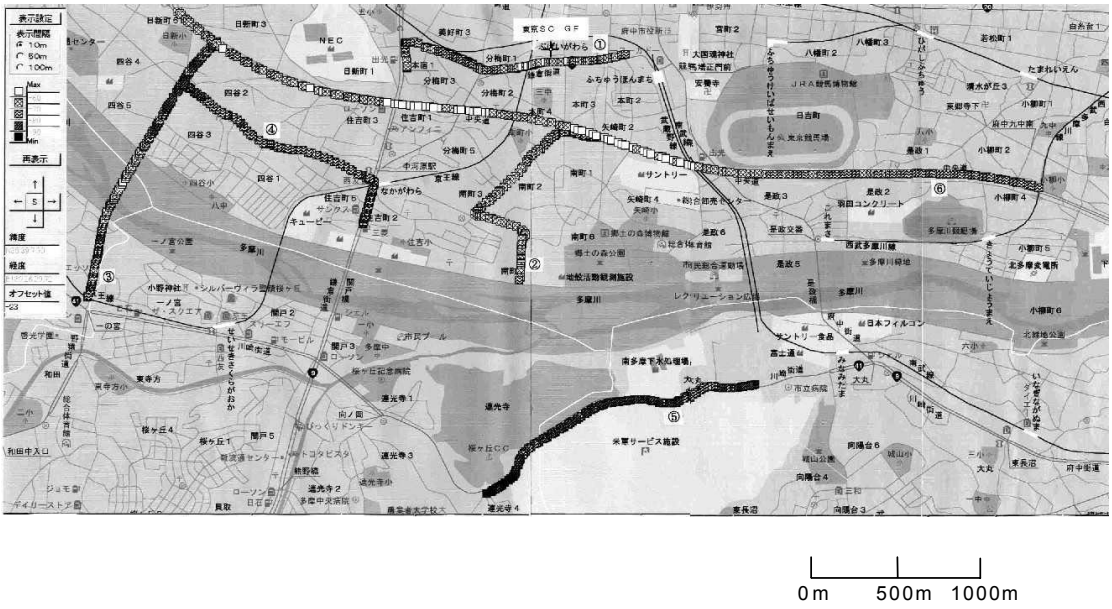


FIGURE E.30

Niveau de puissance reçue (Akasaka/Tokyo)

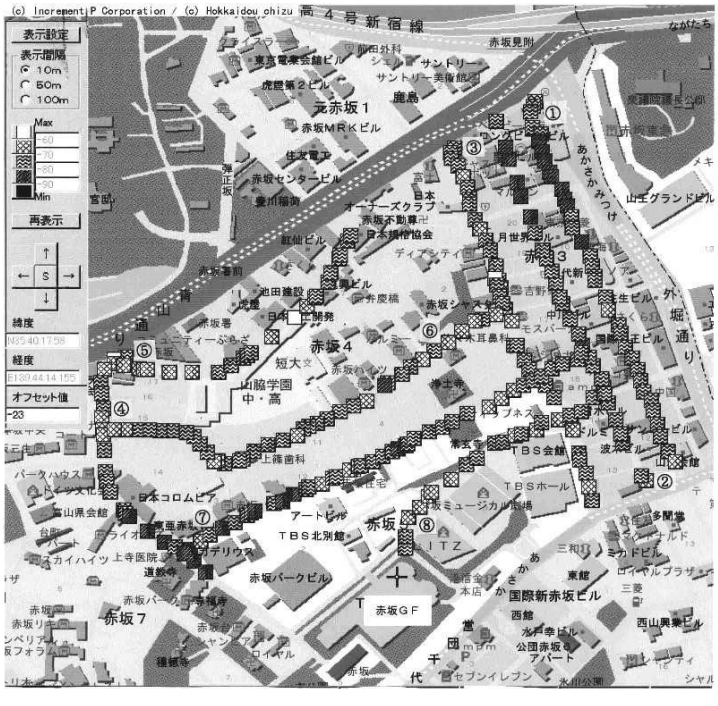
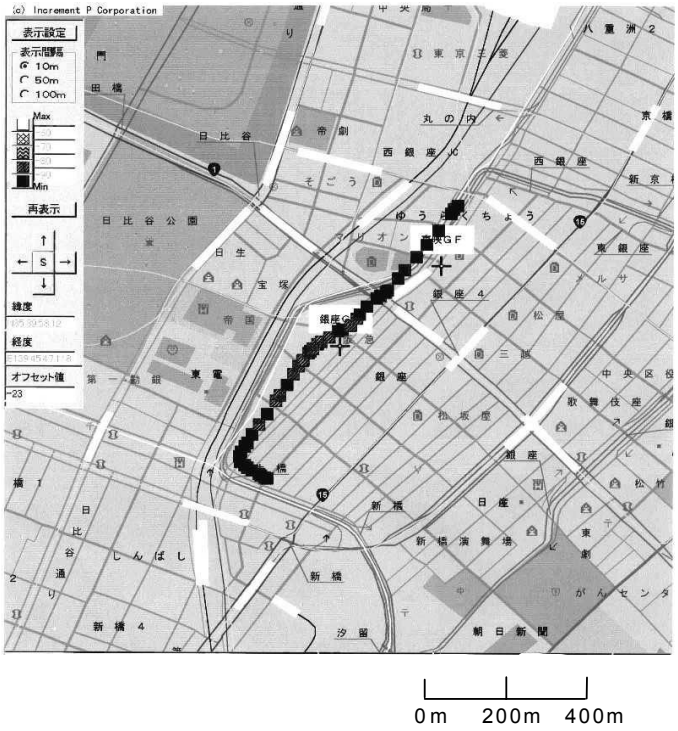


FIGURE E.31

Niveau de puissance (Ginza/Tokyo)



E.7.4.2 Taux d'erreur sur les bits

Les Fig. E.32 à E.34 indiquent les valeurs mesurées du TEB à Fuchu, Akasaka et Ginza. Le TEB était mesuré après le décodeur de Viterbi. Dans tous les cas, sur ces trois sites, le TEB était inférieur à 2×10^{-4} dans la quasi-totalité des mesures effectuées.

L'un des trajets d'essai était une voie rapide (voie rapide de Chuo Free, du centre-ville de Tokyo à l'ouest de l'agglomération). Les résultats des mesures du TEB, dans le cas d'un véhicule se déplaçant à environ 95 km/h, font apparaître qu'une qualité suffisante peut être obtenue avec ce système même à des vitesses élevées.

FIGURE E.32

Taux d'erreur sur les bits (Fuchu/Tokyo)

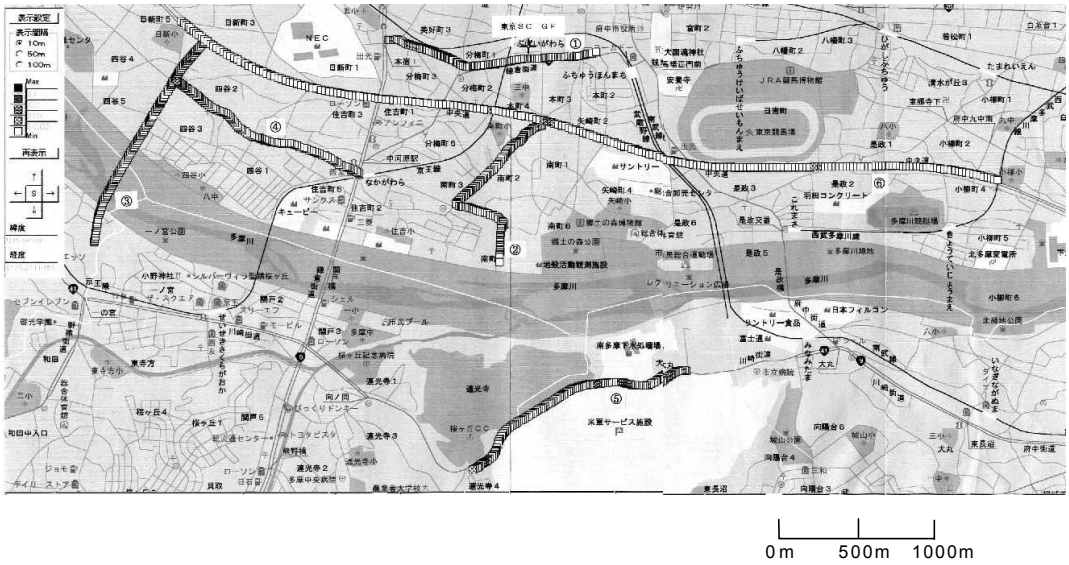


FIGURE E.33

Taux d'erreur sur les bits (Akasaka/Tokyo)

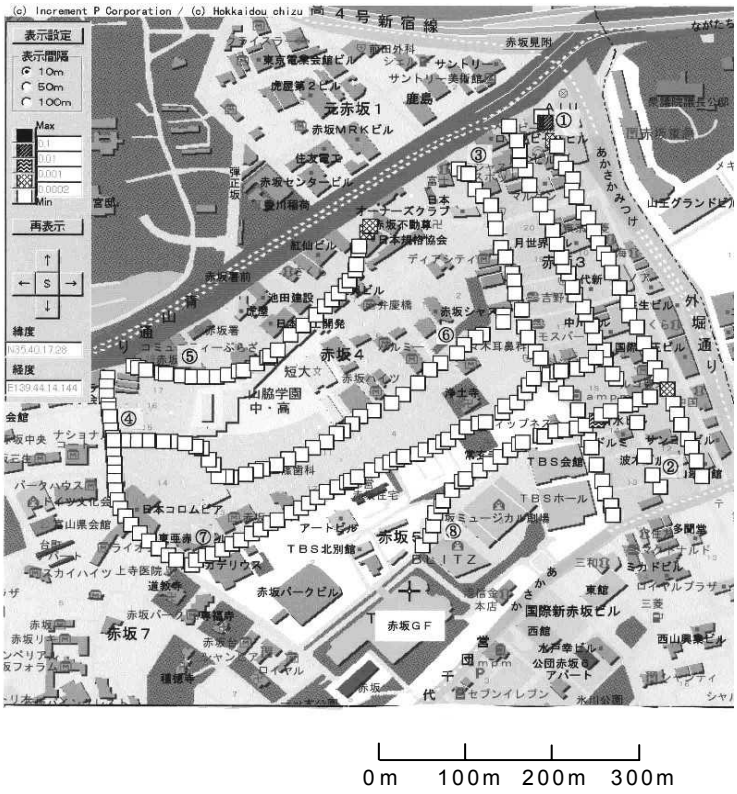
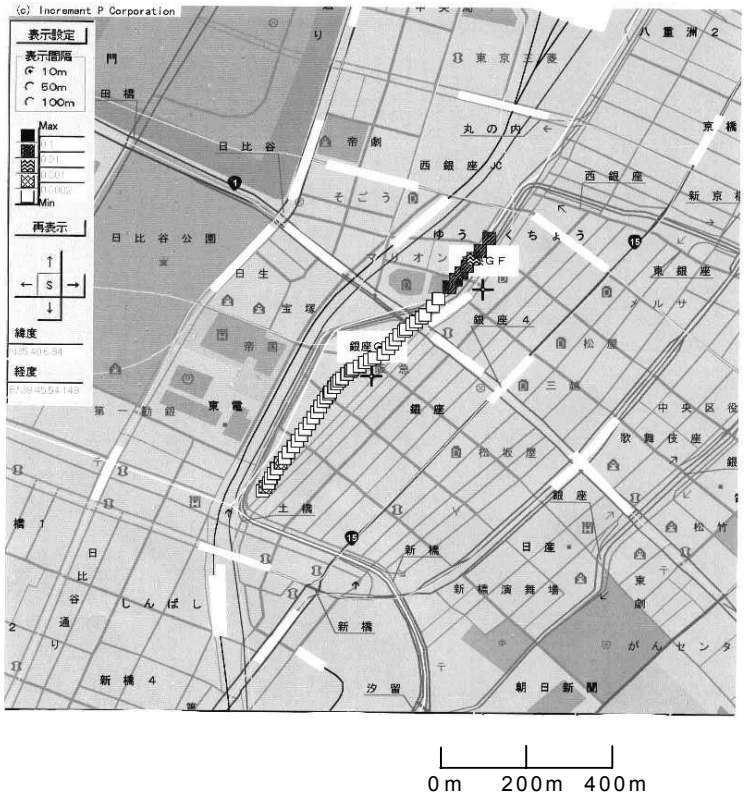


FIGURE E.34

Taux d'erreur sur les bits (Ginza/Tokyo)



E.8 Bilans de liaison types

Le Tableau E.2 donne un exemple de bilan de liaison par satellite dans le Système numérique E.

TABLEAU E.2

Exemple de bilan de liaison (liaison par satellite)

Fréquence centrale	MHz	2 642,5
p.i.r.e.	dB	67,0
Nombre de canaux	ch	30,0
Puissance sur canal pilote/puissance sur canal données	dB	3,0
p.i.r.e./canal	dB	52,1
Latitude de la station terrienne	deg	35,0 N
Longitude de la station terrienne	deg	140,0 E
Longitude du satellite	deg	154,0 E
Distance	km	37 367,5
Affaiblissements de propagation en espace libre	dB	192,3
Affaiblissements de polarisation	dB	0,5
Affaiblissements dus à la pluie	dB	0,0
Affaiblissements dus à l'atmosphère	dB	0,0
Total affaiblissements de propagation	dB	192,8
Densité de puissance surfacique (dB(W/(m^2 ·4 kHz)))		–131,6
Puissance du signal à l'entrée du récepteur	dBW	–140,7
Gain d'antenne	dBi	2,5
Caractéristique de bruit de l'AFB	dB	1,5
Température de bruit de l'antenne	K	150,0
Température de bruit du système	K	269,6
Densité de puissance de bruit du système	dB(W/Hz)	–204,3
G/T	dB/K	–21,8
Rapport C/N_0 à la réception	dB(Hz)	66,1
Dégradation due à la liaison montante	dB	0,1
Marge pour brouillage de canal adjacent	dB	0,2
C/N_0 total	dB(Hz)	65,8
C/N_0 requis	dB(Hz)	58,2
Affaiblissements de mise en oeuvre	dB	2,0
Bilan de la liaison	dB	7,6

Les Tableaux E.3 et E.4 donnent des exemples de bilan de liaison type, respectivement d'une liaison de réémetteur complémentaire à amplification directe et d'une liaison de réémetteur complémentaire à conversion de fréquence. L'utilisation des réémetteurs complémentaires et des récepteurs spécifiés aux sections E.6.2 et E.6.4 permet d'assurer jusqu'à 30 canaux MRC présentant chacun un débit de données de 236 kbit/s, soit une capacité utilisable totale de transmission de données de 7 Mbit/s avec un code convolutionnel à débit 1/2 et dans des conditions d'évanouissement sur trajets multiples.

TABLEAU E.3

Budget de liaison type (réémetteur complémentaire à amplification directe)

Fréquence centrale	MHz	2 642,5
p.i.r.e.	dBW	–28,3
Nombre de canaux	ch	30,0
Puissance sur canal pilote/puissance sur canal données	dB	3,0
p.i.r.e./canal	dBW	–43,2
Affaiblissements de propagation en espace libre	dB	94,9
Distance	m	500,0
Puissance du signal à l'entrée du récepteur	dBW	–138,1
Gain d'antenne	dBi	0,0
Caractéristique de bruit de l'AFB	dB	1,5
Température de bruit de l'antenne	K	150,0
Température de bruit du système	K	269,6
Densité de puissance de bruit du système	dB(W/Hz)	–204,3
G/T	dB/K	–24,3
Rapport C/N_0 à la réception	dB(Hz)	66,2
Dégradation due à la liaison montante	dB	0,1
Marge pour brouillage de canal adjacent	dB	0,2
C/N_0 total	dB(Hz)	65,9
C/N_0 requis	dB(Hz)	58,2
Affaiblissements de mise en oeuvre	dB	2,0
Bilan de la liaison	dB	7,7

TABLEAU E.4

Bilan de liaison type (réémetteur complémentaire à conversion de fréquence)

Fréquence centrale	MHz	2 642,5
p.i.r.e.	dBW	30,7
Nombre de canaux	ch	30
Puissance sur canal pilote/puissance sur canal données	dB	3,0
p.i.r.e./canal	dBW	15,8
Affaiblissement de propagation en zone urbaine	dB	154,0
Hauteur de l'antenne d'émission	m	30,0
Distance	km	3,0
Puissance du signal à l'entrée du récepteur	dBW	–138,2
Gain d'antenne	dBi	0,0
Caractéristique de bruit de l'AFB	dB	1,5
Température de bruit de l'antenne	K	150,0
Température de bruit du système	K	269,6
Densité de puissance de bruit du système	dB(W/Hz)	–204,3
G/T	dB/K	–24,3
Rapport C/N_0 à la réception	dB(Hz)	66,1
Dégradation due à la liaison montante	dB	0,1
Marge pour brouillage de canal adjacent	dB	0,2
C/N_0 total	dB(Hz)	65,8
C/N_0 requis	dB(Hz)	60,6
Affaiblissements de mise en oeuvre	dB	2,0
Bilan de la liaison	dB	5,2

ANNEXE F

SYSTÈME NUMÉRIQUE F

SYSTÈME RNIS-T_{SB} POUR LES BANDES EN ONDES MÉTRIQUES ET DÉCIMÉTRIQUES

TABLE DES MATIÈRES

		Page
F.1	Vue d'ensemble du système	711
F.2	Caractéristiques	711
F.2.1	Robustesse	711
F.2.2	Grande diversité de modes d'émission	712
F.2.3	Souplesse	712
F.2.4	Analogie et interopérabilité	713
F.2.5	Transmission efficace	713
F.2.6	Indépendance des radiodiffuseurs	713
F.2.7	Faible consommation	713
F.2.8	Transmission hiérarchique et réception partielle	713
F.3	Paramètres de transmission	714
F.3.1	Paramètres de transmission génériques	714
F.3.2	Paramètres de transmission pour la largeur de bande de segment 6/14 MHz	714
F.3.3	Capacités de transmission pour la largeur de bande de segment de 6/14 MHz	718
F.4	Codage de la source	718
F.5	Multiplexage	719
F.5.1	Trame multiplex	720
F.5.2	Application des signaux de commande MPEG-2	721
F.5.2.1	Multiplexage des tables PAT, NIT et CAT	721
F.5.2.2	Multiplexage de la table PMT	721
F.5.2.3	Multiplexage de paquets PCR pour la couche réceptrice partielle	721
F.6	Codage de canal	721
F.6.1	Schéma de principe fonctionnel du codage de canal	721
F.6.2	Codage externe (code Reed-Solomon)	722
F.6.3	Division du TS	723
F.6.4	Dispersion d'énergie	724
F.6.5	Réglage des retards	724
F.6.6	Entrelacement des octets (entrelacement du code interne)	724
F.6.7	Codage interne (codes convolutifs)	725
F.7	Modulation	726
F.7.1	Réglage du retard pour l'entrelacement de bits	727
F.7.2	Entrelacement et mappage de bits	727

		Page
F.7.3	Facteurs de normalisation	727
F.7.4	Segment de données	727
F.7.5	Synthèse des flux de données de couche	727
F.7.6	Entrelacement temporel	728
F.7.7	Entrelacement fréquentiel	729
F.7.7.1	Entrelacement fréquentiel intersegment	729
F.7.7.2	Rotation de porteuses intrasegment	729
F.7.7.3	Randomisation de porteuses intrasegment	729
F.7.8	Structure de trame de segment OFDM	729
F.7.8.1	Trame de segment OFDM pour la modulation différentielle	729
F.7.8.2	Trame de segment OFDM pour modulation cohérente	730
F.7.8.3	Schémas de modulation pour les pilotes	731
F.7.8.4	Spectre de transmission	733
F.7.9	Format du signal RF	734
F.7.10	Insertion d'un intervalle de garde	735
F.8	Commande de configuration de transmission et multiplexage (TMCC)	735
F.8.1	Format de transmission de la commande TMCC	735
F.8.2	Référence à la démodulation différentielle	735
F.8.3	Synchronisation de la commande TMCC	735
F.8.4	Identification du type de segment	736
F.8.5	Informations de la commande TMCC	736
F.8.6	Codage des canaux pour les informations de la commande TMCC	737
F.8.7	Modulation des porteuses TMCC	737
F.9	Canal auxiliaire (AC)	737
F.9.1	Capacité de transmission	737
F.10	Système récepteur	738
F.10.1	Schéma fonctionnel	738
F.10.2	Récepteur modèle pour composer la trame multiplex	739
F.10.2.1	Flux d'entrée dans le diviseur	739
F.10.2.2	Application du diviseur au décodeur de Viterbi	740
F.11	Format du signal en transmission connectée	741
F.11.1	Transmission connectée	741
F.11.2	Porteuse CP dans une transmission connectée	741
F.11.3	Compensation de phase pour la transmission connectée	742
F.11.3.1	Pré-compensation du signal du segment	742

		Page
F.11.3.2	Rotation de phase en réception	744
F.11.4	Restrictions paramétriques dans la transmission connectée	744
F.12	Caractéristiques de fonctionnement radioélectrique	746
F.12.1	Essais en laboratoire	746
F.12.1.1	TEB en fonction du *C*/*N* dans un canal gaussien	746
F.12.1.2	TEB en fonction du rapport *C*/*N* dans un canal à trajets multiples	748
F.12.1.3	TEB en fonction du rapport *C*/*N* dans un canal de Rayleigh	748
F.12.2	Essais pratiques	748
F.12.2.1	Station émettrice expérimentale	748
F.12.2.2	Système de mesure et méthode expérimentale	751
F.12.2.3	Mesures préliminaires des paramètres fondamentaux	751
F.12.2.3.1	Schéma de modulation	752
F.12.2.3.2	Rendement de codage du code interne	753
F.12.2.4	Réception mobile sur les voies publiques	753
F.12.2.4.1	Zone de couverture	754
F.12.2.4.2	Intensité de champ requise sur les voies publiques	755
F.12.2.5	Réception mobile sur les voies urbaines	756
F.12.2.5.1	Zone de mesure	756
F.12.2.5.2	Intensité de champ requise sur les voies urbaines	758
F.12.2.6	Résumé des essais pratiques	759
F.13	Planification	760
F.13.1	Aspects relatifs aux fréquences	760
F.13.1.1	Masque spectral	760
F.13.1.2	Définition des sous-canaux	762
F.13.1.3	Bandes de garde	763
F.13.2	Rapports de protection	764
F.13.2.1	Rapports de protection pour la télévision analogique (NTSC) contre le brouillage provenant des signaux RNIS-T_{SB}	764
F.13.2.2	Rapports de protection contre le brouillage du signal de la télévision analogique (NTSC) pour le signal RNIS-T_{SB}	765
F.13.2.2.1	Rapports *D*/*U* requis en réception stationnaire	765
F.13.2.2.2	Rapports *D*/*U* requis en réception mobile	765
F.13.2.2	Rapports de protection du signal RNIS-T_{SB} contre le brouillage de la télévision analogique	766
F.13.2.3	Rapports de protection entre signaux RNIS-T_{SB}	766
F.13.2.3.1	Rapports *D*/*U* requis en réception stationnaire	766

Page

F.13.2.3.2 Rapports *D*/*U* requis en réception mobile 767
F.13.2.3.3 Rapports de protection entre signaux RNIS-T_{SB} 767
F.13.3 Intensité de champ requise 768
F.13.3.1 Bilans de liaison 768
F.13.3.2 Intensité de champ requise 768
F.14 Terminologie 776
F.14.1 Définitions 776
F.14.2 Sigles et abréviations 778

LISTE DES FIGURES

		Page
FIGURE F.1	RNIS-T_{SB} et RNIS-T pleine bande: principe d'émission et de réception	712
FIGURE F.2	Exemple de transmission hiérarchique et de réception partielle	714
FIGURE F.3	Exemple de flux de transport (Triple segment, mode 3, taux d'intervalle de garde 1/8)	721
FIGURE F.4	Diagramme de codage de canal	722
FIGURE F.5	Paquets TSP MPEG-2 et paquets TSP de transmission	723
FIGURE F.6	Processus de division du flux de transport	723
FIGURE F.7	Schéma de production de la séquence SBPA	724
FIGURE F.8	Schéma théorique de l'entrelaceur externe	725
FIGURE F.9	Code convolutif mère de taux 1/2 (longueur de contrainte = 7)	725
FIGURE F.10	Configuration du bloc de modulation	726
FIGURE F.11	Entrelaceur temporel pour la transmission à triple segment	728
FIGURE F.12	Entrelaceur temporel de l'intrasegment	728
FIGURE F.13	Configuration de l'entrelaceur fréquentiel	729
FIGURE F.14	Structure du segment OFDM pour la modulation différentielle (Mode 1)	730
FIGURE F.15	Structure du segment OFDM pour la modulation cohérente (Mode 1)	731
FIGURE F.16	Génération d'une séquence SBPA	732
FIGURE F.17	Définition des sous-canaux	733
FIGURE F.18	Numéro des segments dans le spectre de transmission	734
FIGURE F.19	Intervalle de garde	735
FIGURE F.20	Schémas fonctionnels du récepteur	738
FIGURE F.21	Récepteur modèle pour composer la trame multiplex	739
FIGURE F.22	Exemple de flux d'entrée dans le diviseur dans une transmission hiérarchique	740
FIGURE F.23	Exemple de transmission connectée (trois TS)	741
FIGURE F.24	Porteuse CP dans une transmission ordinaire	742
FIGURE F.25	Porteuse CP dans une transmission connectée	742
FIGURE F.26	TEB avant décodage RS en fonction du rapport *C*/*N* (Mode de transmission: 3, modulation de porteuse: MDP-4D, entrelacement temporel: 407 ms) – Canal gaussien	747

Page

FIGURE F.27 TEB avant décodage RS en fonction du rapport *C*/*N* (Mode de transmission: 3, modulation de porteuse: MAQ-16 entrelacement temporel: 407 ms) – Canal gaussien 747

FIGURE F.28 TEB avant décodage RS en fonction du rapport *C*/*N* (Mode de transmission: 3, modulation de porteuse: MAQ-64, entrelacement temporel: 407 ms) – Canal gaussien 748

FIGURE F.29 TEB avant décodage RS en fonction du rapport *C*/*N* (Mode de transmission: 3, Rendement de codage: 1/2, entrelacement temporel: 407 ms) – Canal à trajets multiples 749

FIGURE F.30 TEB avant décodage RS en fonction du rapport *C*/*N* (Mode de transmission: 3, modulation de porteuse: MDP-4D, rendement de codage: 1/2) – Canal de Rayleigh à deux trajets 749

FIGURE F.31 Intensité de champ de réception prédite 750

FIGURE F.32 Schéma fonctionnel pour les mesures 751

FIGURE F.33 Parcours d'essai pour les mesures préliminaires 752

FIGURE F.34 Couverture mesurée de l'émetteur placé à la Tour de Tokyo (Modulation de porteuse: MDP-4 D) 754

FIGURE F.35 Couverture mesurée de l'émetteur de la Tour de Tokyo (Modulation de porteuse: MAQ-16) 755

FIGURE F.36 Taux de temps de réception correcte pour réception mobile sur les voies publiques 756

FIGURE F.37 Trajet mesuré et résultats des essais pratiques en réception mobile sur les voies urbaines (Mode 3, modulation de porteuse: MDP-4 D, rendement de code: 1/2, entrelacement temporel: 407 ms) 757

FIGURE F.38 Taux de temps de réception correcte pour la réception mobile sur les voies urbaines 759

FIGURE F.39 Ecart entre les taux de temps de réception correcte en situation d'arrêt et de déplacement 759

FIGURE F.40 Masque spectral pour signal de transmission à segment unique (largeur de bande du segment = 6/14 MHz) 760

FIGURE F.41 Masque spectral pour le signal de transmission à triple segment (largeur de bande du segment = 6/14 MHz) 761

FIGURE F.42 Spectre du signal RNIS-T_{SB} du segment unique 763

FIGURE F.43 Définition des sous-canaux 763

FIGURE F.44 Bandes de garde pour assurer la coexistence avec le signal de télévision analogique adjacent 764

FIGURE F.45 Bande de garde et disposition des signaux 768

Page

FIGURE F.46 Puissance de bruit externe (Recommandation UIT-R P.372 Type A: bruit artificiel en zone d'activité)..... 772

FIGURE F.47 Correction du taux temporel selon la Recommandation UIT-R P.370 773

FIGURE F.48 Caractéristiques de propagation pour les taux temporels de 50% et de 1% de la Recommandation UIT-R P.529..... 774

FIGURE F.49 Courbe de correction du taux d'emplacement (résultats mesurés) 775

ANNEXE F

SYSTÈME NUMÉRIQUE F

SYSTÈME RNIS-T_{SB} POUR LES BANDES EN ONDES MÉTRIQUES ET DÉCIMÉTRIQUES

F.1 Vue d'ensemble du système

Le Système numérique F, également connu sous le nom de système RNIS-T_{SB} (radiodiffusion numérique à intégration de services pour la radiodiffusion sonore numérique de Terre) a pour objet d'assurer la radiodiffusion de sons et de données de haute qualité avec une grande fiabilité, même en réception mobile. Il est aussi conçu pour être flexible et évolutif, pour présenter une grande analogie avec la radiodiffusion multimédia utilisant des réseaux de Terre et pour être conforme aux caractéristiques prescrites dans la Recommandation UIT.R BS.774.

C'est un système robuste qui utilise la modulation avec multiplexage OFDM (multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence), l'entrelacement fréquence-temps bidimensionnel et des codes de correction d'erreur concaténés. La modulation OFDM utilisée par le système est appelée BST-OFDM (BST étant la transmission à segmentation de bande). Le système présente des éléments communs avec le système RNIS-T de radiodiffusion de télévision de Terre numérique dans la couche physique. La largeur de bande d'un bloc OFDM, appelé segment OFDM, est de 500 kHz environ. Le système étant constitué d'un ou de trois segments OFDM, sa largeur de bande est de 500 kHz ou 1,5 MHz environ.

Il comporte de nombreux paramètres de transmission tels que le schéma de modulation de porteuse, les rendements de codage du code de correction d'erreur interne ainsi que la longueur de l'entrelacement temporel. Certaines des porteuses sont assignées à la commande de configuration de transmission et multiplexage (TMCC) qui transmet les informations sur les paramètres de transmission pour la commande du récepteur.

Le système peut utiliser des méthodes de codage audio à forte compression – MPEG-2 Couche II, AC-3 et MPEG-2 AAC (codage audio avancé) par exemple. Enfin, il utilise les systèmes MPEG-2. Il présente des caractéristiques d'analogie et d'interopérabilité avec de nombreux autres systèmes utilisant les systèmes MPEG-2 – le RNIS-S, le RNIS-T, le DVB-S et le DVB-T par exemple.

La Fig. F.1 montre les concepts d'émission RNIS-T_{SB} et RNIS-T pleine bande ainsi que la réception correspondante.

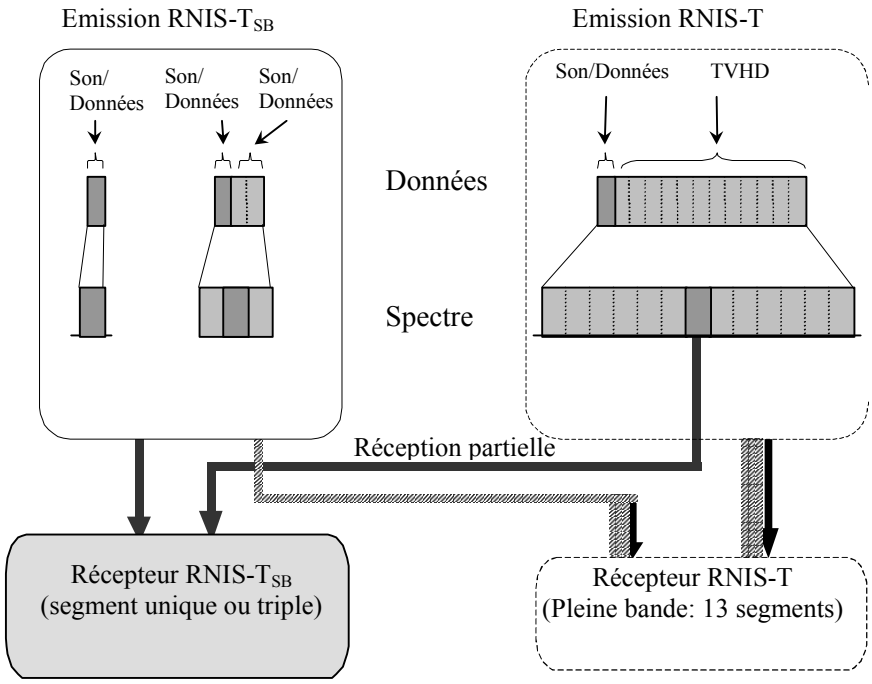
F.2 Caractéristiques

F.2.1 Robustesse

Le système utilise la modulation OFDM, l'entrelacement fréquentiel et temporel bidimensionnel et des codes de correction d'erreur concaténés. L'OFDM est une méthode de modulation multiporteuse, insensible aux trajets multiples, qui ajoute en particulier un intervalle de garde dans le domaine temporel. L'information émise est répartie dans les domaines fréquentiel et temporel par entrelacement, puis elle est corrigée par le décodeur de Viterbi et le décodeur Reed-Solomon. C'est ainsi que l'on obtient dans le récepteur un signal de haute qualité, même en présence d'une importante propagation par trajets multiples, que le récepteur soit fixe ou mobile.

FIGURE F.1

RNIS-T_{SB} et RNIS-T pleine bande: principe d'émission et de réception



F.2.2 Grande diversité de modes d'émission

Le système utilise la transmission BST-OFDM (transmission à segmentation de bande – OFDM) à un ou trois segments OFDM, c'est-à-dire la transmission à segment unique ou triple. La largeur de bande du segment OFDM est définie de l'une des trois manières selon la largeur de bande du canal. La largeur de bande est égale au quatorzième de la largeur de bande du canal de référence (6, 7 ou 8 MHz), soit 429 kHz (6/14 MHz), 500 kHz (7/14 MHz) ou 571 kHz (8/14 MHz). La largeur de bande du segment OFDM doit être choisie en fonction de la situation des fréquences dans chaque pays.

La largeur de bande d'un segment unique est d'environ 500 kHz; la largeur de bande en transmission à segment unique est donc de 500 kHz environ, et celle de la transmission à segment triple de 1,5 MHz environ.

Le système propose trois modes de transmission qui permettent d'utiliser une large gamme de fréquences d'émission et quatre longueurs d'intervalle de garde différents pour déterminer la distance entre émetteurs de réseau à fréquence unique (SFN). Ces modes de transmission ont été conçus pour résister à l'étalement Doppler et à l'étalement temporel de propagation dans le cas de la réception mobile en présence d'échos par trajets multiples.

F.2.3 Souplesse

Le Système F utilise les systèmes MPEG-2. De ce fait, il est possible de transmettre simultanément plusieurs contenus numériques: son, texte, images fixes et/ou données.

Le radiodiffuseur peut aussi choisir, selon son intention, la méthode de modulation de la porteuse, le rendement de codage de correction d'erreur, etc., du système. Quatre méthodes de modulation de porteuse – MDP-4 D, MDP-4, MAQ-16 et MAQ-64 – et cinq rendements de codage – 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 et 7/8 – sont possibles. La porteuse TMCC transmet au récepteur les informations sur le type de modulation et le rendement de codage utilisés par le système.

F.2.4 Analogie et interopérabilité

Le système fait appel à la modulation BST-OFDM et aux systèmes MPEG-2. Il présente donc des éléments communs avec le système RNIS-T pour la radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre (DTTB) au niveau de la couche physique, ainsi qu'avec les systèmes RNIS-T, RNIS-S, DVB-T et DVB-S qui utilisent les systèmes MPEG-2 dans la couche transport.

F.2.5 Transmission efficace

Le système utilise la OFDM, une méthode de modulation très efficace au niveau de l'utilisation de la bande de fréquences. Il permet également d'élargir les réseaux de radiodiffusion avec réutilisation des fréquences au moyen d'émetteurs supplémentaires fonctionnant tous à la même fréquence.

Par ailleurs, les canaux de radiodiffuseurs indépendants peuvent être transmis ensemble, sans bande de garde, depuis le même émetteur dès lors que la fréquence et la synchronisation des bits sont les mêmes dans les différents canaux.

Le système peut adopter le codage MPEG-2 AAC (codage audio avancé). La qualité «proche du CD» peut être obtenue au débit de 144 kbit/s pour la stéréophonie.

F.2.6 Indépendance des radiodiffuseurs

Il s'agit d'un système à bande étroite pour l'émission d'un programme sonore au moins. Les radiodiffuseurs peuvent donc disposer de leur propre canal RF dans lequel ils peuvent choisir eux-mêmes les paramètres de transmission.

F.2.7 Faible consommation

Presque tous les dispositifs peuvent être miniaturisés et allégés par la mise au point de circuits LSI. L'élément essentiel à prendre en compte pour réduire la taille de la batterie est que la consommation de courant du dispositif doit être faible. Plus l'horloge du système est lente, plus la consommation est faible. C'est pourquoi un système à bande étroite, à faible débit binaire, comme celui de la transmission à segment unique, autorise l'emploi d'un récepteur portatif et léger.

F.2.8 Transmission hiérarchique et réception partielle

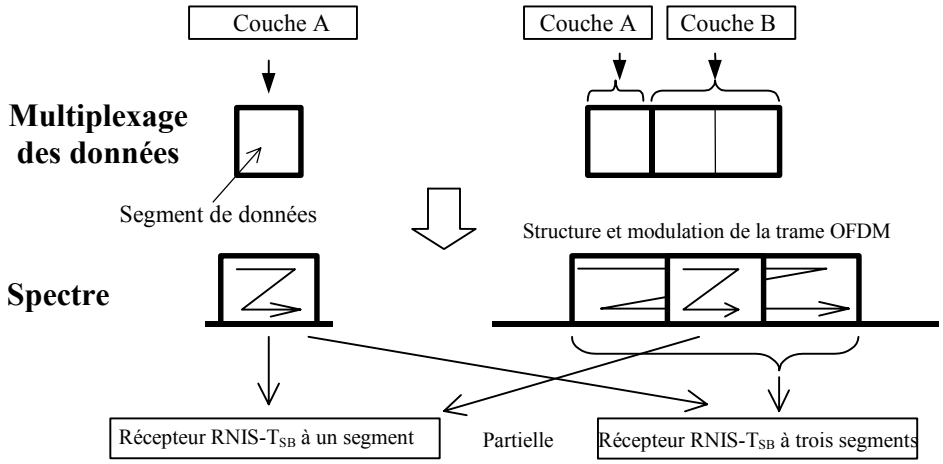
Dans la transmission à triple segment, il est possible d'obtenir un mode de transmission non hiérarchique ou hiérarchique. En transmission hiérarchique, il existe deux couches, A et B. Les paramètres de transmission du schéma de modulation de la porteuse, les rendements de codage du code interne et le temps d'entrelacement peuvent être modifiés d'une couche à l'autre.

Le segment central de la transmission hiérarchique peut être reçu par un récepteur à segment unique. Compte tenu de la structure commune du segment OFDM, le récepteur à segment unique peut partiellement recevoir le segment central d'un signal RNIS-T pleine bande lorsque celui-ci est utilisé pour la transmission d'un programme indépendant.

La Fig. F.2 présente un exemple de transmission hiérarchique et de réception partielle.

FIGURE F.2

Exemple de transmission hiérarchique et de réception partielle



F.3 Paramètres de transmission

F.3.1 Paramètres de transmission génériques

On peut attribuer au système une disposition des canaux à 6 MHz, 7 MHz ou 8 MHz. La largeur de bande de segment représente un quatorzième de la largeur de bande du canal, soit 429 kHz (6/14 MHz), 500 kHz (7/14 MHz) ou 571 kHz (8/14 MHz). La largeur de bande de segment doit cependant être choisie en fonction de la situation des fréquences dans chaque pays.

Les paramètres de transmission génériques du Système F sont reproduits au Tableau F.1.

F.3.2 Paramètres de transmission pour la largeur de bande de segment 6/14 MHz

A titre d'exemple, les Tableaux F.2 et F.3 présentent les paramètres de transmission pour la largeur de bande de segment de 6/14 MHz.

TABLEAU F.1

Paramètres génériques de transmission du système RNIS-T_{SB}

Mode		Mode 1	Mode 2	Mode 3
Nombre total de segments[1] ($N_s = n_d + n_s$)		1, 3		
Gabarit de canal de référence (BW_f)		6, 7, 8 (MHz)		
Largeur de bande de segment (BW_s)		$BW_f \times 1\,000/14$ (kHz)		
Largeur de bande utilisée (BW_u)		$BW_s \times N_s + C_s$ (kHz)		
Nombre de segments pour modulation différentielle		n_d		
Nombre de segments pour modulation cohérente		n_c		
Espacement des porteuses (C_s)		BW_s/108 (kHz)	BW_s/216 (kHz)	BW_s/432 (kHz)
Nombre de porteuses	Total	$108 \times N_s + 1$	$216 \times N_s + 1$	$432 \times N_s + 1$
	Données	$96 \times N_s$	$192 \times N_s$	$384 \times N_s$
	SP[2]	$9 \times n_c$	$18 \times n_c$	$36 \times n_c$
	CP[2]	$n_d + 1$	$n_d + 1$	$n_d + 1$
	TMCC[3]	$n_c + 5 \times n_d$	$2 \times n_s + 10 \times n_d$	$4 \times n_c + 20 \times n_d$
	AC1[4]	$2 \times N_s$	$4 \times N_s$	$8 \times N_s$
	AC2[4]	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$
Modulation de porteuse		MDP-4D, MDP-4, MAQ-16, MAQ-64		
Nombre de symboles par trame		204		
Durée utile du symbole (T_u)		1 000/Cs (µs)		
Durée d'intervalle de garde (T_g)		1/4, 1/8, 1/16 or 1/32 of T_u		
Durée de symbole totale (T_s)		$T_u + T_g$		
Durée de trame (T_f)		$T_s \times 204$		
Echantillons TFR (F_s)		256 ($N_s = 1$), 512 ($N_s = 3$)	512 ($N_s = 1$), 1 024 ($N_s = 3$)	1 024 ($N_s = 1$), 2 048 ($N_s = 3$)
Horloge d'échantillonnage TFR (F_{sc})		$F_{sc} = F_s / T_u$ (MHz)		
Code interne		Code convolutif (rendement de codage = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8) (code mère = 1/2)		
Code externe		Code Reed-Solomon (204,188)		
Paramètre d'entrelacement temporel (I)		0, 4, 8, 16, 32	0, 2, 4, 8, 16	0, 1, 2, 4, 8
Durée d'entrelacement temporel		$I \times 95 \times T_s$		

[1] Le Système F utilise un ou trois segments pour les services audio, mais n'importe quel nombre de segments peut être utilisé pour d'autres services (la télévision par exemple). (Comparer au Système C de la Recommandation UIT-R BT.1306.)

[2] On peut utiliser les porteuses pilotes réparties (SP, scattered pilot) ou les porteuses pilotes continues (CP, continual pilot) pour la synchronisation des fréquences et l'estimation des canaux. Le nombre de porteuses CP englobe toutes les porteuses CP sur tous les segments et une porteuse CP pour la bordure supérieure de l'ensemble de la largeur de bande.

[3] La commande TMCC (commande de configuration de transmission et de multiplexage) achemine l'information sur les paramètres de transmission.

[4] Le canal auxiliaire (AC, auxiliary channel) achemine les informations auxiliaires relatives au fonctionnement du réseau.

TABLEAU F.2

Paramètres de transmission pour la transmission à segment unique (largeur de bande de segment = 6/14 MHz)*

Mode		Mode 1	Mode 2	Mode 3
Nombre total de segments ($N_s = n_d + n_s$)		1		
Gabarit de canal de référence (BW_f)		6 (MHz)		
Largeur de bande de segment (BW_s)		6 000/14 = 428,57… kHz		
Largeur de bande utilisée (BW_u)		6 000/14(kHz) + 250/63(kHz) = 432,5⋯kHz	6 000/14(kHz) + 125/63(kHz) = 430,5⋯kHz	6 000/14(kHz) + 125/126(kHz) = 429,5⋯kHz
Nombre de segments pour modulation différentielle		n_d		
Nombre de segments pour modulation cohérente		n_c		
Espacement des porteuses		250/63 = 3,968…kHz	125/63 = 1,984…kHz	125/126 = 0,992…kHz
Nombre de porteuses	Total	108 + 1 = 109	216 + 1 = 217	432 + 1 = 433
	Données	96	192	384
	SP	$9 \times n_c$	$18 \times n_c$	$36 \times n_c$
	CP	$n_d + 1$	$n_d + 1$	$n_d + 1$
	TMCC	$n_c + 5 \times n_d$	$2 \times n_c + 10 \times n_d$	$4 \times n_c + 20 \times n_d$
	AC1	2	4	8
	AC2	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$
Modulation de porteuse		MDP-4 D, MDP-4, MAQ-16, MAQ-64		
Nombre de symboles par trame		204		
Durée utile du symbole (T_e)		252 µs	504 µs	1,008 ms
Durée d'intervalle de garde (T_g)		63 µs (1/4), 31,5 µs (1/8), 15,75 µs (1/16), 7,875 µs (1/32)	126 µs (1/4), 63 µs (1/8), 31,5 µs (1/16), 15,75 µs (1/32)	252 µs (1/4), 126 µs (1/8), 63 µs (1/16), 31,5 µs (1/32)
Durée de symbole totale (T_s)		$T_u + T_g$		
Durée de trame (T_f)		64,26 ms (1/4), 57,834 ms (1/8), 54,621 ms (1/16), 53,0145 ms (1/32)	128,52 ms (1/4), 115,668 ms (1/8), 109,242 ms (1/16), 106,029 ms (1/32)	257,04 ms (1/4), 231,336 ms (1/8), 218,464 ms (1/16), 212,058 ms (1/32)
Echantillons TFR (F_s)		256	521	1 024
Horloge d'échantillonnage TFR (F_{sc})		256/252 = 1,0158… MHz		
Code interne		Code convolutif (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		
Code externe		RS (204,188)		
Paramètre d'entrelacement temporel (I)		0, 4, 8, 16, 32	0, 2, 4, 8, 16	0, 1, 2, 4, 8
Durée d'entrelacement temporel		$I \times 95 \times T_s$		

* Ces Tableaux indiquent les paramètres de transmission quand on attribue une disposition des canaux à 6 MHz au Système F. Quand la disposition qui lui est attribuée est à 7 MHz, la largeur de bande de segment, la largeur de bande, l'espacement des porteuses et l'horloge d'échantillonnage TFR augmentent de 7/6 fois, et la durée utile du symbole, la durée d'intervalle de garde et la durée de trame, de 6/7 fois. Quand la disposition attribuée est à 8 MHz, la valeur des paramètres de transmission antérieurs augmente de 8/6 fois, et celle des paramètres ultérieurs de 6/8 fois.

TABLEAU F.3

Paramètres de transmission pour la transmission à triple segment (largeur de bande de segment = 6/14 MHz)*

Mode		Mode 1	Mode 2	Mode 3
Nombre total de segments ($N_s = n_d + n_s$)		3		
Gabarit de canal de référence (BW_f)		6 (MHz)		
Largeur de bande de segment (BW_s)		6 000/14 = 428,57… kHz		
Largeur de bande utilisée (BW_u)		6 000/14(kHz) × 3 + 250/63(kHz) = 1,289…MHz	6 000/14(kHz) × 3 + 125/63(kHz) = 1,287…MHz	6 000/14(kHz) × 3 + 125/126(kHz) = 1,286…MHz
Nombre de segments pour modulation différentielle		n_d		
Nombre de segments pour modulation cohérente		n_c		
Espacement des porteuses		250/63 = 3,968…kHz	125/63 = 1,984…kHz	125/126 = 0,992…kHz
Nombre de porteuses	Total	$108 \times 3 + 1 = 325$	$216 \times 3 + 1 = 649$	$432 \times 3 + 1 = 1\,297$
	Données	$96 \times 3 = 288$	$192 \times 3 = 576$	$384 \times 3 = 1\,152$
	SP	$9 \times n_c$	$18 \times n_c$	$36 \times n_c$
	CP	$n_d + 1$	$n_d + 1$	$n_d + 1$
	TMCC	$n_c + 5 \times n_d$	$2 \times n_c + 10 \times n_d$	$4 \times n_c + 20 \times n_d$
	AC1	$2 \times 3 = 6$	$4 \times 3 = 12$	$8 \times 3 = 24$
	AC2	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$
Modulation de porteuse		MDP-4 D, MDP-4, MAQ-16, MAQ-64		
Nombre de symboles par trame		204		
Durée utile du symbole (T_e)		252 µs	504 µs	1.008 ms
Durée d'intervalle de garde (T_g)		63 µs (1/4), 31,5 µs (1/8), 15,75 µs (1/16), 7,875 µs (1/32)	126 µs (1/4), 63 µs (1/8), 31,5 µs (1/16), 15,75 µs (1/32)	252 µs (1/4), 126 µs (1/8), 63 µs (1/16), 31,5 µs (1/32)
Durée de symbole totale (T_s)		$T_u + T_g$		
Durée de trame		64,26 ms (1/4), 57,834 ms (1/8), 54,621 ms (1/16), 53,0145 ms (1/32)	128,52 ms (1/4), 115,668 ms (1/8), 109,242 ms (1/16), 106,029 ms (1/32)	257,04 ms (1/4), 231,336 ms (1/8), 218,464 ms (1/16), 212,058 ms (1/32)
Echantillons TFR (F_s)		512	1 024	2 048
Horloge d'échantillonnage TFR (F_{sc})		512/252 = 2,0317… MHz		
Code interne		Code convolutif (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		
Code externe		RS (204,188)		
Paramètre d'entrelacement temporel (I)		0, 4, 8, 16, 32	0, 2, 4, 8, 16	0, 1, 2, 4, 8
Durée d'entrelacement temporel		$I \times 95 \times T_s$		

* Ces Tableaux indiquent les paramètres de transmission quand on attribue une disposition des canaux à 6 MHz au Système F. Quand la disposition qui lui est attribuée est à 7 MHz, la largeur de bande de segment, la largeur de bande, l'espacement des porteuses et l'horloge d'échantillonnage TFR augmentent de 7/6 fois, et la durée utile du symbole, la durée d'intervalle de garde et la durée de trame, de 6/7 fois. Quand la disposition attribuée est à 8 MHz, la valeur des paramètres de transmission antérieurs augmente de 8/6 fois, et celle des paramètres ultérieurs de 6/8 fois.

F.3.3 Capacités de transmission pour la largeur de bande de segment de 6/14 MHz

Les capacités des transmissions à segment unique et à triple segment sont présentées aux Tableaux F.4 et F.5 respectivement

TABLEAU F.4

Débits binaires pour la transmission à segment unique (Largeur de bande de segment = 6/14 MHz)*

Modulation de la porteuse	Code convolutif	Nombre de paquets de flux de transport (TSP)(1) (Mode 1/2/3)	Débits d'information (kbit/s)			
			Taux d'intervalle de garde 1/4	Taux d'intervalle de garde 1/8	Taux d'intervalle de garde 1/16	Taux d'intervalle de garde 1/32
	1/2	12/24/48	280,85	312,06	330,42	340,43
MDP-4 D	2/3	16/32/64	374,47	416,08	440,56	453,91
	3/4	18/36/72	421,28	468,09	495,63	510,65
MDP-4	5/6	20/40/80	468,09	520,10	550,70	567,39
	7/8	21/42/84	491,50	546,11	578,23	595,76
	1/2	24/48/96	561,71	624,13	660,84	680,87
	2/3	32/64/128	748,95	832,17	881,12	907,82
MAQ-16	3/4	36/72/144	842,57	936,19	991,26	1 021,30
	5/6	40/80/160	936,19	1 040,21	1 101,40	1 134,78
	7/8	42/84/168	983,00	1 092,22	1 156,47	1 191,52
	1/2	36/72/144	842,57	936,19	991,26	1 021,30
	2/3	48/96/192	1 123,43	1 248,26	1 321,68	1 361,74
MAQ-64	3/4	54/108/216	1 263,86	1 404,29	1 486,90	1 531,95
	5/6	60/120/240	1 404,29	1 560,32	1 652,11	1 702,17
	7/8	63/126/252	1 474,50	1 638,34	1 734,71	1 787,28

* Ces Tableaux indiquent les paramètres de transmission quand on attribue une disposition des canaux à 6 MHz au Système F. Quand la disposition qui lui est attribuée est à 7 MHz, la largeur de bande de segment, la largeur de bande, l'espacement des porteuses et l'horloge d'échantillonnage TFR augmentent de 7/6 fois, et la durée utile du symbole, la durée d'intervalle de garde et la durée de trame, de 6/7 fois. Quand la disposition attribuée est à 8 MHz, la valeur des paramètres de transmission antérieurs augmente de 8/6 fois, et celle des paramètres ultérieurs de 6/8 fois.

(1) Le nombre de paquets de flux de transport (TSP) par trame OFDM est indiqué.

F.4 Codage de la source

La structure multiplexée du système est entièrement conforme à l'architecture des systèmes MPEG-2; il est donc possible de transmettre dans le flux de transport MPEG-2 des paquets contenant des signaux audionumériques comprimés. Les méthodes de compression audionumérique telles que la MPEG-2 Couche II audio (spécifiée dans l'ISO/CEI 13818-3), l'AC-3 (norme de compression audionumérique spécifiée dans le Document ATSC A/52) et MPEG-2 AAC (spécifiée dans l'ISO/CEI 13818-7) peuvent être appliquées au système.

TABLEAU F.5

Débits d'information pour la transmission à triple segment* (largeur de bande de segment = 6/14 MHz)**

Modulation de la porteuse	Code convolutif	Nombre de paquets de flux de transport (TSP)(1) (Mode 1/2/3)	Débits d'information (kbit/s)			
			Taux d'intervalle de garde 1/4	Taux d'intervalle de garde 1/8	Taux d'intervalle de garde 1/16	Taux d'intervalle de garde 1/32
	1/2	12/24/48	0,842	0,936	0,991	1,021
MDP-4 D	2/3	16/32/64	1,123	1,248	1,321	1,361
	3/4	18/36/72	1,263	1,404	1,486	1,531
MDP-4	5/6	20/40/80	1,404	1,560	1,652	1,702
	7/8	21/42/84	1,474	1,638	1,734	1,787
	1/2	24/48/96	1,685	1,872	1,982	2,042
	2/3	32/64/128	2,246	2,496	2,643	2,723
MAQ-16	3/4	36/72/144	2,527	2,808	2,973	3,063
	5/6	40/80/160	2,808	3,120	3,304	3,404
	7/8	42/84/168	2,949	3,276	3,469	3,574
	1/2	36/72/144	2,527	2,808	2,973	3,063
	2/3	48/96/192	3,370	3,744	3,965	4,085
MAQ-64	3/4	54/108/216	3,791	4,212	4,460	4,595
	5/6	60/120/240	4,212	4,680	4,956	5,106
	7/8	63/126/252	4,423	4,915	5,204	5,361

* Dans le cas de la transmission à triple segment, on peut calculer le débit d'information en additionnant les débits d'information de chaque segment.

** Ces Tableaux donnent les débits d'information quand la largeur de bande de segment est de 6/14 MHz. Quand elle est de 7/14 MHz, les débits augmentent de 7/6 fois. Quand elle est de 8/14 MHz, les débits augmentent de 8/6 fois.

(1) Le nombre de paquets de flux de transport (TSP) par trame OFDM est indiqué.

F.5 Multiplexage

Le multiplexage du système est compatible avec le flux de transport (TS) MPEG-2 de l'ISO/CEI 13818-1. De plus, la trame de multiplexage et les descripteurs TMCC sont définis pour la transmission hiérarchique avec un seul flux de transport.

En ce qui concerne l'interopérabilité maximale entre plusieurs systèmes de radiodiffusion numérique, tels que le RNIS-S défini dans la Recommandation UIT-R BO.1408, le RNIS-T défini dans la Recommandation UIT-R BT.1306 (Système C) et le service de radiodiffusion (sonore) par satellite utilisant la bande 2,6 GHz défini dans la Recommandation UIT-R BO.1130 (Système E), ceux-ci peuvent échanger des flux de données de radiodiffusion avec d'autres systèmes de radiodiffusion à travers cette interface.

F.5.1 Trame multiplex

Pour les besoins de la transmission hiérarchique au moyen du système BST-OFDM, le système RNIS-T_{SB} définit une trame multiplex de TS dans le contexte des systèmes MPEG-2. Dans la trame multiplex, le TS est un flux continu de TSP-RS (paquet de flux de transport - RS ou *Reed Solomon-transport stream packet)* de 204 octets composé de 188 octets de TSP et de 16 octets de données nulles ou de parité RS.

La durée de la trame multiplex est réglée sur celle de la trame OFDM par comptage des paquets TSP-RS au moyen d'une horloge deux fois plus rapide que les 1,0158… MHz utilisés pour l'horloge d'échantillonnage TFRI dans le cas de transmission à segment unique. Dans le cas de la transmission à triple segment, la durée des multiples trames est réglée sur celle de la trame OFDM par comptage des paquets TSP-RS au moyen d'une horloge quatre fois plus rapide que 2,0317…MHz.

Le Tableau F.6 indique le nombre de TSP de transmission effectivement transmis dans une trame OFDM. Ce nombre est inférieur au nombre correspondant de TSP-RS sur la trame multiplex présentée dans le Tableau F.6. L'écart entre les deux chiffres correspond au nombre de TSP-RS nuls insérés.

TABLEAU F.6

Nombre de TSP en interface de la trame de multiplexage

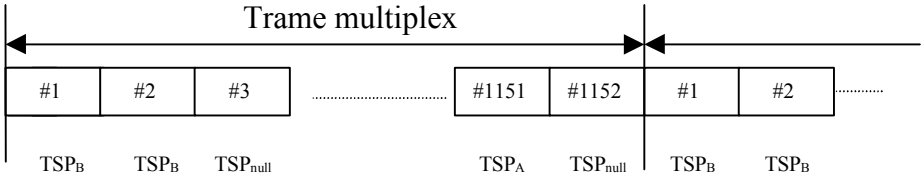
Mode		**Nombre de TSP par trame de multiplexage**			
		Taux d'intervalle de garde 1/4	**Taux d'intervalle de garde 1/8**	**Taux d'intervalle de garde 1/16**	**Taux d'intervalle de garde 1/32**
Format segment unique	Mode 1	80	72	68	66
	Mode 2	160	144	136	132
	Mode 3	320	288	272	254
Format triple segment	Mode 1	320	288	272	254
	Mode 2	640	576	544	528
	Mode 3	1 280	1 152	1 088	1 056

La méthode de remultiplexage d'un flux de transport pour la trame multiplex est prédéfinie de telle manière que le récepteur génère de nouveau le même TS.

La Fig. F.3 donne un exemple de TS dans la trame multiplex. Les TSP-RS de cette trame appartiennent à la couche-A, B. Les TSP-RS nuls ne sont pas transmis.

FIGURE F.3

Exemple de flux de transport
(Triple segment, mode 3, taux d'intervalle de garde 1/8)



F.5.2 Application des signaux de commande MPEG-2

La transmission hiérarchique fait intervenir les règles d'application suivantes.

F.5.2.1 Multiplexage des tables PAT, NIT et CAT

Le multiplexage des tables PAT, NIT et CAT obéit à la règle suivante:

– ces signaux seront transmis dans la couche de transmission la plus robuste; ou,

– ces signaux seront reproduits et transmis dans la couche de transmission la plus robuste et dans la couche réceptrice partielle si cette dernière n'est pas la couche de transmission la plus robuste.

F.5.2.2 Multiplexage de la table PMT

La table PMT sera transmise dans la couche de transmission la plus robuste.

F.5.2.3 Multiplexage de paquets PCR pour la couche réceptrice partielle

Le multiplexage du paquet PCR obéit à la règle suivante:

– un paquet PCR par trame multiplex est régulièrement transmis (Mode 1); ou,

– deux paquets PCR de même intervalle que ceux du Mode 1 sont transmis à chaque trame multiplex (Mode 2); ou,

– quatre paquets PCR de même intervalle que ceux du Mode 1 sont transmis à chaque trame multiplex (Mode 3).

NOTE – PAT: Table d'association de programme

NIT: Table d'informations réseau

CAT: Table d'accès conditionnel

PMT: Table de contenu de programme

PCR: Référence temporelle de programme

F.6 Codage de canal

Ce chapitre décrit le bloc de codage de canal qui reçoit les paquets disposés dans la trame multiplex et dirige les paquets codés canal vers le bloc de modulation OFDM.

F.6.1 Schéma de principe fonctionnel du codage de canal

La Fig. F.4 présente le schéma fonctionnel de codage de canal du système RNIS-T_{SB}.

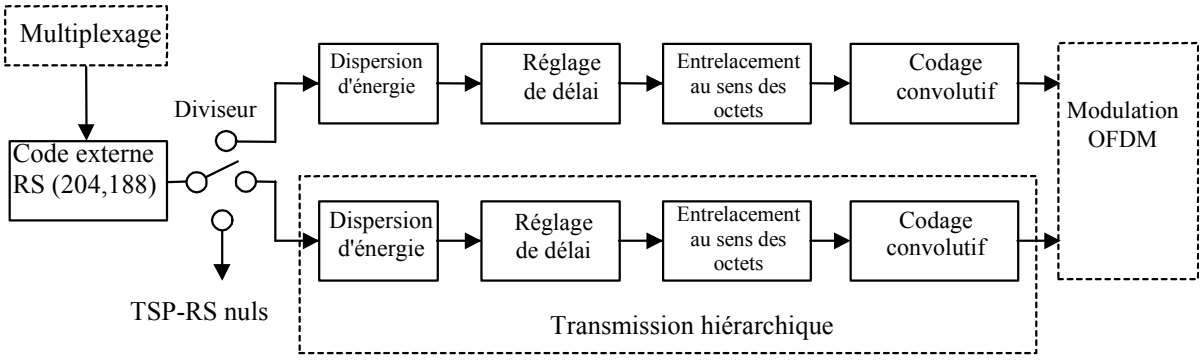
La durée de la trame multiplex coïncide avec la trame OFDM par comptage des octets de la trame multiplex au moyen d'une horloge plus rapide que l'horloge d'échantillonnage TFRI décrite à la section précédente.

A l'interface entre le bloc multiplex et le bloc de codage extérieur, l'octet de tête de la trame multiplex (correspondant à l'octet de synchronisation du flux de paquets TSP) est considéré comme l'octet de tête de la trame OFDM. Au niveau des bits, le MSB de l'octet de tête est considéré comme le bit de synchronisation de la trame OFDM.

Pour la transmission structurée en couches à trois segments, le flux TSP-RS est divisé en deux couches conformément aux informations de commande de transmission. Le rendement de codage du code de correction d'erreur interne, le schéma de modulation de porteuse et la durée de l'entrelacement temporel peuvent être spécifiés séparément dans chaque couche.

FIGURE F.4

Diagramme de codage de canal



F.6.2 Codage externe (code Reed-Solomon)

Le code raccourci RS (204,188, $t = 8$) est appliqué à chaque paquet TSP MPEG-2 (voir la Fig. F.5 (a)) pour produire un paquet TSP protégé contre les erreurs (voir la Fig. F.5 (b)). Le code Reed-Solomon peut corriger jusqu'à huit octets erronés aléatoires dans un mot de 204 octets reçu.

Polynôme générateur du corps:

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$$

Polynôme générateur du code:

$$g(x) = (x - \lambda^0)\,(x - \lambda^1)\,(x - \lambda^2)\,(x - \lambda^3) \cdots (x - \lambda^{15})$$

où $\lambda = 02_{HEX}$.

Il convient de noter que les paquets TSP nuls provenant du multiplexeur sont également codés en paquets RS(204,188).

Les paquets TSP MPEG-2 et les paquets TSP protégés contre les erreurs RS sont illustrés à la Fig. F.5. Le paquet TSP protégé contre les erreurs RS est appelé paquet TSP de transmission.

F.6.3 Division du TS

Un TS provenant du codeur externe sera divisé tous les 204 octets, puis trié en deux couches prédéfinies au maximum selon les informations de commande hiérarchique. Au cours de ce processus, chaque paquet TSP est divisé à la fin de l'octet de synchronisation, et la synchronisation de la trame OFDM est retardée d'un octet. Dans le cas d'une transmission non hiérarchique, un flux donné seulement doit être défini comme le flux de la transmission complète.

Il convient de noter que les paquets TSP nuls de la trame multiplex sont supprimés au niveau du diviseur.

FIGURE F.5

Paquets TSP MPEG-2 et paquets TSP de transmission

Sync. 1 octet	Données de transport multiplexées MPEG-2 187 octets

a) Paquet de flux de transport (TSP) MPEG-2

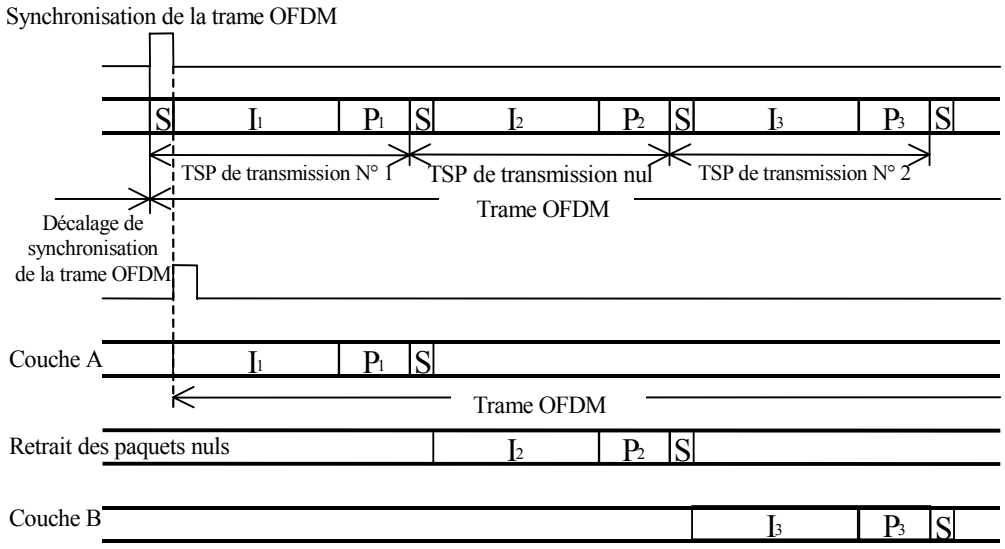
Sync. 1 octet	Données de transport multiplexées MPEG-2 187 octets	16 octets de parité

b) Paquets TSP de transmission TSP, paquet TSP protégé contre les erreurs RS (204,188)

La Fig. F.6 illustre la division du flux de transport et le décalage de synchronisation de la trame OFDM.

FIGURE F.6

Processus de division du flux de transport



F.6.4 Dispersion d'énergie

Pour qu'il y ait suffisamment de transitions binaires, les données provenant du diviseur sont rendues aléatoires au moyen d'une séquence binaire pseudo-aléatoire (SBPA) produite selon le schéma de la Fig. F.7.

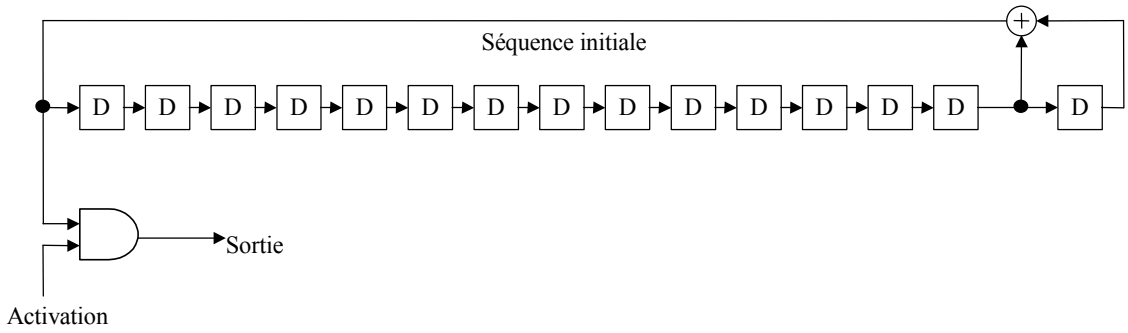
Le polynôme du générateur de séquence SBPA sera:

$$g(x) = x^{15} + x^{14} + 1$$

Le chargement de la séquence «100101010000000» dans les enregistreurs SBPA est lancé au début de chaque trame OFDM.

FIGURE F.7

Schéma de production de la séquence SBPA



F.6.5 Réglage des retards

Dans l'entrelacement des octets, le retard causé par le processus d'entrelacement diffère d'un flux à l'autre des différentes couches selon ses propriétés (par exemple, modulation et codage de canal). Afin de compenser cet écart, y compris le dés entrelacement dans le récepteur, le réglage du retard est effectué avant l'entrelacement des octets du côté émission.

Le retard à régler est défini en termes de nombre de paquets TSP pour chaque flux de couche.

F.6.6 Entrelacement des octets (entrelacement du code interne)

Suivant le schéma théorique présenté à la Fig. F.8, l'entrelacement convolutif des octets avec une longueur de $I = 12$ est appliqué aux paquets de 204 octets protégés contre les erreurs et rendus aléatoires. Il convient de noter qu'à des fins de synchronisation, les octets suivant immédiatement les octets de synchronisation seront toujours dirigés vers la branche «0» de l'entrelaceur (correspondant à un retard nul).

L'entrelaceur peut être composé de $I = 12$ branches, cycliquement connectées au flux d'octets d'entrée par le commutateur d'entrée. Chaque branche j doit être un registre à décalage de type «premier arrivé – premier sorti» (FIFO, *first-in first-out*), d'une longueur de $j \times 17$ octets. Les cellules du registre FIFO doivent contenir un octet et les commutateurs d'entrée et de sortie doivent être synchronisés.

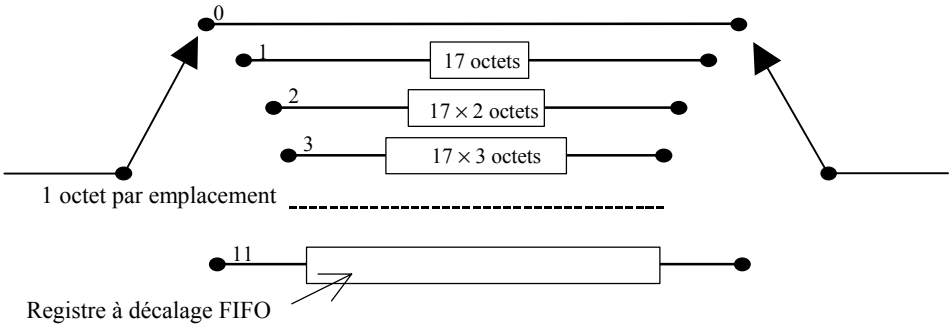
Le principe du désentrelaceur est similaire à celui de l'entrelaceur, mais les indices des branches sont inversés. Le retard total produit par l'entrelaceur et le désentrelaceur est de $17 \times 11 \times 12$ octets (correspondant à 11 paquets TSP).

F.6.7 Codage interne (codes convolutifs)

Le système doit disposer d'une gamme de codages convolutifs poinçonnés fondés sur un code convolutif mère de rendement 1/2 à 64 états. Les rendements de codage de ces codes sont 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 et 7/8, ce qui permettra de sélectionner la propriété la plus pertinente de correction d'erreur pour un service ou un débit donnés dans les services RNIS-T_{SB}, y compris les services mobiles. Les polynômes générateurs du code mère sont G1 = 171OCT pour la sortie X et G2 = 133OCT pour la sortie Y.

FIGURE F.8

Schéma théorique de l'entrelaceur externe



Le codeur interne, qui a une longueur de contrainte $k = 7$ et un code convolutif mère de rendement 1/2, est illustré à la Fig. F.9. Les schémas poinçonnés et les séquences transmises sont présentés au Tableau F.7.

FIGURE F.9

Code convolutif mère de taux 1/2 (longueur de contrainte = 7)

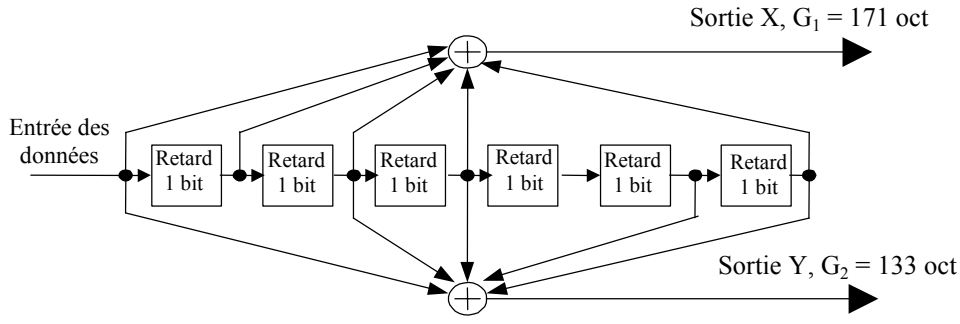


TABLEAU F.7

Schéma de poinçonnage et séquence de transmission

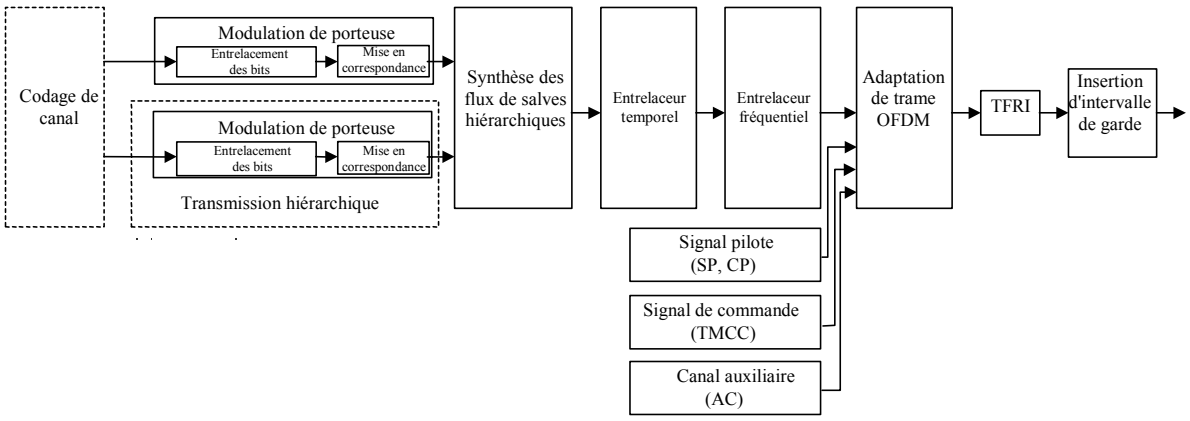
Rendement des codes	Schéma de poinçonnage	Séquence transmise
1/2	X: 1 Y: 1	X_1, Y_1
2/3	X: 1 0 Y: 1 1	X_1, Y_1, Y_2
3/4	X: 1 0 1 Y: 1 1 0	X_1, Y_1, Y_2, X_3
5/6	X: 1 0 1 0 1 Y: 1 1 0 1 0	X_1, Y_1, Y_2, X_3 Y_4, X_5
7/8	X: 1 0 0 0 1 0 1 Y: 1 1 1 1 0 1 0	X_1, Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, X_5, Y_6, X_7

F.7 Modulation

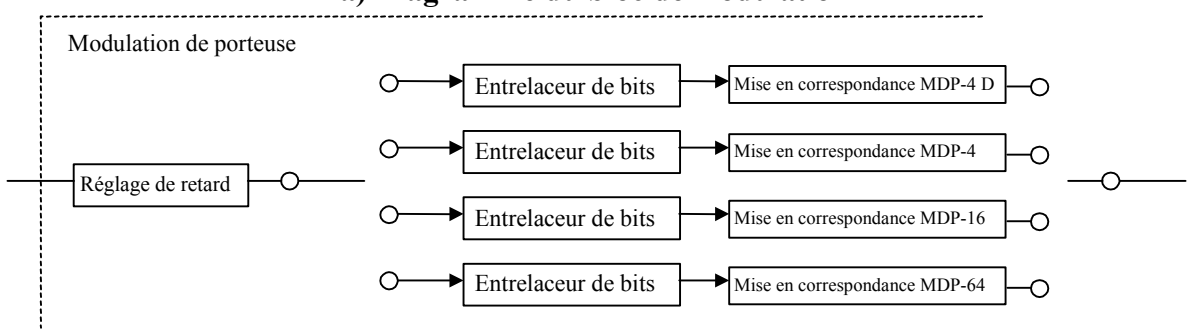
Les Fig. F.10 a) et b) illustrent la configuration du bloc de modulation. Après l'entrelacement des bits, les données de chaque couche sont mises en correspondance avec le domaine complexe.

FIGURE F.10

Configuration du bloc de modulation



a) Diagramme du bloc de modulation



b) Configuration du bloc de modulation de porteuse

F.7.1 Réglage du retard pour l'entrelacement de bits

Comme le décrit le paragraphe suivant, l'entrelacement de bits produit un retard de 120 données complexes (I + jQ). En ajoutant le retard approprié, le retard total dans l'émetteur et le récepteur est ajusté à la valeur de deux symboles OFDM.

F.7.2 Entrelacement et mise en correspondance des bits

L'un des schémas de modulation de porteuse MDP-4 D, MDP-4, MAQ-16 ou MAQ-64 peut être choisi pour ce système. La séquence de bits série à la sortie du codeur interne est convertie en séquence parallèle à 2 bits pour subir la mise en correspondance MDP-4 D mode π/4 ou la mise en correspondance MDP-4, par laquelle *n* bits de données de l'axe I et de l'axe Q sont acheminés. Le nombre *n* peut dépendre de la mise en œuvre matérielle. En modulation MAQ-16, la séquence est convertie en séquence parallèle à 4 bits et, en modulation MAQ-64, en séquence parallèle à 6 bits. Après la conversion série-parallèle (S/P), l'entrelacement des bits est effectué par l'insertion d'un retard maximal de 120 bits.

F.7.3 Facteurs de normalisation

Pour maintenir la puissance moyenne constante indépendamment du type de modulation utilisé, un facteur de normalisation est appliqué au point de constellation z (= I + jQ). Les facteurs de normalisation présentés au Tableau F.8 permettent de maintenir la puissance moyenne constante.

TABLEAU F.8

Facteurs de normalisation pour les symboles de données

Modulation de porteuse	Facteur de normalisation
MDP-4 D mode π/4	$Z / \sqrt{2}$
MDP-4	$Z / \sqrt{2}$
MAQ-16	$Z / \sqrt{10}$
MAQ-64	$Z / \sqrt{42}$

F.7.4 Segment de données

On entend par segment de données un tableau d'adresses pour les données complexes, sur lequel seront exécutés les conversions de rendements, l'entrelacement temporel et l'entrelacement fréquentiel. Le segment de données correspond à la portion des données du segment OFDM.

F.7.5 Synthèse des flux de données de couche

Après avoir été codées pour le canal et mises en correspondance, les données complexes de chaque couche sont introduites à chaque symbole dans des segments de données pré-attribués.

Les données enregistrées dans tous les segments de données sont lues de manière cyclique au moyen de l'horloge d'échantillonnage TFRI, après quoi les conversions de rendements et la synthèse des flux de données de couches sont effectuées.

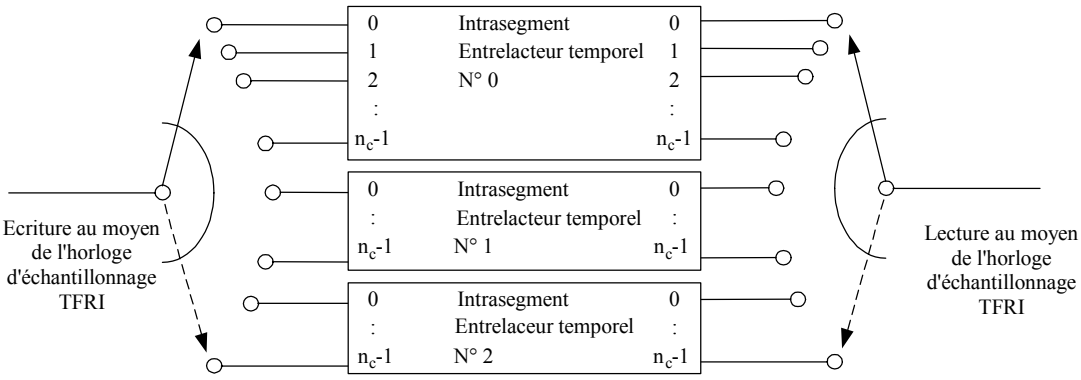
F.7.6 Entrelacement temporel

La synthèse est suivie de l'entrelacement temporel au niveau des symboles. La longueur de l'entrelacement temporel peut varier de 0 à 1 s environ et doit être spécifiée pour chaque couche.

La structure de l'entrelaceur temporel de l'intrasegment de la Fig. F.11 est présentée à la Fig. F.12. La valeur entière I est un paramètre de la longueur de l'entrelacement temporel et doit être spécifiée pour chaque couche.

FIGURE F.11

Entrelaceur temporel pour la transmission à triple segment



Dans le cas de la transmission à segment unique, il n'y a qu'un segment N° 0.

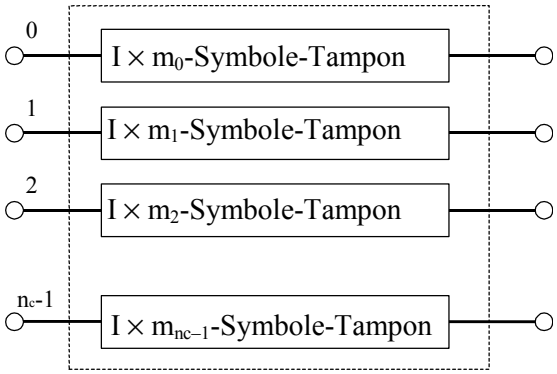
où, $n_c = 96$ pour le Mode 1, 192 pour le Mode 2, 384 pour le Mode 3.

où, $m_j = (j \times 5) \bmod 96$, et $n_c = 96$ (Mode 1), 192 (Mode 2), ou 384 (Mode 3).

Un retard accompagnant l'entrelacement temporel est réglé suivant un entier I. Un retard à compenser pour chaque couche est défini de manière à ce que le retard total dans le récepteur, processus de désentrelacement compris, représente un nombre entier de trames OFDM.

FIGURE F.12

Entrelaceur temporel de l'intrasegment

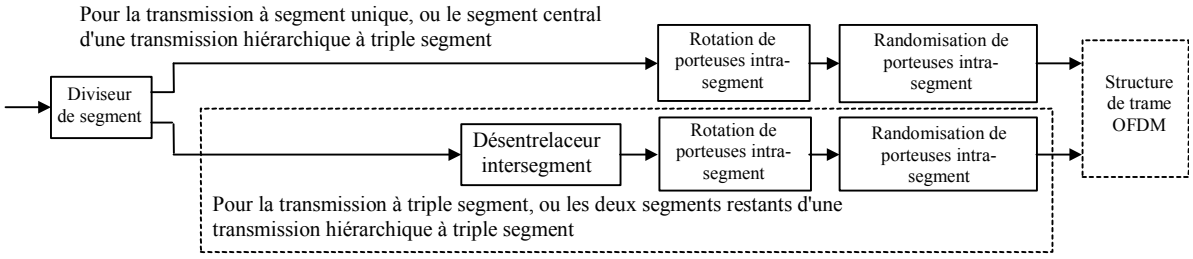


F.7.7 Entrelacement fréquentiel

La configuration des blocs fonctionnels d'entrelacement fréquentiel est illustrée à la Fig. F.13. L'entrelacement fréquentiel se compose de l'entrelacement fréquentiel intersegment, d'une rotation de porteuses intrasegment et d'une randomisation de porteuses intrasegment. L'entrelaceur fréquentiel intersegment est pris parmi les segments ayant le même schéma de modulation.

FIGURE F.13

Configuration de l'entrelaceur fréquentiel



F.7.7.1 Entrelacement fréquentiel intersegment

L'entrelacement fréquentiel intersegment ne peut être réalisé que pour deux segments de N° 1 et 2 de la transmission à triple segment. En raison de la réception partielle par un récepteur à segment unique, la plage d'entrelacement d'un segment central de N° 0 doit s'inscrire à l'intérieur du segment.

F.7.7.2 Rotation de porteuses intrasegment

La rotation de porteuses intrasegment peut s'effectuer en imprimant une rotation aux porteuses dans un segment.

Elle ne s'applique pas dans le cas de la transmission à segment unique.

F.7.7.3 Randomisation de porteuses intrasegment

Après la rotation de porteuses, la randomisation est réalisée conformément à une table de randomisation des porteuses.

F.7.8 Structure de trame de segment OFDM

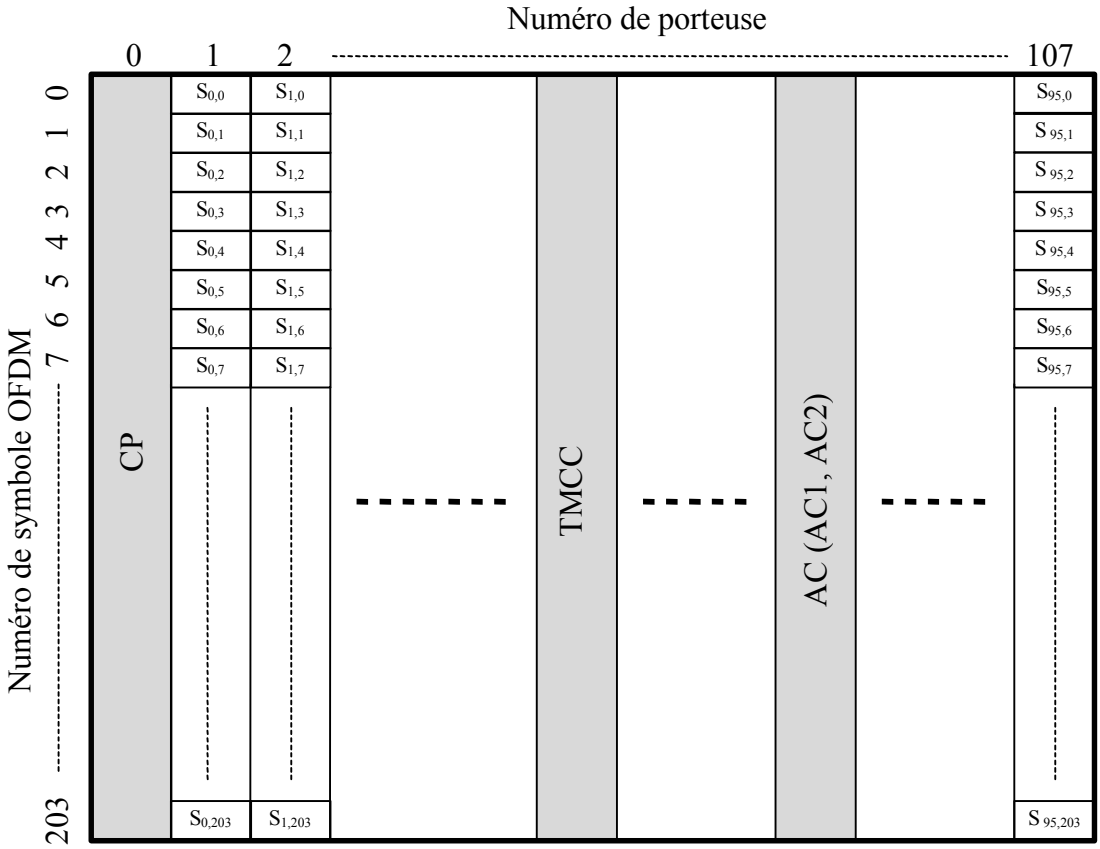
Les segments de données sont disposés en trames de segments OFDM tous les 204 symboles par l'adjonction de pilotes tels que le CP et le SP, la TMCC et l'AC. La phase de modulation du CP (pilote continu) est fixée à chaque symbole OFDM. Le SP (pilote réparti) est inséré toutes les 12 porteuses et tous les 4 symboles OFDM. La porteuse TMCC (commande de configuration de transmission et multiplexage) achemine les données de commande pour la modulation de porteuse, le rendement de codage et l'entrelacement temporel. La porteuse AC (canal auxiliaire) transporte les informations auxiliaires.

F.7.8.1 Trame de segment OFDM pour la modulation différentielle

A titre d'exemple, la Fig F.14 illustre la trame de segment OFDM pour la modulation différentielle (MDP-4 D) du Mode 1.

FIGURE F.14

Structure du segment OFDM pour la modulation différentielle (Mode 1)



où,

$S_{i,j}$ représente les données complexes dans un segment de données après les entrelacements temporel et fréquentiel.

La phase de modulation du CP (pilote continu) est constante à tout moment.

La porteuse TMCC (commande de configuration de transmission et multiplexage) achemine les données de commande.

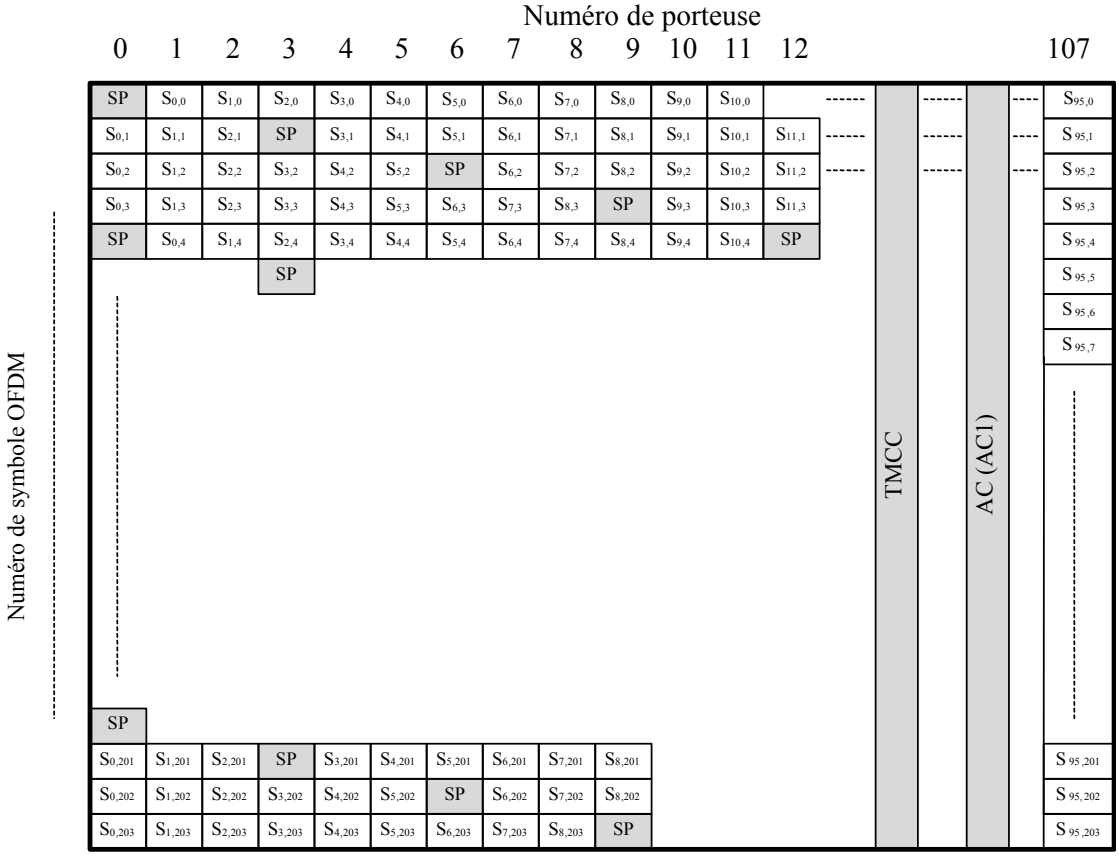
La porteuse AC (canal auxiliaire) transporte les informations auxiliaires.

F.7.8.2 Trame de segment OFDM pour modulation cohérente

La Fig. F.15 illustre pour exemple la trame de segment OFDM pour la modulation cohérente (MDP-4, MAQ-16, MAQ-64) du Mode 1.

FIGURE F.15

Structure du segment OFDM pour la modulation cohérente (Mode 1)



où,

$S_{i,j}$ représente les données complexes dans un segment de données après les entrelacements temporel et fréquentiel.

Le SP (pilote réparti) est inséré toutes les 12 porteuses et tous les 4 symboles OFDM.

F.7.8.3 Schémas de modulation pour les pilotes

Chaque porteuse des quatre types de pilotes est modulée en MDP-2D et transporte les informations spécialisées pour chaque pilote.

a) *SP (pilote réparti)*

Les pilotes répartis sont modulés selon une séquence SBPA, «W_i», correspondant à leur indice de porteuse «i». La séquence «W_i» est amplifiée comme le montre le Tableau F.9. La séquence SBPA est produite selon le schéma présenté à la Fig. F.16.

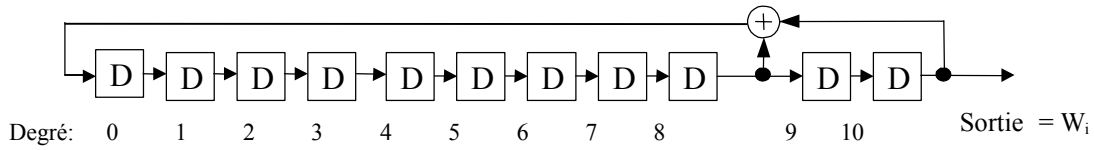
TABLEAU F.9

Niveau de puissance accru des pilotes

W_i	Valeur complexe du signal pilote (I, Q)
1	(–4/3, 0)
0	(+4/3, 0)

FIGURE F.16

Génération d'une séquence SBPA



$$g(x) = x^{11} + x^9 + 1$$

La séquence SBPA est initialisée de manière à ce que son premier bit coïncide avec la première porteuse active d'un segment. Elle génère une nouvelle valeur sur chaque porteuse utilisée (qu'il s'agisse d'une porteuse pilote ou pas).

Comme l'indique le Tableau F.10, le groupe initial du registre SBPA est défini en fonction du sous-canal auquel la fréquence centrale d'un segment appartient.

Le numéro du sous-canal est défini à la Fig. F.17. Un sous-canal est simplement un canal virtuel d'une largeur de bande de 1/7 MHz.

Cette figure présente un exemple d'un segment dont le sous-canal central porte le numéro 22. Ce segment est composé des sous-canaux 21, 22 et 23.

Pour la réception partielle, il convient de noter que la séquence «W_i» de la transmission à segment unique dont le sous-canal central est le 22 coïncide avec celle du segment central du RNIS-T pleine bande.

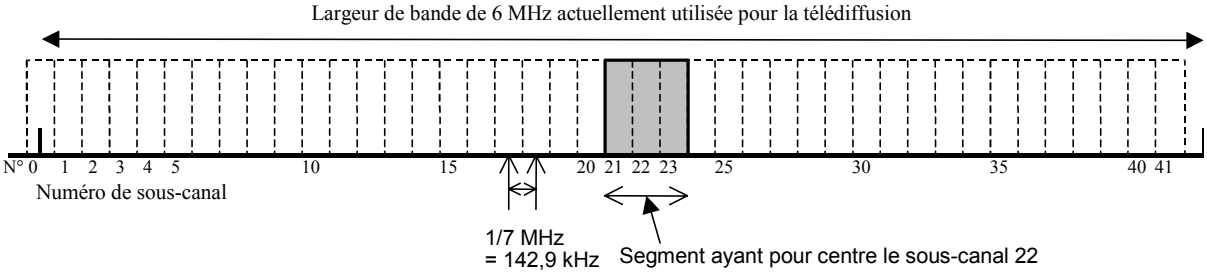
TABLEAU F.10

Groupe initial du registre de la séquence SBPA

Numéro du sous-canal central d'un segment	**Groupes initiaux pour le Mode 1 (Degrés 0 à 10 à la Fig. I.7-19)**	**Groupes initiaux pour le Mode 2 (Degrés 0 à 10 à la Fig. I.7-19)**	**Groupes initiaux pour le Mode 3 (Degrés 0 à 10 à la Fig. I.7-19)**
41, 0, 1	1 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1	0 0 0 1 1 0 1 1 1 1 0	1 1 1 0 0 0 1 1 1 0 1
2, 3, 4	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
5, 6, 7	1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1	0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 0	1 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1
8, 9, 10	0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 0	1 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1	1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0
11, 12, 13	0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0	1 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0	0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1
14, 15, 16	1 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1	1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0	0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 1
17, 18, 19	0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 0	0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0	1 1 1 0 0 1 1 0 1 1 0
20, 21, 22	1 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0	0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1	0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 1
23, 24, 25	0 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0	0 0 0 0 0 1 0 0 1 0 0	1 1 1 0 0 1 1 1 1 0 1
26, 27, 28	1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0	0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 1	0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1
29, 30, 31	1 1 1 1 0 1 1 0 0 0 0	0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 1	1 0 1 1 1 0 1 0 0 1 0
32, 33, 34	0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0	1 1 1 0 0 1 1 0 1 1 0	0 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0
35, 36, 37	1 0 1 0 0 1 0 0 1 1 1	0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1	1 1 1 1 0 1 0 0 1 0 1
38, 39, 40	0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1	0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 1	0 0 0 1 0 0 1 1 1 0 0

FIGURE F.17

Définition des sous-canaux



b) *CP (pilote continu)*

Les pilotes continus sont modulés comme les pilotes répartis. Leur phase de modulation est constante dans tous les symboles, et la séquence «W_i» dicte sa valeur. L'attribution des porteuses CP dans un segment est illustrée à la Fig. F.14.

c) *TMCC (commande de configuration de transmission et multiplexage)*

Le bit de référence pour la modulation différentielle est le premier bit de données TMCC, et la séquence «W_i» dicte également sa valeur. Les bits d'information compris entre B_1 et B_{203} sont codés de manière différentielle en B'_0 à B'_{203} par l'algorithme suivant.

$B'_0 = W_i$: Bit d'initialisation de la modulation MDP-2 D

$B'k = B'k–1 \oplus Bk$: $k = 1, 203$, $\oplus$ indique un circuit OU exclusif

Les bits codés $B' = 0, 1$ sont convertis en (+4/3,0), (–4/3,0).

d) *AC (canal auxiliaire)*

Le schéma de modulation de l'AC est identique à celui de la TMCC. En l'absence d'informations auxiliaires, on applique un bit de bourrage «1» à B_k.

F.7.8.4 Spectre de transmission

Les segments sont numérotés conformément à la Fig. F.18. Dans la transmission à triple segment, le segment central doit être spécialisé pour la réception partielle par un récepteur à segment unique.

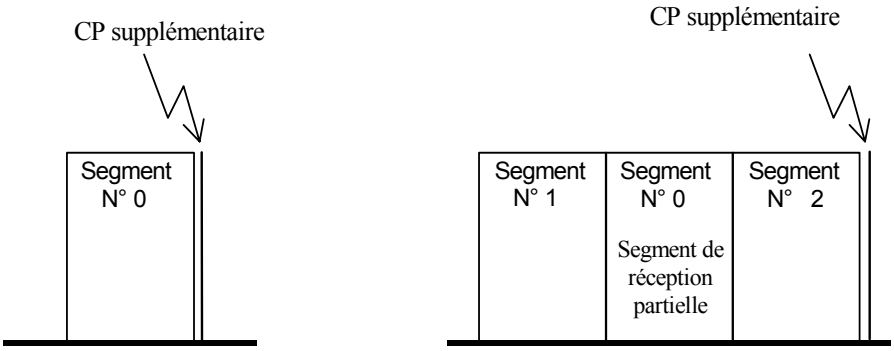
Il convient d'ajouter un pilote continu (CP) en bordure d'un segment supérieur quand un schéma de modulation cohérente est appliqué au segment.

L'extrémité droite (supérieure) de la bande est utilisée pour les dispositifs à ondes porteuses entretenues (CP supplémentaire).

La séquence «W_i» du CP complémentaire est constamment définie comme le prochain bit de sortie de la SBPA.

FIGURE F.18

Numéro des segments dans le spectre de transmission



Transmission à segment unique

Transmission à triple segment

F.7.9 Format du signal RF

Le signal émis se décrit comme suit:

$$s(t) = \mathrm{Re}\left\{ \mathrm{e}^{j2\pi f_c t} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} c(n,k)\Psi(n,k,t) \right\}$$

où:

$$\Psi(n,k,t) = \begin{cases} \mathrm{e}^{j2\pi \frac{k-K_c}{T_u}(t-T_g-nT_s)} & nT_s \le t < (n+1)T_s \\ 0 & t < nT_s, \quad (n+1)T_s \le t \end{cases}$$

où:

k: représente l'indice des porteuses numérotées à partir de la porteuse numéro 0 du segment inférieur

n: représente le numéro du symbole OFDM

K: le nombre de porteuses émises (109 pour le Mode 1, 217 pour le Mode 2, 433 pour le Mode 3 en transmission à segment unique et 325 pour le Mode 1, 649 pour le Mode 2, 1 297 pour le Mode 3 en transmission à triple segment)

T_s: durée du symbole (= T_g + T_u)

T_g: durée de l'intervalle de garde

T_u: durée du symbole utile

f_c: fréquence centrale du signal RF

K_c: indice des porteuses de la fréquence centrale du signal RF (54 pour le Mode 1, 108 pour le Mode 2, 216 pour le Mode 3 en transmission à segment unique et 162 pour le Mode 1, 324 pour le Mode 2, 648 pour le Mode 3 en transmission à triple segment)

$c(n,k)$: données complexes du n-ième symbole OFDM transporté par le k-ième numéro de porteuse

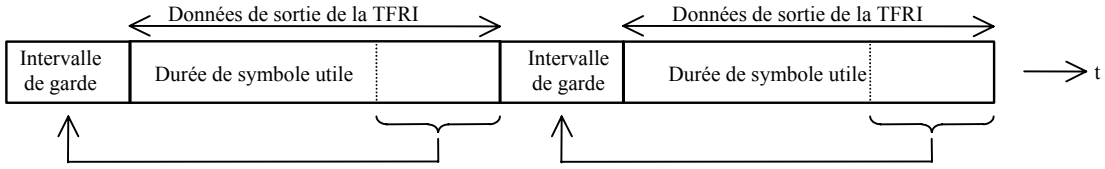
$s(t)$: signal RF.

F.7.10 Insertion d'un intervalle de garde

Un intervalle de garde est inséré selon la méthode illustrée à la Fig. F.19, où une réplique des données de sortie de la TFRI est placée devant les données du symbole utile. La longueur de la réplique correspond à la durée de l'intervalle de garde.

FIGURE F.19

Intervalle de garde



F.8 Commande de configuration de transmission et multiplexage (TMCC)

Ce chapitre spécifie le codage des informations et le schéma de transmission du signal TMCC.

Le signal TMCC sert à transmettre, par exemple, des informations hiérarchiques, les paramètres de transmission de chaque segment OFDM et les informations associées aux opérations de démodulation sur le récepteur. Ce signal est transmis au moyen de la porteuse TMCC spécifiée au § F.7.8.

F.8.1 Format de transmission de la commande TMCC

Les 204 bits de B_0 à B_{203} par porteuse sont attribués comme indiqué au Tableau F.11.

TABLEAU F.11

Attribution des bits pour la commande TMCC

B_0	Bit d'initialisation pour la modulation MDP-2 D
$B_1 - B_{16}$	Mot de synchronisation (w_0 = 0011010111101110, w_1 = 1100101000010001)
$B_{17} - B_{19}$	Descripteur du segment (modulation différentielle: 111, modulation cohérente: 000)
$B_{20} - B_{121}$	Informations TMCC (102 bits, voir le Tableau F.12)
$B_{122} - B_{203}$	Bits de parité

F.8.2 Référence à la démodulation différentielle

Les références de phase et d'amplitude pour la démodulation sont également données avec la séquence «W_i» conformément au Tableau F.10.

F.8.3 Synchronisation de la commande TMCC

Une séquence de synchronisation de 16 bits achemine successivement les éléments w_0 et w_1 (l'inverse de w_0) dans chaque trame.

où:

w_0 = [0011010111101110]

w_1 = [1100101000010001].

F.8.4 Identification du type de segment

Le segment de modulation différentielle est identifié par le numéro d'identification «111», et le segment de modulation cohérente par le numéro «000».

F.8.5 Informations de la commande TMCC

Les informations de la commande TMCC se composent du descripteur du système, de l'indice de compte à rebours, du fanion de mise en service pour la diffusion d'alerte, de la configuration actuelle et de la configuration suivante.

Le Tableau F.12 présente l'affectation des bits pour les informations de la commande TMCC. Le Tableau F.13 donne les contenus des paramètres de transmission. Quatre-vingt-dix des 102 bits complets sont utilisés comme indiqué à présent. Les 12 bits restants sont réservés à un usage ultérieur, et doivent être réglés sur «1».

L'affectation des bits pour les informations de la commande TMCC coïncide avec celle du RNIS-T pleine bande afin de maintenir la compatibilité, malgré l'absence de couches B et C dans la transmission à segment unique et d'une couche C dans la transmission à triple segment. Dans ces cas, on applique des bits par défaut à la fonction inutilisée.

TABLEAU F.12

Affectation des bits pour les informations de la commande TMCC

Bits d'information	Nombre de bits	Fonction	
$B_{20} – B_{21}$	2	Descripteur du système	
$B_{22} – B_{25}$	4	Indice de compte à rebours	
B_{26}	1	Fanion de mise en service utilisé pour la diffusion d'alerte	
B_{27}	1	Informations sur la configuration actuelle	Fanion d'identification du segment de transmission
$B_{28} – B_{40}$	13		Paramètres de transmission pour la couche A
$B_{41} – B_{53}$	13		Paramètres de transmission pour la couche B
$B_{54} – B_{66}$	13		Paramètres de transmission pour la couche C
B_{67}	1	Informations sur la configuration suivante	Fanion d'identification du segment de transmission
$B_{68} – B_{80}$	13		Paramètres de transmission pour la couche A
$B_{81} – B_{93}$	13		Paramètres de transmission pour la couche B
$B_{94} – B_{106}$	13		Paramètres de transmission pour la couche C
$B_{107} – B_{109}$	3	Correction de phase du CP en transmission connectée	
$B_{110} – B_{121}$	12	Réservés à une utilisation ultérieure	

TABLEAU F.13

Paramètres de transmission

	Nombre de bits
Modulation	3
Taux de code	3
Entrelacement temporel	3
Nombre de segments	4

F.8.6 Codage des canaux pour les informations de la commande TMCC

Mis à part les bits de synchronisation, les bits d'information B_{20} à B_{121} sont codés par le code raccourci (184,102) dérivé du code (273,191) DSC original.

Polynôme générateur de code:

$$g(x) = x^{82} + x^{77} + x^{76} + x^{71} + x^{67} + x^{66} + x^{56} + x^{52} + x^{48} + x^{40} + x^{36} + x^{34} + x^{24} + x^{22} + x^{18} + x^{10} + x^4 + 1$$

F.8.7 Modulation des porteuses TMCC

La modulation des porteuses TMCC est de type MDP-2 D.

F.9 Canal auxiliaire (AC)

Le canal auxiliaire (AC) est prévu pour acheminer des données auxiliaires, parallèlement au canal de radiodiffusion qui transmet des images, du son et des données par le flux de transport MPEG-2. Il comporte deux sous-canaux, AC1 et AC2.

Il convient de noter que les schémas de codage des canaux de l'AC doivent être spécifiés une fois que l'application de ce dernier a été définie.

F.9.1 Capacité de transmission

Le schéma de modulation de l'AC est le système MDP-2 D. Hormis le premier symbole, utilisé pour la référence de phase, chaque porteuse AC peut transporter 203 bits par trame. Les capacités de transmission des canaux AC1 et AC2 sont indiquées aux Tableaux F.14 et F.15.

Il convient de noter que la capacité du canal AC2 dépend du nombre de segments de modulation différentielle.

TABLEAU F.14

Débits de transmission du canal AC1

Nombre de segments	**Nombre de porteuses AC1 (Modes 1/2/3)**	**Débits de transmission (kbit/s)**			
		Taux d'intervalle de garde 1/4	**Taux d'intervalle de garde 1/8**	**Taux d'intervalle de garde 1/16**	**Taux d'intervalle de garde 1/32**
1	(2/4/8)	6,31	7,02	7,43	7,66
3	(6/12/24)	18,95	21,06	22,30	22,97

TABLEAU F.15

Débits de transmission du canal AC2 par segment

Nombre de segments	Mode	Nombre de porteuses AC2	Débits de transmission (kbit/s)			
			Taux d'intervalle de garde 1/4	Taux d'intervalle de garde 1/8	Taux d'intervalle de garde 1/16	Taux d'intervalle de garde 1/32
1	1	4	12,63	14,04	14,86	15,31
	2	9	14,21	15,79	16,72	17,23
	3	19	15,00	16,67	17,65	18,18

F.10 Système récepteur

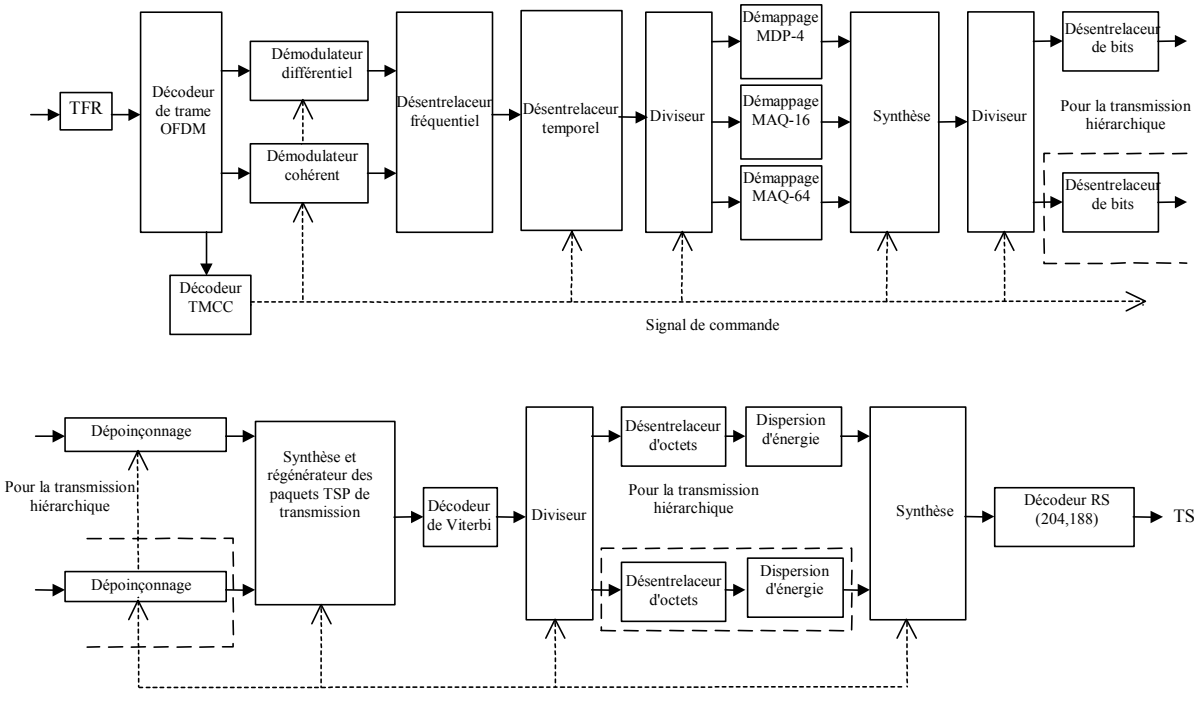
Ce chapitre décrit les schémas fonctionnels du récepteur et le récepteur modèle qui prescrit l'algorithme utilisé pour créer la trame multiplex.

F.10.1 Schéma fonctionnel

La Fig. F.20 fournit des exemples de schémas fonctionnels d'un récepteur RNIS-T_{SB}.

FIGURE F.20

Schémas fonctionnels du récepteur

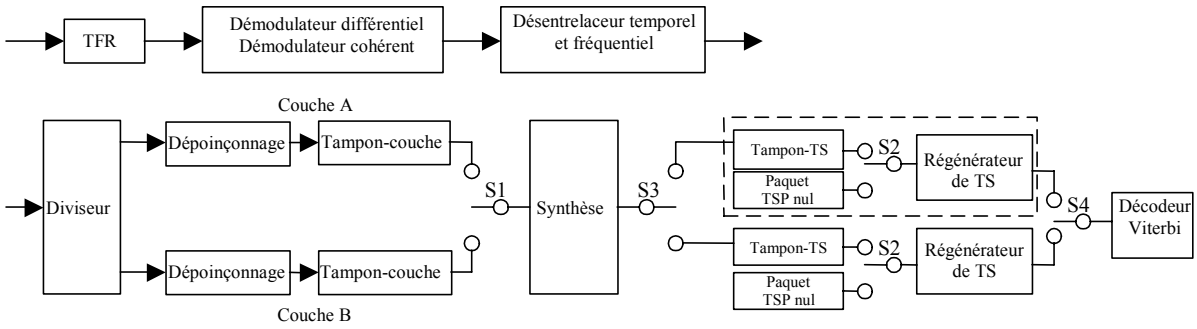


F.10.2 Récepteur modèle pour composer la trame multiplex

L'affectation des paquets TSP dans la trame multiplex doit être définie à l'aide d'un récepteur modèle reproduisant le TS. Le concept du récepteur est illustré à la Fig. F.21.

FIGURE F.21

Récepteur modèle pour composer la trame multiplex



F.10.2.1 Flux d'entrée dans le diviseur

Après les procédures de démodulation et de désentrelacement, le signal est introduit dans le diviseur dans l'ordre numérique des segments et des porteuses (depuis les basses fréquences jusqu'aux hautes fréquences, sauf en ce qui concerne les pilotes) à l'intérieur d'un segment. Il convient de noter qu'une compensation du retard entre le délai de traitement de la démodulation différentielle et celui de la démodulation cohérente est nécessaire au niveau du bloc de démodulation.

La Fig. F.22 donne un exemple de l'ordre d'acheminement du flux de données de segment vers le diviseur. Dans ce cas, le temps est chronométré par l'horloge d'échantillonnage TFR. Les paramètres de transmission sont présentés au Tableau F.16.

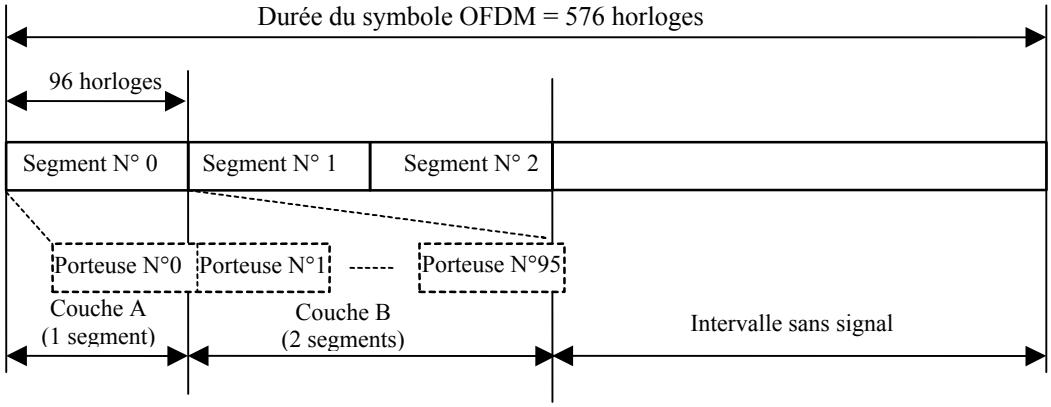
TABLEAU F.16

Exemple d'un jeu de paramètres hiérarchiques dans une transmission à triple segment

Mode		1
Taux d'intervalle de garde		1/8
Hiérarchie 2	Couche A	MDP-4 D, rendement de codage = 1/2, 1 segment utilisé
	Couche B	MAQ-16, rendement de codage = 3/4, 2 segments utilisés

FIGURE F.22

Exemple de flux d'entrée dans le diviseur dans une transmission hiérarchique



Dans le cas de la durée d'un symbole MROF, les données de 96 porteuses (soit 96 porteuses utiles × 1 segment) sont introduites dans la couche A. Les données de 192 porteuses (soit 96 × 2) sont ensuite introduites au niveau de la couche B, suivies en dernier lieu l'intervalle sans signal équivalant à 288 porteuses. L'intervalle sans signal correspond ici à la somme de l'intervalle de garde et du temps de traitement pour les porteuses pilotes et les échantillons résiduels de l'échantillonnage de 512 TFR. Ce schéma de trame multiplex se reproduit 204 fois dans une trame OFDM.

F.10.2.2 Application du diviseur au décodeur de Viterbi

Les données divisées dans chaque couche sont dépoinçonnées et enregistrées dans la mémoire-tampon de la couche. On suppose que les temps de traitement sont identiques pour chaque couche et nuls dans le récepteur modèle.

Quand les k-$^{\text{ièmes}}$ données de symbole d'une trame multiplex sont introduites dans le bloc dépoinçonné de la couche x, le nombre de bits $B_{x,k}$ alors enregistré dans la mémoire-tampon de la couche x s'exprime comme suit:

$$B_{x,k} = 2 \times ([k \times S_x \times R_x] - [(k-1) \times S_x \times R_x])$$

où:

[ ]: indique le calcul de décimales arrondies à l'unité inférieure

R_x: indique le rendement de codage du code convolutif de la couche x

S_x: dépend du schéma de modulation, comme indiqué au Tableau F.17.

TABLEAU F.17

Valeurs de S_x

Modulation	S_x
MDP-4 D/MDP-4	2
MAQ-16	4
MAQ-64	6

Quand les données d'un paquet de 408 octets sont enregistrées dans une mémoire hiérarchique, le commutateur S1 est en service et les données sont transférées à une mémoire-tampon du TS. Ce transfert est censé être instantané.

Le bloc régénérateur du TS détecte une mémoire-tampon toutes les périodes TSP de 408 signaux d'horloge, que les données de plus d'un paquet soit enregistrées ou pas. Quand les données de plus d'un paquet sont enregistrées, le commutateur S2 est connecté à la mémoire-tampon et les données d'un paquet sont lues. En l'absence de données enregistrées dans la mémoire-tampon du TS, le commutateur S2 est connecté au paquet TSP-RS nul, et un paquet nul est lu.

Le commutateur S3 commute le bloc régénérateur du TS auquel les données sont transférées à partir du bloc de synthèse de la couche à l'en-tête de la trame OFDM (Mode 1). Après le commutateur S3, le commutateur S4 commute le bloc régénérateur du TS qui transmet les données au décodeur de Viterbi trois périodes TSP (408 × 3 signaux d'horloge) après le changement du S3.

Pour le Mode 2, la période de commutation des commutateurs S3 et S4 représente la moitié d'une trame OFDM (102 symboles OFDM) et, dans le cas du Mode 3, un quart de la trame OFDM (51 symboles OFDM).

F.11 Format du signal en transmission connectée

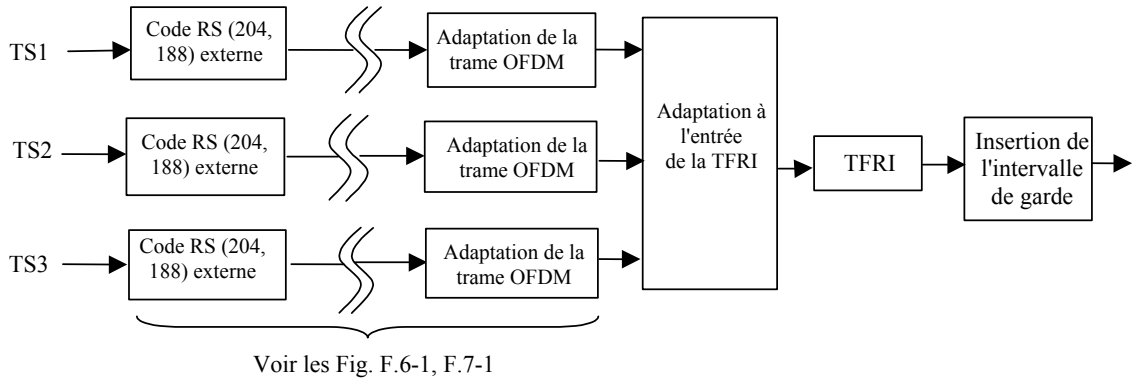
F.11.1 Transmission connectée

On entend par transmission connectée la transmission de plusieurs segments (c'est-à-dire de plusieurs programmes) à partir du même émetteur, sans bande de garde.

La Fig. F.23 donne un exemple d'une transmission connectée de trois flux de transport (TS1, TS2 et TS3). Chaque signal des flux de transport est codé séparément pour le canal, comme l'illustrent les Fig. F.4 et F.10. Après adaptation de la trame OFDM, toutes les données de symbole des segments sont adaptées pour que le signal OFDM soit généré par une seule TFRI.

FIGURE F.23

Exemple de transmission connectée (trois TS)



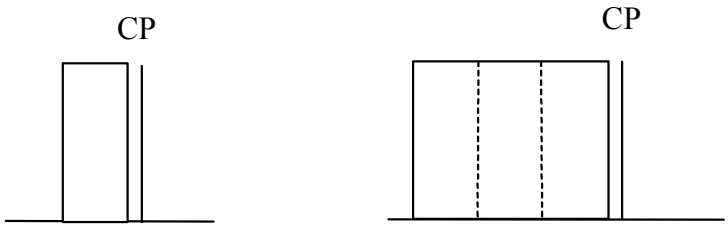
F.11.2 Porteuse CP dans une transmission connectée

Dans une transmission ordinaire, une porteuse CP est ajoutée à l'extrémité supérieure de la bande, comme indiqué à la Fig. F.24. Cette porteuse CP supplémentaire sert de signal de référence pour la démodulation cohérente.

Dans une transmission connectée, en revanche, la première porteuse du segment adjacent supérieur peut faire fonction de CP du segment utile. En conséquence, une porteuse CP suffit pour ce type de transmission, comme le montre la Fig. F. 25.

FIGURE F.24

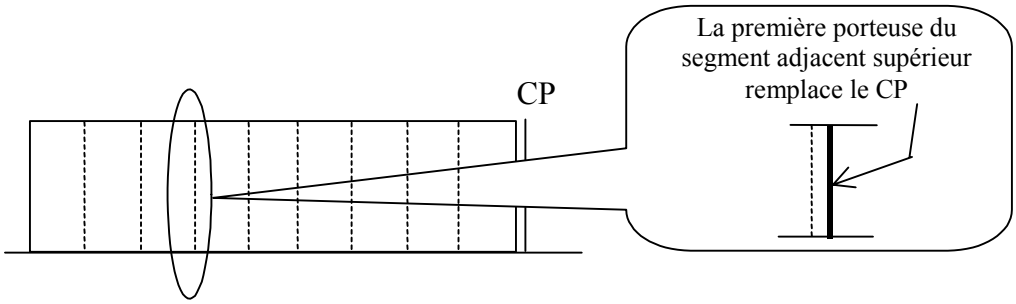
Porteuse CP dans une transmission ordinaire



a) Format à sens unique b) Format à triple segment

FIGURE F.25

Porteuse CP dans une transmission connectée



F.11.3 Compensation de phase pour la transmission connectée

F.11.3.1 Pré-compensation du signal du segment

Les phases de toutes les données de symbole d'un segment subissent une rotation d'une certaine ampleur avant la génération du signal OFDM. L'ampleur de la compensation de phase est définie comme le produit d'une différence de fréquence ($fr - ft$) et d'un intervalle de garde.

$$\varphi = (fr - ft) \times Tg \text{ (intervalle de garde)}$$

où:

ft: fréquence centrale de la transmission connectée

fr: fréquence centrale du (des) segment(s) utile(s).

La différence de fréquence ($fr - ft$) est normalisée en termes de nombres de segments. Les ampleurs de rotation de phase φ indiquées correspondent aux différences de fréquences comptées par segment figurant au Tableau F.18.

TABLEAU F.18

Compensation de phase φ pour chaque symbole d'un segment (× 2π)

Mode	**TIG**	**Différence des fréquences centrales (*fr – ft*) comptées par segment**														
		–n	–6	–5	–4	–3	–2	–1	0	–1	–2	–3	–4	–5	–6	*+n*
1	1/32	–mod(3*n*,8)/8	–2/8	–7/8	–4/8	–1/8	–6/8	–3/8	0	3/8	6/8	1/8	4/8	7/8	2/8	mod(3*n*,8)/8
	1/16	–mod(3*n*,4)/4	–2/4	–3/4	0	–1/4	–2/4	–3/4	0	3/4	2/4	1/4	0	3/4	2/4	mod(3*n*,4)/4
	1/8	–mod(*n*,2)/2	0	–1/2	0	–1/2	0	–1/2	0	1/2	0	1/2	0	1/2	0	mod(*n*,2) /2
	1/4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	1/32	–mod(3*n*,4)/4	–2/4	–3/4	0	–1/4	–2/4	–3/4	0	3/4	2/4	1/4	0	3/4	2/4	mod(3*n*,4)/4
	1/16	–mod(*n*,2)/2	0	–1/2	0	–1/2	0	–1/2	0	1/2	0	1/2	0	1/2	0	mod(*n*,2)/2
	1/8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	1/4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	1/32	–mod(*n*,2)/2	0	–1/2	0	–1/2	0	–1/2	0	1/2	0	1/2	0	1/2	0	mod(*n*,2)/2
	1/16	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	1/8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	1/4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

«Mod(i,j)» indique la valeur résiduelle de la division i/j.

TIG: taux d'intervalle de garde

La rotation de phase est de $2n\pi$ tous les 8 symboles. Par conséquent, au premier symbole d'une trame dans laquelle le mot de synchronisation de la commande TMCC est W_0, l'ampleur de la rotation de phase prescrite est nulle.

F.11.3.2 Rotation de phase en réception

Quand le(s) segment(s) utile(s) prenne(nt) la première porteuse du segment adjacent supérieur pour signal de référence, la phase de cette porteuse doit subir une rotation à chaque symbole, conformément aux indications du Tableau F.19.

TABLEAU F.19

Rotation de phase $\Delta\varphi$ pour la première porteuse du segment adjacent supérieur ($\times 2\pi$)

			Etat du segment adjacent supérieur					
			Transmission à segment unique			**Transmission à triple segment**		
		TIG	**Mode 1**	**Mode 2**	**Mode 3**	**Mode 1**	**Mode 2**	**Mode 3**
Etat du segment utile	**Trans-mission à segment unique**	1/32	–3/8	–3/4	–1/2	–6/8	–2/4	0
		1/16	–3/4	–1/2	0	–2/4	0	0
		1/8	–1/2	0	0	0	0	0
		1/4	0	0	0	0	0	0
	Trans-mission à triple segment	1/32	–6/8	–2/4	0	–1/8	–1/4	–1/2
		1/16	–2/4	0	0	–1/4	–1/2	0
		1/8	0	0	0	–1/2	0	0
		1/4	0	0	0	0	0	0

TIG: taux d'intervalle de garde

Le mode de transmission du segment utile et du segment adjacent sont identiques.

F.11.4 Restrictions paramétriques en transmission connectée

1) Le même mode doit s'appliquer à tous les segments.

2) Les intervalles de garde des segments doivent être de longueur identique.

   Dans une transmission connectée, tous les symboles OFDM doivent être synchronisés les uns avec les autres; de ce fait, on ne peut y intégrer des modes dont les symboles sont de longueurs différentes.

3) La génération du signal OFDM doit être effectuée par une seule TFRI.

   Les fréquences de tous les segments doivent être entièrement synchronisées. C'est pourquoi, dans la pratique, une seule TRFI doit être utilisée pour générer le signal (la taille augmente avec le nombre de porteuses).

   Le Tableau F.20 donne les tailles recommandées pour la TFRI par rapport au nombre total de segments.

TABLEAU F.20

Nombre de segments et tailles de la TFRI

Mode		Nombre de segments													
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
1	**Nombre de porteuses**	109	217	325	433	541	649	757	865	973	1 081	1 189	1 297	1 405	1 513
	Taille de la TFRI	256	512		1 024				2 048						
	Ordre de la TFRI	8	9		10				11						
2	**Nombre de porteuses**	217	433	649	865	1 081	1 297	1 513	1 729	1 945	2 161	2 377	2 593	2 809	3 025
	Taille de la TFRI	512	1 024		2 048				4 096						
	Ordre de la TFRI	9	10		11				12						
3	**Nombre de porteuses**	433	865	1 297	1 728	2 161	2 593	3 025	3 457	3 889	4 321	4 753	5 185	5 617	6 049
	Taille de la TFRI	1 024	2 048		4 096				8 192						
	Ordre de la TFRI	10	11		12				13						

F.12 Caractéristiques de fonctionnement radioélectrique

Ce chapitre présente les résultats des essais de transmission effectués au moyen d'un récepteur RNIS-T_{SB}. Les simulations par ordinateur, les essais en laboratoire et les essais pratiques dans la bande des ondes métriques ont été conduits au Japon.

Dans le système RNIS-T_{SB}, il est possible de choisir certains paramètres de transmission, comme la modulation des porteuses, le rendement de codage et le taux d'intervalle de garde. Le rapport *C*/*N* requis pour la réception du signal dépend des paramètres de transmission. La simulation par ordinateur a confirmé la qualité de la transmission pour des rendements de codage du code convolutif et des schémas de modulation différents. L'affaiblissement de mise en œuvre du récepteur a été évaluée en comparant les résultats de la simulation par ordinateur et des essais en laboratoire.

Quelques différences dans les caractéristiques de transmission résultant de paramètres de transmission distincts ont été quantifiées lors des essais pratiques. L'intensité de champ requise pour la réception mobile en environnement urbain a également été calculée dans des conditions diverses, notamment sur les voies publiques et les voies urbaines, qui sont sujettes aux encombrements.

F.12.1 Essais en laboratoire

Des essais d'évaluation RF ont été réalisés sur un système numérique F dans des conditions de transmission variées. Les résultats des essais en laboratoires sont décrits ci-après.

Des expériences ont été conduites en laboratoire pour établir les caractéristiques de taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du bruit aléatoire et des évanouissements par trajets multiples. Les mesures de TEB en fonction du rapport *C*/*N* dans le canal de transmission ont été réalisées dans les conditions suivantes (voir le Tableau F.21).

TABLEAU F.21

Paramètres de transmission pour les essais en laboratoire

Nombre de segments	1 (largeur de bande: 429 kHz)
Mode de transmission	3 (durée du symbole utile: 1,008 ms)
Nombre de porteuses	433
Modulations des porteuses	MDP-4 D, MAQ-16, et MAQ-64
Intervalle de garde	63 µs (taux d'intervalle de garde: 1/16)
Rendement de codage du code interne	1/2, 2/3, 3/4, et 7/8
Entrelacement temporel	0 et 407 ms

F.12.1.1 TEB en fonction du *C*/*N* dans un canal gaussien

Du bruit blanc gaussien additif a été ajouté pour régler le rapport *C*/*N* à l'entrée du récepteur. Les résultats sont présentés aux Fig. F.26, F.27 et F.28. On peut comparer ces Figures à celles résultant de la simulation par ordinateur pour illustrer les performances inhérentes au système. On constate qu'une perte de marge de mise en oeuvre inférieure à 1,0 dB a été obtenue à un TEB de 2×10^{-4} avant le décodage RS.

FIGURE F.26

TEB avant décodage RS en fonction du rapport *C*/*N*
(Mode de transmission: 3, modulation de porteuse: MDP-4 D,
entrelacement temporel: 407 ms)
Canal gaussien

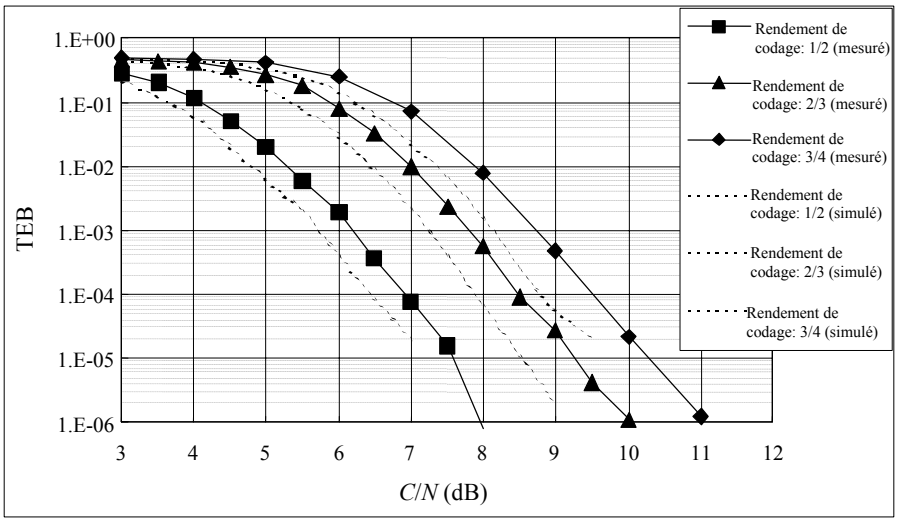


FIGURE F.27

TEB avant décodage RS en fonction du rapport *C*/*N*
(Mode de transmission: 3, modulation de porteuse: MAQ-16,
entrelacement temporel: 407 ms)
Canal gaussien

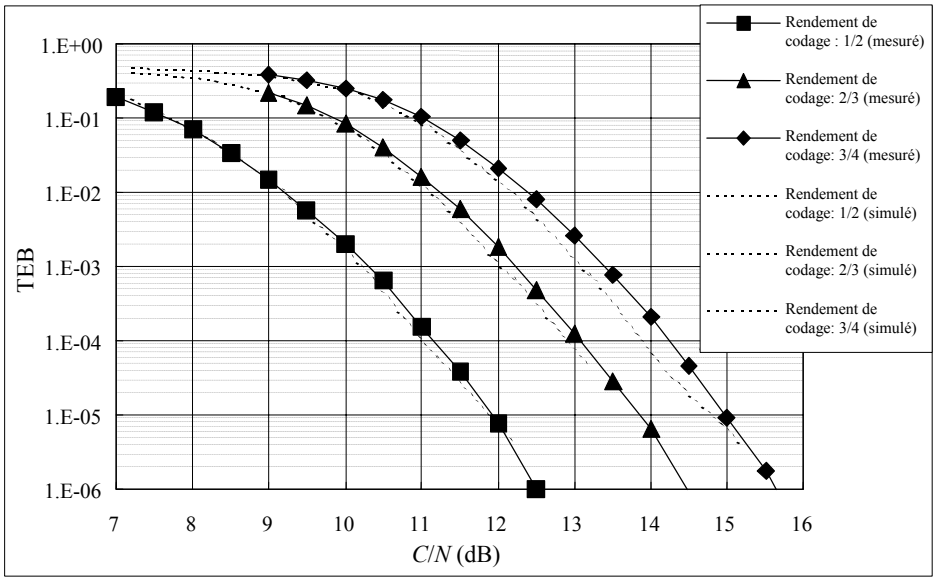
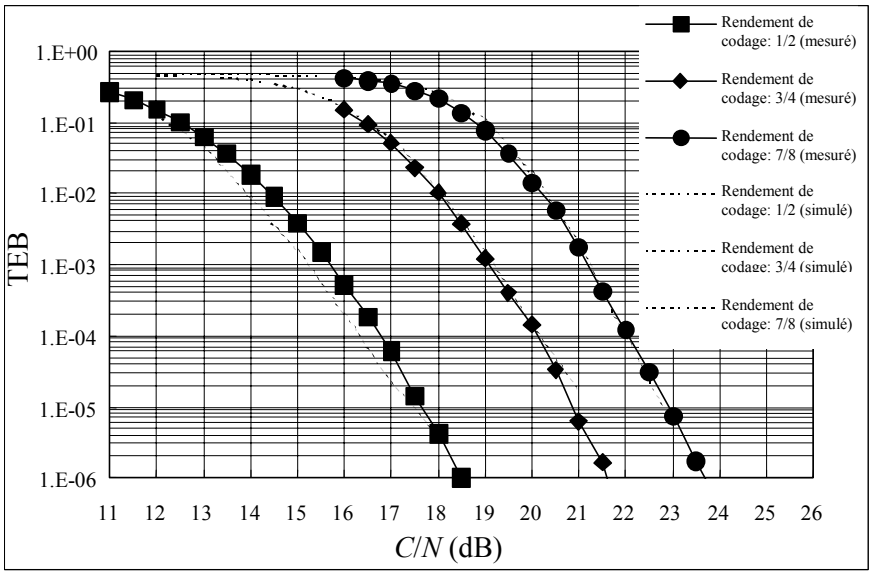


FIGURE F.28

TEB avant décodage RS en fonction du rapport *C*/*N*
(Mode de transmission: 3, modulation de porteuse: MAQ-64,
entrelacement temporel: 407 ms)
Canal gaussien



F.12.1.2 TEB en fonction du rapport *C*/*N* dans un canal à trajets multiples

Les mesures de TEB en fonction du rapport *C*/*N* ont été faites au moyen d'un simulateur de canal avec évanouissement. Les rapports *D*/*U* du signal principal et d'un signal retardé ont été fixés à 3 et 10 dB. Le retard du signal retardé par rapport au signal principal a été réglé à 15 µs. Les résultats sont présentés à la Fig. F.29.

F.12.1.3 TEB en fonction du rapport *C*/*N* dans un canal de Rayleigh

Un canal avec évanouissement à répartition de Rayleigh à deux trajets a été utilisé, et le rapport *D*/*U* des deux trajets a été fixé à 0 dB. La durée du signal retardé a été réglée à 15 µs. Les fréquences Doppler maximales du signal ont été fixées à 5 et 20 Hz. Les résultats sont présentés à la Fig. F.30.

F.12.2 Essais pratiques

Des essais pratiques ont été réalisés au moyen d'un émetteur expérimental et d'un véhicule équipé pour mesurer spécifiquement les caractéristiques de transmission pour la réception mobile.

F.12.2.1 Station émettrice expérimentale

Le signal RNIS-T_{SB} a été généré par l'émetteur expérimental à la Tour de Tokyo et distribué dans la bande des ondes métriques. Les spécifications de l'émetteur sont présentées au Tableau F.22. La Fig. F.31 montre l'intensité de champ de réception prédite à une antenne réceptrice de 10 m de hauteur.

FIGURE F.29

TEB avant décodage RS en fonction du rapport *C*/*N*
(Mode de transmission: 3, Rendement de codage: 1/2,
entrelacement temporel: 407 ms)
Canal à trajets multiples

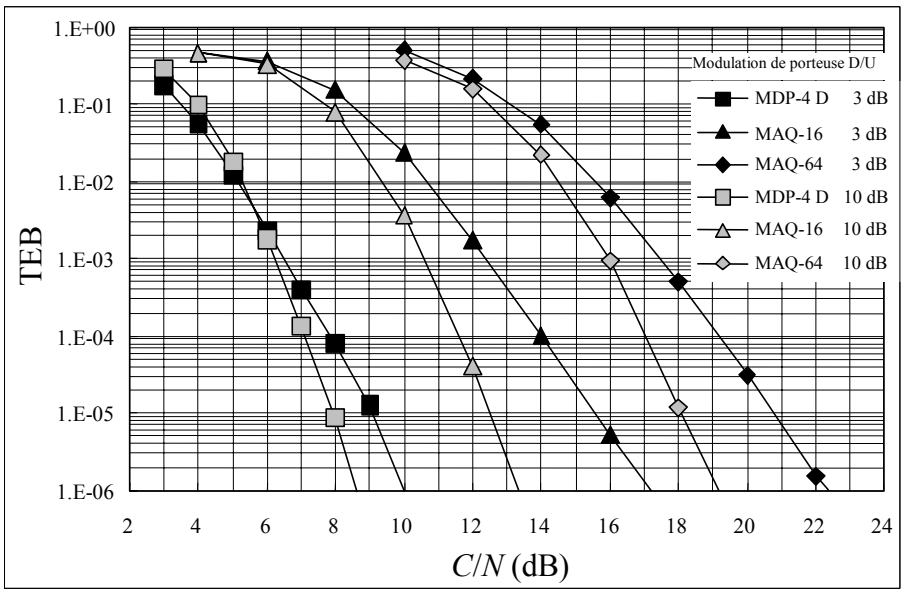


FIGURE F.30

TEB avant décodage RS en fonction du rapport *C*/*N*
(Mode de transmission: 3, modulation de porteuse: MDP-4 D, rendement de codage: 1/2)
Canal de Rayleigh à deux trajets

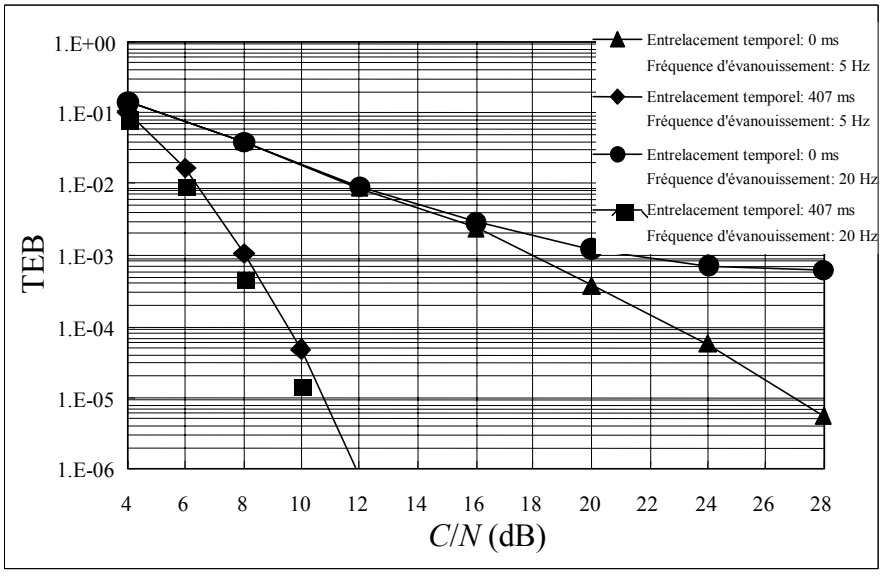


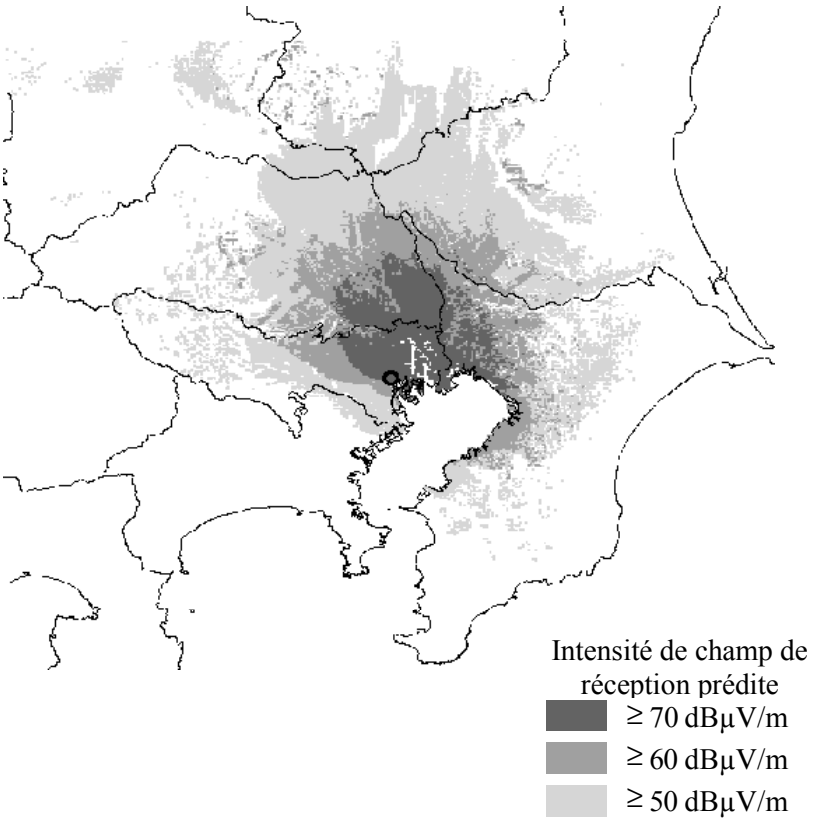
TABLEAU F.22

Spécifications de l'émetteur expérimental

Emplacement de l'émetteur	Tour de Tokyo	Lat. 35°39'20" N Long. 139°44'55" E
Fréquence d'émission	190	MHz
Puissance d'émission	100	W
Polarisation	Rectiligne-verticale	
Ouverture angulaire de l'antenne (– 3dB) Plan E Plan H	 6 102	 degrés degrés
Gain d'antenne	12,1	dBi
Hauteur de l'antenne (AGL)	247,5	m
PAR	800	W

FIGURE F.31

Intensité de champ de réception prédite

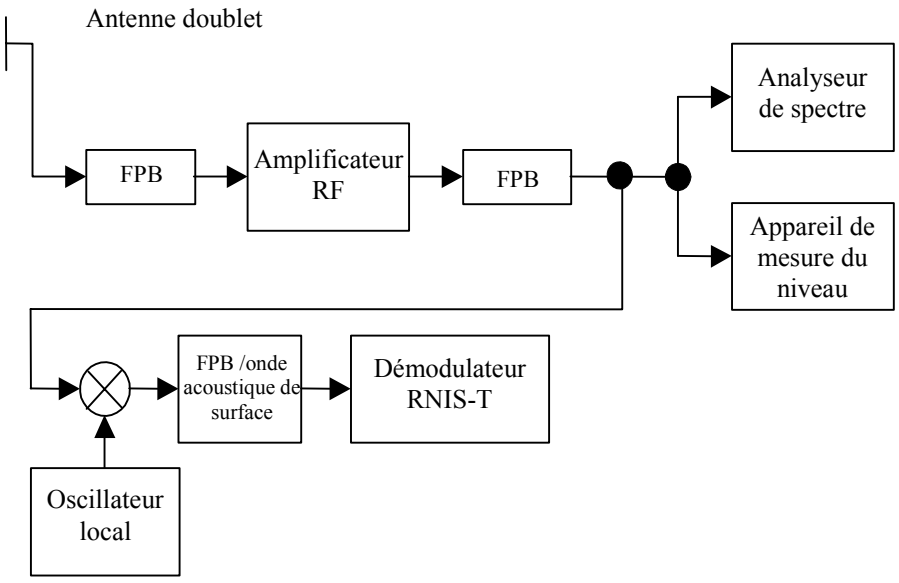


F.12.2.2 Système de mesure et méthode expérimentale

Nous avons équipé un véhicule d'un récepteur RNIS-T_{SB}, d'un appareil de mesure du niveau du signal, d'un appareil de mesure du taux d'erreur et d'un ordinateur. Un récepteur GPS a également été installé de manière à ce que la localisation et la vitesse du véhicule, de même que le niveau du signal et les taux d'erreur binaire soient automatiquement enregistrés sur l'ordinateur. La Fig. F.32 présente un schéma fonctionnel du dispositif de mesure mobile. Une antenne doublet, d'une hauteur de 1,8 m, a été pliée sur le toit du véhicule. Les mesures ont été effectuées une fois par seconde, et l'intensité de champ établie par la moyenne des valeurs reçues. Les TEB correspondent à la moyenne des TEB par seconde après le décodage du code interne dans le cas des mesures préliminaires (§ 12.2.3), et après le décodage du code externe dans celui de la réception mobile sur les voies publiques et urbaines (§ 12.2.4 et 12.2.5).

FIGURE F.32

Schéma fonctionnel pour les mesures



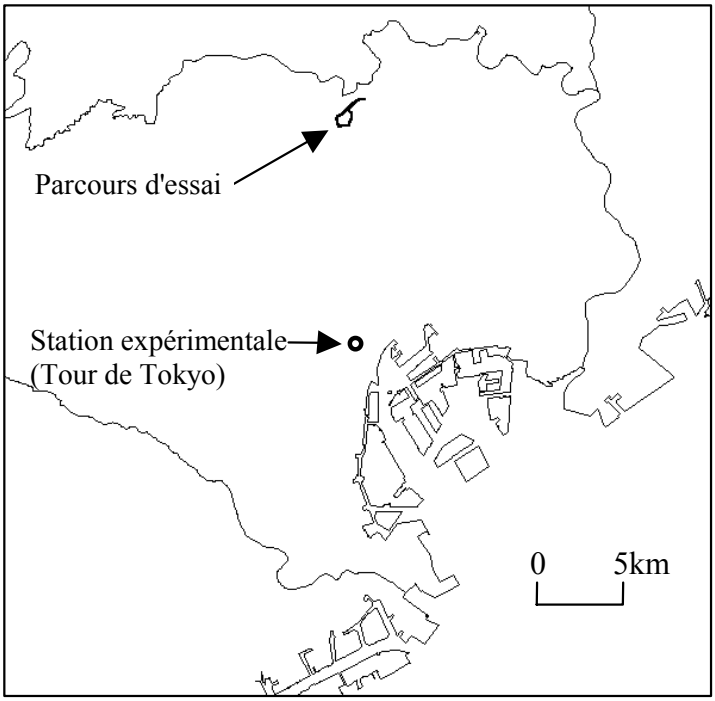
F.12.2.3 Mesures préliminaires des paramètres fondamentaux

Un parcours d'essai de 5 km a été établi qui maintenait une distance d'environ 12 km par rapport à l'émetteur. Les caractéristiques de réception mobile des jeux de paramètres RNIS-T_{SB} les plus prometteurs ont été mesurées et comparées.

La Fig. F.33 présente la carte du parcours de mesure. Celui-ci comprenait des environnements à évanouissement de Rayleigh, où les ondes directes n'atteignent pas le récepteur en raison des immeubles et des autres obstacles existant dans les quartiers urbains bâtis de Tokyo, et des environnements avec évanouissement de Rice, comme les traversées de pont où les ondes directes atteignent le récepteur.

FIGURE F.33

Parcours d'essai pour les mesures préliminaires



Des taux d'emplacements à réception correcte ont été calculés à partir des résultats des mesures effectuées pour chaque jeu de paramètres, et ce sont ces taux qui ont été comparés. Le *taux d'emplacements à réception correcte* a été défini comme suit: le parcours d'essai de 5 km a été divisé en segments de 50 m. Chaque segment contenait un certain nombre de valeurs de TEB mesurées à des intervalles d'un segment. Les valeurs de TEB ont été mesurées au point de sortie du décodage du code interne. La valeur de TEB la plus défavorable a été retenue pour représenter le segment. Chaque fois qu'une valeur de TEB représentative était inférieure à 2×10^{-4}, qui était réduite par le décodage Reed-Solomon (décodage du code externe) à un TEB quasiment sans erreur, ce segment était considéré comme un *emplacement à réception correcte.* Le pourcentage d'emplacements à réception correcte par rapport à l'ensemble des segments du parcours a été défini comme le *taux d'emplacements à réception correcte*.

F.12.2.3.1 Schéma de modulation

Les caractéristiques de transmission ont été comparées en utilisant trois des quatre schémas de modulation numérique pour moduler les porteuses actives: MDP-4 D, MAQ-16 et MAQ-64. Les paramètres de transmission et les taux d'emplacements à réception correcte dérivés des résultats des mesures sont résumés au Tableau F.23.

Le schéma de modulation différentielle MDP-4 D a produit les meilleures caractéristiques; le signal a pu être reçu dans chaque segment du parcours de mesure. La modulation MAQ-16 a permis d'obtenir un taux d'emplacements à réception correcte de 90%, soit un taux substantiellement supérieur à celui de la modulation MAQ-64. Bien que le taux obtenu avec la modulation MAQ-16 ne soit pas aussi bon que le taux obtenu avec la modulation MDP-4 D, un compromis a été établi entre le schéma de modulation et la quantité de données émissibles, selon les services.

TABLEAU F.23

Comparaison des schémas de modulation

Mode de transmission	3		
Modulation de porteuse	MDP-4 D	MAQ-16	MAQ-64
Intervalle de garde	63 µs		
Rendement de codage du code interne	1/2		
Entrelacement temporel	407 ms		
Débit d'information (kbit/s)	330,42	660,84	991,26
Taux d'emplacements à réception correcte	100%	90%	65%

F.12.2.3.2 Rendement de codage du code interne

Les caractéristiques de la réception mobile ont été comparées pour différents rendements de codage de correction d'erreurs. Des essais ont été réalisés avec des rendements de codage de 1/2, 2/3, 3/4 et 7/8 pour la modulation MDP-4 D. Les paramètres de transmission et les taux d'emplacements à réception correcte dérivés des résultats des mesures sont résumés au Tableau F.24.

TABLEAU F.24

Comparaison des rendements de codage de correction d'erreur

Mode de transmission	3			
Modulation de porteuse	MDP-4 D			
Intervalle de garde	63 µs			
Rendement de codage du code interne	1/2	2/3	3/4	7/8
Entrelacement temporel	407 ms			
Débit d'information (kbit/s)	330,42	440,56	495,63	578,23
Taux d'emplacements à réception correcte	100%	99%	95%	67%

F.12.2.4 Réception mobile sur les voies publiques

Les caractéristiques de la réception mobile sur les voies publiques ont été mesurées dans un diamètre de 80 km à partir de l'émetteur expérimental afin de définir l'intensité de champ nécessaire à ce type de réception. Le Tableau F.25 présente les paramètres de transmission obtenus. On a établi le rendement de codage du code interne à 1/2 et appliqué les schémas de modulation MDP-4 D et MAQ-16. Pour chacun de ces schémas, le véhicule a couvert quelque 700 km d'autoroutes et d'axes routiers principaux.

TABLEAU F.25

Paramètres de transmission pour les essais pratiques sur voies publiques

Mode de transmission	3	
Modulation de porteuse	MDP-4 D	MAQ-16
Intervalle de garde	63 µs	
Rendement de codage du code interne	1/2	
Entrelacement temporel	407 ms	

F.12.2.4.1 Zone de couverture

La couverture mesurée pour l'émetteur expérimental est illustrée aux Fig. F.34 et F.35. Les lignes blanches représentent les cas où aucune erreur de données ne s'est pas produite, et les lignes noires indiquent ceux où elles se sont produites. La modulation des porteuses est différente aux Fig. F.34 et F.35. La distance de couverture de la direction de l'antenne principale a été d'environ 60 km avec une modulation MDP-4 D, et de quelque 40 km avec une modulation MAQ-16.

FIGURE F.34

Couverture mesurée de l'émetteur placé à la Tour de Tokyo (Modulation de porteuse: MDP-4 D)

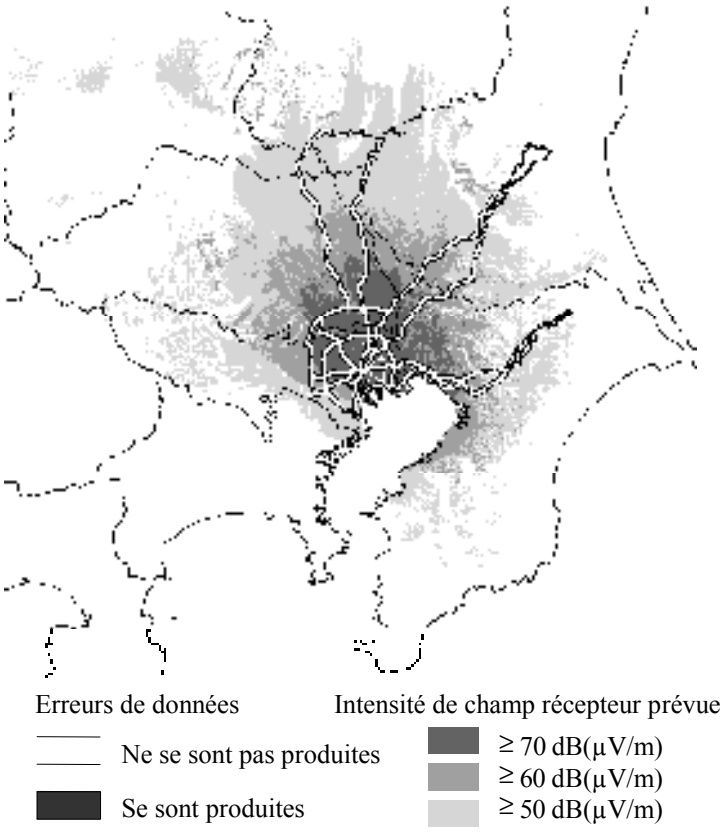
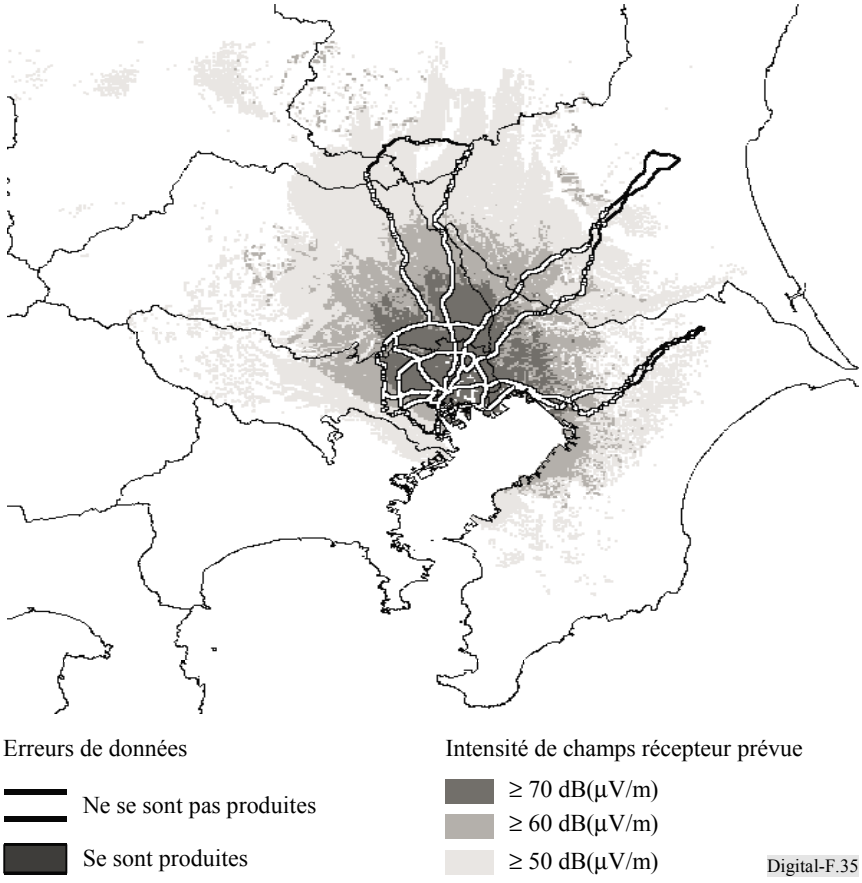


FIGURE F.35

Couverture mesurée de l'émetteur de la Tour de Tokyo (Modulation de porteuse: MAQ-16)



F.12.2.4.2 Intensité de champ requise sur les voies publiques

Le *taux de temps de réception correcte* a été défini pour toutes les intensités de champ données comme étant le rapport entre le nombre d'échantillons dans lesquels aucune erreur ne s'est produite après codage Reed-Solomon et le nombre total d'échantillons pour l'intensité de champ en question. La formule définissant le taux de temps de réception correcte est énoncée ci-dessous.

Pour toute intensité de champ E donnée,

$$[\textit{Taux de temps de réception correcte}] = \frac{[\textit{Nombre d'échantillons sans erreur dans E}]}{[\textit{Nombre d'échantillons dans E}]}$$

La Fig. F.36 indique les taux de temps de réception correcte sur le parcours de mesure. On a sélectionné dans cette Figure les intensités de champs ayant obtenu des taux de temps de réception correcte de 95%, 98% et 99% et on les a reportées au Tableau F.26. Pour obtenir un taux de temps de réception correcte de 99%, la modulation MDP-4 D a eu besoin d'une intensité de champ de 38 dB(μV/m), et la modulation MAQ-16 d'une intensité de champ de 44 dB(μV/m). Ces résultats nous ont amenés à la conclusion que la modulation MDP-4 D est plus résistante de quelque 6 dB à la modulation MAQ-16 dans cet environnement de réception mobile.

FIGURE F.36

Taux de temps de réception correcte pour réception mobile sur les voies publiques

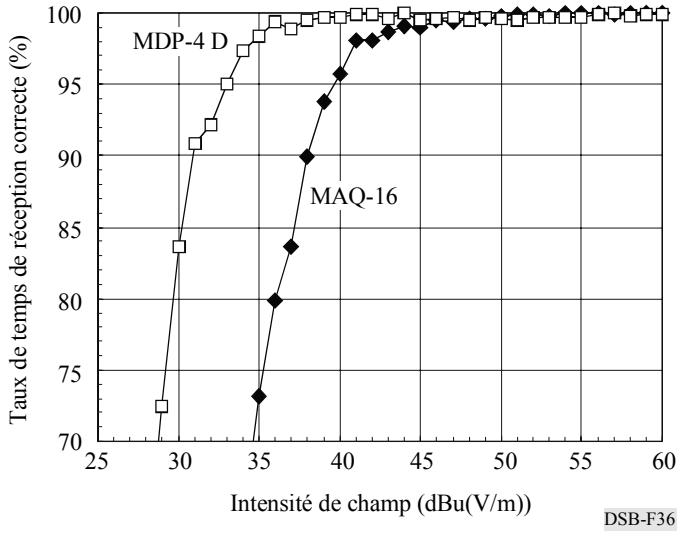


TABLEAU F.26

Intensités de champ nécessaires pour des taux de temps de réception correcte (dB(μV/m)): voies publiques

Taux de temps de réception correcte	95%	98%	99%
MDP-4 D	33	35	38
MAQ-16	40	41	44

F.12.2.5 Réception mobile sur les voies urbaines

On a défini les taux de temps de réception correcte pour la réception mobile dans des villes moyennes dans des conditions de circulation type. On a retenu pour ces expériences des villes situées dans un rayon de 20 à 30 km de l'émetteur expérimental. Les paramètres de transmission sont présentés au Tableau F.27.

F.12.2.5.1 Zone de mesure

Les trajets mesurés et leurs résultats sont illustrés à la Fig. F.37. Le Tableau F.28 contient les données mesurées pour chaque ville, y compris les valeurs d'intensité de champ médianes et maximales. Plus la distance à partir de l'émetteur expérimental augmentait, plus l'intensité de champ médiane diminuait, de même que le taux de temps de réception correcte.

FIGURE F.37

Trajet mesuré et résultats des essais pratiques en réception mobile sur les voies urbaines

(Mode 3, modulation de porteuse: MDP-4 D, rendement de codage: 1/2, entrelacement temporel: 407 ms)

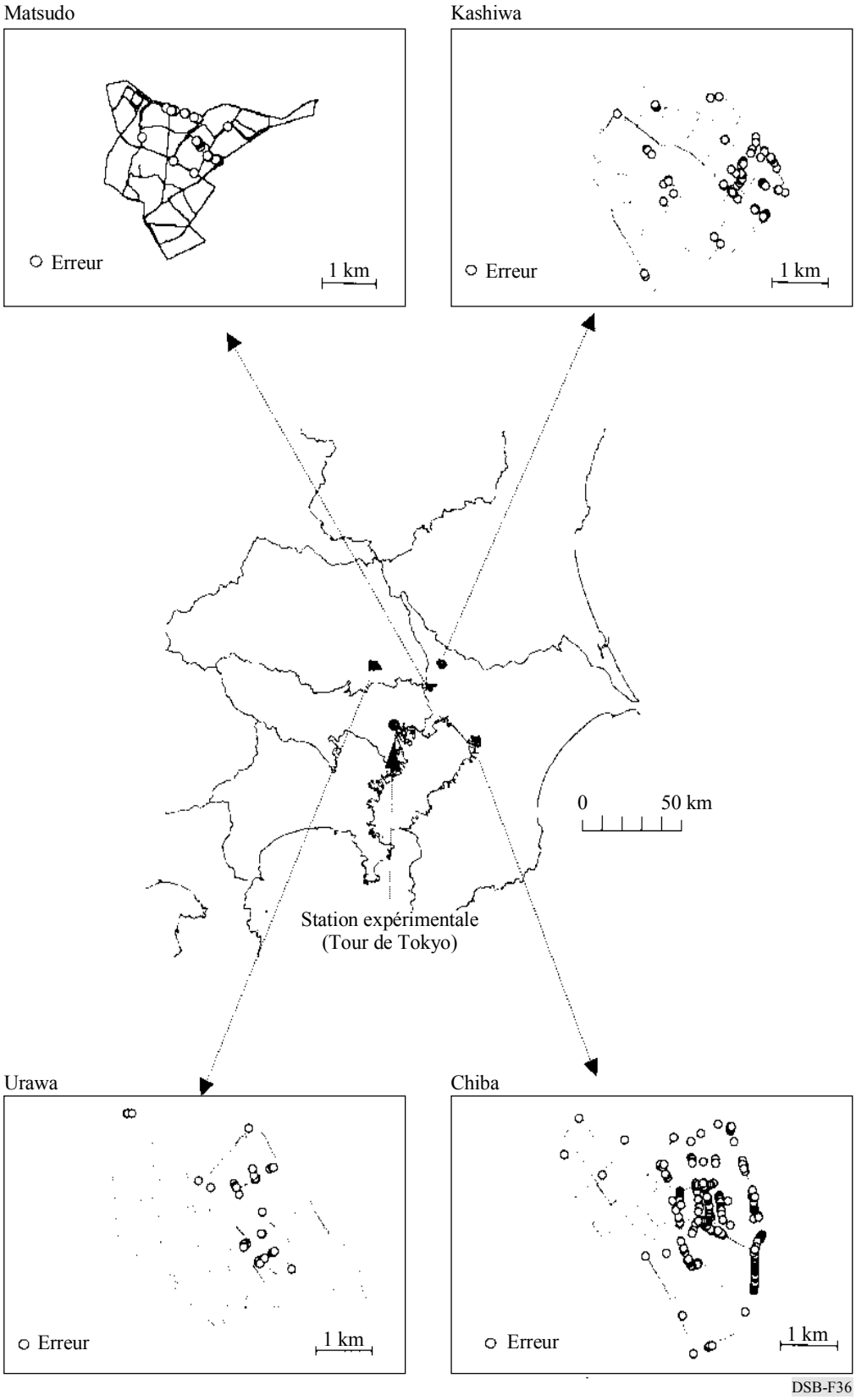


TABLEAU F.27

Paramètres de transmission pour les essais pratiques sur les voies urbaines

Mode de transmission	3
Modulation de porteuse	MDP-4 D
Intervalle de garde	63 μs
Rendement de codage du code interne	1/2
Entrelacement temporel	407 ms

TABLEAU F.28

Intensités de champ et taux de temps de réception correcte pour la réception mobile sur les voies urbaines

	Distance (km)	**Intensité de champ médiane (dB(μV/m))**	**Intensité de champ maximale (dB(μV/m))**	**Taux de réception correcte (%)**
Matsudo	20	44,0	61,2	99,6
Urawa	23	40,6	60,3	99,2
Kashiwa	30	38,2	54,8	98,1
Chiba	33	36,9	54,4	95,1

F.12.2.5.2 Intensité de champ requise sur les voies urbaines

La Fig. F.38 présente les taux de temps de réception correcte des quatre villes. Les intensités de champ nécessaires pour obtenir des taux de 95%, 98% et 99% sont indiquées au Tableau F.29. Elles étaient inférieures de 2 ou 3 dB aux intensités requises pour les voies publiques.

Les temps d'arrêt du véhicule dus aux feux de signalisation, aux encombrements, et à d'autres facteurs constituent l'une des différences entre les essais sur voies publiques et sur voies urbaines. Ils représentent 15,1% du temps total mesuré des essais sur voies publiques, mais jusqu'à 44,0% dans le cadre des essais sur voies urbaines. Nous avons calculé les taux de temps de réception correcte séparément selon que le véhicule était à l'arrêt ou en mouvement. Ces taux sont indiqués à la Fig. F.39. Quand le véhicule était à l'arrêt, ils étaient élevés même si l'intensité de champ était basse. Par conséquent, l'intensité de champ requise sur les voies urbaines était assez faible.

TABLEAU F.29

Intensités de champ nécessaires pour des taux de temps de réception correcte donnés (dB(μV/m)): voies urbaines

Taux de temps de réception correcte	95%	98%	99%
MDP-4 D	31	33	35

FIGURE F.38

Taux de temps de réception correcte pour la réception mobile sur les voies urbaines

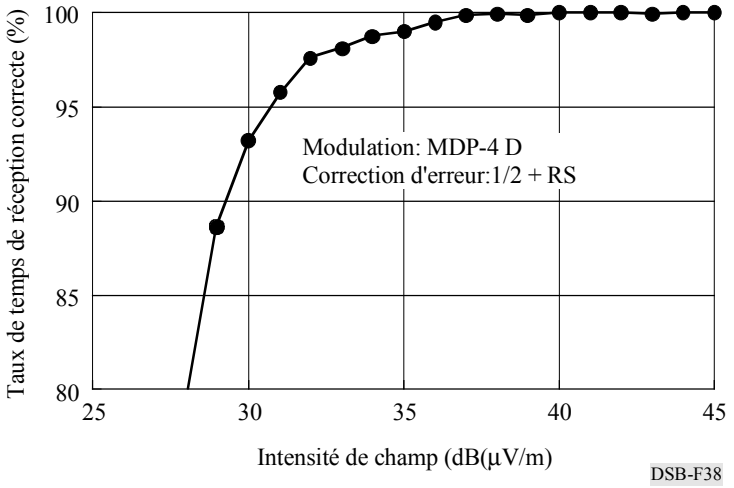
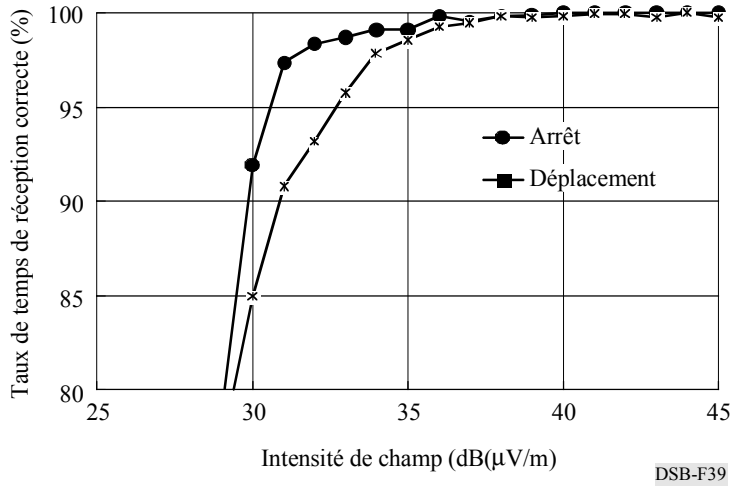


FIGURE F.39

Ecart entre les taux de temps de réception correcte en situation d'arrêt et de déplacement



F.12.2.6 Résumé des essais pratiques

L'intensité de champ requise pour un taux de temps de réception correcte de 99% a été de 38 dB(µV/m) pour le schéma de modulation MDP-4 D, et de 44 dB(µV/m) pour la modulation MAQ-16. S'agissant du schéma de modulation et de la correction d'erreur, la MDP-4 D à rendement de codage convolutif 1/2 a été la plus résistante au brouillage en réception mobile. On notera que si la modulation MAQ-16 a requis une puissance supérieure d'environ 6 dB à la modulation MDP-4 D, un compromis a été établi entre la puissance d'émission et la capacité. C'est le rendement de codage interne le plus bas (1/2) qui a fourni la correction d'erreur la plus élevée, mais là encore, il y a eu un compromis entre le rendement de codage et la quantité de données émissibles. Nous avons également constaté que, dans la pratique, l'entrelacement temporel est très efficace pour la réception mobile.

F.13 Planification

Le masque spectral, les bandes de garde et les rapports de protection doivent être définis de manière à coexister avec les signaux de télévision analogique ou d'autres signaux RNIS-T_{SB} dans les bandes des ondes métriques et décimétriques où des services de télévision analogique sont actuellement fournis.

Le présent chapitre définit d'abord les aspects ayant trait aux fréquences, comme le masque spectral et les bandes de garde, et décrit ensuite les rations de protection pour les signaux RNIS-T_{SB} et les signaux de télévision analogique, qui ont été établis dans le cadre d'essais d'évaluation subjectifs. Par ailleurs, les intensités de champ requises sont indiquées sur la base des bilans de liaison.

NOTE 1 – Ce chapitre présente les masques spectraux, les bandes de garde et les rapports de protection dans le cas de la largeur de bande de segment 6/14 MHz.

F.13.1 Aspects relatifs aux fréquences

F.13.1.1 Masque spectral

Le spectre du signal rayonné en transmission à segment unique d'un système à segment 6/14 MHz doit s'inscrire dans les limites du gabarit du masque défini à la Fig. F.40 et au Tableau F.30. Le masque spectral d'émission désigne la valeur relative par rapport à la puissance moyenne de chaque fréquence. Le niveau du signal aux fréquences extérieures à la largeur de bande 429 kHz (6/14 MHz) peut être réduit par l'application d'un filtrage approprié.

FIGURE F.40

Masque spectral pour signal de transmission à segment unique (largeur de bande du segment = 6/14 MHz)

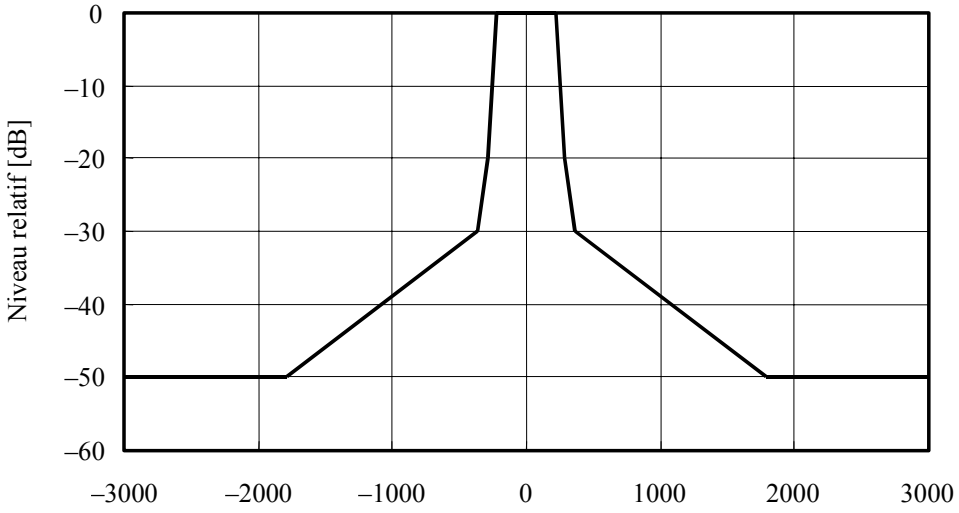


TABLEAU F.30

Valeurs seuils du masque spectral pour la transmission à segment unique (largeur de bande du segment = 6/14 MHz)

Ecart de fréquence par rapport à la fréquence centrale du signal transmis (kHz)	Niveau relatif (dB)
±220	0
±290	–20
±360	–30
±1 790	–50

NOTE 1 – Le spectre du signal rayonné est mesuré au moyen d'un analyseur de spectre. La largeur de bande de résolution de l'analyseur spectral doit être réglée à 10 kHz ou 3 kHz. La largeur de bande vidéo se situe entre 300 Hz et 30 kHz; un moyennage vidéo est souhaitable. L'excursion de fréquence est réglée à la valeur minimale requise pour mesurer le masque spectral de transmission.

La Fig. F.41 et le Tableau F.31 définissent le masque spectral de la transmission à triple segment du système à segment 6/14 MHz.

Le Tableau F.32 définit les valeurs seuils du masque spectral pour la transmission consécutive de *n*-segments du système à segment 6/14 MHz.

NOTE 1 – Le masque spectral des systèmes à segments 7/14 MHz et 8/14 MHz doit être modifié en fonction de la forme spectrale du système.

FIGURE F.41

Masque spectral pour le signal de transmission à triple segment (Largeur de bande de segment = 6/14 MHz)

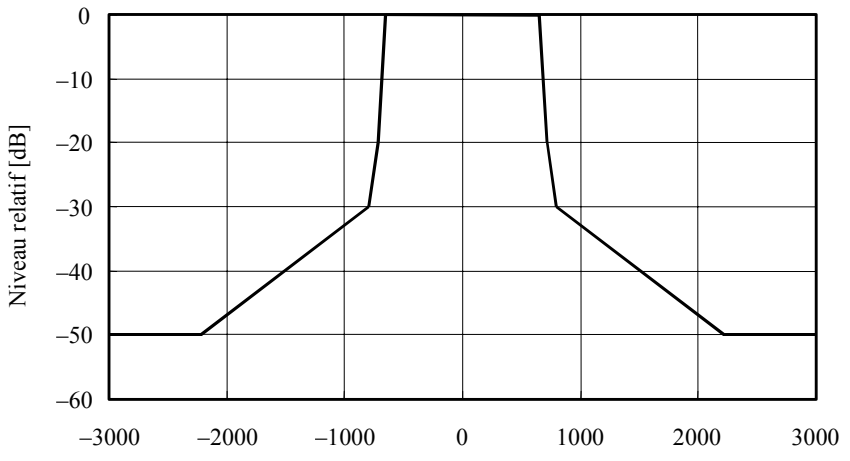


TABLEAU F.31

Valeurs seuils du masque spectral pour la transmission à triple segment (largeur de bande de segment = 6/14 MHz)

Ecart à partir de la fréquence centrale du signal sonore numérique terrestre (kHz)	Niveau relatif (dB)
±650	0
±720	–20
±790	–30
±2 220	–50

TABLEAU F.32

Valeurs seuils pour la transmission de segments consécutifs (Largeur de bande de segment = 6/14 MHz)

Ecart à partir de la fréquence centrale du signal sonore numérique terrestre (MHz)	Niveau relatif (dB)
± (3 × *n*/14 + 0,25/126)	0
± (3 × *n*/14 + 0,25/126 + 1/14)	–20
± (3 × *n*/14 + 0,25/126 + 2/14)	–30
± (3 × *n*/14 + 0,25/126 + 22/14)	–50

n: Nombre de segments consécutifs

F.13.1.2 Définition des sous-canaux

Dans le cas d'un canal pleine bande de 6 MHz, le RNIS-T_{SB} a deux types de largeurs de bande d'émission: 429 kHz (= 3/7 MHz, transmission à segment unique) et 1,29 MHz (= 9/7 MHz, transmission à triple segment). Le spectre du signal du segment unique est illustré à titre d'exemple à la Fig. F.42.

Pour indiquer l'emplacement des fréquences du signal RNIS-T_{SB}, un canal de télévision de 6 MHz est divisé en 42 sous-canaux par paliers de 1/7 MHz. Chaque segment est numéroté et défini en tant que sous-canal (voir la Fig. F.43). Ainsi, l'emplacement des fréquences du signal du segment unique illustré à la Fig. F.43 est défini comme le septième sous-canal d'un canal de télévision analogique donné.

FIGURE F.42

Spectre du signal RNIS-T_{SB} du segment unique

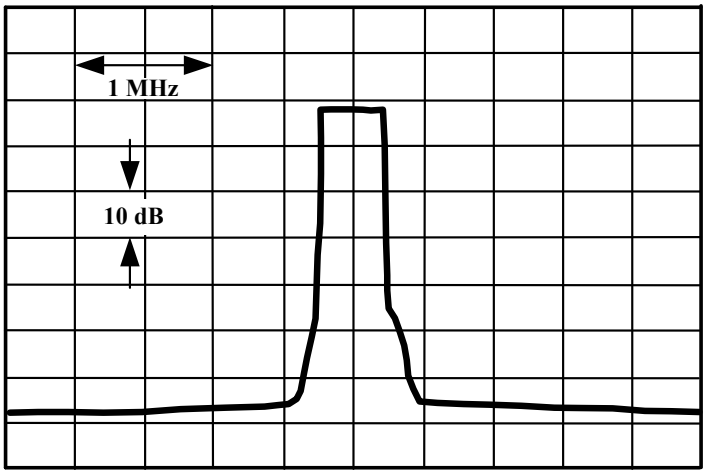
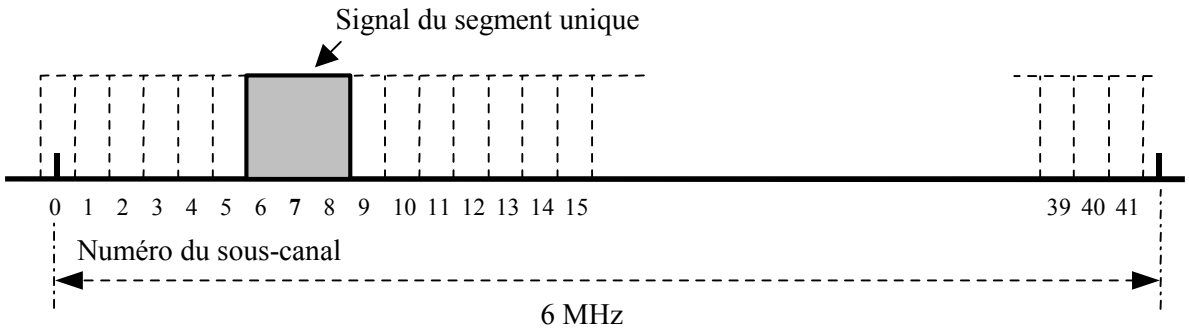


FIGURE F.43

Définition des sous-canaux

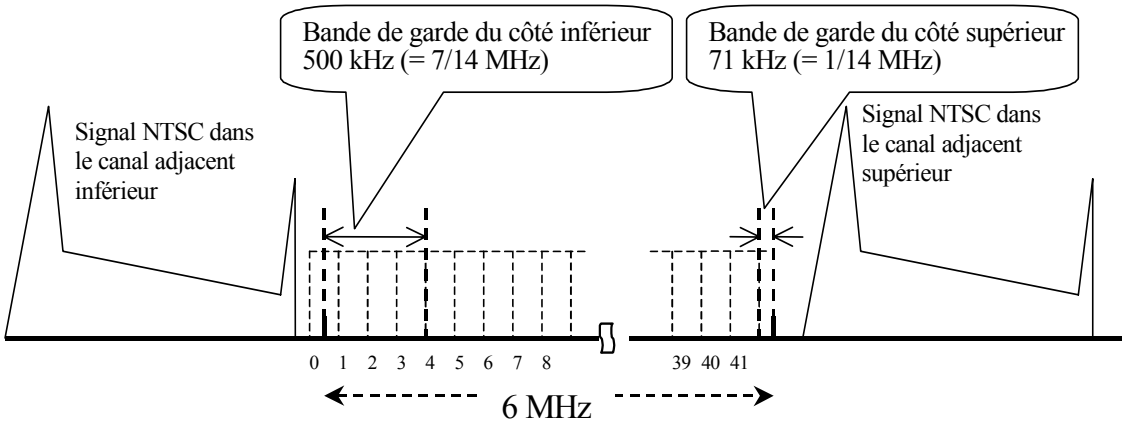


F.13.1.3 Bandes de garde

Les bandes de garde sont définies de chaque côté du signal NTSC à partir des résultats des expériences d'évaluations subjectives effectuées sur le brouillage entre le signal RNIS-T_{SB} et le signal NTSC. Comme l'indique la Fig. F.44, les bandes de garde sont de 500 kHz (= 7/14 MHz) du côté inférieur à l'intérieur du canal, et de 71 kHz (= 1/14 MHz) du côté supérieur. En conséquence, les sous-canaux utilisables pour la radiodiffusion sonore numérique sont ceux qui portent les numéros 4 à 41. Dans un canal de télévision de 6 MHz, il est possible d'allouer 12 segments au maximum, sans les bandes de garde.

FIGURE F.44

Bandes de garde pour assurer la coexistence avec le signal de télévision analogique adjacent



F.13.2 Rapports de protection

F.13.2.1 Rapports de protection pour la télévision analogique (NTSC) contre le brouillage provenant des signaux RNIS-T_{SB}

On entend par rapports de protection les rapports *D*/*U* auxquels les évaluations subjectives ont attribué une note d'appréciation de la dégradation de 4. Ces rapports sont présentés au Tableau F.33. Les expériences d'évaluation ont été conduites selon la méthode de l'échelle de dégradation avec double stimulus (dite «méthode UER») décrite dans la recommandation UIT-R BT.500. Dix-huit téléspectateurs non spécialistes ont évalué la qualité de l'image télévisée.

TABLEAU F.33

Rapports de protection contre le brouillage du signal RNIS-T_{SB} pour le signal de télévision analogique

Signal utile	Signal brouilleur	Différence de fréquence	Rapport de protection
Signal de télédiffusion analogique	Signal de radiodiffusion numérique (segment unique)	Même canal	57 dB
		Adjacent inférieur(1)	11 dB
		Adjacent supérieur(1)	11 dB
		Canal image	–9 dB
	Signal de radiodiffusion numérique (triple segment)	Même canal	52 dB
		Adjacent inférieur(1)	6 dB
		Adjacent supérieur(1)	6 dB
		Canal image	–14 dB

(1) Adjacent inférieur: signifie que le signal brouilleur est plus faible. Adjacent supérieur: le signal brouilleur est plus fort.

La Fig. F.44 illustre les bandes de garde entre le signal NTSC et le signal RNIS-T_{SB} en brouillage adjacent. Pour la transmission à triple segment, il faut corriger les rapports de protection de 5 dB (4,8 dB = 10 log(3/1)).

F.13.2.2 Rapports de protection contre le brouillage du signal de la télévision analogique (NTSC) pour le signal RNIS-T_{SB}

F.13.2.2.1 Rapports *D*/*U* requis en réception stationnaire

Les rapports *D*/*U* requis pour protéger le signal RNIS-T_{SB} à segment unique contre le brouillage NSTC sont énumérés au Tableau F.34. Ces rapports sont mesurés au taux d'erreur binaire de 2×10^{-4} après décodage du code interne. Les bandes de garde entre le signal RNIS-T_{SB} et le signal NTSC en brouillage adjacent sont illustrées à la Fig. F.44.

TABLEAU F.34

Rapports *D*/*U* requis pour protéger un signal RNIS-T_{SB} à segment unique contre le brouillage du signal NTSC (réception stationnaire)

	Même canal (dB)	Canal adjacent inférieur (dB)	Canal adjacent supérieur (dB)
MDP-4 D, 1/2	2	–57	–60
MAQ-16, 1/2	5	–54	–56
MAQ-64, 7/8	29	–38	–38

F.13.2.2.2 Rapports *D*/*U* requis en réception mobile

En réception mobile, l'intensité de champ du signal utile et du signal brouilleur varie en raison de l'évanouissement de Rayleigh. C'est pourquoi il convient de prendre en compte la variation temporaire de l'intensité de champ et celle de la valeur médiane à court terme des deux signaux sans corrélation lorsque l'on définit le rapport de protection.

Les résultats des expériences indiquent ce qui suit:

1) la marge donnant une probabilité de 99% de protéger le signal utile des variations temporaires de l'intensité de champ est de 11 dB;

2) la marge donnant une probabilité de 95% de protéger le signal utile des variations de la valeur médiane à court terme est de 6,8 dB[1].

En conséquence, les valeurs des rapports de protection indiquées au Tableau F.34 doivent être augmentées d'une marge de 18 dB (= 11 dB + 6,8 dB).

Les rapports *D*/*U* comprenant la marge requise pour la réception mobile sont énumérés au Tableau F.35.

TABLEAU F.35

Rapports *D*/*U* requis pour protéger un signal RNIS-T_{SB} à segment unique contre le brouillage du signal NTSC (réception mobile)

	Même canal (dB)	Adjacent inférieur (dB)	Adjacent supérieur (dB)
MDP-4 D, 1/2	20	–39	–42
MAQ-16, 1/2	23	–36	–38

[1] La variation de la valeur médiane à court terme a une distribution logarithmique normale avec un écart type de 2,9 dB. La distribution de la différence totale entre deux signaux à distribution logarithmique normale sans corrélation devient une distribution normale avec un écart type σ de 4,1 dB (= 2,9 × 1,414). De ce fait, la marge de variation de la valeur médiane à court terme requiert $1{,}65\sigma$ = 6,8 dB à un taux de réception de 95%. Le facteur 1,65 permet de convertir la probabilité de 50% en une probabilité de 95%.

F.13.2.2 Rapports de protection du signal RNIS-T_{SB} contre le brouillage de la télévision analogique

Les rapports de protection sont définis comme étant les valeurs les plus élevées tirées des Tableaux F.34 et F.35 et appliquées à toutes les conditions de réception. Ils sont présentés au Tableau F.36. Pour la transmission à triple segment, il convient de corriger ces rapports de 5 dB (4,8 dB = 10 log(3/1)).

TABLEAU F.36

Rapports de protection du signal RNIS-T_{SB} contre le brouillage de la télévision analogique

Signal utile	Signal brouilleur	Différence de fréquence	Rapport de protection
Signal de radiodiffusion sonore numérique (segment unique)	Signal de télédiffusion analogique	Même canal	29 dB
		Adjacent inférieur	–36 dB
		Adjacent supérieur	–38 dB
Signal de radiodiffusion sonore numérique (triple segment)		Même canal	34 dB
		Adjacent inférieur	–31 dB
		Adjacent supérieur	–33 dB

NOTE 1 – Le calcul des rapports de protection du signal RNIS-T_{SB} tient compte de la marge d'évanouissement en réception mobile. Les valeurs présentées dans le tableau comprennent une marge d'évanouissement de 18 dB.

F.13.2.3 Rapports de protection entre signaux RNIS-T_{SB}

F.13.2.3.1 Rapports *D*/*U* requis en réception stationnaire

Les rapports *D*/*U* entre les signaux RNIS-T_{SB} à segment unique sont mesurés à des taux d'erreur binaire de 2×10^{-4} après décodage du code interne, et indiqués pour chaque bande de garde au Tableau F.37. La bande de garde représente un intervalle de fréquence entre les bordures des spectres.

Dans le cas où les spectres se chevauchent, le brouillage est considéré comme un brouillage cocanal.

TABLEAU F.37

Rapports *D*/*U* requis (dB) entre les signaux RNIS-T_{SB} à segment unique (réception stationnaire)

Modulation	Rendement de codage	Co-canal	Bande de garde (MHz)							
			0/7	1/7	2/7	3/7	4/7	5/7	6/7	7/7 ou plus
MDP-4 D	1/2	4	–15	–21	–25	–28	–29	–36	–41	–42
MAQ-16	1/2	11	–6	–12	–21	–24	–26	–33	–38	–39
MAQ-64	7/8	22	–4	–10	–10	–11	–13	–19	–23	–24

F.13.2.3.2 Rapports *D*/*U* requis en réception mobile

En réception mobile, la marge du rapport *D*/*U* contre la variation temporaire de l'intensité de champ est de 10 dB, ce qui correspond à une probabilité d'emplacement de 99%. Comme indiqué au § 3.2.2, la marge de variation de la valeur médiane à court terme est de 6,8 dB pour une probabilité d'emplacement de 95%. Il convient donc d'ajouter une marge totale de 17 dB (16,8 dB) pour la réception mobile. Les rapports *D*/*U* comprenant la marge totale sont énumérés au Tableau F.38.

TABLEAU F.38

Rapports *D*/*U* requis (dB) entre signaux RNIS-T_{SB} à segment unique (réception mobile)

Modulation	Rendement de codage	Même canal	Bande de garde (MHz)							
			0/7	1/7	2/7	3/7	4/7	5/7	6/7	7/7 ou plus
MDP-4 D	1/2	21	2	–4	–8	–11	–12	–19	–24	–25
MAQ-16	1/2	28	11	5	–4	–7	–9	–16	–21	–22

F.13.2.3.3 Rapports de protection entre signaux RNIS-T_{SB}

Les rapports de protection sont définis comme étant les valeurs les plus élevées des Tableaux F.37 et F.38 à appliquer dans toutes les conditions de réception. Ils sont présentés au Tableau F.39.

Dans le cas de la transmission de segments consécutifs, il est inutile de prendre en compte le rapport de protection adjacent entre les segments.

TABLEAU F.39

Rapports de protection entre signaux RNIS-T_{SB}

Signal utile	Signal brouilleur	Différence de fréquence	Rapport de protection
Signal de radiodiffusion sonore numérique (segment unique)	Signal de radiodiffusion sonore numérique (segment unique)	Même canal	28 dB
		Adjacent	Tableau F.40 Fig. F.45
	Signal de radiodiffusion sonore numérique (triple segment)	Même canal	23 dB
		Adjacent	Tableau F.40 Fig. F.45
Signal de radiodiffusion sonore numérique (triple segment)	Signal de radiodiffusion sonore numérique (segment unique)	Même canal	33 dB
		Adjacent	Tableau F.40 Fig. F.45
	Signal de radiodiffusion sonore numérique (triple segment)	Même canal	28 dB
		Adjacent	Tableau F.40 Fig. F.45

NOTE 1 – Le calcul des rapports de protection du signal RNIS-T_{SB} tient compte de la marge d'évanouissement en réception mobile. Les valeurs présentées dans le Tableau comprennent une marge d'évanouissement de 17 dB.

TABLEAU F.40

Rapports de protection pour un signal à segment unique selon les bandes de garde

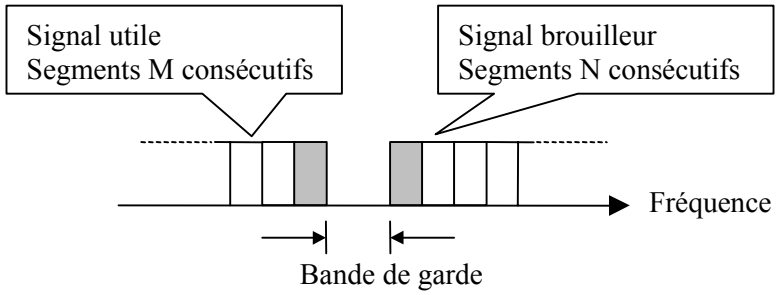
Bande de garde (MHz)	0/7	1/7	2/7	3/7	4/7	5/7	6/7	7/7 ou plus
Rapport de protection (dB)	11	5	–4	–7	–9	–16	–21	–22

NOTE 1 – Quand le signal utile est formé de segments *M* consécutifs et que le signal brouilleur est composé de segments *N* consécutifs, comme illustré à la Fig. F.45, le rapport de protection est donné par l'équation suivante:

Rapport de protection (dB) = (*valeur indiquée au Tableau F.40*) + 10 $\log_{10}$ (*M*/*N*)

FIGURE F.45

Bande de garde et disposition des signaux



F.13.3 Intensité de champ requise

F.13.3.1 Bilans de liaison

Le Tableau F.41 présente les bilans de liaison correspondant aux trois situations suivantes: réception fixe, réception portative et réception mobile. Les intensités de champ requises pour les transmissions à segment unique et à triple segment sont décrites aux lignes 22 et 24 respectivement.

La plus forte intensité de champ requise parmi ces trois types de réception est retenue comme intensité de champ requise et décrite au § F.13.3.2.

F.13.3.2 Intensité de champ requise

L'intensité de champ requise est de 0,71 mV/m (57 dB(μV/m)) pour la transmission à segment unique dans les canaux B.m. supérieurs (170-222 MHz). Pour la transmission à triple segment, cette valeur est de 1,25 mV/m (62 dB(μV/m)).

L'intensité de champ est la valeur définie à une hauteur de 4 m au-dessus du niveau du sol.

a) *Dégradation à la mise en service*

Ampleur de la dégradation du rapport *C*/*N* équivalente prévue à la mise en service du matériel.

b) *Marge de brouillage*

Marge de protection contre la dégradation du rapport *C*/*N* équivalente provoquée par le brouillage dû à la radiodiffusion analogique, etc.

c) *Marge pour trajets multiples pour récepteur portatif ou fixe*

Marge de protection contre la dégradation du rapport *C*/*N* équivalente provoquée par le brouillage dans la propagation par trajets multiples.

d) *Marge de protection contre les évanouissements pour récepteur mobile*

Marge de protection contre la dégradation du rapport *C*/*N* équivalente provoquée par la variation temporaire de l'intensité de champ.

Les rapports *C*/*N* requis dans le canal avec évanouissements sont indiqués au Tableau F.43. Le Tableau F.44 contient les marges de protection contre les évanouissements.

e) *Rapport C*/*N requis au récepteur*

= (1) *C*/*N* requis + (2) dégradation à la mise en service + (3) marge de brouillage + (4) marge pour trajets multiples + (5) marge de protection contre les évanouissements

f) *Facteur de bruit d'un récepteur, NF*

= 5 dB (ondes métriques)

g) *Largeur de bande de bruit, B*

= Largeur de bande de transmission du signal à segment unique de 429 kHz

TABLEAU F.41

Bilans de liaison pour le RNIS-T_{SB}

	Elément	Symbole	Unité	Récepteur mobile			Récepteur portatif			Récepteur fixe		
	Fréquence (MHz)		MHz	190			190			190		
	Schéma de modulation			MDP-4 D	MAQ-16	MAQ-64	MDP-4 D	MAQ-16	MAQ-64	MDP-4 D	MAQ-16	MAQ-64
	Rendement de codage du code interne			1/2	1/2	7/8	1/2	1/2	7/8	1/2	1/2	7/8
1	*C/N* requis (QEF après correction des erreurs)	*C/N*	dB	6,2	11,5	22,0	6,2	11,5	22,0	6,2	11,5	22,0
2	Dégradation à la mise en service		dB	2,0	2,0	3,0	2,0	2,0	3,0	2,0	2,0	3,0
3	Marge de brouillage		dB	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0
4	Marge pour trajets multiples		dB	–	–	–	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
5	Marge d'évanouissement (correction des variations temporaires)		dB	9,5	8,1	–	–	–	–	–	–	–
6	*C/N* requis au récepteur	*C/N*	dB	19,7	23,6		11,2	16,5	28,0	11,2	16,5	28,0
7	Facteur de bruit du récepteur	NF	dB	5	5		5	5	5	5	5	5
8	Largeur de bande de bruit (segment unique)	*B*	kHz	429	429		429	429	429	429	429	429
9	Puissance de bruit au récepteur	*Nr*	dBm	–112,5	–112,5		–112,5	–112,5	–112,5	–112,5	–112,5	–112,5
10	Puissance de bruit externe	N_0	dBm	–103,5	–103,5		–103,5	–103,5	–103,5	–103,5	–103,5	–103,5
11	Puissance de bruit totale reçue	N_t	dBm	–103,0	–103,0		–103,0	–103,0	–103,0	–103,0	–103,0	–103,0
12	Tension à l'entrée du récepteur	*Vin*	dBµV	25,5	29,4		17,0	22,3	33,8	17,0	22,3	33,8
13	Gain de l'antenne de réception	G_r	dB	–3,0	–3,0		–3,0	–3,0	–3,0	–3,0	–3,0	–3,0
14	Longueur équivalente de l'antenne	λ/π	dB	–6,0	–6,0		–6,0	–6,0	–6,0	–6,0	–6,0	–6,0
15	Affaiblissement dans la ligne d'alimentation, perte d'insertion de l'appareil	*L*	dB	2,0	2,0		2,0	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0
16	Intensité de champ minimum	E_{min}	dB(µV/m)	42,4	46,3		33,9	39,2	50,7	33,9	39,2	50,7
17	Correction du taux temporel	*T*%	dB	0,0	0,0		0,0	0,0	0,0	6,0	6,0	6,0
18	Correction du taux d'emplacement (correction de la variation de la valeur centrale)	*L*%	dB	4,8	4,8		2,4	2,4	2,4	0,0	0,0	0,0
19	Affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments (valeur de 70%)		dB				10,1	10,1	10,1			
20	Intensité de champ requise (segment unique, h_2 = 1,5 m)	*E*	dB(µV/m)	47,2	51,1		46,4	51,7	63,2			
21	Conversion de h_2 = 1,5 m à 4 m		dB	5,0	5,0		5,0	5,0	5,0			
22	Intensité de champ requise (segment unique, h_2 = 4 m)	*E*	dB(µV/m)	52,2	56,1		51,4	56,7	68,2	39,9	45,2	56,7
23	Conversion du segment unique au triple segment		dB	4,8	4,8		4,8	4,8	4,8	4,8	4,8	4,8
24	Intensité de champ requise (triple segment, h_2 = 4 m)	*E*	dB(µV/m)	57,0	60,9		56,2	61,5	73,0	44,7	50,0	61,5

NOTE 1 – Les rapports *C/N* requis pour les schémas de modulation et les rendements de codage sont indiqués au Tableau F.42.

TABLEAU F.42

Rapports *C*/*N* requis

Schéma de modulation	Rendement de codage pour le codage convolutif				
	1/2	**2/3**	**3/4**	**5/6**	**7/8**
MDP-4 D	6,2 dB	7,7 dB	8,7 dB	9,6 dB	10,4 dB
MDP-4	4,9 dB	6,6 dB	7,5 dB	8,5 dB	9,1 dB
MAQ-16	11,5 dB	13,5 dB	14,6 dB	15,6 dB	16,2 dB
MAQ-64	16,5 dB	18,7 dB	20,1 dB	21,3 dB	22,0 dB

TABLEAU F.43

Rapports *C*/*N* requis (dB)
(Mode 3, garde 1/16, et modèle GSM type d'évanouissement en zone urbaine)

		Fréquence Doppler maximale (fD)[1]		
***C*/*N* requis**	**Bruit gaussien**	**2 Hz**	**7 Hz**	**20 Hz**
MDP-4 D, 1/2	6,2 dB	15,7 dB	11,4 dB	9,9 dB
MDP-4, 1/2	4,9 dB	14,3 dB	10,8 dB	10,4 dB
MAQ-16, 1/2	11,5 dB	19,6 dB	17,4 dB	19,1 dB
MAQ-64, 1/2	16,5 dB	24,9 dB	22,9 dB	>35 dB

[1] Quand le véhicule se déplace à une vitesse de 100 km/h, la fréquence Doppler maximale atteint 20 Hz dans le canal élevé en ondes métriques (170-220 MHz).

TABLEAU F.44

Marge de protection contre les évanouissements (marge de variation temporaire de l'intensité de champ)

	Fréquences ondes métriques élevées (jusqu'à f_D = 20 Hz)
MDP-4 D, 1/2	9,5 dB
MDP-4, 1/2	9,4 dB
MAQ-16, 1/2	8,1 dB
MAQ-64, 1/2	–

h) *Puissance de bruit thermique au récepteur, N_r*

$= k\,T\,B$ (NF) = 10 $\log_{10}$ ($k\,T\,B$) + NF (dB)

k: $1{,}38 \times 10^{-23}$ (constante de Boltzmann)

T: 300 K

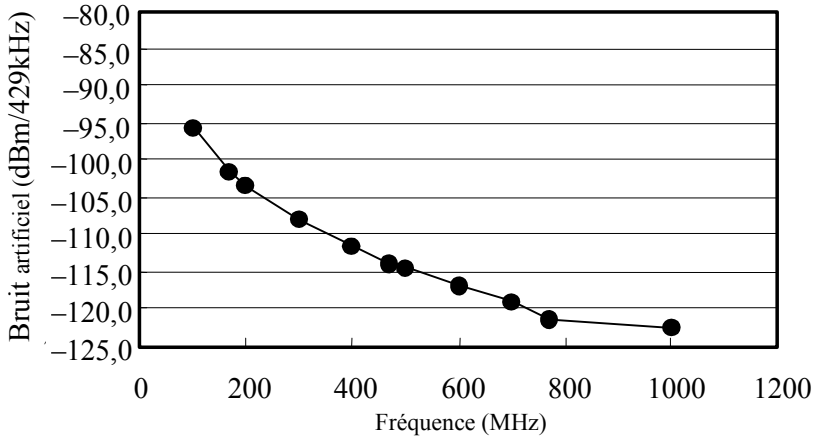
i) *Puissance de bruit externe, N_0*

La puissance de bruit externe (antenne sans perte) de la largeur de bande du segment unique obtenue à partir du bruit artificiel de la zone d'activité est illustrée à la Fig. F.46 (Recommandation UIT-R P.372, Type A).

N_0 = (valeur indiquée à la Fig. F.46) – ((15) affaiblissement dans la ligne d'alimentation et perte d'insertion de l'appareil)

FIGURE F.46

Puissance de bruit externe
(Recommandation UIT-R P.372, Type A: bruit artificiel en zone d'activité)



j) *Puissance de bruit totale à la réception, N_t*

= la somme de (9) la puissance de bruit thermique au récepteur, N_r, et de (10) la puissance de bruit externe, N_0,

= 10 log (10** (N_r/10) + 10** (N_0/10))

k) *Tension à l'entrée du récepteur, Vin*

= ((6) rapport *C/N* requis au récepteur) + (11) puissance de bruit totale au récepteur) + (la valeur dBµ convertie à partir de la valeur de 75Ω dBm)

= *C/N* + N_t + 108,8

l) *Gain de l'antenne de réception, G_r*

= –3 dB, dans le cas d'une antenne fouet, d'une antenne dipôle, etc.

m) *Longueur équivalente de l'antenne, λ/π*

= 20 log (λ/π) (dB)

n) *Affaiblissement dans la ligne d'alimentation et perte d'insertion de l'appareil, L*

= 2 dB (ondes métriques)

o) *Intensité de champ minimum, E_{min}*

= ((12) tension à l'entrée du récepteur) – ((13) gain de l'antenne de réception) – ((14) longueur équivalente de l'antenne) + ((15) affaiblissement dans la ligne d'alimentation et perte d'insertion de l'appareil) – (perte correspondante) + (affaiblissement sur la terminaison)

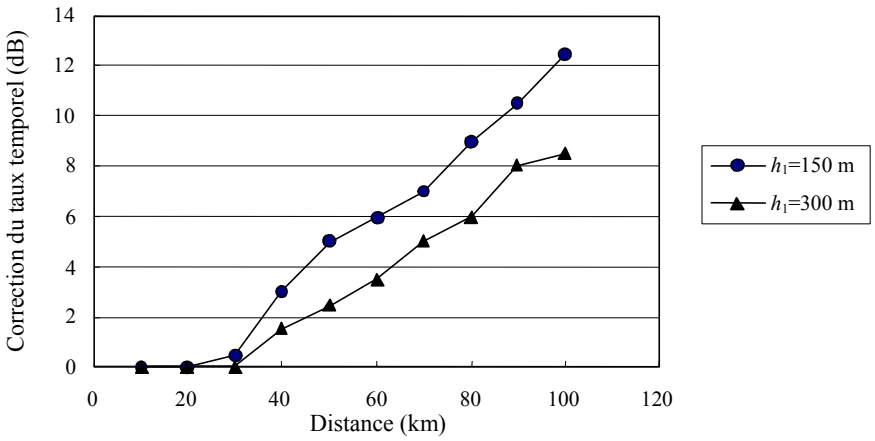
= *Vin* – G_r – 20 log (λ/π) + *L* – 20 log (SQRT (75Ω /73,1Ω)) + 6

p) *Correction du taux temporel*

La correction du taux temporel est spécifiée dans la Recommandation UIT-R P.370[2] (voir la Fig. F.47) à une hauteur de 10 m au-dessus du niveau du sol, et à une hauteur de 1,5 m au-dessus du niveau du sol dans la Recommandation UIT-R P.529[3] (voir la Fig. F.48).

FIGURE F.47

Correction du taux temporel selon la Recommandation UIT-R P.370[2]



q) *Correction du taux d'emplacement*

Dans le cas des récepteurs mobiles, les valeurs médianes à court terme de l'intensité de champ servent à planifier les fréquences. Il ressort des résultats des mesures effectuées pour la transmission en ondes métriques à segment unique que l'écart type de la distribution de la valeur médiane à court terme pour σ est de 2,9 dB. Du fait que la probabilité d'emplacement escomptée pour la réception mobile est de 95% (1,65σ), l'intensité de champ doit être supérieure de 4,8 dB (= 1,65 × 2,9 dB) à celle d'une probabilité d'emplacement de 50%.

Dans le cas des récepteurs portatifs, par contre, la valeur de correction de 50% à 70% est de 2,4 dB quand h_2 = 1,8 m au-dessus du niveau du sol. Les corrections des taux d'emplacement fondées sur les études d'intensité de champ sont présentées à la Fig. F.49.

r) *Affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments*

Dans le cas de la réception à l'intérieur des bâtiments, l'affaiblissement du signal dû à la traversée des parois est pris en compte. L'affaiblissement moyen dû à la pénétration est de 8 dB, avec un écart type de 4 dB dans la bande des ondes métriques. En supposant un taux d'emplacement de 70% (0,53σ) pour les récepteurs portatifs, la valeur s'énonce comme suit:

= 8 dB + 0,53 × 4 dB = 10,1 dB

s) *Intensité de champ requise (h_2 = 1,5 m)*

= ((16) intensité de champ minimale E_{min}) + ((17) correction du taux temporel) + ((18) correction du taux d'emplacement)

---

2 La Recommandation UIT-R P.370 a été remplacée par la Recommandation UIT-R P.1546.

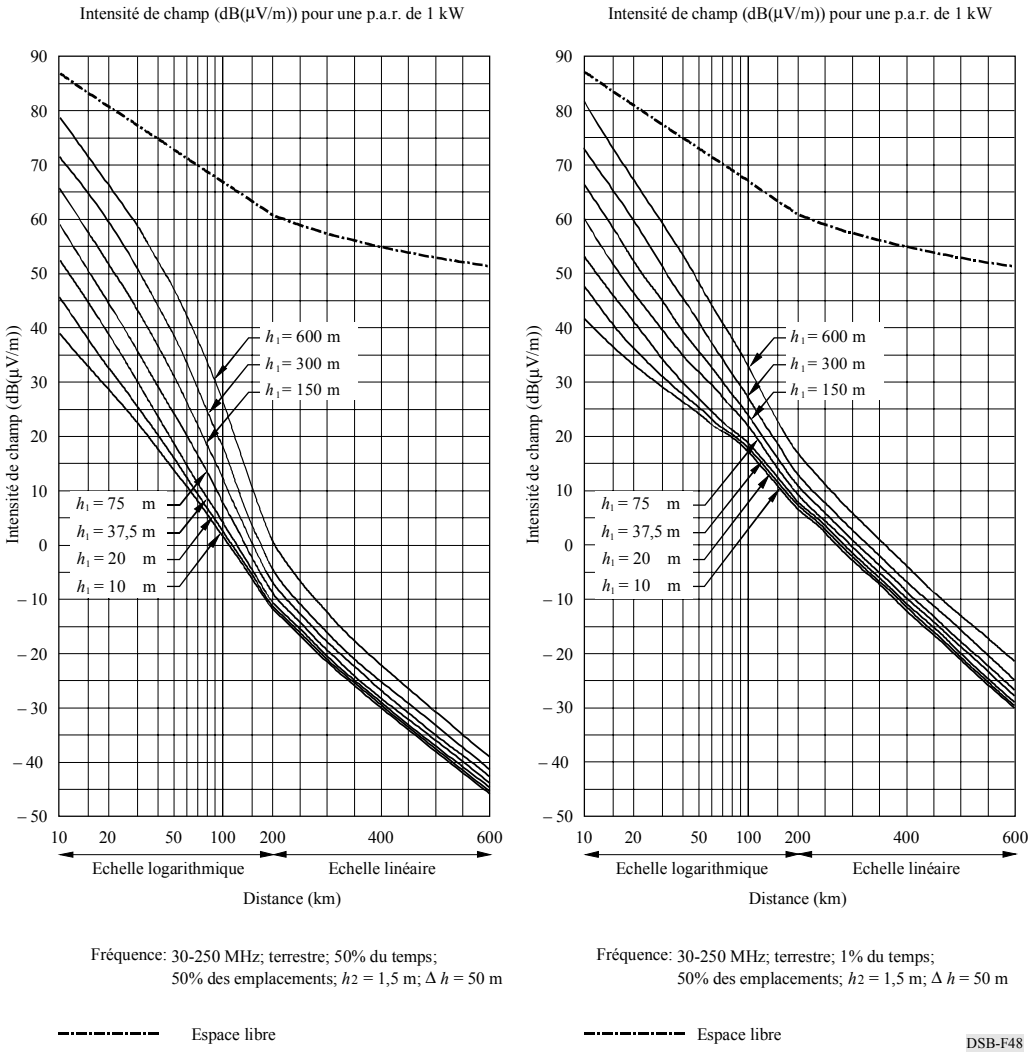
3 La Recommandation UIT-R P.529 a été remplacée par la Recommandation UIT-R P.1546.

t) *Correction de la hauteur de* 1,5 *m à* 4 *m*

Compte tenu des résultats des études d'intensité de champ, une valeur de 5 dB est employée (voir le Tableau F.45).

FIGURE F.48

Caractéristiques de propagation pour les taux temporels de 50% et de 1% de la Recommandation UIT-R P.529*



* La Recommandation UIT-R P.529 a été remplacée par la Recommandation UIT-R P.1546.

FIGURE F.49

Courbe de correction du taux d'emplacement (résultats mesurés)

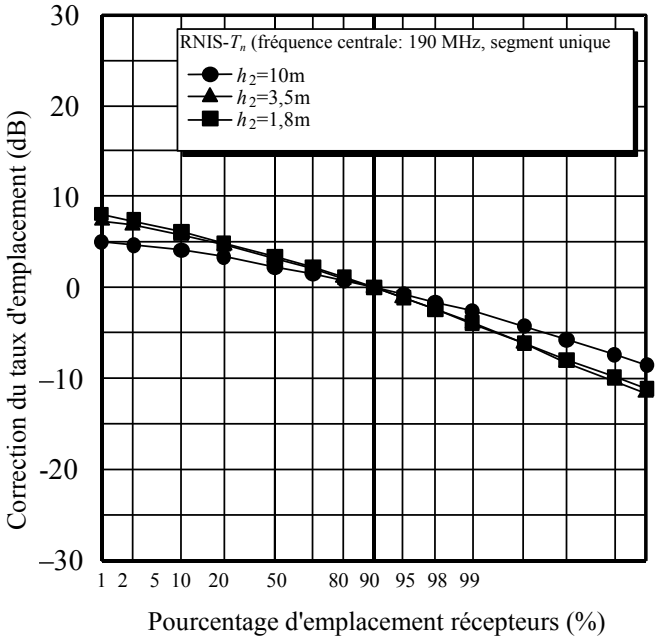


TABLEAU F.45

Ecarts d'intensité de champ

	4 m au-dessus du niveau du sol	1,5 m au-dessus du niveau du sol
Ecart d'intensité de champ d'une hauteur de 10 m au-dessus du niveau du sol	–9 dB	–14 dB

u) *Intensité de champ requise à une hauteur de réception de* 4 *m au-dessus du niveau du sol*

= ((16) intensité de champ minimale E_{min}) + ((17) correction du taux temporel) + ((18) correction du taux d'emplacement) + ((21) correction de la hauteur de réception)

v) *Conversion d'un signal à segment unique à un signal à triple segment*

Valeur de conversion de la largeur de bande de bruit

= 10 log (3/1) = 4,8 dB

w) *Intensité de champ requise (h_2 = 4 m) pour un signal à triple segment*

= ((22) intensité de champ requise (h_2 = 4 m)) + ((23) conversion d'un signal à segment unique à un signal à triple segment)

F.14 Terminologie

F.14.1 Définitions

AC:	Canal destiné à transmettre des informations supplémentaires. Une partie des porteuses OFDM lui sont dédiées. Il existe deux canaux AC, dits canal AC1 et canal AC2. Le canal AC1 existe sur le segment à modulation différentielle et sur le segment à modulation cohérente, tandis que le canal AC2 n'existe que sur le segment à modulation différentielle.
Bloc OFDM:	Signal OFDM fondamental pour la transmission RNIS-T_{SB}. Synonyme: segment OFDM.
Couche réceptrice partielle:	Quand il est indiqué que le code canal du segment central de la transmission RNIS-T_{SB} à triple segment ou RNIS-T pleine bande est différent de celui des autres segments, ce segment central constitue une couche réceptrice partielle.
CP:	Porteuse pilote OFDM dont la phase est fixe. Cette porteuse est continue dans le temps.
Facteur de normalisation:	Facteur permettant de maintenir la puissance moyenne constante dans les différentes modulations de porteuse.
Informations de commande:	Informations autres que celles des systèmes MPEG-2 qui assistent le récepteur dans les opérations de démodulation et de décodage.
Informations de la couche hiérarchique:	Informations paramétriques pour le codage du canal: méthode de modulation, rendement de codage d'erreur et durée de l'entrelacement temporel sur chaque couche en transmission hiérarchique par exemple.
Informations supplémentaires:	Informations transmises par le canal AC à des fins autres que la radiodiffusion.
Longueur de contrainte:	Nombre obtenu en ajoutant 1 au nombre d'éléments de retard dans un codeur convolutif.
Mode:	Identification du mode de transmission en fonction de l'espacement des porteuses OFDM.
Modulation de porteuse:	Méthode de modulation d'une porteuse OFDM.
Numéro de segment:	Numéro utilisé pour identifier les 13 segments OFDM et leurs segments de données correspondants.
Numéro de sous-canal:	Numéro de canal pour affecter la transmission RNIS-T_{SB} au canal de télévision.
Octet de synchronisation:	Premier octet du paquet TSP MPEG-2 et du paquet TSP de transmission.
Paquet TSP:	Paquet de flux de transport MPEG-2 qui comporte 188 octets et commence à partir de l'octet de synchronisation (47_H).
Paquet TSP de transmission:	Paquet destiné à la transmission. Il se compose de 204 octets, une parité de 16 octets étant ajoutée à la fin du paquet TSP MPEG-2 de 188 octets.
Paquet TSP protégé contre les erreurs:	Paquet de flux de transport protégé par un code de correction d'erreur RS (204,188) pour la transmission. Il se compose de 204 octets, une parité de 16 octets étant ajoutée à la fin du paquet TSP MPEG-2 de 188 octets. Synonyme: paquet TSP de transmission.

Paquet TSP-RS: Paquet de flux de transport protégé par un code de correction d'erreur RS (204,188) pour la transmission. Il se compose de 204 octets, une parité de 16 octets étant ajoutée à la fin du paquet TSP MPEG-2 de 188 octets. Synonyme: paquet TSP de transmission.

Paquet TSP-RS nul: Paquet nul de 204 octets. Ces paquets sont initialement créés lors du multiplexage des paquets TSP, mais ils ne sont pas transmis.

Porteuses de commande: Porteuses CP, SP et TMCC.

Récepteur modèle: Récepteur virtuel utilisé pour agencer les paquets TSP de transmission sur une trame multiplex.

Réception partielle: Mode de réception des signaux RNIS-T_{SB}. Quand la transmission RNIS-T_{SB} est à triple segment et que le segment central est indépendant des deux autres (transmission hiérarchique, le segment central est indiqué en tant que couche réceptrice partielle), celui-ci peut être décodé par un récepteur à segment unique. En d'autres termes, une partie des signaux RNIS-T_{SB} peuvent être reçus et décodés. Si le segment central du RNIS-T pleine bande est défini sous forme de couche réceptrice partielle, il peut également être reçu et décodé par un récepteur à segment unique.

RNIS-T: Système de télédiffusion terrestre numérique dans lequel la bande de transmission se compose de 13 segments OFDM. Il est recommandé dans la Recommandation UIT-R BT.1306-1 sous le nom de Système C.

RNIS-T_{SB}: Système de radiodiffusion sonore terrestre numérique dans lequel la bande de transmission se compose d'un ou de trois segments OFDM.

RNIS-T pleine bande: Système de télédiffusion terrestre numérique dans lequel la bande d'émission se compose de 13 segments OFDM. Synonyme: RNIS-T.

Segment central: Segment OFDM central dans la transmission à triple segment.

Segment de données: Segment ne contenant que des données. Il s'agit d'un bloc élémentaire pour le codage du canal. Le segment de données est un segment avant l'ajout de porteuses de commande et de porteuses d'informations supplémentaires.

Segment OFDM: Signal OFDM de base pour la transmission RNIS-T_{SB}, généré par l'adjonction de porteuses de commande et de porteuses d'informations supplémentaires au segment de données (porteuses). La largeur de bande représente le quatorzième de celle du canal de télévision.

Sous-canal: Canal utilisé pour assigner la transmission RNIS-T_{SB} au canal de télévision. Le pas du sous-canal est de 1/7MHz. La largeur de bande d'un segment OFDM est de 3/7 MHz. La transmission RNIS-T_{SB} à segment unique occupe donc 3 sous-canaux.

SP: Symbole pilote OFDM. Ces porteuses pilotes sont réparties en fréquence et en temps. Les SP sont affectés à plusieurs porteuses OFDM et alloués de façon intermittente dans le temps. La phase du SP est fixée à la porteuse OFDM où il est affecté.

Symbole OFDM: Symbole de transmission temporel pour le signal de transmission OFDM.

Symbole de porteuse: Symbole de la constellation d'une porteuse OFDM.

TMCC: Informations concernant la transmission en cours et la suivante ainsi que la configuration de multiplexage du signal RNIS-T_{SB}.

Trame OFDM:	Trame de transmission composée de 204 symboles OFDM. Elle contient des porteuses de données, des porteuses de commande et des porteuses d'informations supplémentaires.
Trame multiplex:	Trame du domaine temporel qui est fournie à des fins de traitement du signal et utilisée pour re-multiplexer les flux de transport (TS) MPEG-2 afin de créer un TS unique. Cette trame est identique à une trame OFDM en termes de durée.
Transmission connectée:	Type de transmission des signaux RNIS-T_{SB} qui est structurée sans bande de garde entre les signaux de transmission RF RNIS-T_{SB} adjacents depuis un même site d'émission.
Transmission hiérarchique:	Transmission simultanée de plusieurs segments OFDM dont les codes canal sont différents. Dans la transmission à triple segment du RNIS-T_{SB}, le codage canal du segment central et des deux autres segments peut être établi séparément, sauf en ce qui concerne le mode et l'identificateur de groupe.

F.14.2 Sigles et abréviations

AAC:	Codage audio avancé (*advanced audio coding*)
AC:	Canal auxiliaire (*auxiliary channel*)
BBGA:	Bruit blanc gaussien additif
BPF:	Filtre passe-bande
BST:	Transmission à segmentation de bande
CAT:	Table d'accès conditionnel
C/*N*:	Rapport porteuse/bruit
CP:	Pilote continu (*continual pilot*)
Code DSC:	Recueil de règles de sécurité applicables aux engins à portance dynamique
DTTB:	Radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre
D/*U*:	signal utile/signal brouilleur (*desired and undesired signal ratio*)
FI:	Fréquence intermédiaire
GSM:	Système mondial de communications mobiles
LSB:	Bit de moindre poids (*least significant bit*)
MAQ:	Modulation d'amplitude en quadrature
MDP-2 D:	Modulation par déplacement de phase à deux états avec détection différentielle
MDP-4:	Modulation par déplacement de phase à quatre états
MDP-4 D:	Modulation par déplacement de phase à quatre états avec détection différentielle
MF:	Modulation de fréquence
Mod.:	Modulo
MSB:	Bit de plus fort poids (*most significant bit*)
MPEG	Groupe d'experts pour les images animées

NIT:	Table d'informations réseau (*network information table*)
NTSC:	National Television System Committee
OCT:	Notation octale
OFDM:	Multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence
p.a.r.:	Puissance apparente rayonnée
PAT:	Table d'association de programme (*program association table*)
PCR:	Référence temporelle de programme (*program clock reference*)
PMT:	Table de contenu de programme (*program map table*)
SBPA:	Séquence binaire pseudo-aléatoire
SFN:	Réseau monofréquence
RBW:	Largeur de bande de résolution (*resolution band width*)
RF:	Radiofréquence
RNIS:	Radiodiffusion numérique à intégration de services
RNIS-S:	RNIS pour la télédiffusion par satellite
RNIS-T:	RNIS pour la télédiffusion terrestre
RNIS-T_{SB}:	RNIS pour la radiodiffusion sonore terrestre
RS:	Reed-Solomon
SP:	Pilote réparti (*scattered pilot*)
S/P:	Série/parallèle
TEB:	Taux d'erreur binaire
TFR:	Transformée de Fourier rapide
TFRI:	Transformée de Fourier rapide inversée
TIG:	Taux d'intervalle de garde
TMCC:	Commande de configuration de transmission et multiplexage (*transmission and multiplexing configuration control*)
TS:	Flux de transport (*transport stream*)
TSP:	Paquet de flux de transport (*transport stream packet*)
VBW:	Largeur de bande vidéo (*video band width*)

ANNEXE G

SYSTÈME NUMÉRIQUE G

SYSTÈME S-DARS 2,3 GHz (SIRIUS-RADIO)

TABLE DES MATIÈRES

		Page
G.1	Introduction	785
G.2	Configuration du système	785
G.3	Diversité	788
G.4	Description de la configuration	789
G.5	Résumé	790
G.6	Liste des acronymes	792

LISTE DES FIGURES

		Page
FIGURE G.1	Configuration d'exploitation du Système numérique G	786
FIGURE G.2	Trajectoire au sol des satellites	787
FIGURE G.3	Couverture des orbites des satellites (vue de Seattle) (La couverture obtenue avec des satellites OSG est également indiquée)	787
FIGURE G.4	Probabilité de blocage sur le trajet en milieu suburbain	788
FIGURE G.5	Affaiblissement par les feuillages pour un pourcentage donné d'interruption du service	789
FIGURE G.6	Diagramme d'un récepteur d'abonné	790

ANNEXE G

SYSTÈME NUMÉRIQUE G

SYSTÈME S-DARS 2,3 GHZ (SIRIUS-RADIO)

G.1 Introduction

L'un des deux systèmes du SRS exploités aux Etats-Unis d'Amérique est un système du service de radiodiffusion audionumérique par satellite (S-DARS, *Satellite Digital Audio Radio Service*) qui est en service commercial depuis le début de 2002. Ce système de radiodiffusion dessert les utilisateurs mobiles et plus particulièrement les conducteurs des véhicules automobiles (plus de 200 millions d'unités en circulation) des 48 Etats contigus du pays. Le service peut offrir jusqu'à 100 voies audio, en général 60 programmes musicaux sans publicité et 40 voies téléphoniques, et dessert les utilisateurs, sur abonnement, dans la bande de fréquences 2 320-2 332,5 MHz. La configuration comprend trois satellites sur orbite géosynchrone elliptique inclinée, avec une séparation des plans de 120°; les satellites sont complétés par des émetteurs de Terre qui répètent le signal reçu de l'espace dans les zones urbaines. La configuration et le recours à la diversité qui permet d'offrir une excellente disponibilité aux abonnés, sont décrits dans les lignes qui suivent. Le système fait intervenir la diversité d'espace, la diversité dans le temps et la diversité de fréquence; il est complété par des émetteurs de Terre, et les récepteurs ont une fonction d'égalisation pour la réception par trajets multiples.

Le Système numérique G décrit ci-après offre des voies «musique» et «parole» caractérisées par une qualité numérique élevée et disponibles partout en extérieur (continuité totale). Le service s'adresse avant tout aux utilisateurs mobiles, mais peut également intéresser les utilisateurs de récepteurs fixes ou portatifs. Le niveau élevé de qualité est rendu possible par le recours à la diversité d'emplacement, la diversité temporelle et la diversité de fréquence, par le fait que les angles d'élévation par rapport aux satellites sont importants et enfin par l'adoption de l'égalisation des trajets multiples à la réception. Par ailleurs, l'utilisation de répéteurs de Terre pour relayer le signal reçu du satellite supprime le problème des interruptions dans les grandes zones urbaines ou les zones occultées (longs tunnels). L'objectif de disponibilité en liaison descendante en l'absence d'occultation est supérieur à 99%. Les répéteurs de Terre permettent de maintenir cette valeur de disponibilité dans les zones occultées.

G.2 Configuration du système

La configuration générale du système fait l'objet de la Fig. G.1, tandis que la constellation des trois satellites est illustrée à la Fig. G.2. Les paramètres orbitaux des satellites géosynchrones sont indiqués au Tableau G.1. Les satellites suivent au sol une trajectoire identique (voir la Fig. G.2), à intervalles de huit heures. Sur cette trajectoire au sol, la période pendant laquelle les satellites émettent (c'est-à-dire l'arc actif) est d'environ 16 h, et cet arc actif représente approximativement la partie de la trajectoire au sol, représentée à la Fig. G.2, qui est située au-dessus de l'Equateur. Cette configuration orbitale donne pour les utilisateurs situés dans le tiers nord des 48 Etats des angles d'élévation très élevés (de l'ordre de 60°). La Fig. G.3 illustre la couverture obtenue dans le cas des utilisateurs de Seattle (Etat de Washington). L'angle d'élévation minimal vers un satellite actif vu d'un point quelconque du territoire des 48 Etats contigus est d'environ 45°. La Fig. G.3 montre aussi que l'orbite choisie permet à chaque satellite de couvrir les 48 Etats pendant environ 16 h. Deux des trois satellites sont actifs à tout moment, assurant chacun la même émission à destination des abonnés des 48 Etats.

FIGURE G.1

Configuration d'exploitation du Système numérique G

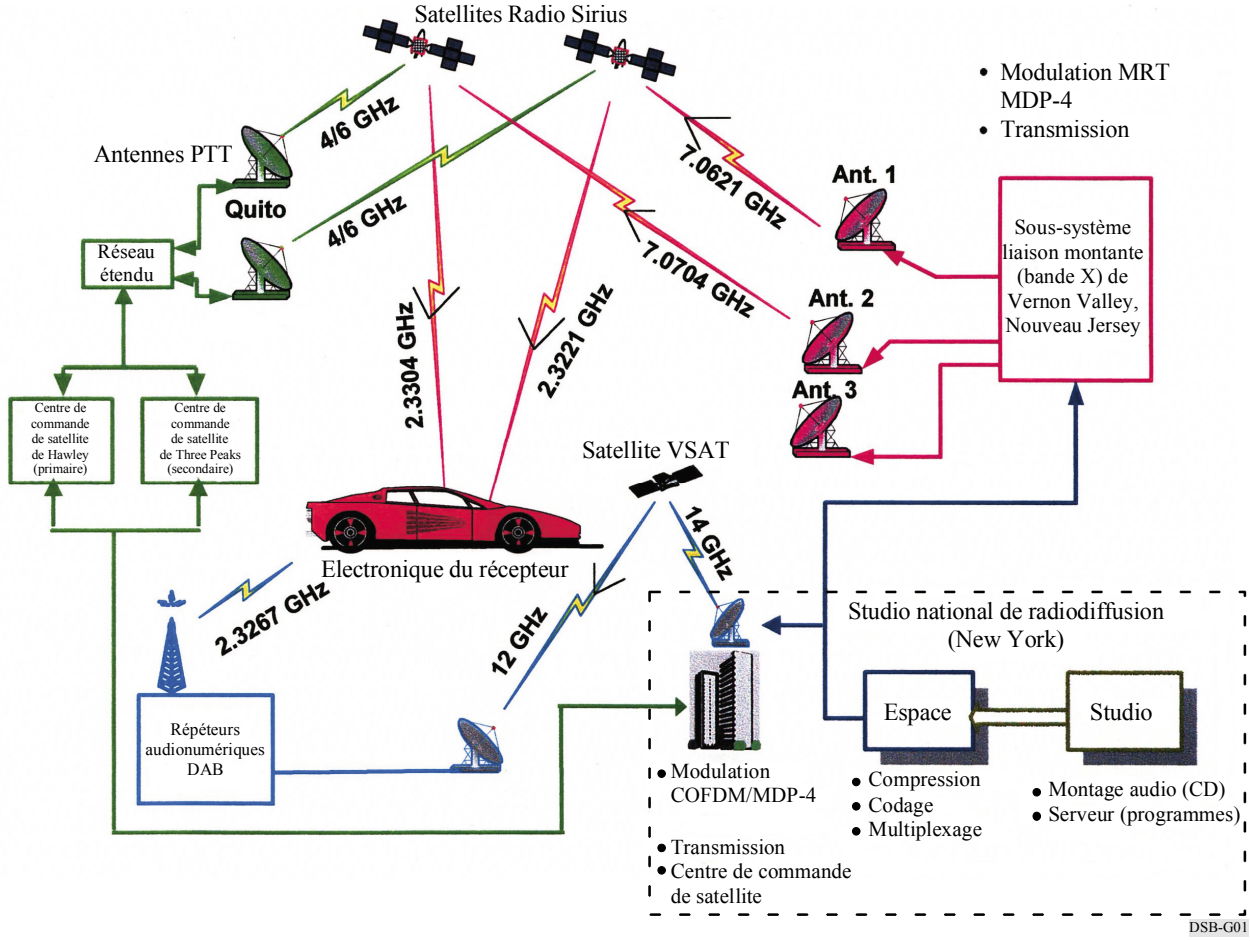


TABLEAU G.1

Paramètres orbitaux

Type	**Géosynchrone (orbite fortement elliptique, 24 h)**
Inclinaison	63,4°
Altitude du périgée	24 469 km
Altitude de l'apogée	47 102 km
Excentricité	0,2684
Période	24 h
Séparation dans le temps	8 h
Argument du périgée	270°

FIGURE G.2

Trajectoire au sol des satellites

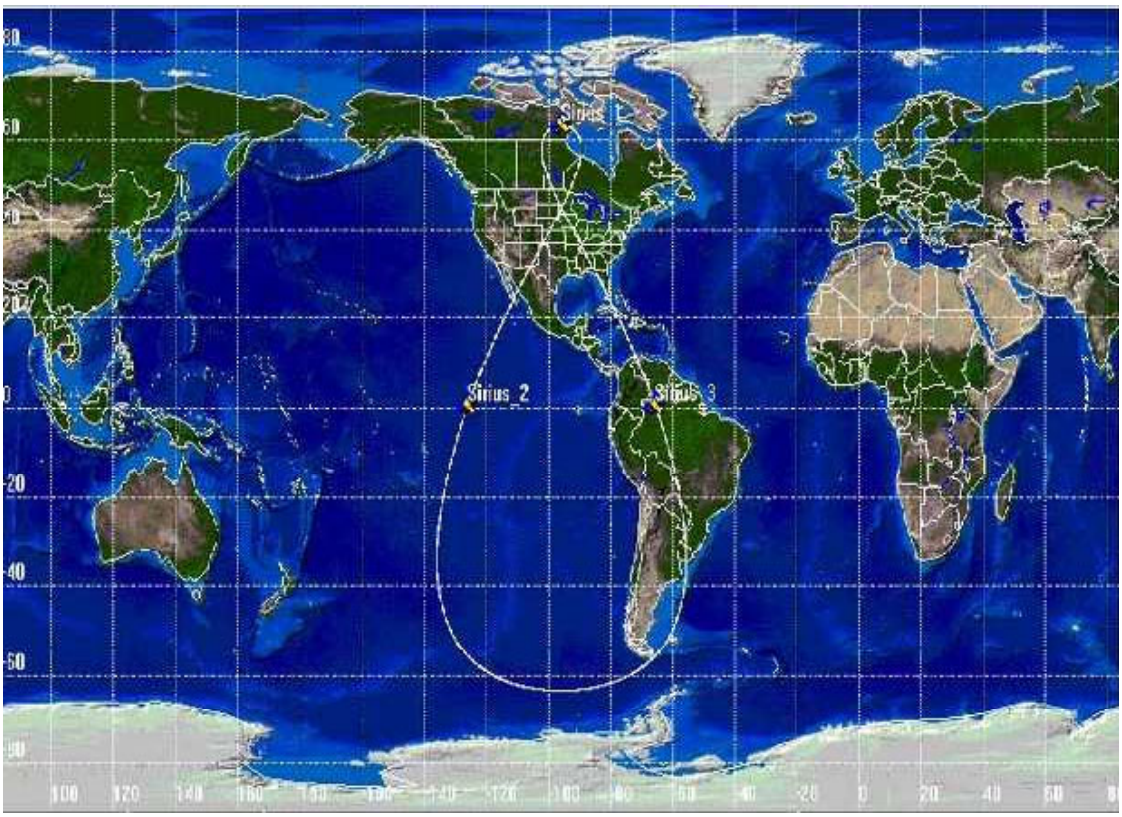
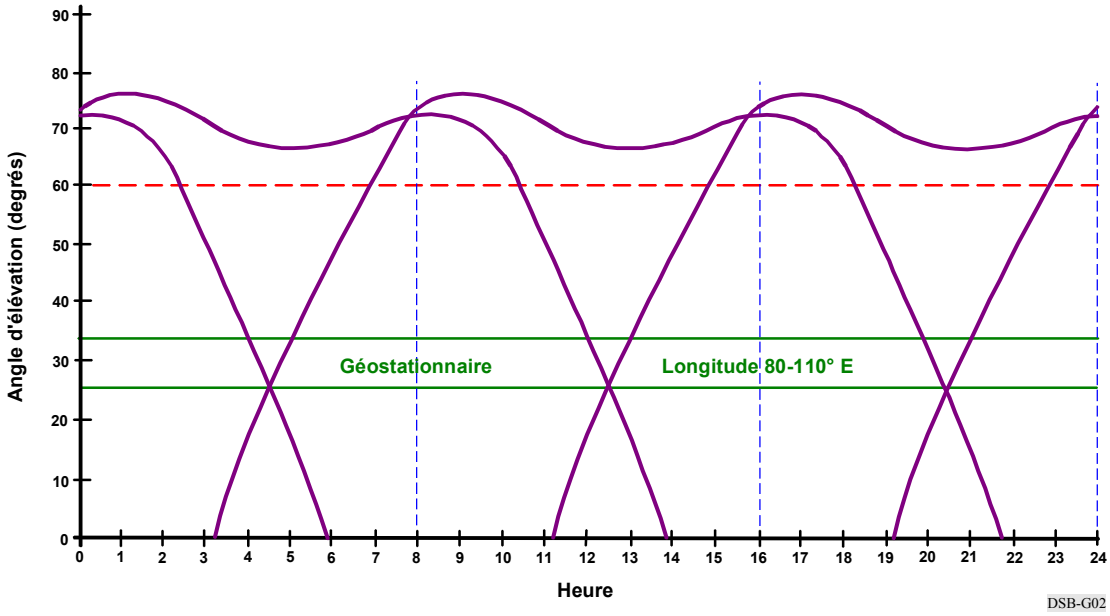


FIGURE G.3

Couverture des orbites des satellites (vue de Seattle)
(La couverture obtenue avec des satellites OSG est également indiquée)

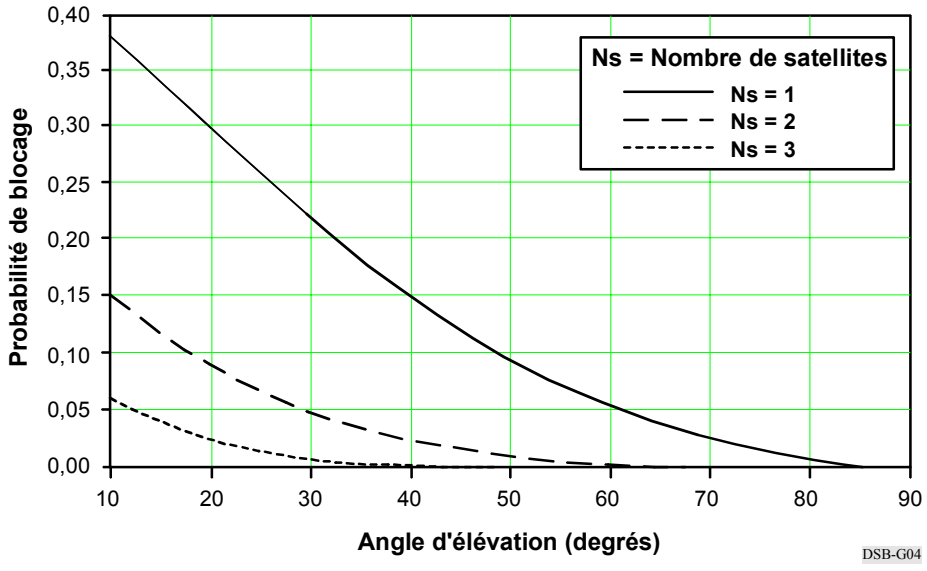


G.3 Diversité

La diversité est essentielle pour obtenir la qualité de service mobile élevée offerte par un système tel que le S-DARS. La diversité de fréquence est obtenue par le recours à deux fréquences d'émission au niveau des satellites actifs, espacées de 8 MHz, comme illustré à la Fig. G.1. Comme la Fig. G.4 le montre, il est indispensable de prévoir des angles d'élévation élevés. La diversité d'emplacement est requise pour obtenir des valeurs d'élévation, au niveau de l'utilisateur, comprises entre 25 et 50°. Les valeurs élevées d'angle d'élévation à la réception et la diversité d'emplacement sont également essentielles pour réduire la marge de transmission et résoudre le problème de l'affaiblissement dû aux feuillages dans la bande 1,5 GHz, comme le fait apparaître la Fig. G.5, car, autrement, la marge de transmission devrait être très importante. Dans la bande des 2,3 GHz, il faut s'attendre à des valeurs d'évanouissement supérieures de 2 dB. Toutefois, des blocages du signal reçu des satellites peuvent néanmoins être causés par un phénomène d'occultation, dans le cas par exemple des rampes d'échangeurs d'autoroute. Le problème des blocages peut être résolu dans la plupart des cas par le recours à la diversité dans le temps: on prévoit à cet effet un décalage de 4 secondes entre les émissions des deux satellites actifs, et on met en mémoire le signal reçu en premier dans chaque récepteur, le signal mémorisé étant retransmis lorsque les émissions de deux satellites sont bloquées simultanément.

FIGURE G.4

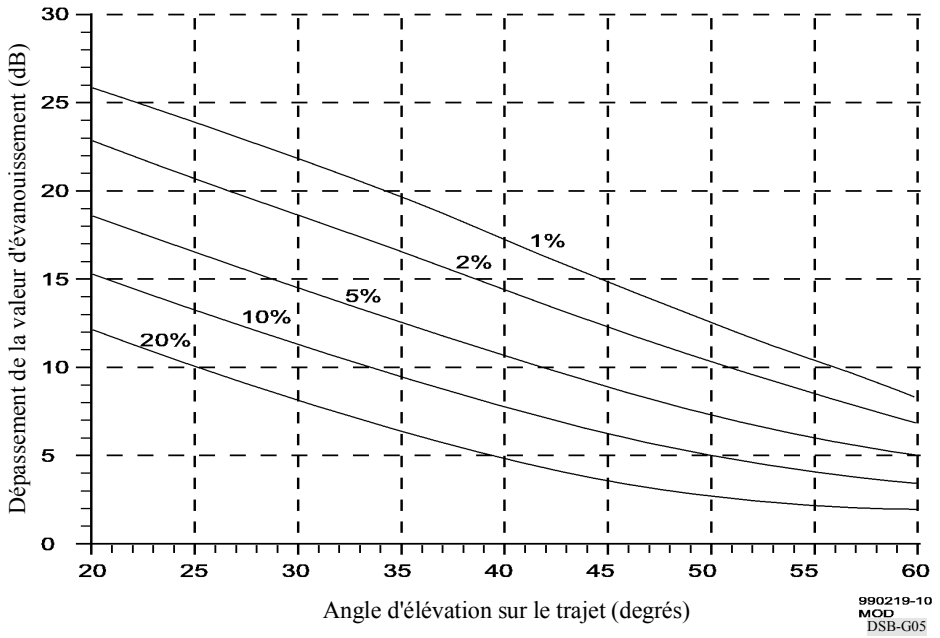
Probabilité de blocage sur le trajet en milieu suburbain*



* (IEEE Communications Magazine, septembre 1999, page 118, Fig. 1.)

FIGURE G.5

Affaiblissement par les feuillages* pour un pourcentage donné d'interruption du service



* GOLDHIRSH, J. et VOGEL, W.J. [février 1992]. *Propagation Effects for Land Mobile Systems*. NASA Reference Publication 1274.

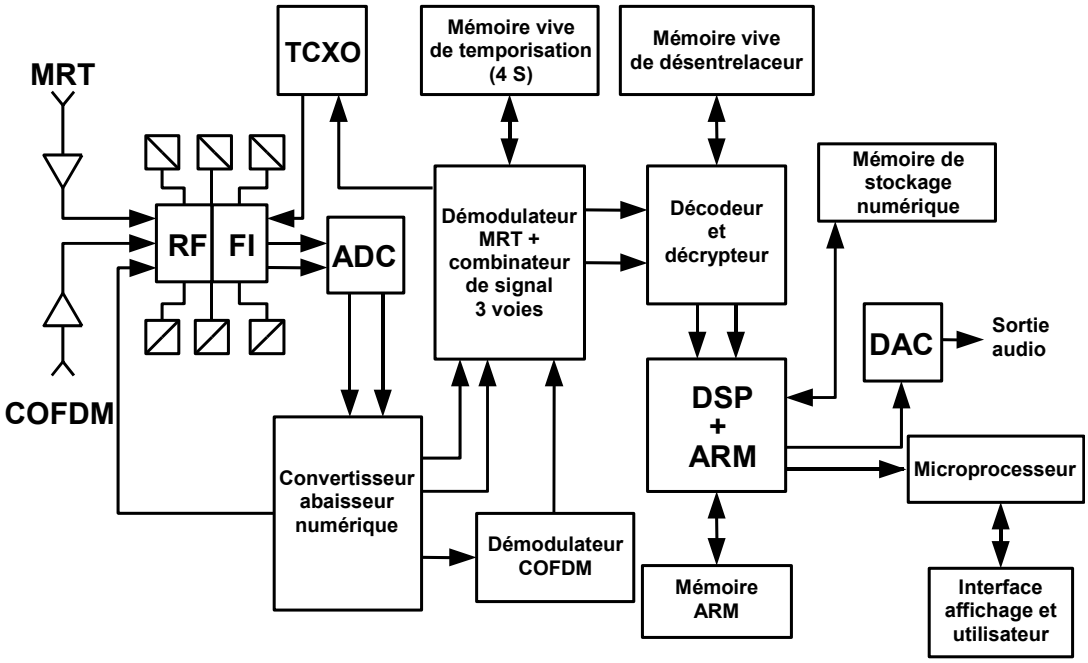
G.4 Description de la configuration

Les valeurs des paramètres caractéristiques des satellites sont résumées au Tableau G.2, tandis que le sous-système de poursuite, télémesure et commande dont les paramètres sont indiqués au Tableau G.3 utilise des stations terriennes installées en Equateur et au Panama. Quatre satellites ont été construits, dont l'un, qui n'a pas été mis en orbite, est en réserve. Le premier satellite a été lancé le 30 juin 2000, le deuxième a été mis sur orbite le 5 septembre 2000 et le troisième est en position depuis le 30 novembre 2000. La construction du studio national de radiodiffusion, des centres de commande des satellites et de la station terrienne de liaison montante de Vernon Valley (New Jersey) (se reporter au Tableau G.4) est terminée.

Les sites des 104 répéteurs de Terre devant être installés dans 56 villes ont été choisis, et l'installation a été menée à bien pendant l'hiver 2000. La Fig. G.6 illustre le diagramme synoptique d'un récepteur d'abonné, conçu par Lucent Technologies, dont les circuits intégrés sont fabriqués par Agera. Le programme d'essais des récepteurs a commencé à l'automne 2000. Les récepteurs sont dotés d'un égalisateur à six sorties pour les trajets multiples ainsi que du système de temporisation par mémorisation sur 4 s pour la diversité dans le temps, mentionnée plus haut.

FIGURE G.6

Diagramme d'un récepteur d'abonné



ARM: *Advanced RISC Microprocessor*

TCXO: Oscillateur à quartz régulé en température

G.5 Résumé

La mise en service commerciale du Système numérique G a commencé en février 2002. Le système offre à des millions d'abonnés une qualité de service très élevée et une excellente disponibilité grâce à l'utilisation de technologies innovantes et au système de diversités multiples simultanées. Le Tableau G.5 donne un exemple de bilan de liaison type du service mobile S-DARS.

TABLEAU G.2

Caractéristiques des satellites

Fabricant/Type	Space Systems Loral, Model FS1 300 Proton ou Sea Launch
Vie utile	15 ans
Poids au lancement	3 900 kg
Dimensions	Longueur: 24,8 m, largeur: 5,6 m, hauteur: 5,2 m
Charge utile	Un répéteur, 16 amplificateurs actifs et 8 amplificateurs de réserve, de type double ATOP
p.i.r.e. max., par faisceau	67 dBW
Contrôle d'attitude	Contrôle par volant d'inertie à 3 dispositifs actifs et un dispositif redondant (positionnement normal sur orbite et commande de lacet)
Alimentation électrique	2 panneaux solaires de 5 unités chacun. Puissance totale: 8,5 kW sur 15 ans

TABLEAU G.3

Télémesure et télécommande

Fréquence de télémesure F1	4 196,5 MHz
Fréquence de télémesure F2	4 197,0 MHz
p.i.r.e. télémesure maximum	0 dBW (minimum)
Polarisation du signal de télémesure	Circulaire droite
Fréquence de commande F1	6 422,5 MHz
Fréquence de commande F2	6 424,5 MHz
Sensibilité de commande	–90 dB(W/m^2)
Polarisation de signal de commande	Circulaire gauche

TABLEAU G.4

Station terrienne de liaison montante

Diamètre	4,57 m
Gain à l'émission	48,6 dBi
Gain à la réception	31,0 dBi
Mode de poursuite primaire	Programme
Polarisation sur la liaison montante	Circulaire droite
Puissance de sortie de l'émetteur	1 600 W
p.i.r.e. liaison montante	74,4 dBW
Objectif de disponibilité de liaison montante	99,9%

TABLEAU G.5

Bilan de liaison type

p.i.r.e. en bordure de couverture du faisceau émis par le satellite (dBW)	61,1
Gain d'antenne (fixe) (dBi)	30 (26,5 dBi en limite de couverture)
Capacité nette totale du système (Mbit/s)	4,4
Affaiblissement sur le trajet (dB) (apogée, récepteur mobile selon un angle d'élévation de 35°)	–193,5
Gain d'antenne du récepteur mobile (dB)	3,5
Puissance à la réception (dBW)	–147,3
Puissance de bruit dans le récepteur (dBW)	–158,5
Rapport *S*/*N* pour un satellite (dB)	11,2
Rapport *S*/*N* requis (dB) (TEB > 10^{-5})	5,0
Marge de puissance pour un satellite (dB)	6,2
Gain de diversité (dB)	12,0
Marge effective trajets multiples (dB)	18,2

G.6 Liste des acronymes

µP	Microprocesseur (*microprocessor*)
ADC	Convertisseur analogique/numérique (*analog digital converter*)
ARM	Advanced RISC Microprocessor
ATOP	Amplificateur à tube à ondes progressives
COFDM	Modulation par répartition en fréquence orthogonale codée
DAB	Radiodiffusion audionumérique (*digital audio broadcasting*)
DAC	Convertisseur numérique/analogique (*digital analog converter*)
DSP	Traitement numérique du signal (*digital signal processing*)
FI	Fréquence intermédiaire
LHCP	Polarisation circulaire gauche (*left-hand circular polarization*)
MDP-4	Modulation par déplacement de phase en quadrature
OSG	Orbite des satellites géostationnaires
p.i.r.e.	Puissance isotrope rayonnée équivalente
RAM	Mémoire vive (*random access memory*)
RF	Radiofréquence (*radio frequency)*
RHCP	Polarisation circulaire droite (*right-hand circular polarization*)
RISC	Reduced Instruction Set Computer
S-DARS	Satellite-Digital Audio Radio Service
SRS	Service de radiodiffusion par satellite
TCXO	Oscillateur à quartz régulé en température (*temperature controlled crystal oscillator*)
PTT	Poursuite, télémesure et télécommande (*tracking, telemetry and command*)
VSAT	Microstation (*very small aperture terminal*)
X-Band	Bande X, 8-12 GHz (dénomination officielle dans les forces armées américaines)

APPENDICE X

EXPÉRIENCES ET SIMULATIONS DE PROPAGATION

TABLE DES MATIÈRES

		Page
X.1	Mesure des caractéristiques de propagation à 1,5 GHz – Canada	801
X.1.1	Influence de la largeur de bande de la voie	801
X.1.2	Résultats des mesures de couverture	807
X.1.3	Résultats des mesures de réception effectuées dans les bâtiments	808
X.1.4	Comparaison avec les modèles de propagation	809
X.2	Mesures récentes effectuées au Canada pour caractériser les voies à large bande à 1,5 GHz	813
X.2.1	Introduction	813
X.2.2	Appareillage et méthodologie de mesure	813
X.2.3	Résultats	814
X.2.4	Discussion et conclusions	816
X.2.5	Mesures du décalage Doppler	816
X.3	Résultats expérimentaux concernant la radiodiffusion audionumérique à 105 MHz en Inde	818
X.3.1	Ecart type d'un signal DSB dans différentes conditions environnementales	818
X.3.2	Discrimination de polarisation	818
X.3.3	Affaiblissement de pénétration dans les bâtiments	818
X.3.4	Gain dû à la hauteur d'antenne	818
X.4	Mesures de la propagation par trajets multiples entre 84 et 86 MHz	818
X.4.1	Zone urbaine: quartiers d'affaires – industriels – grande activité commerciale (Fig. X.10 et X.11)	819
X.4.2	Zone suburbaine – résidentielle (Fig. X.12 et X.13)	819
X.4.3	Zones rurales: aires de stationnement de véhicules – autoroutes (Fig. X.14 et X.15)	821
X.4.4	Trajets avec obstacles (accidents de terrain) (Fig. X.16 et X.17)	822
X.5	Mesures de propagation à l'extérieur des bâtiments pour la radiodiffusion DSB	824
X.5.1	Affaiblissement dû aux arbres plantés le long des routes, à 1,5 GHz	824
X.5.2	Facteur de similitude de l'affaiblissement avec équiprobabilité entre la Bande L et les bandes d'ondes décimétriques	825
X.5.3	Mesures de l'effet de masquage dû aux arbres pour les communications espace-Terre entre les limites approximatives de 1,4 et 2,6 GHz	826
X.6	Mesures de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments	828
X.7	Mesures de propagation à l'intérieur des bâtiments effectuées aux Etats-Unis d'Amérique	831
X.7.1	Mesures de propagation en radiodiffusion DSB	831

		Page
X.7.2	Résultats des mesures	832
X.7.3	Conséquences pour la conception des systèmes	839
X.7.4	Conclusions	840
X.8	Statistiques d'évanouissement dans les voies pour le service SRS (sonore) avec signalisation par étalement du spectre et utilisation d'un système à satellites-relais de poursuite et d'acquisition de données (TDRS, *tracking and data relay system*)	842
X.8.1	Résumé	842
X.8.2	Vue d'ensemble de l'expérience	842
X.8.3	Conclusions	845
X.9	Mesures de propagation à 2310-2360 MHz avec diversité d'espace, de fréquence et de temps sur satellite simulé	848
X.9.1	Mise en oeuvre de la simulation	848
X.9.2	Données de propagation	848
X.10	Exemple de modèle de propagation combiné, simulé sur ordinateur	849
X.10.1	Masquage log-normal	850
X.10.2	Evanouissements de Rayleigh	851
X.10.3	Combinaison des évanouissements de type Rayleigh et des évanouissements log-normaux	851
X.11	Expérience de propagation: utilisation du Système numérique A	852
X.12	Statistiques d'évanouissement sur la voie d'un signal SRS (sonore), établies sur la base des expériences réalisées avec le Système numérique B	852
X.12.1	Modélisation de la voie	852
X.12.2	Premières évaluations expérimentales et essais en conditions réelles faites avec le Système numérique B avec des satellites TDRS de la NASA	852
X.12.3	Complément d'analyse des résultats d'essais en conditions réelles effectués avec le Système numérique B avec des satellites TDRS de la NASA et des résultats de certaines transmissions de Terre	852
X.13	Expériences de propagation effectuées avec le Système numérique C	852
X.14	Expériences de propagation effectuées avec les Systèmes numériques D_S et D_H	852
X.15	Expériences de propagation effectuées avec le Système numérique E	852
X.16	Expériences de propagation effectuées avec le Système numérique F	852
X.17	Bibliographie	853
X.18	Liste d'abréviations	854

LISTE DES FIGURES

		Page
FIGURE X.1	Amélioration de la marge pour la protection contre les évanouissements dus à la propagation par trajets multiples, zone fortement urbanisée	802
FIGURE X.2	Variation relative (dB) du niveau d'un signal d'ondes entretenues vu par le mobile dans une zone étendue et une petite zone, avec indication de la fonction de distribution cumulative correspondante	804
FIGURE X.3	Variation relative (dB) du niveau d'un signal de 1,47 MHz vu par le mobile dans une zone étendue et une petite zone avec indication de la CDF	805
FIGURE X.4	Comparaisons des résultats de mesure avec le modèle CCIR et la courbe de l'affaiblissement en espace libre, Montréal, pour 50% des emplacements (p.i.r.e. = 41,1 dB(W), HAAT = 235,5 m)	811
FIGURE X.5	Comparaisons des résultats de mesure avec le modèle du CCIR et la courbe de l'affaiblissement en espace libre, Montréal, pour 90% des emplacements (p.i.r.e. = 41,1 dB(W), HAAT = 235,5 m)	811
FIGURE X.6	Comparaisons des résultats de mesure avec les différents modèles d'Okumura, Montréal, pour 50% des emplacements (p.i.r.e. = 41,1 dB(W), HAAT = 235,5 m)	812
FIGURE X.7	Comparaisons des résultats de mesure avec les différents modèles d'Okumura, Montréal, pour 90% des emplacements (p.i.r.e. = 41,1 dB(W), HAAT = 235,5 m)	812
FIGURE X.8	Diagramme de dispersion – centre de la ville d'Ottawa	816
FIGURE X.9	Diagramme de dispersion – centre de la ville de Trois-Rivières	817
FIGURE X.10	Retard de la composante verticale – Zone urbaine: quartiers d'affaires – industriels – grande activité commerciale – Trace N° 1	819
FIGURE X.11	Retard de la composante verticale – Zone urbaine: quartiers d'affaires – industriels – grande activité commerciale – Trace N° 2	820
FIGURE X.12	Retard de la composante verticale – Zone suburbaine – résidentielle – Trace N° 1	820
FIGURE X.13	Retard de la composante verticale – Zone suburbaine – résidentielle – Trace N° 2	821
FIGURE X.14	Retard de la composante verticale – Zone rurale – aires de stationnement de véhicules – autoroutes – Trace N° 1	821
FIGURE X.15	Retard de la composante verticale – Zone rurale – aires de stationnement de véhicules – autoroutes – Trace N° 2	822
FIGURE X.16	Retard de la composante verticale – Trajets avec obstacles (accidents de terrain) – Trace N° 1	823

Page

FIGURE X.17 Retard de la composante verticale – Trajets avec obstacles (accidents de terrain) – Trace N° 2 823

FIGURE X.18 Distributions cumulatives des évanouissements à 1,5 GHz pour une famille d'angles d'élévation du trajet, avec utilisation du modèle empirique de masquage routier (ERS) 825

FIGURE X.19 Relation entre l'écart type et le niveau de puissance moyenne pour toutes les fréquences, toutes les polarisations et tous les arbres 827

FIGURE X.20 Distribution cumulative des évanouissements (variabilité spatiale) pour tous les arbres et les deux polarisations circulaires 828

FIGURE X.21 Détail de la sélectivité en fréquence des évanouissements dus aux arbres (ici, pin) dans les bandes attribuées au service mobile par satellite pour des fréquences voisines de 1,6 GHz et 2,5 GHz..... 829

FIGURE X.22 Maximum et minimum composites de la puissance reçue au cours d'une exploration verticale sur une position – Emplacement 2 (petite pièce en briques), près d'une fenêtre Trace pour une seule position 832

FIGURE X.23 Puissance reçue en fonction de la fréquence de balayage dans une exploration verticale de la position de la Fig. X.20 (Deux creux d'évanouissements profonds près de 850 MHz et 1 100 MHz) 833

FIGURE X.24 Position: ~ 50 cm plus haut que dans la Fig. X.21 (Creux d'évanouissement voisins de 1 400 MHz et 1 500 MHz) 833

FIGURE X.25 Niveau du signal reçu dans un creux d'évanouissement en fonction de la distance, pour 6 fréquences comprises entre 725,3 et 749,5 MHz (espacement ~ 5 MHz) 833

FIGURE X.26 Variation de la longueur médiane des creux d'évanouissement, L (cm), en fonction du seuil, T (dB) L à l'emplacement 3 (hall d'entrée, béton) $L \approx 30 + T$ pour $T = -3$ à -18 dB 834

FIGURE X.27 Fonction CDF des creux d'évanouissement de longueur L Emplacement 3 (hall d'entrée, béton) – Seuil = −12 dB..... 834

FIGURE X.28 Percentiles de distance entre les positions correspondant à la puissance minimale et à la puissance maximale Emplacement 1 (pièce d'angle à murs en briques): Moyenne prise sur des largeurs de bande allant de 1 à 90 MHz 835

FIGURE X.29 Fonction CDF de la largeur en fréquence des creux – Emplacement 1 (pièce d'angle avec murs en briques) – Seuils: de −3 à −18 dB Les creux sont plus étroits pour les petites valeurs du seuil..... 835

FIGURE X.30 Fonction CDF de la largeur en fréquence des crêtes – Emplacement 1 (pièce d'angle avec murs en briques) – Seuils: de −3 à −18 dB Les crêtes sont plus larges pour les petites valeurs du seuil..... 835

Page

FIGURE X.31 Niveau des signaux observé dans l'Emplacement 4 (cabane métallique) Position 2 – Exploration de position horizontale près d'une porte ouverte 837

FIGURE X.32 Niveau des signaux observé dans l'Emplacement 4 (cabane métallique) Position 12 à 50 cm de la position de la Fig. X.31 Obstacle sur le trajet: paroi en tôle ondulée 837

FIGURE X.33 Niveau des signaux observé à l'Emplacement 3 (hall d'entrée, béton) Près de la grande fenêtre – Le trajet en visibilité directe coupe un mur en béton 837

FIGURE X.34 Niveau des signaux observé à l'Emplacement 3 (hall d'entrée, béton) à 50 cm de la position de la Fig. X.33 – Le trajet en visibilité directe traverse la fenêtre 837

FIGURE X.35 Fonction CDF des étalements des retards pour une même position dans trois bâtiments différents – Structure la plus grande et la plus affaiblissante (hall d'entrée, béton) avec les plus longs retards..... 838

FIGURE X.36 Distorsion puissance-fréquence – Emplacement 4 (cabane métallique) Largeur de bande 2-90 MHz – Positions moyennes dans l'Emplacement 4 838

FIGURE X.37 Distorsion puissance-fréquence – Emplacement 4 (cabane métallique) Largeur de bande 2-90 MHz – Meilleures positions dans l'Emplacement 4 838

FIGURE X.38 Contours de probabilité pour un niveau de signal inférieur à l'ordonnée, à 99, 90, 50, 10 et 1% à la position moyenne de l'exploration Emplacement 2 (petite pièce avec murs en briques) 839

FIGURE X.39 Contours de probabilité pour un niveau de signal inférieur à l'ordonnée, à 99, 90, 50, 10 et 1% à la meilleure position de l'exploration Emplacement 2 (petite pièce avec murs en briques) 839

FIGURE X.40 Pourcentage de positions où la réception du service SRS (sonore) est possible à l'intérieur des bâtiments, en fonction de la marge de liaison... 841

FIGURE X.41 Dispositif pour les mesures en Bande S 843

FIGURE X.42 Angles d'élévation du satellite TDRS F3 (61° O) 843

FIGURE X.43 Réponse à la sortie du récepteur..... 844

FIGURE X.44 Chronologie de l'échantillonnage des signaux à la sortie du récepteur.... 845

FIGURE X.45 Fonctions CDF pour les zones dégagées..... 846

FIGURE X.46 Fonctions CDF pour les routes bordées d'arbres..... 847

FIGURE X.47 Fonctions CDF pour les zones urbaines..... 847

FIGURE X.48 Résultats des mesures sur échangeur autoroutier..... 849

APPENDICE X

EXPERIENCES ET SIMULATIONS DE PROPAGATION

X.1 Mesure des caractéristiques de propagation à 1,5 GHz – Canada

La Canadian Broadcasting Corporation (CBC), la Canadian Association of Broadcasters (CAB), le Ministère des communications et son centre de recherche sur les communications (CRC) ont effectué conjointement des études et des essais en vraie grandeur afin d'évaluer les propriétés de la bande L (fréquences de la gamme des 1 500 MHz), pour voir si cette bande convient à un service de radiodiffusion sonore numérique de Terre.

Les essais de propagation se sont déroulés à Ottawa et Montréal entre juin et août 1991. On a utilisé une porteuse de 1 497 MHz non modulée pour les mesures de couverture, et un signal RF de 7 MHz à spectre uniforme (extrait d'une séquence binaire pseudo-aléatoire (SBPA)) pour évaluer l'influence de la largeur de bande de la voie sur les évanouissements sélectifs. Ces signaux étaient émis avec une puissance apparente rayonnée (p.a.r.) de 8 kW. A l'émission, la hauteur équivalente au-dessus du terrain moyen (HAAT, *height above average terrain*) était de 68 m à Ottawa et de 230 m à Montréal. Pour l'évaluation de la couverture, pour l'étude de l'influence de la largeur de la voie sur les évanouissements sélectifs et pour les mesures de réception dans les bâtiments, on a utilisé une antenne de réception équidirective expérimentale pour 1,5 GHz (antenne unipolaire verticale). Les mesures dans les bâtiments ont été faites avec un mesureur de champ alors que les mesures à l'extérieur (réceptions fixe et mobile) se sont déroulées dans un minibus spécial équipé d'un système de mesure perfectionné; ce système effectuait automatiquement un échantillonnage et un enregistrement du champ à chaque huitième de longueur d'onde (2,5 cm). Ce taux d'échantillonnage élevé a facilité la caractérisation des évanouissements sélectifs.

Pour aider à la planification des essais, on a effectué les prévisions de couverture à l'aide d'un logiciel de propagation en ondes métriques/décimétriques élaboré par le CRC (programme PREDICT); ce logiciel, qui utilise des données de topographie du terrain, est fondé sur une combinaison qui associe plusieurs modèles de prévision et des coefficients d'ajustement. Les parcours de mesure ont été choisis dans divers milieux (zones fortement urbanisées, urbaines, suburbaines et rurales) et passaient par des lieux potentiellement perturbateurs: lacunes de couverture prévues, lacunes suspectées, souterrains, tunnels, enfin mesures en limite supposée de couverture. Au total, on a fait des mesures sur 1 680 tronçons de 800 m, correspondant à près de 53 millions de points de mesure. Pour élaborer la procédure d'essai et d'analyse, on a tenu compte des caractéristiques de fonctionnement attendues des actuels systèmes de radiodiffusion numérique.

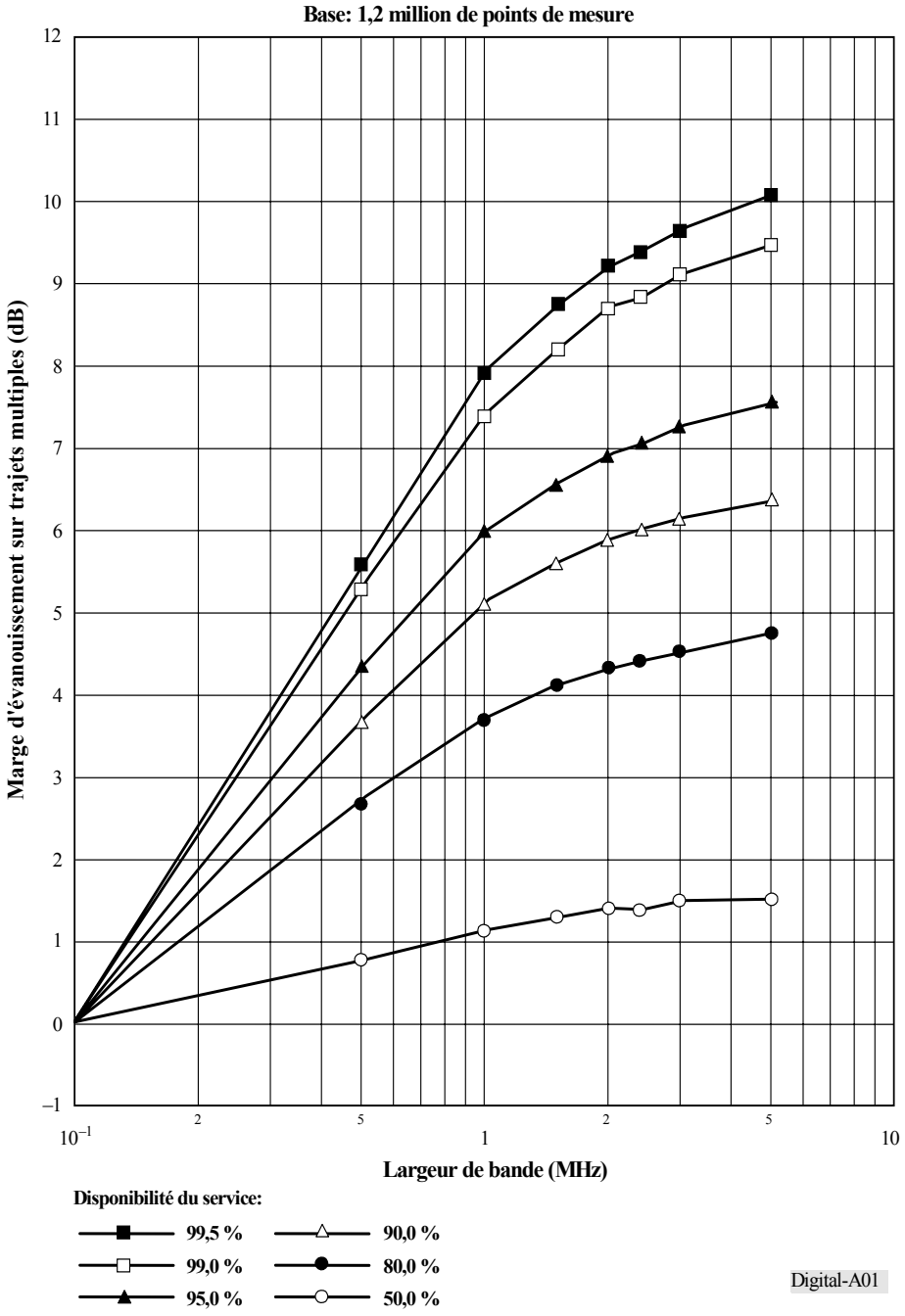
X.1.1 Influence de la largeur de bande de la voie

L'information relative à l'amélioration de la disponibilité du service est donnée par l'écart en décibels entre les courbes de distribution cumulative des différentes largeurs de bande, pour des valeurs déterminées du pourcentage de disponibilité. Ces écarts (voir la Fig. X.1) montrent que la *marge contre les évanouissements dus aux trajets multiples* augmente en même temps que la largeur de bande de la voie (de 100 kHz à 5 MHz), dans différents contextes de propagation par trajets multiples. Cette marge peut être interprétée comme l'économie possible de puissance d'émission par rapport à la puissance nécessaire pour un système dont les voies ont une largeur de bande de 100 kHz, pour un même objectif de disponibilité de service.

La Fig. X.1 montre que pour les objectifs de disponibilité inférieurs à 50%, l'amélioration de la marge reste de l'ordre de 1,5 dB dans une zone fortement urbanisée. On observe une grande amélioration pour les objectifs de disponibilité égaux ou supérieurs à 90%. Chaque courbe peut être divisée en deux parties: la première partie va de 100 kHz jusqu'à une largeur de bande correspondant à un coude de la courbe; la seconde s'étend à partir de ce coude jusqu'à la largeur de bande 5 MHz. On procède comme suit pour trouver systématiquement la position du coude: on cherche le point qui, sur la courbe de disponibilité du service de 99%, correspond à une diminution de 1 dB de la marge d'évanouissement obtenue pour la fréquence 5 MHz.

FIGURE X.1

Amélioration de la marge pour la protection contre les évanouissements dus à la propagation par trajets multiples, zone fortement urbanisée



On a appliqué aux onze zones considérées cette méthode pour quantifier l'influence de la largeur de bande sur la marge de protection contre les évanouissements dus aux trajets multiples. Les résultats sont donnés dans le Tableau X.1. Ce Tableau met en évidence l'amélioration des marges lorsque la largeur de bande de la voie croît de 100 kHz à 5 MHz, pour les objectifs de disponibilité du service de 90% et 99%.

TABLEAU X.1

Marges de protection contre les évanouissements dus aux trajets multiples pour 90% et 99% de disponibilité de service

Type de milieu	**Position du «coude» (MHz)**	**Valeurs types d'amélioration de la marge (dB)**			
		de 100 kHz jusqu'au coude		du coude jusqu'à 5 MHz	
		90%	99%	90%	99%
Fortement urbanise	1,8	5,4	8,6	0,5	1,0
Urbain	1,6	4,5	7,0	0,6	1,0
Suburbain	1,9	4,1	8,1	0,6	1,0
Rural, boise	1,7	3,7	6,0	0,7	1,0
Rural dégagé	1,1	1,2	1,8	0,7	1,0

Le résultat typique est que les courbes pour l'objectif 90% font apparaître une amélioration de l'ordre de 4 dB entre 100 kHz et le coude (de 1,1 à 1,9 MHz) et une amélioration qui reste inférieure à 0,7 dB entre le coude et la largeur de bande de 5 MHz.

Il en ressort que la valeur appropriée à choisir pour la largeur de bande de la voie se situe au voisinage de 2 MHz. Au-dessous de 2 MHz, l'évanouissement par trajets multiples augmente brusquement; au-dessus, l'amélioration de la marge est généralement peu significative.

Les résultats ont été analysés également à un autre point de vue. Ici, on a analysé les données pour déterminer l'influence de la largeur de spectre du signal sur la variation du champ reçu dans des milieux différents (rural, suburbain et urbain), respectivement dans de petites zones et dans des zones étendues. Il s'agissait de déterminer plus exactement la quantité de puissance additionnelle nécessaire pour porter de 50% à 99% le pourcentage de couverture des emplacements, comme mentionné au § 8.1.4 pour la bande des 1,5 GHz.

On notera que le terrain sur lequel ces mesures ont été faites (la ville d'Ottawa) est relativement régulier. Il ne correspond pas à une irrégularité de terrain Δh de 50 m, comme postulé dans l'ancienne Recommandation UIT-R P.370; on a donc une variabilité moins forte que celle indiquée dans cette Recommandation[1].

Les zones étendues sont représentées par des parcours de 800 m de long, correspondant à 4000 λ, les petites zones par des parcours de 12,5 m (62 λ). Une zone étendue est caractérisée par un effet d'ombre (masquage) produit par la topographie et par des obstacles artificiels. Dans une petite zone, l'effet d'ombre est relativement constant et la principale cause de variation du champ est la propagation par trajets multiples.

---

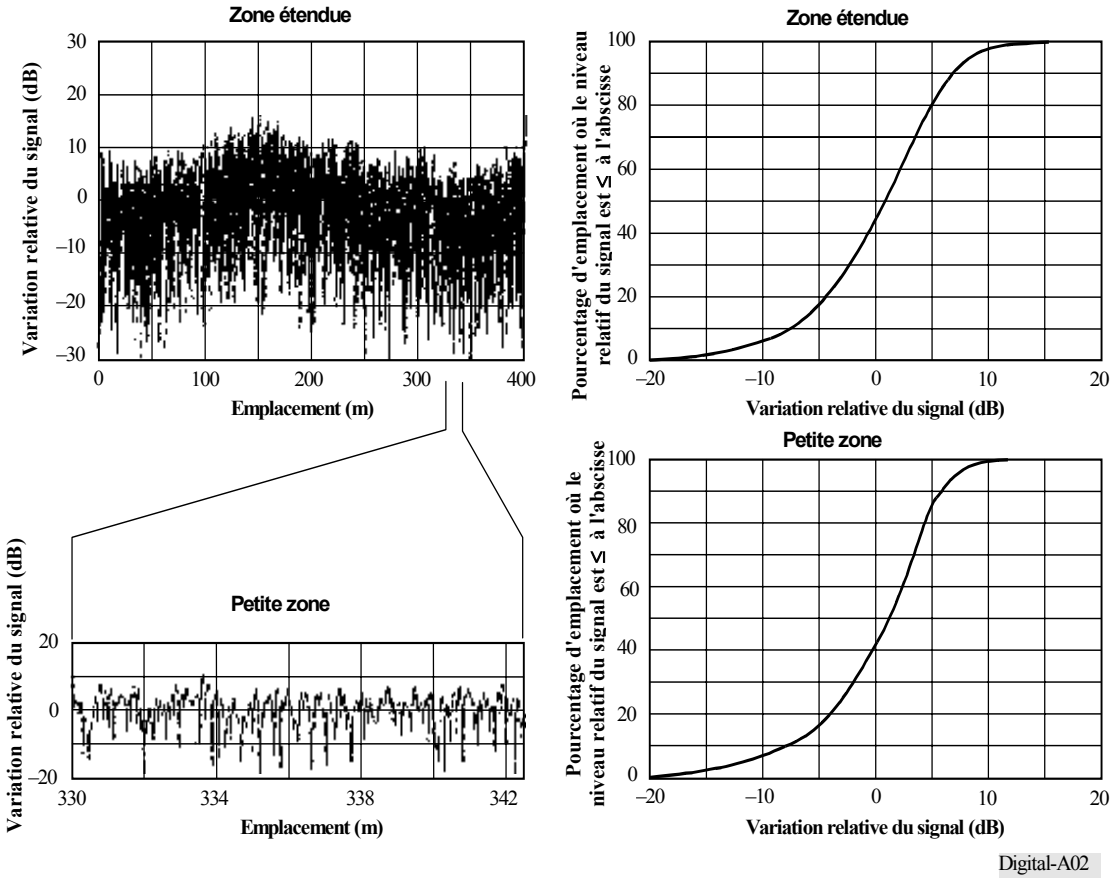
[1] La Recommandation UIT-R P.370 a été remplacée par la Recommandation UIT-R P.1546.

Un récepteur mobile est exposé à des évanouissements provoqués aussi bien par l'effet d'ombre que par les trajets multiples. Un signal à spectre étroit est profondément influencé par les trajets multiples; il en résulte que le champ subit de grandes variations qui ne doivent pas être négligées quand on estime la disponibilité de service pour le récepteur mobile. En revanche, un signal à large spectre est moins influencé par ce type d'évanouissement. S'agissant du service de radiodiffusion sonore numérique destiné à des récepteurs sur véhicules, il est utile d'étudier les deux phénomènes responsables des variations du signal (effet d'ombre et propagation par trajets multiples).

Un exemple des données utilisées est représenté dans la Fig. X.2, relative à un signal d'ondes entretenues vu par un récepteur mobile dans une zone urbaine. La Figure donne les valeurs du champ relatif (normé par rapport à la valeur moyenne) en fonction de l'emplacement du récepteur sur le parcours de mesure. On voit que, dans une zone étendue, la propagation par trajets multiples induit des évanouissements rapides et très profonds, tandis qu'une variation assez lente de l'enveloppe révèle la présence d'un effet d'ombre dû à de grands bâtiments.

FIGURE X.2

Variation relative (dB) du niveau d'un signal d'ondes entretenues vu par le mobile dans une zone étendue et une petite zone, avec indication de la fonction de distribution cumulative correspondante



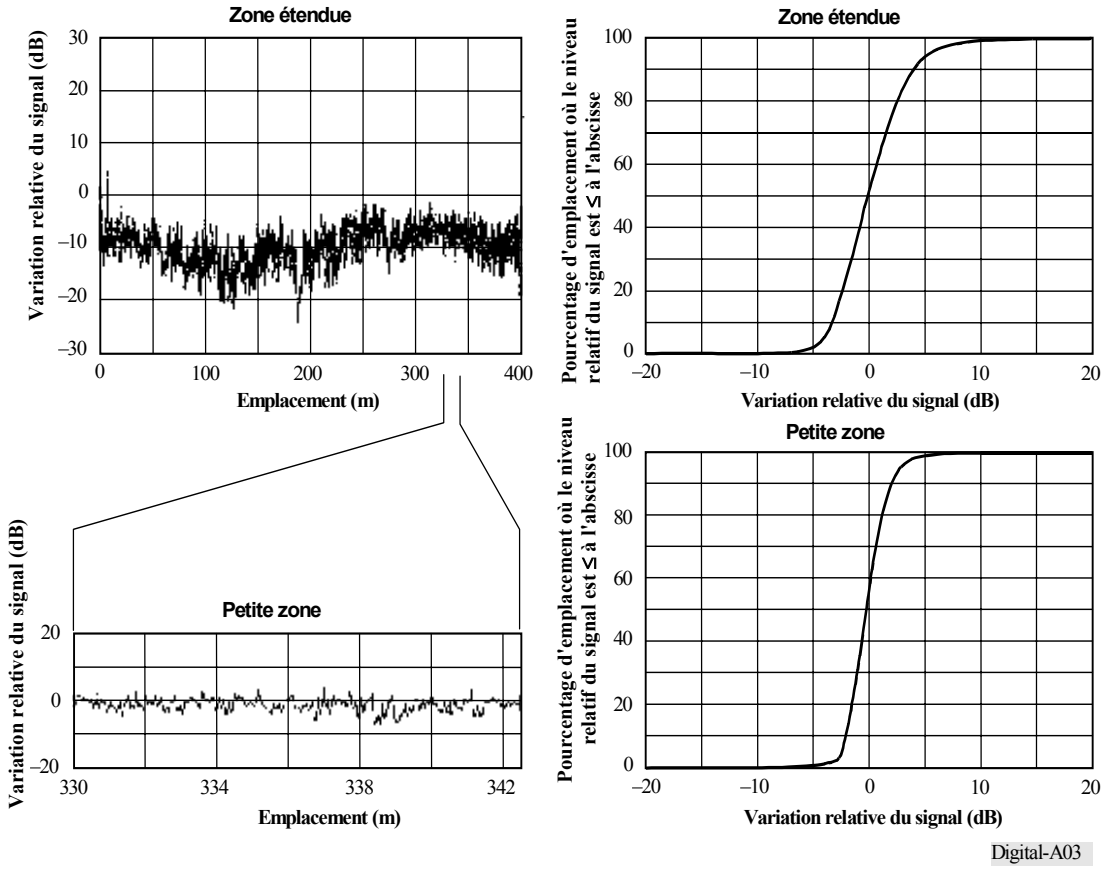
Si on agrandit un détail du signal reçu en fonction de l'emplacement – présenté comme la petite zone – on voit que la propagation par trajets multiples provoque de grandes variations du signal, résultant de l'annulation du signal entre ses diverses composantes qui subissent le phénomène de diffusion. Cette variation du champ résultant correspond à une distribution de Rayleigh.

Les Fig. X.2 et X.3 illustrent l'influence exercée par la largeur de spectre du signal. Elles montrent la variation d'un signal reçu en milieu urbain, vue sur une zone étendue et aussi dans une petite partie de cette zone étendue. On a aussi fait figurer dans ces Figures les fonctions de distribution cumulative (CDF) correspondantes: la courbe pointillée tracée à titre de référence est la fonction de distribution cumulative gaussienne théorique et la courbe en trait plein représente la distribution cumulative des niveaux mesurés du signal. La Fig. X.2 donne les résultats pour un signal d'ondes entretenues, tandis que la Fig. X.3 se rapporte à un signal ayant une largeur de spectre de 1,47 MHz.

Ces Figures montrent que les évanouissements par trajets multiples sont beaucoup plus faibles pour le signal de 1,47 MHz que pour le signal d'ondes entretenues. Elles montrent également que la fonction CDF du signal à large spectre est plus proche de la CDF gaussienne de référence que dans le cas du signal d'ondes entretenues.

FIGURE X.3

Variation relative (dB) du niveau d'un signal de 1,47 MHz vu par le mobile dans une zone étendue et une petite zone avec indication de la CDF



L'écart type des niveaux du signal reçu constitue une autre mesure de l'influence de la largeur de bande. Le Tableau X.2 donne des valeurs de cet écart type pour plusieurs largeurs de spectre des signaux et pour plusieurs types de milieu; ces valeurs ont été fournies par des mesures effectuées dans une petite zone.

La différence entre les écarts types du signal d'ondes entretenues et du signal 1,47 MHz est de l'ordre de 4 dB en milieu urbain et de 3 dB en milieu suburbain ou rural. On n'a pas fait de mesures en ondes entretenues pour vérifier cette dernière valeur, mais la tendance générale donne à penser qu'il s'agit d'une estimation raisonnable. Ces résultats montrent que, dans une petite zone, un signal d'ondes entretenues n'a pas une distribution gaussienne (ou log-normale lorsque le champ est exprimé en unités linéaires); ils montrent également que lorsqu'on fait croître la largeur de spectre du signal, la composante Rayleigh due à la propagation par trajets multiples disparaît peu à peu, de sorte que le signal résultant tend vers la distribution gaussienne. Les statistiques des variations du champ dans de petites zones sont utiles pour prévoir la disponibilité de service locale offerte aux récepteurs sur véhicules, mais elles ne sont d'aucune utilité pour prévoir la couverture globale.

TABLEAU X.2

Ecart type déterminé dans une petite zone, pour plusieurs types de milieu et plusieurs valeurs de la largeur de spectre du signal

Type de milieu	Spectre étroit		Large spectre	
	Ondes entretenues	30 kHz	1,47 MHz	3,00 MHz
Urbain	5,4 dB	4,3 dB	1,6 dB	1,3 dB
Suburbain	Non déterminé	3,6 dB	1,7 dB	1,4 dB
Rural	Non déterminé	3,4 dB	1,3 dB	1,3 dB

Le Tableau X.3 montre comment la largeur de spectre du signal influe sur l'écart type dans une zone étendue. Ici encore, les signaux à spectre étroit sont profondément influencés par les trajets multiples, avec des écarts types qui dépassent d'environ 3 dB ceux des signaux à large spectre. L'écart type d'un signal à large spectre est plus représentatif de la composante effet d'ombre que de la composante trajets multiples, tout comme dans le cas d'une petite zone. Ce résultat est corroboré par le bon degré de concordance qui existe entre les courbes des fonctions CDF, respectivement théoriques et mesurées, dans le cas des zones étendues (voir la Fig. X.3).

TABLEAU X.3

Ecart type déterminé dans une zone étendue, pour plusieurs types de milieu et plusieurs valeurs de la largeur de spectre du signal

Type de milieu	Spectre étroit		Large spectre	
	Ondes entretenues	30 kHz	1,47 MHz	3,00 MHz
Urbain	6,2 dB	5,3 dB	3,2 dB	3,1 dB
Suburbain	Non déterminé	6,2 dB	4,6 dB	4,3 dB
Rural	Non déterminé	5,8 dB	4,6 dB	4,2 dB

La conclusion est la suivante: dans le cas de la réception dans un véhicule ou avec récepteur portatif, la variation du signal est due non seulement à l'effet d'ombre mais encore à la propagation par trajets multiples, la conséquence étant un écart type plus grand qu'en l'absence de cette propagation. Si l'on fait croître la largeur de spectre du signal jusqu'à 1,47 MHz, on parvient à amoindrir l'influence des trajets multiples; l'écart type du signal reçu, dans le cas d'une zone étendue, tend alors vers la valeur prévue dans la Recommandation UIT-R P.1546, qui traite le cas des signaux à spectre étroit dont les niveaux sont reçus et moyennés sur de petites zones.

X.1.2 Résultats des mesures de couverture

La couverture mesurée, compte tenu des caractéristiques des systèmes de radiodiffusion DSB fonctionnant à 1 497 MHz, sera comparée à une couverture calculée pour la même fréquence. Les résultats relatifs à la couverture seront aussi comparés à une couverture estimée pour une station de radiodiffusion MF fonctionnant sur 100 MHz et ayant les mêmes caractéristiques d'émetteur.

X.1.2.1 Contours calculés pour 1 497 MHz et pour le service de radiodiffusion MF

Ces contours de couverture, établis pour les besoins de la comparaison, ont été générés par le programme PREDICT, qui tient compte de l'influence du profil du terrain, du climat et des facteurs saisonniers (feuillage des arbres, par exemple) pour calculer les réflexions et les divers affaiblissements de trajet dus à la diffraction et à la diffusion troposphérique. Le programme fournit les valeurs du champ dans plusieurs azimuts autour de l'émetteur, pour un pourcentage de temps choisi.

Pour chacun des contours mesurés, on a établi un contour PREDICT équivalent pour la même valeur du champ (39 dB(μV/m)) et pour le même pourcentage (50% ou 90%).

On s'est aussi servi du programme PREDICT pour déterminer la couverture en radiodiffusion MF correspondant aux mêmes valeurs de la puissance d'émission et de la hauteur de l'antenne. Il a été possible ainsi de comparer la couverture attendue pour un système DSB fonctionnant à 1,5 GHz (contour à 39 dB(μV/m)) et la couverture correspondante pour un système MF traditionnel.

X.1.2.2 Contours mesurés à 1 497 MHz

D'une façon générale, les contours mesurés à 1 497 MHz sont semblables à ceux générés par le programme PREDICT. Les petites différences constatées entre les deux contours peuvent s'expliquer par une quantité insuffisante de résultats de mesure dans certaines régions et par le degré de précision limité de la base de données utilisée dans le programme PREDICT. La base de données topographiques exploitée par le programme a une précision de 500 m; il faudrait disposer de facteurs bâtiments et arbres précis pour améliorer l'exactitude de l'analyse effectuée par le programme. Ce dernier, moyennant quelques perfectionnements pour mieux l'adapter aux fréquences de la bande L, peut être utilisé en planification pour prévoir la couverture d'un système DSB.

La comparaison entre les couvertures en radiodiffusion MF (54 dB(μV/m) à 100 MHz) et en DSB (39 dB(μV/m) à 1 497 MHz) révèle la ressemblance entre les zones de couverture de ces deux modes de radiodiffusion. On en conclut que, dans un rayon de 40 km, la radiodiffusion DSB dans la bande des 1,5 GHz donnerait une couverture aussi bonne que la MF à 100 MHz, pour les mêmes caractéristiques d'émetteur. En revanche, s'agissant de distances plus grandes, il faudra poursuivre les mesures pour voir si la propagation dans la bande des 1,5 GHz donne des couvertures similaires dans les deux cas de radiodiffusion avec les mêmes caractéristiques d'émetteur.

X.1.3 Résultats des mesures de réception effectuées dans les bâtiments

On a analysé les résultats de mesure pour déterminer la différence de niveau (affaiblissement) entre un signal reçu à l'extérieur et un signal reçu à l'intérieur. Pour cela, on a commencé par diviser les résultats en deux groupes. Le premier groupe concernait les mesures faites aux étages supérieurs d'un bâtiment, c'est-à-dire là où l'on avait un trajet de propagation sans obstacles entre l'extérieur du bâtiment et l'émetteur. Le signal de référence reçu à l'extérieur, pour les étages supérieurs, était le signal mesuré sur le toit du bâtiment. Dans le second groupe, on avait les mesures faites dans les étages inférieurs ou au rez-de-chaussée du bâtiment, avec des obstacles sur le trajet de propagation depuis l'émetteur. Le signal de référence reçu à l'extérieur, pour les mesures faites au rez-de-chaussée, était le signal mesuré à l'extérieur du bâtiment, au niveau du sol.

Pour chaque groupe de mesures, on a calculé un coefficient d'affaiblissement extérieur/intérieur en soustrayant le résultat de la mesure intérieure de la valeur du signal de référence reçu à l'extérieur. Ces coefficients ont ensuite été ventilés entre trois types d'emplacement dans chaque bâtiment: MEILLEUR emplacement, emplacement MOYEN et LE PLUS MAUVAIS emplacement, dont les descriptions respectives sont les suivantes:

– MEILLEUR: Emplacement voisin d'une fenêtre, avec un trajet de propagation sans obstacles vers l'émetteur.

– MOYEN: Emplacement situé sur le périmètre du bâtiment, à une certaine distance des fenêtres mais visible depuis les fenêtres.

– LE PLUS MAUVAIS: Emplacement situé à l'intérieur du bâtiment, sans vue directe de l'une quelconque des fenêtres. Cette catégorie comprend les étages dépourvus de fenêtres ainsi que les différents sous-sols.

L'analyse de ces coefficients d'affaiblissement a donné des résultats similaires, que le bâtiment soit construit en béton ou en bois. On a donc fait un autre classement des résultats sur la base du type de construction. Pour chaque type d'emplacement, on a déterminé la moyenne et l'intervalle de variation de l'affaiblissement; ces résultats sont donnés dans le Tableau X.4.

Pendant les mesures, on a observé des variations de 5 à 8 dB du niveau du signal reçu, sous l'effet des déplacements qui avaient lieu près du récepteur (personnes et objets). Une variation analogue a été notée dans les mesures faites à l'extérieur, en raison de la circulation des véhicules et du passage des piétons.

Le signal reçu à l'extérieur avait un niveau supérieur à 59 dB(μV/m) dans la zone fortement urbanisée et la zone urbaine, et supérieur à 54 dB(μV/m) dans la zone résidentielle. Ces niveaux dépassent de 20 et 15 dB (affaiblissement moyen pour les deux types de bâtiment considérés dans les mesures) le seuil d'un récepteur de radiodiffusion sonore numérique.

On a constaté que l'affaiblissement moyen dû aux bâtiments, à la fréquence 1 500 MHz, était compris entre 15 et 20 dB, selon le type de bâtiment. Pour des bâtiments résidentiels des zones suburbaines à charpente en bois et comportant un matériau de revêtement extérieur, l'affaiblissement moyen était de 15 dB. Cet affaiblissement moyen était de 20 dB dans le cas des bâtiments à usage de bureaux et d'habitations. Les contours des zones de service à 54 dB(μV/m) (zones résidentielles ou rurales) et 59 dB(μV/m) (zones urbaines ou fortement urbanisées) devront être connus si l'on veut obtenir une bonne réception de la radiodiffusion sonore numérique sur 1 500 MHz à l'intérieur des bâtiments (avec un récepteur dont le seuil est de 39 dB(μV/m)). Ces valeurs ont été obtenues dans la zone d'essai de Montréal, à des distances de plus de 20 km par rapport à une station de radiodiffusion existante dont la p.a.r. à l'émission est de 8 kW.

TABLEAU X.4

Coefficients d'affaiblissement mesurés dans des bâtiments

		Affaiblissement (dB)		
Type de bâtiment	**Emplacement**	**Meilleur emplacement**	**Emplacement moyen**	**Plus mauvais emplacement**
Béton	Etage supérieur Moyenne Intervalle de variation	 8,1 3-13	 21,0 11-28	 31,9 25-42[1]
	Rez-de-chaussée Moyenne Intervalle de variation	 8,4 3-15	 17,1 8-28	 32,0 -
Bois	Rez-de-chaussée Moyenne Intervalle de variation	 9,0 -	 16,0 15-17	 - -

(1) La valeur 42 dB a été mesurée sur un étage sans fenêtres, réservé à l'installation de matériel mécanique. Cet étage n'était pas occupé et ne constitue pas un emplacement de réception typique.

X.1.4 Comparaison avec les modèles de propagation

X.1.4.1 Courbes des résultats de mesure

On a procédé comme suit pour tracer les courbes du champ en fonction de la distance pour les deux emplacements d'essai (Ottawa et Montréal) et pour 50% et 90% des emplacements: on groupait les résultats par tranche de distances (accroissements de 1 km à partir de l'émetteur) et on calculait la moyenne des valeurs statistiques du champ dans chaque tranche de distances. On utilise ensuite ces courbes pour faire des comparaisons avec différents modèles de propagation existants: le modèle d'espace libre, le modèle de l'UIT-R, le modèle d'Okumura et le modèle PREDICT du CRC. On notera ce qui suit: la partie initiale des courbes représente la diminution de niveau résultant du fait que le mobile quitte une zone à visibilité directe pour entrer dans une zone contenant des obstacles ou une zone d'ombre. A Ottawa, sur les distances comprises entre 2 et 5 km par rapport à l'émetteur, le parcours de mesure passait d'une zone dégagée à une zone résidentielle plantée de grands arbres qui obstruaient le trajet de l'émetteur. A Montréal, entre 19 et 24 km par rapport à l'émetteur, le parcours quittait une zone dégagée à visibilité directe pour entrer dans une zone située derrière une petite montagne qui créait un fort effet d'ombre. Pour les autres distances, les courbes représentent généralement une propagation se faisant dans un mélange moyen de milieux (urbains, suburbains et ruraux).

X.1.4.2 Courbes pour la propagation en espace libre

On a calculé l'affaiblissement en espace libre en appliquant la formule classique:

$$L_{fs} = 32{,}4 + 20 \log f + 20 \log d = 95{,}9 + 20 \log d \qquad \text{(X.1)}$$

avec: f = fréquence (= 1 497 MHz)
d = distance (km).

On obtient la courbe du champ en espace libre en soustrayant cet affaiblissement du champ équivalent pour une p.i.r.e. de 41,1 dB(W) (211,8 dB(μV/m)).

X.1.4.3 Courbes de la Recommandation 370[2]

Les courbes de la Recommandation 370 pour 50% des emplacements ont été reprises de la Fig. 9 de la Recommandation 370-5 de l'ex-CCIR (1990). Pour obtenir les courbes relatives à 90% des emplacements, on a appliqué aux courbes 50% une correction de −12 dB, comme indiqué dans la Fig. 12 de la même Recommandation.

Cependant, ces courbes ont été tracées pour des fréquences allant jusqu'à 1 000 MHz et pour un récepteur placé à une hauteur de 10 m. En se fondant sur le Document 10C/CAN-1 de l'ex-CCIR (22 août 1991) on a appliqué aux courbes CCIR 1990 une correction afin de tenir compte de la fréquence (1,5 GHz) et de la hauteur de l'antenne du récepteur (1,5 m) adoptées dans les mesures.

Les facteurs de correction dépendent de la distance de l'émetteur. Ils varient de 9 à 7 dB en fonction de la hauteur de l'antenne du récepteur et de 1 à 2 dB en fonction de la fréquence.

X.1.4.4 Courbes d'Okumura

Les courbes d'Okumura ont été tracées d'après les résultats de mesures effectuées au Japon. Elles ne reposent sur aucun modèle théorique.

Les facteurs de correction pour les zones suburbaines presque complètement dégagées, ont été fournis par les Fig. 20 et 22 d'un article publié par Okumura. Les ajustements pour 90% des emplacements sont tirés des Fig. 37(a) et 37(b) de cet article.

X.1.4.5 Conclusions

En comparant les courbes mesurées avec le modèle CCIR 1990 (voir la Fig. X.4), on constate que la courbe CCIR corrigée pour 50% des emplacements donne une assez bonne approximation du champ à des distances inférieures aux 2/3 de la distance de l'horizon radioélectrique pour chaque système (30,6 km pour Ottawa et 63,2 km pour Montréal). Plus près de l'horizon radioélectrique et au-delà, le champ mesuré est supérieur à la valeur estimée d'après la courbe CCIR 1990. Lorsqu'on corrige le modèle CCIR 1990 pour 90% des emplacements, l'ajustement des résultats de mesure n'est pas bon, comme on le voit à la Fig. X.5.

Avec le modèle d'Okumura de la Fig. X.6, on a une bonne corrélation entre les résultats de mesure et le modèle suburbain d'Okumura en deçà de l'horizon radioélectrique. Au voisinage et au-delà de cet horizon, les résultats de mesure dépassent les valeurs du modèle suburbain et tendent vers la courbe représentative du modèle presque complètement dégagé d'Okumura. Comme pour le modèle CCIR 1990, la comparaison entre les résultats de mesure et le modèle suburbain d'Okumura n'est pas bonne pour 90% des emplacements (voir la Fig. X.7).

De ce qui précède, on conclut que les études devront être poursuivies pour élaborer un modèle de propagation fiable, capable de rendre compte de tous les paramètres de transmission qui seront utilisés en radiodiffusion sonore numérique. Depuis, la Commission d'études 3 de l'UIT-R a publié la Recommandation UIT-R P.1546.

---

[2] La Recommandation UIT-R P.370 a été remplacée par la Recommandation UIT-R P.1546.

FIGURE X.4

Comparaisons des résultats de mesure avec le modèle CCIR et la courbe de l'affaiblissement en espace libre, Montréal, pour 50% des emplacements
(p.i.r.e. = 41,1 dB(W), HAAT = 235,5 m)

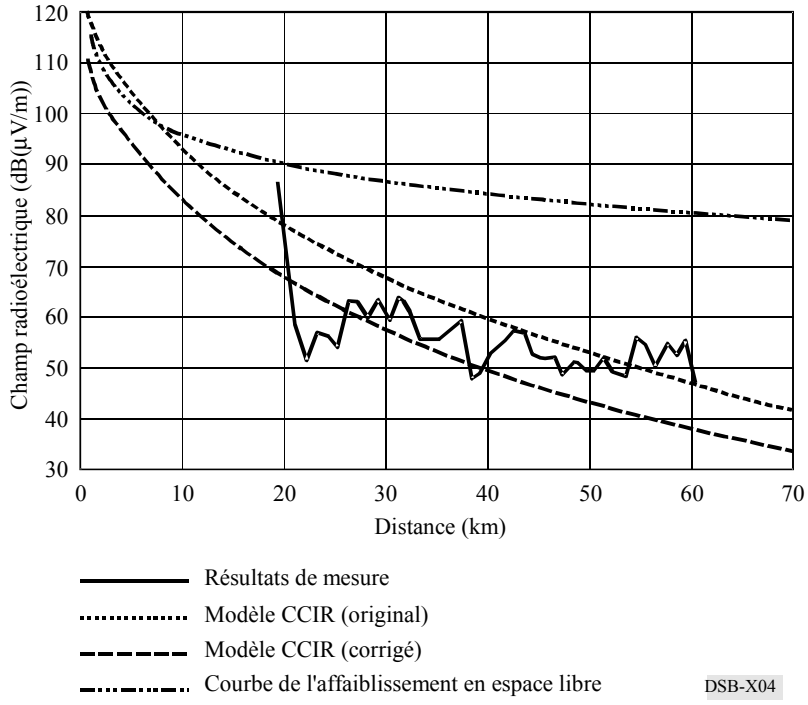


FIGURE X.5

Comparaisons des résultats de mesure avec le modèle CCIR et la courbe de l'affaiblissement en espace libre, Montréal, pour 90% des emplacements
(p.i.r.e. = 41,1 dB(W), HAAT = 235,5 m)

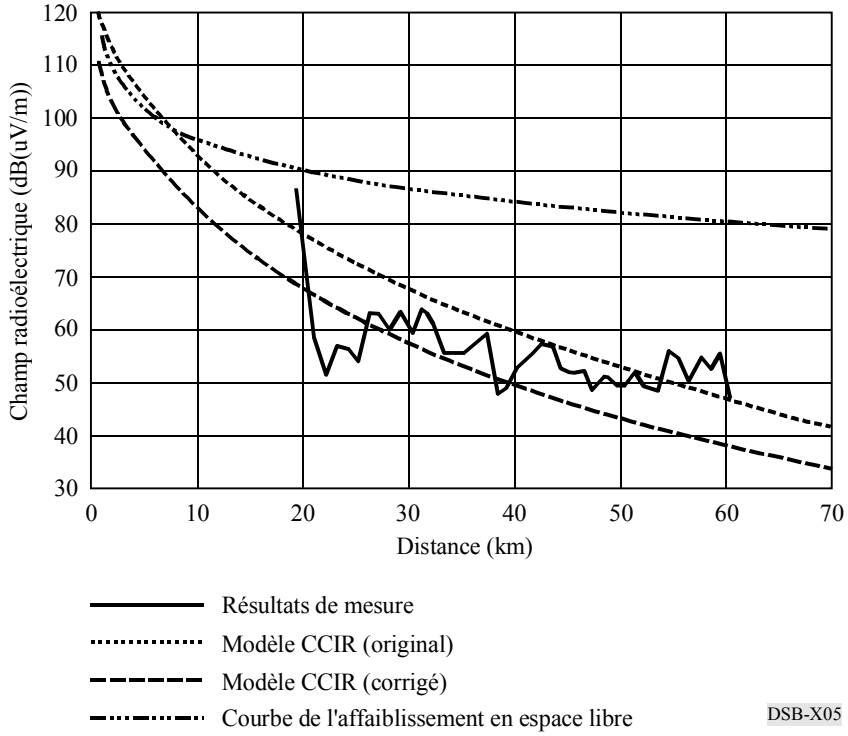


FIGURE X.6

Comparaisons des résultats de mesure avec les différents modèles d'Okumura, Montréal, pour 50% des emplacements

(p.i.r.e. = 41,1 dB(W), HAAT = 235,5 m)

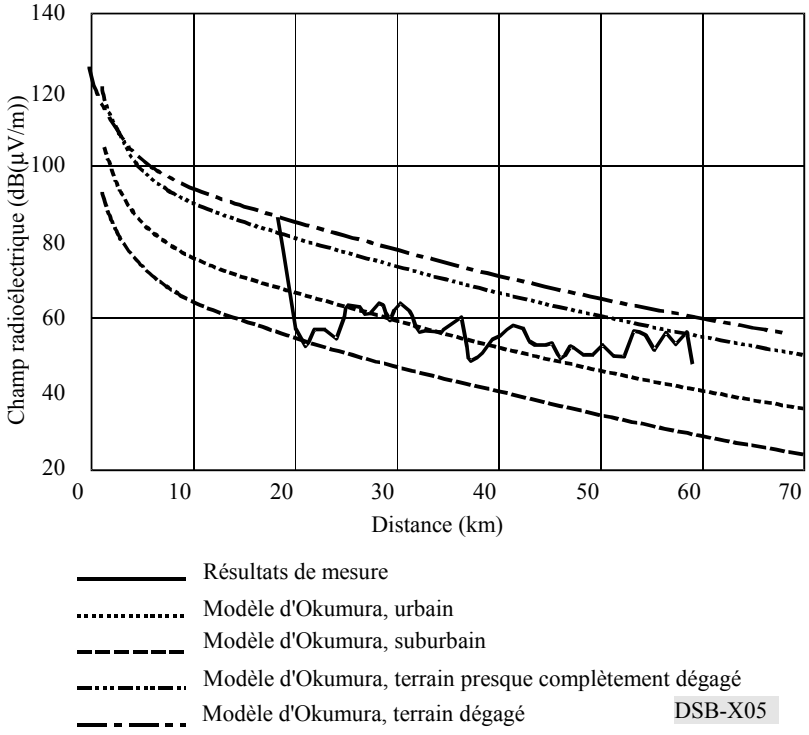
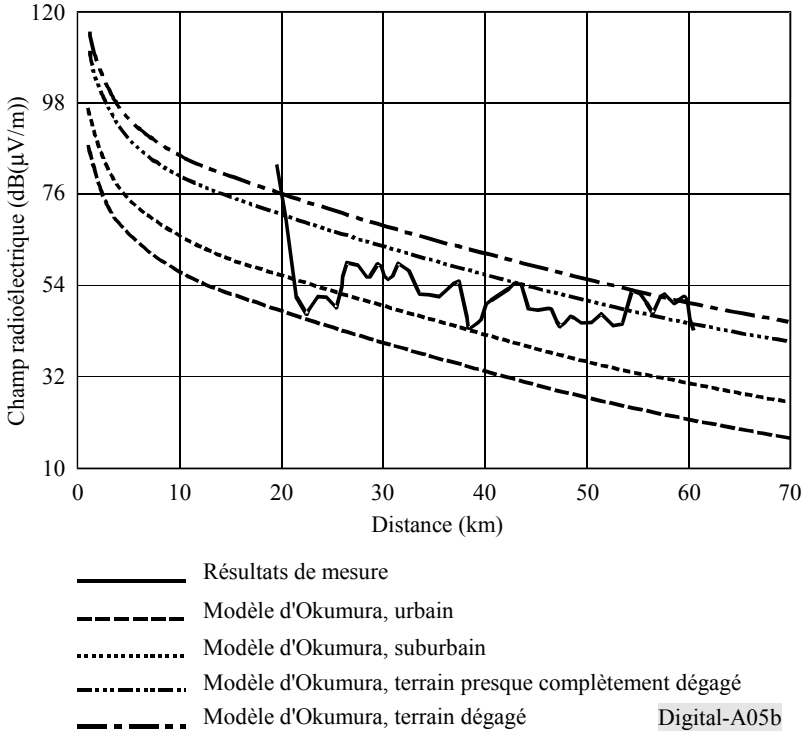


FIGURE X.7

Comparaisons des résultats de mesure avec les différents modèles d'Okumura, Montréal, pour 90% des emplacements

(p.i.r.e. = 41,1 dB(W), HAAT = 235,5 m)



X.2 Mesures récentes effectuées au Canada pour caractériser les voies à large bande à 1,5 GHz

X.2.1 Introduction

Pour préparer l'utilisation, par la radiodiffusion sonore numérique, de la bande 1 452-1 492 MHz attribuée à ce service par la CAMR-92, il est nécessaire de mieux connaître les caractéristiques des voies. On a entrepris au Canada un programme de mesures destiné à recueillir et à compiler des informations sur le canal, en s'intéressant dans un premier temps à la transmission de Terre. On trouvera ci-après les premiers résultats relatifs aux caractéristiques du canal 1,5 GHz en ce qui concerne la propagation par trajets multiples.

X.2.2 Appareillage et méthodologie de mesure

Les résultats présentés ici ont été déduits des données obtenues avec un appareillage mobile de mesure de la réponse impulsionnelle. L'émetteur est constitué par un générateur de séquences de pseudo-bruit, PN (séquence de 511 bits, fréquence d'horloge 5 MHz), équipé d'une référence de temps/fréquence stable (rubidium), d'un circuit élévateur de fréquence en RF, d'un amplificateur de puissance et d'une antenne polarisée verticalement. Le système de réception, installé dans un minibus standard, comprend les éléments suivants: une antenne de réception unipolaire quart d'onde montée près du centre du toit du véhicule, un amplificateur à faible bruit, un circuit abaisseur de fréquence et une référence au rubidium. A la sortie du récepteur, les signaux de bande de base, en phase et en quadrature, sont échantillonnés à 10 MHz et numérisés à 8 bits. En chaque point de mesure, on prélevait des blocs de 4 096 échantillons complexes, qui servaient par la suite au calcul d'un instantané de la réponse impulsionnelle. Dans une série de mesures donnée, les points de mesure sont normalement séparés par des intervalles de 5 cm (environ un quart de longueur d'onde). Chaque bloc contient plusieurs répétitions de la séquence PN (quatre répétitions pour les blocs de 4 096 échantillons), ce qui permettra d'améliorer le rapport signal/bruit des données dans la suite du traitement. Les échantillons sont ensuite traités hors ligne par corrélation avec une réplique stockée en mémoire du signal de la séquence PN; ce traitement donne une série d'instantanés de la réponse impulsionnelle. On a obtenu la séquence mémorisée en connectant dos à dos l'émetteur et le récepteur, c'est-à-dire que l'influence des filtres du système et des autres composants était prise en compte. Une série de mesures typique fournit 2 048 instantanés de la réponse impulsionnelle sur une distance d'environ 100 m. Le système de mesure donne un rapport de sensibilité de puissance en propagation par trajets multiples (MPSR, *multipath power sensitivity ratio*) meilleur que 30 dB pour des signaux d'entrée de niveau au moins égal à −100 dBm. Le MPSR est le rapport de puissance entre la plus grande crête de la réponse impulsionnelle et la plus grande crête du bruit dans l'opération de corrélation. Les crêtes de bruit peuvent être dues au bruit du récepteur ou aux lobes latéraux engendrés par le processus de corrélation mutuelle. C'est cette dernière cause qui prévaut dans le cas des signaux d'entrée de plus de −100 dBm, ce qui détermine la limite inférieure pour le niveau des composantes de propagation par trajets multiples qui peuvent être distinguées. Ce niveau est nettement inférieur à celui qui aurait un effet sensible sur la qualité de fonctionnement d'un système de communication.

Une fois calculées les réponses impulsionnelles (sous la forme de profils puissance-délai), on les examine visuellement en se servant d'un logiciel conçu à cette fin: les enregistrements qui présentent des problèmes évidents, par exemple un rapport signal/bruit médiocre (rapport MPSR inférieur à 20 dB environ), sont éliminés dès ce stade de l'analyse. On calcule ensuite les divers paramètres de la propagation par trajets multiples dans le domaine temporel, pour chaque profil de réponse impulsionnelle, et l'on regroupe ensemble les fichiers de données correspondant à des conditions de mesure similaires, pour préparer les résumés statistiques.

A ce jour, des mesures ont été faites avec des émetteurs situés dans trois zones; voir le Tableau X.5.

Dans les essais effectués à Barrie, les points de mesure étaient situés dans toute une série de milieux suburbains et, en majorité, ruraux. Dans cette zone, le terrain est en grande partie vallonné et boisé. Dans le cas de Trois-Rivières, un plus grand nombre de mesures ont été faites en milieu urbain, dans une petite ville de 50 000 habitants environ. Quant aux mesures en milieu rural, la plupart ont été effectuées dans une large vallée fluviale comprenant de vastes espaces dégagés. Le fleuve coule en direction générale est-ouest, bordé au nord par des collines et au sud par une plaine. Un petit nombre de mesures ont été faites dans les collines. Dans le cas d'Ottawa, les points de mesure étaient pris dans des milieux qui allaient du suburbain au milieu fortement urbanisé, dans une zone métropolitaine de quelque 800 000 habitants.

TABLEAU X.5

Mesures effectuées au Canada au voisinage de 1,5 GHz

Emplacement	p.i.r.e. (kW)	Ouverture du faisceau (°)	Hauteur de l'antenne (m – au-dessus du niveau du sol)
Barrie, Ontario	6,2	120	230
Trois rivières, Québec	5	120	200
Ottawa, Ontario	0,180	360	61

X.2.3 Résultats

Les résultats présentés ci-après sont un sous-ensemble des résultats proposés dans la Recommandation UIT-R P.1407 pour caractériser les voies de transmission du service mobile terrestre à large bande. Dans chaque cas, le point de données est pris dans une section représentative de la fonction de distribution cumulative (CDF) pour le paramètre considéré (généralement, le point à 80% ou 90%). On trouvera ci-après la définition des paramètres figurant dans les tableaux et leurs abréviations:

Le retard excédentaire moyen (T_D) est le moment du premier ordre du profil puissance-densité de la réponse impulsionnelle, avec comme point de référence le retard en visibilité directe. T_{D90} représente le point 90% sur la courbe de la fonction CDF: cela signifie que 10% seulement des réponses impulsionnelles mesurées avaient des retards moyens supérieurs à cette valeur.

L'étalement des retards (S) est la racine carrée du moment central du second ordre du profil puissance-densité de la réponse impulsionnelle (c'est-à-dire l'écart type). S_{90} est le point 90% sur la courbe de la CDF de l'étalement du temps de propagation.

La fenêtre des retards (W_q) est la longueur de la partie centrale de la réponse impulsionnelle, qui contient un certain pourcentage q de l'énergie totale – telle que l'énergie extérieure à la fenêtre est divisée en deux parties égales: en amont et en aval de la fenêtre.

L'intervalle des retards (I_p) est l'intervalle de temps qui s'écoule entre l'instant où l'amplitude de la réponse impulsionnelle dépasse pour la première fois un seuil donné, p, et l'instant où cette amplitude s'abaisse en dessous de ce seuil pour la dernière fois. Le seuil est rapporté à la plus grande crête de la réponse impulsionnelle et sa valeur est exprimée en décibels; exemple: I_{12} = intervalle des retards pour un seuil situé à 12 dB au-dessous de la crête.

Dans le tableau récapitulatif que l'on verra plus loin, on a indiqué les valeurs de la différence $T_{D90} - T_{D10}$ au lieu de la valeur de la «gigue» du retard excédentaire moyen qui a tendance à prendre des valeurs élevées dans les zones où le trajet direct en provenance de l'émetteur est bloqué par intermittences. Dans le calcul du retard moyen et de l'étalement des retards, les limites d'intégration sont déterminées par un niveau de coupure qui représente une certaine marge au-dessus du bruit de fond (le «bruit» étant formé par le bruit du récepteur et par les lobes latéraux de la corrélation). Pour ces mesures, on a fixé le niveau de coupure à 3 dB au-dessus du bruit de fond.

Les catégories de milieu considérées pour caractériser les points de mesure sont reproduites dans le Tableau X.6.

TABLEAU X.6

Catégories de milieu

Catégorie	Description
1	Rivières, lacs et mers
2	Zones rurales dégagées, par exemple champs et landes avec peu d'arbres
3	Zones rurales, similaires à celles ci-dessus mais avec quelques régions boisées, par exemple des parcs
4	Zones rurales boisées (bois ou forêts)
5	Zones suburbaines à faible densité d'habitations et domaines industriels modernes
6	Zones suburbaines à/ou faible densité d'habitations
7	Zones urbaines, avec des bâtiments jusqu'à trois étages mais avec quelques espaces dégagés entre les bâtiments
8	Zones urbaines de forte densité avec quelques bâtiments de plus de quatre étages
9	Zones urbaines denses dans lesquelles la majorité des bâtiments ont plus de quatre étages et quelques-uns peuvent être qualifiés de «gratte-ciel».

TABLEAU X.7

Récapitulation des résultats de mesure à 1,5 GHz (retards en μs)

	Type de zone	Retard moyen $TD_{90} - TD_{10}$	Etalement des retards		Fenêtre des retards						Intervalle des retards					
					CDF 80%			CDF 90%			CDF 80%			CDF 90%		
			S_{80}	S_{90}	W_{90}	W_{75}	W_{50}	W_{90}	W_{75}	W_{50}	I_9	I_{12}	I_{15}	I_9	I_{12}	I_{15}
Barrie Ontario	5 et 6	1,70	1,43	1,98	1,8	0,6	0,3	4,1	1,2	0,4	0,7	0,8	1,2	0,8	1,4	3,8
	4	1,76	2,72	4,29	3,4	1,4	0,7	5,5	2,0	1,0	1,2	1,6	2,6	1,6	2,4	3,5
	2 et 3	2,10	2,35	4,76	2,1	1,5	0,8	4,9	1,7	1,3	1,6	1,9	2,1	1,9	2,1	2,9
Ottawa Ontario	9	1,52	3,18	4,09	5,7	3,1	1,6	9,8	3,7	2,0	3,3	4,4	6,3	4,2	5,6	14,2
	7 et 8	2,09	2,65	3,75	4,8	3,2	1,9	5,8	4,1	2,6	3,3	4,4	5,2	5,1	5,5	13,2
	6	2,57	4,07	5,62	10,8	5,0	2,5	14,4	10,0	3,3	4,3	10,0	11,1	9,7	14,4	16,0
	5	3,76	5,14	5,69	9,5	3,0	2,2	12,8	9,6	5,1	2,8	3,1	9,5	3,3	10,7	13,3
Trois-Rivières Québec	7 et 8	4,43	4,23	5,2	10,4	6,4	3,6	17,8	8,0	5,0	6,2	8,6	18,0	8,5	18,3	21,8
	5 et 6	3,06	3,81	6,29	6,6	1,8	0,7	22,9	8,9	1,9	1,1	1,9	1,9	1,9	8,0	8,0
	4	1,55	1,91	4,05	3,1	1,8	0,6	9,7	2,7	1,2	1,0	2,1	3,1	2,2	3,2	3,9
	2 et 3	0,96	1,28	2,25	2,2	0,9	0,4	3,6	1,7	0,7	0,8	1,2	2,0	1,4	2,4	3,0

X.2.4 Discussion et conclusions

Les résultats préliminaires montrent que, s'agissant de la propagation par trajets multiples, la bande des 1,5 GHz a des caractéristiques très proches de celles des bandes des ondes décimétriques, dont les fréquences sont plus basses et pour lesquelles on possède davantage de données. Les données quantitatives sont aussi très voisines de celles qui ont été obtenues par un certain nombre d'auteurs à 900 MHz. Les résultats recueillis jusqu'à présent indiquent que les caractéristiques de propagation par trajets multiples de la voie de radiodiffusion de Terre à 1,5 GHz ne poseront aucun problème pour les signaux COFDM en présence d'intervalles de garde de durée égale ou supérieure à 32 µs. Cette conclusion s'impose après l'analyse des résultats relatifs à la fenêtre des retards et à l'intervalle des retards.

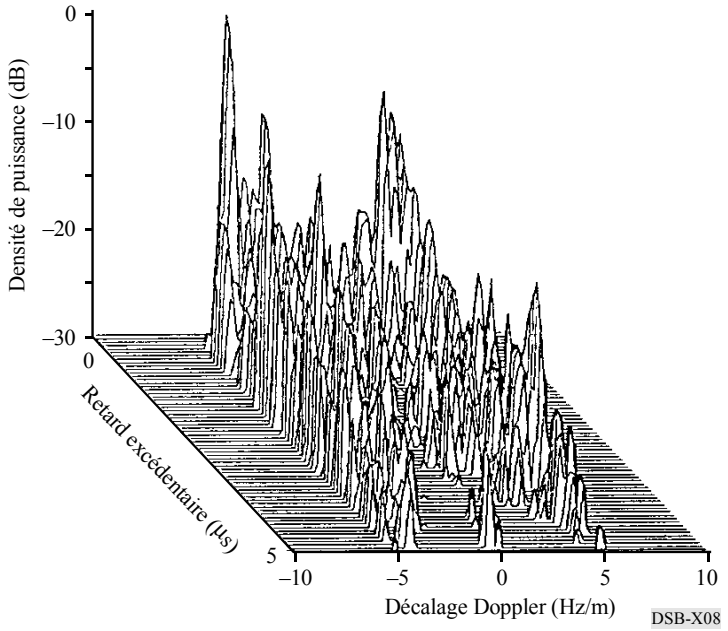
X.2.5 Mesures du décalage Doppler

Les paramètres de la propagation par trajets multiples, dans le domaine temporel, contiennent beaucoup d'informations sur la nature de la voie, mais ces informations ne sont toutefois que partielles. Lorsque le récepteur est en mouvement, le signal reçu subit l'influence du décalage Doppler. L'influence de ce décalage sur une composante donnée de la propagation par trajets multiples dépend de l'angle d'arrivée par rapport à la direction dans laquelle se déplace le véhicule. L'effet cumulé de ces décalages s'appelle la dispersion Doppler dans la voie. On procède comme suit pour analyser cette dispersion: on superpose une série d'«instantanés» successifs de la réponse impulsionnelle, on échantillonne ces instantanés à un instant donné, après quoi on applique une transformation de Fourier aux échantillons ainsi obtenus.

On peut tracer un diagramme en trois dimensions (diagramme de dispersion) de l'amplitude en fonction du temps et de la fréquence, dans lequel il est possible de mettre en évidence l'influence de l'étalement du signal reçu dans le temps et en fréquence. Ce procédé est très utile pour visualiser l'influence du milieu ambiant sur le signal reçu par un récepteur mobile. La Fig. X.8 donne un exemple de diagramme de dispersion établi d'après une série de mesures mobiles faites dans le centre de la ville d'Ottawa. Le décalage Doppler maximum est une fonction de la fréquence radioélectrique et de la vitesse de déplacement du véhicule; dans l'échelle de fréquence normalisée utilisée ici, le décalage maximum est de ±5 Hz/m à 1,5 GHz. Cela correspond à un décalage maximum de 139 Hz à une vitesse typique sur autoroute (100 km/h).

FIGURE X.8

Diagramme de dispersion – centre de la ville d'Ottawa

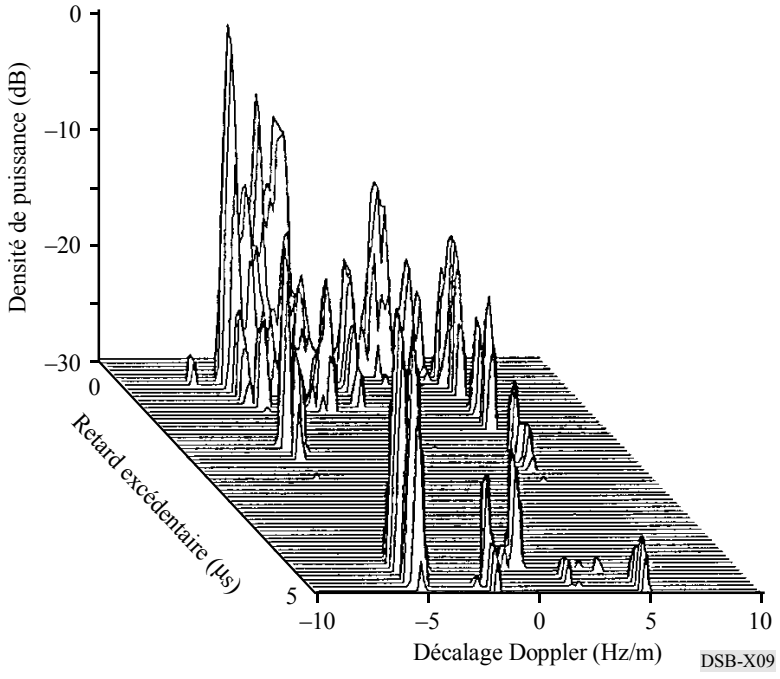


Dans une zone urbaine comme celle qui est décrite ici, le diagramme de dispersion a tendance à être extrêmement complexe dans la région où le retard excédentaire est petit. Dans ce cas, la diffusion se produit sur des objets proches du récepteur et le signal diffusé arrive sous de nombreux angles différents. En particulier, dans les zones fortement urbanisées, les directions d'arrivée tendent vers une distribution angulaire uniforme, ce qui donne un spectre Doppler en forme de «U». Avec des retards excédentaires plus grands dans un milieu de ce genre, les composantes qui subissent un faible décalage Doppler (composantes presque perpendiculaires à la direction du déplacement) ont tendance à disparaître. Dans les zones urbaines, ces composantes sont souvent bloquées par les bâtiments qui bordent les rues. Le spectre Doppler se divise alors en deux groupes: un groupe correspondant aux composantes du signal qui viennent de la direction dans laquelle se déplace le véhicule (décalage Doppler positif), l'autre groupe étant celui des composantes qui arrivent de derrière le véhicule (décalage Doppler négatif).

La Fig. X.9 représente un diagramme de dispersion construit d'après des mesures faites dans le centre ville de Trois-Rivières. On voit mieux sur ce diagramme la division du spectre Doppler en deux groupes au voisinage des maxima, bien qu'il s'agisse d'une ville plus petite qu'Ottawa. Dans les deux cas, les diagrammes font apparaître quelques composantes du signal qui ont une amplitude supérieure au maximum théorique; ces composantes sont capables d'augmenter le mouvement relatif entre le diffuseur et le récepteur, donc aussi d'augmenter le décalage Doppler maximum. Toutefois, à côté de ces composantes, le diagramme met bien en évidence le fait que le signal est canalisé par la rue où circule le véhicule, avec de nombreuses composantes alignées près du décalage Doppler maximum. Il semble aussi qu'une composante présentant un retard excédentaire d'environ 5 μs subisse une «fuite» entre des bâtiments de la rue. L'étalement de cette composante sur l'axe des fréquences est dû probablement au changement de géométrie intervenu entre le véhicule et la composante trajets multiples pendant la mesure. Pour obtenir l'information Doppler à partir du diagramme de dispersion, on a réussi 128 instantanés successifs de la réponse impulsionnelle, ce qui représente un déplacement sur 5 m environ. Dans les cas où la diffusion est provoquée par des objets proches, le décalage Doppler peut varier très sensiblement dans cet intervalle.

FIGURE X.9

Diagramme de dispersion – centre de la ville de Trois-Rivières



X.3 Résultats expérimentaux concernant la radiodiffusion audionumérique à 105 MHz en Inde

Des mesures de champ ont été effectuées en Inde sur des signaux DSB large bande (1,5 MHz) à une fréquence de 105 MHz dans différentes conditions de topographie et d'environnement, l'objet étant de déterminer les paramètres de planification suivants:

X.3.1 Ecart type d'un signal DSB dans différentes conditions environnementales

Sur la base des données de valeur de champ collectées, l'écart type d'un signal DSB dans des conditions mobiles et pour différentes conditions environnementales a été déterminé. L'écart type dans le cas d'une zone urbaine encombrée était de 4,5 dB. Dans des régions rurales ou faiblement peuplées, la médiane de l'écart type du signal DSB était d'environ 2,7 dB.

X.3.2 Discrimination de polarisation

L'analyse des données collectées concernant des zones urbaines encombrées donne une valeur médiane de discrimination de polarisation de 17,0 dB pour les signaux à polarisation verticale, avec un écart type de 3,74 dB.

X.3.3 Affaiblissement de pénétration dans les bâtiments

Les mesures ont porté sur des bâtiments en béton armé et des bâtiments en briques, avec des épaisseurs de mur de 25 à 30 cm. On a évalué la valeur moyenne des affaiblissements de pénétration dans les bâtiments et les écarts types. Il est apparu que la valeur moyenne des affaiblissements de pénétration dans les bâtiments était respectivement de 12,7 dB et de 7,7 dB pour les bâtiments en béton armé et pour les bâtiments en briques. Les écarts types étaient respectivement de 6,1 dB et 3 dB.

X.3.4 Gain dû à la hauteur d'antenne

La valeur moyenne du gain dû à la hauteur et son écart type pour différentes hauteurs d'antenne de réception ont été déterminés sur la base des diverses mesures. Les valeurs moyennes de gain dû à la hauteur étaient respectivement de 13,4 dB et de 8 dB pour une variation de hauteur d'antenne de réception de 1,5 à 10 m et de 3 à 10 m. Les écarts types correspondants à ces variations étaient de 4,5 dB et 3,2 dB.

X.4 Mesures de la propagation par trajets multiples entre 84 et 86 MHz

En 1993, on a effectué dans la région de Salt Lake City (Etats-Unis d'Amérique) une série de mesures de propagation entre 84 et 86 MHz. Il s'agissait principalement de recueillir des données de propagation par trajets multiples, en vue de procéder à des essais de laboratoire, aux Etats-Unis d'Amérique, sur plusieurs systèmes de radiodiffusion sonore numérique fonctionnant «dans la bande» (Bande II). Les «traces de durée de propagation par trajets multiples» sont utilisées comme données d'entrée d'un simulateur RF qui modélise la voie RF entre l'émetteur et le récepteur.

On a recueilli de grandes quantités de données sur de nombreux trajets, à bord d'un fourgon automobile doté d'un équipement complet. Ces données étaient des données de polarisation verticale et de polarisation horizontale, relevées à intervalle de 1/10 de longueur d'onde sur les parcours empruntés par le véhicule. Les données ont été regroupées en quatre catégories:

– zone urbaine (centre ville);
– zone suburbaine;
– zone rurale;
– terrain avec obstacles.

La dernière catégorie correspond à des routes traversant des canyons et suivant des vallées de rivières. On a ici une propagation par trajets multiples avec de longs retards, où le signal de puissance maximale est souvent celui fourni par une réflexion, avec un retard de plus de 10 µs par rapport au signal «direct».

On trouvera ci-après huit graphiques extraits du domaine temporel (Fig. X.10 à X.17). Chaque figure reproduit une trace temporelle simple de la composante verticale dans un cas spécifique. Les graphiques sont précédés de brèves descriptions des quatre environnements de réception. Deux traces sont données pour chaque catégorie de réception.

X.4.1 Zone urbaine: quartiers d'affaires – industriels – grande activité commerciale (Fig. X.10 et X.11)

Ce secteur comprenait le quartier d'affaires du centre de la ville et les quartiers avoisinants, représentant environ 6 blocs nord-sud et 8 blocs est-ouest; un quartier industriel avec des entrepôts, au sud-ouest du centre ville; et plusieurs quartiers abritant une assez grande activité commerciale: des centres commerciaux, des galeries marchandes avec des bâtiments comportant de nombreux étages.

Les voies de circulation automobile sont pour la plupart très proches des bâtiments, c'est-à-dire que les réflexions prévisibles devraient être de courte durée et d'un niveau généralement élevé. Dans ce secteur, les véhicules se déplacent le plus souvent à des vitesses allant de 0 à 40 km/h environ.

X.4.2 Zone suburbaine – résidentielle (Fig. X.12 et X.13)

Ce secteur comprend un grand nombre de zones résidentielles, disséminées au sud du centre ville: les types d'habitat vont des grandes villas familiales sur parcelles de grande surface, jusqu'aux maisons mitoyennes en ville et jusqu'aux appartements. En conséquence, on peut trouver dans ce secteur des petits centres commerciaux, des écoles, bibliothèques, établissements d'enseignement secondaire, etc. Dans certaines des zones résidentielles typiques les plus anciennes, il y avait des plantations épaisses d'arbres adultes dont certains atteignaient 25 m de hauteur.

FIGURE X.10

Retard de la composante verticale
Zone urbaine: quartiers d'affaires – industriels – grande activité commerciale
Trace N° 1

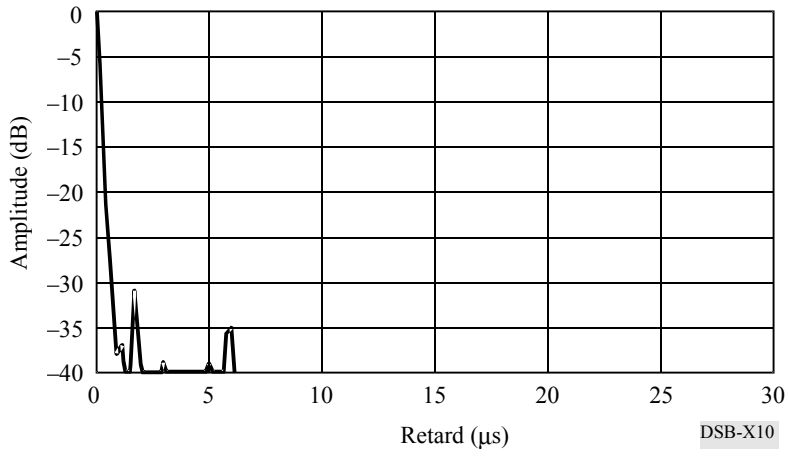


FIGURE X.11

Retard de la composante verticale
Zone urbaine: quartiers d'affaires – industriels – grande activité commerciale
Trace N° 2

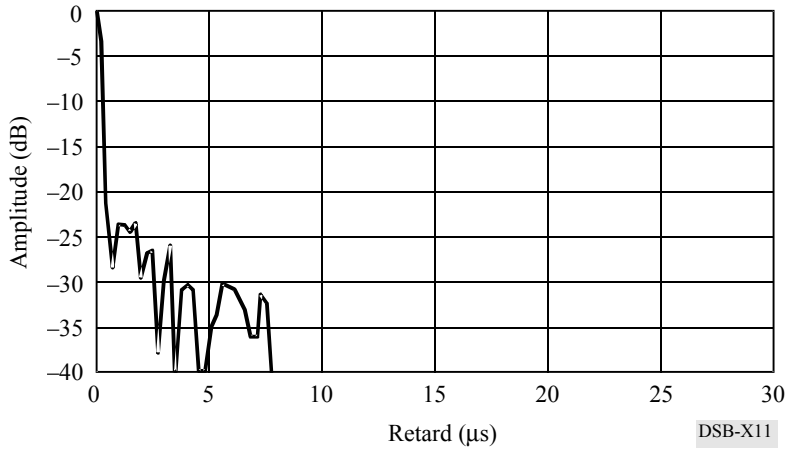


FIGURE X.12

Retard de la composante verticale
Zone suburbaine – résidentielle
Trace N° 1

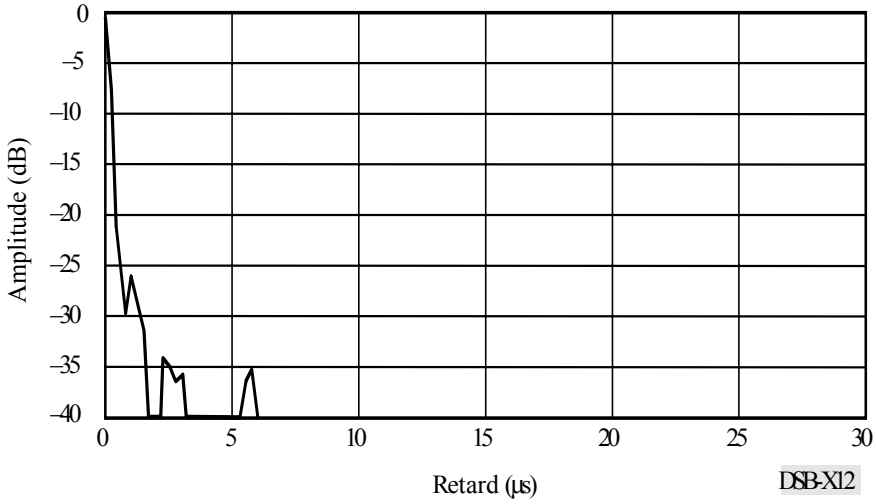
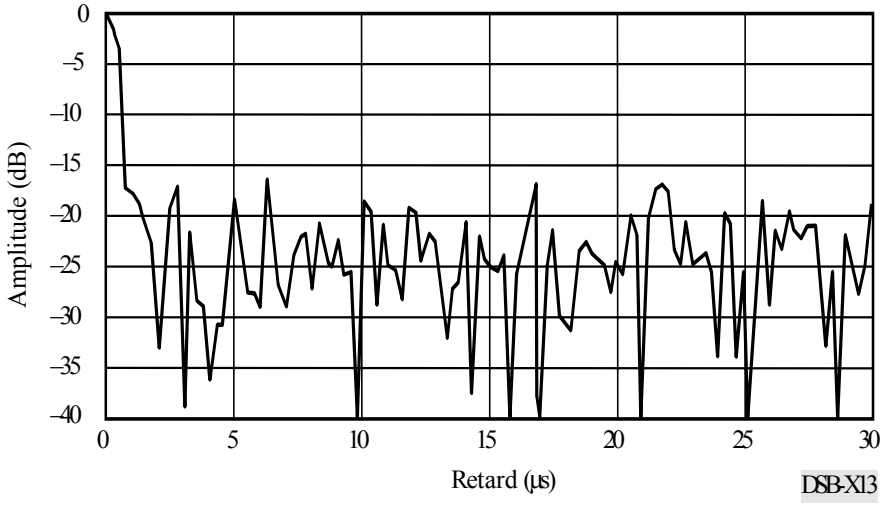


FIGURE X.13

Retard de la composante verticale
Zone suburbaine – résidentielle
Trace N° 2



Les voies de circulation automobile sont pour la plupart très proches des bâtiments, c'est-à-dire que les réflexions prévisibles devraient être de courte durée et d'un niveau généralement élevé. Dans ce secteur, les véhicules se déplacent le plus souvent à des vitesses allant de 0 à 40 km/h environ.

Les vitesses des véhicules peuvent, ici aussi, s'abaisser à 0 km/h, mais augmenter parfois jusqu'à 70 km/h.

X.4.3 Zones rurales: aires de stationnement de véhicules – autoroutes (Fig. X.14 et X.15)

Ce secteur comprend en majorité des zones dégagées sillonnées par des voies de circulation diverses: chemins ruraux à une seule voie au nord-ouest de la ville, aires de stationnement au sud, boulevard à grande activité commerciale à l'ouest de la ville, au pied des montagnes.

FIGURE X.14

Retard de la composante verticale
Zones rurales – aires de stationnement de véhicules – autoroutes
Trace N° 1

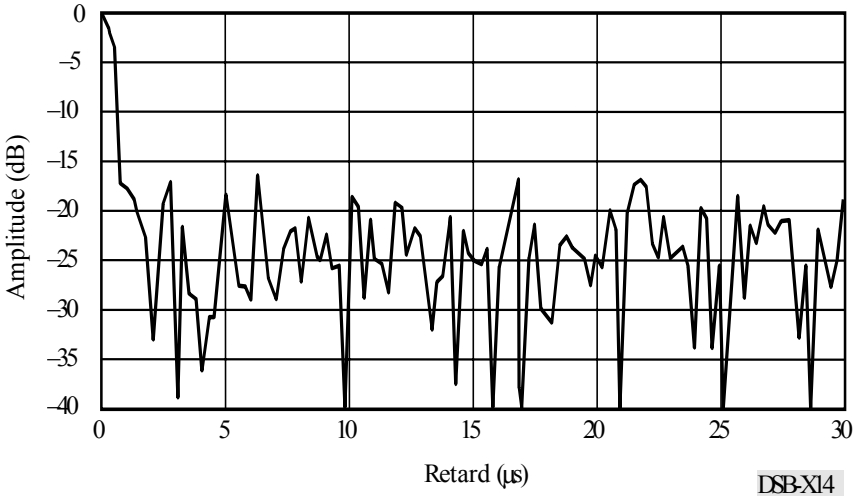
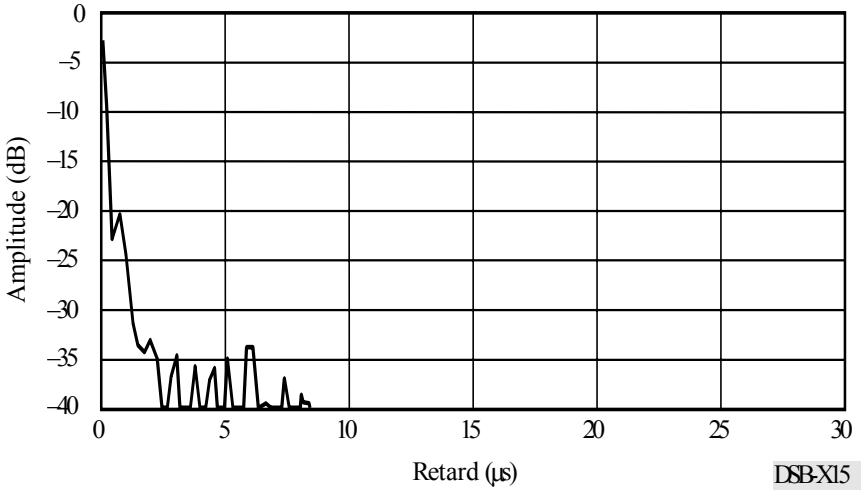


FIGURE X.15

Retard de la composante verticale
Zones rurales – aires de stationnement de véhicules – autoroutes
Trace N° 2



Du fait de la nature dégagée de ces zones, les constructions les plus proches étaient assez éloignées du parcours suivi pour les mesures. Il s'agit de structures très diverses, allant d'immeubles de bureaux à plusieurs étages jusqu'à de petits immeubles résidentiels. Les réflexions prévisibles devraient être modérées, mais comprises dans une gamme relativement large de retards et d'amplitudes.

Les véhicules circulaient à des vitesses comprises entre 40 et 100 km/h, sans marquer d'arrêt.

X.4.4 Trajets avec obstacles (accidents de terrain) (Fig. X.16 et X.17)

Dans ce secteur, le tracé des trajets est perturbé par la topographie du terrain: canyons de Big et Little Cottonwood et trajets suivant des vallées de rivières au sud de la ville.

Le facteur déterminant sur ces trajets est représenté par les accidents de terrain; toutefois, certains des trajets, en particulier celui qui suit une vallée, traversent des quartiers avec des constructions. Les réflexions prévisibles devraient être nombreuses et varier rapidement: réflexions de durée moyenne à longue avec des amplitudes très variables. La caractéristique la plus importante du trajet des signaux devrait être la suivante: disparition fréquente d'un trajet direct, la réflexion dominante fournissant alors le trajet direct de substitution, lequel est susceptible de varier rapidement, en même temps que les caractéristiques de la réflexion.

Il est rare que la vitesse de déplacement des véhicules s'annule. Ceux-ci roulent à des vitesses comprises entre 25 et 70 km/h, sans s'arrêter.

FIGURE X.16

Retard de la composante verticale
Trajets avec obstacles (accidents de terrain)
Trace N° 1

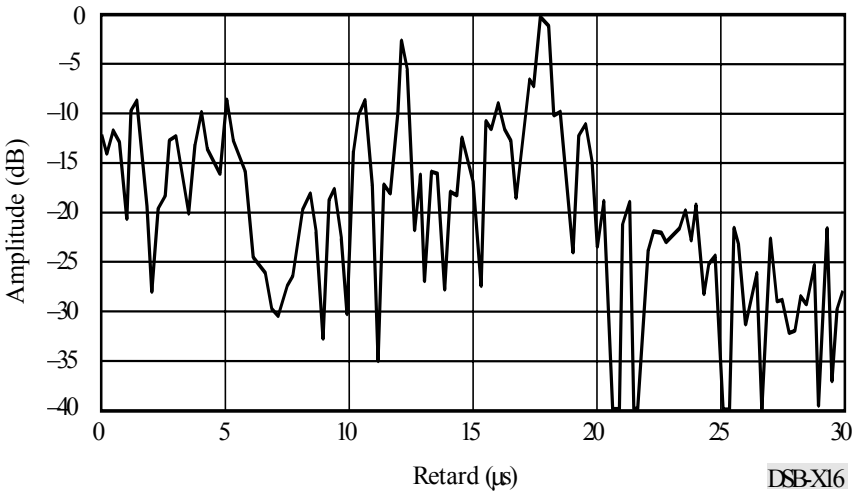
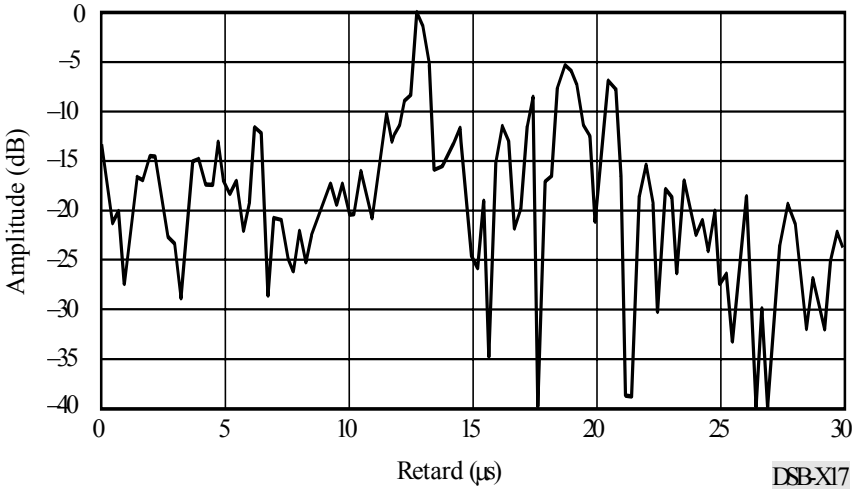


FIGURE X.17

Retard de la composante verticale
Trajets avec obstacles (accidents de terrain)
Trace N° 2



X.5 Mesures de propagation à l'extérieur des bâtiments pour la radiodiffusion DSB

Au cours de la période 1985-1988, une série d'expériences, patronnée par la NASA, a été effectuée par le Laboratoire de recherche électrotechnique de l'Université du Texas et par le Laboratoire de physique appliquée de l'Université John Hopkins. Il s'agissait d'étudier les effets des dégradations de la propagation sur des récepteurs installés à bord de véhicules circulant dans des régions à prédominance rurale et suburbaine (voir la bibliographie). Les objectifs premiers de ces expériences étaient de définir des critères de dégradation de la propagation, à l'usage des concepteurs de systèmes planifiés du service mobile terrestre par satellite (SMTS), et de modéliser les effets de propagation associés à des scénarios du SMTS. Toutefois, les résultats s'appliquent tout aussi bien à la radiodiffusion sonore numérique par satellite.

Les programmes de mesure de propagation à destination de véhicules automobiles ont été exécutés dans la région centrale du Maryland (Etats-Unis d'Amérique), dans le centre-nord du Colorado (Etats-Unis d'Amérique) et dans le sud-est de l'Australie. Ces expériences, mises en oeuvre avec des émetteurs installés à bord d'hélicoptères et de satellites géostationnaires (INMARSAT-B2, ETS-V du Japon et INMARSAT-Pacifique), ont été faites à 870 MHz et 1,5 GHz. Les mesures sur satellites ont été effectuées à 1,5 GHz exclusivement. Les objectifs spécifiques des essais étaient les suivants: évaluer les niveaux de dégradation subis par la propagation du fait du masquage et des trajets multiples imputables aux arbres et au terrain, dans les zones suburbaines et rurales où il est impossible d'assurer des services de communications cellulaires de Terre. Dans ces campagnes de mesures, on se servait d'un système récepteur placé dans un fourgon automobile: les antennes d'ondes décimétriques et bande L étaient montées sur le toit du véhicule, les récepteurs et les appareils d'acquisition des données, à l'intérieur.

X.5.1 Affaiblissement dû aux arbres plantés le long des routes, à 1,5 GHz

Les mesures en mode mobile (hélicoptères et satellites) effectuées dans le centre du Maryland ont permis d'établir systématiquement des distributions cumulées des évanouissements. On a établi une formule qui caractérise ces distributions en fonction de l'angle d'élévation pour des conditions moyennes globales de conduite sur 640 km de routes où s'exercent des effets de masquage et de propagation par trajets multiples. Cette formule a reçu le nom de «Modèle empirique de masquage routier» ou modèle ERS (Empirical Roadside Shadowing); valable pour $P = 1$ à 20%, elle s'exprime comme suit:

$$F(P, \theta) = -M(\theta)\ln P + B(\theta) \qquad \text{dB} \qquad \text{(X.2)}$$

où F désigne l'évanouissement (dB) dépassé sur P% de la distance (ou du temps), et θ désigne l'angle d'élévation (degrés) du trajet allant vers le satellite. Les paramètres M et B dépendent de l'angle du trajet et ont pour expression:

$$M(\theta) = a + b\theta + c\theta^2 \qquad \text{(X.3)}$$

$$B(\theta) = d\theta + e \qquad \text{(X.4)}$$

où:

$$a = 3{,}44,\ b = 0{,}0975,\ c = -0{,}002,\ d = -0{,}443 \text{ et } e = 34{,}76.$$

Il n'y a pas lieu de donner aux formules (X.2) à (X.4) une signification physique autre que la suivante: ces formules sont en accord avec une famille de distributions d'évanouissements fonction de l'angle, ces distributions étant établies à partir d'une grande base de données diverses.

La Fig. X.18 montre une famille de distributions cumulatives (pourcentage en fonction de la profondeur d'évanouissement dépassée), pour les angles d'élévation indiqués. On a constaté que le modèle était en accord avec les points de données, à 0,3 dB près, pour les angles de 20°, 30°, 45° et 60°. On a poursuivi la validation du modèle ERS avec des distributions établies, dans le sud-est

de l'Australie, à partir des émissions des satellites ETS-V et INMARSAT-Pacifique. Le modèle et la distribution cumulative mesurée en Australie concordaient à 2 dB près, voire moins, à tous les niveaux d'équiprobabilité, pour un parcours de plus de 400 km sur des routes en zones rurales et suburbaines.

On trouvera davantage d'informations sur les affaiblissements dus aux arbres dans les Recommandations UIT-R P.679 et UIT-R P.681.

X.5.2 Facteur de similitude de l'affaiblissement avec équiprobabilité entre la Bande L et les bandes d'ondes décimétriques

On a effectué, dans le centre du Maryland, des mesures mobiles simultanées des évanouissements dans la bande L et dans les bandes d'ondes décimétriques. Ces mesures ont montré que le rapport des évanouissements ayant des niveaux équiprobables est approximativement égal à la racine carré du rapport des fréquences, dans cet intervalle de fréquences, c'est-à-dire:

$$F(f_1) \approx F(f_2)\sqrt{f_1 / f_2} \qquad \text{(X.5)}$$

où $F(f_1)$ et $F(f_2)$ désignent les profondeurs d'évanouissement (dB) (ou dB(m^{-1})), respectivement aux fréquences f_1 et f_2. Plus précisément, on a observé que, après avoir examiné les résultats de mesures effectuées sur 480 km simultanément en bande L et en bandes d'ondes décimétriques, pour $f_1 = f_L$ = 1,5 GHz et $f_2 = f_{UHF}$ = 870 MHz, on obtenait la relation suivante:

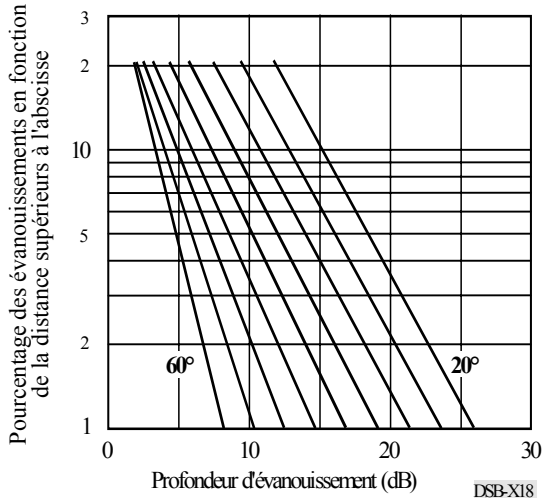
$$F(f_L) \approx 1{,}31\ F(f_{UHF}) \qquad \text{dB} \qquad \text{(X.6)}$$

Il a été démontré que le facteur 1,31 avait un écart type de ±0,1 dans un intervalle de dépassement d'évanouissement compris entre 1% et 30%.

Il y a lieu de noter ce qui suit: on a démontré que l'expression (X.5) est compatible avec les résultats de mesure obtenus à 1,5 GHz et 870 MHz. Néanmoins, en l'absence d'autres critères, il semble raisonnable d'utiliser cette expression pour faire l'estimation des profondeurs d'évanouissement entre 500 MHz et 3 GHz.

FIGURE X.18

Distributions cumulatives des évanouissements à 1,5 GHz pour une famille d'angles d'élévation du trajet, avec utilisation du modèle empirique de masquage routier (ERS)



X.5.3 Mesures de l'effet de masquage dû aux arbres pour les communications espace-Terre entre les limites approximatives de 1,4 et 2,6 GHz

X.5.3.1 Résumé

La CAMR-92 a attribué un certain nombre de fréquences des bandes L et S au service SRS (sonore) et au service mobile par satellite (SMS). Dans ces deux services, l'affaiblissement des signaux par effet de masquage dû aux arbres est un facteur de propagation important qui a une grande influence sur les bilans de liaison nécessaires pour les futurs systèmes opérationnels.

On a observé la structure temporelle, spatiale et fréquentielle des niveaux de puissance d'un satellite simulé, en bande L et bande S, cela dans les deux polarisations circulaires et après propagation en incidence oblique à travers trois espèces d'arbres représentatives.

Avec un petit émetteur monté sur un bras articulé fixé à la carrosserie d'un fourgon, et un récepteur placé près du sol, on a effectué des mesures simultanées en bande L et en bande S entre l'émetteur et le récepteur avec interposition des trois espèces d'arbres: un peuplier (variété «cottonwood»), un pin et un noyer (variété «pecan»).

Les mesures étaient faites sous plusieurs angles d'élévation, en présence ou en l'absence de feuillage sur un arbre, et en faisant varier trois autres paramètres: la distance et l'azimut par rapport à l'axe d'un arbre, et la polarisation.

Les résultats obtenus ont permis de tracer les graphiques suivants: les niveaux des signaux; le retard (effets du vent); le niveau d'un signal traversant un arbre par rapport à un signal se propageant en même temps sur un trajet libre éloigné de l'axe de l'arbre; comparaisons bande L – bande S; enfin, les effets des trajets multiples et la sélectivité de fréquence à l'intérieur du balayage de 160 MHz effectué par l'émetteur dans les deux bandes considérées. Des équations de régression ont été établies.

D'une façon générale, il est clair que l'affaiblissement dû à l'effet de masquage des arbres aura une influence décisive sur la détermination des marges de liaison pour les systèmes du service SRS (sonore) et du service SMS dans la gamme de fréquences comprise entre les limites approximatives de 1,4 et 2,6 GHz.

Les fréquences étudiées étaient incluses dans les bandes attribuées récemment au SMS, ou proches de ces bandes, mais elles étaient aussi très proches des fréquences des bandes L et S attribuées au service SRS (sonore) lors de la CAMR-92. Les conclusions tirées de ces mesures valent par conséquent tout aussi bien pour les fréquences du SRS (sonore) voisines de 1,5, 2,3 et 2,6 GHz.

X.5.3.2 Vue d'ensemble de l'expérience

Le système de mesure se compose des éléments suivants: un émetteur-récepteur à deux fréquences installé dans un fourgon; un mât d'émetteur de 20 m, télescopique, monté sur le fourgon; et un ensemble câblé distant: antenne de réception, filtre et préamplificateur, monté sur un support de positionnement linéaire. En utilisant les bandes latérales supérieure et inférieure d'un oscillateur à balayage (2 055 MHz), on génère des signaux en bande S et en bande L; ces signaux se propagent à partir du bras articulé, traversent une des espèces d'arbres et sont captés par le récepteur de l'autre côté de l'arbre. Le balayage complet du générateur produit des signaux dans les intervalles 1 580-1 780 MHz et 2 330-2 530 MHz. Ces fréquences sont très voisines des fréquences attribuées au service SRS (sonore).

Les arbres étudiés étaient un noyer, un pin et un peuplier; des feuilles étaient présentes sur les espèces feuillues.

X.5.3.3 Conclusions et résultats

Les résultats peuvent se classer en trois rubriques: variabilité temporelle, variabilité spatiale et variabilité en fréquence.

X.5.3.3.1 Variabilité temporelle

Par variabilité temporelle, on entend les fluctuations à court terme du signal reçu, imputables principalement au balancement des branches des arbres sous l'effet du vent. Le graphique de la Fig. X.19, avec courbes de régression linéaires, montre que l'on a souvent un affaiblissement important et que l'écart type des résultats de mesure de l'affaiblissement augmente quant le niveau du signal reçu diminue.

X.5.3.3.2 Variabilité spatiale

Par variabilité spatiale, on entend la variation du signal reçu en fonction des orientations différentes du rayon transmis à travers un arbre, sous l'effet de deux paramètres: l'angle d'élévation (simulation satellite) et l'angle hors axe du rayon par rapport au tronc de l'arbre. La Fig. X.20 récapitule les résultats pour chacun des arbres et pour les deux bandes de fréquences. Les fonctions de distribution cumulative sont très similaires, sauf pour le peuplier en bande L, l'affaiblissement étant beaucoup moins prononcé dans ce cas.

X.5.3.3.3 Variabilité en fréquence

L'effet de la variabilité en fréquence sur l'affaiblissement dépend de l'affaiblissement moyen du trajet du signal à travers l'arbre. La Fig. X.21 montre comment l'affaiblissement du signal varie en fonction de la fréquence, pour quatre trajets de signaux passant à travers un arbre et pour des fréquences voisines de 1 600 MHz et de 2 500 MHz.

FIGURE X.19

Relation entre l'écart type et le niveau de puissance moyenne pour toutes les fréquences, toutes les polarisations et tous les arbres

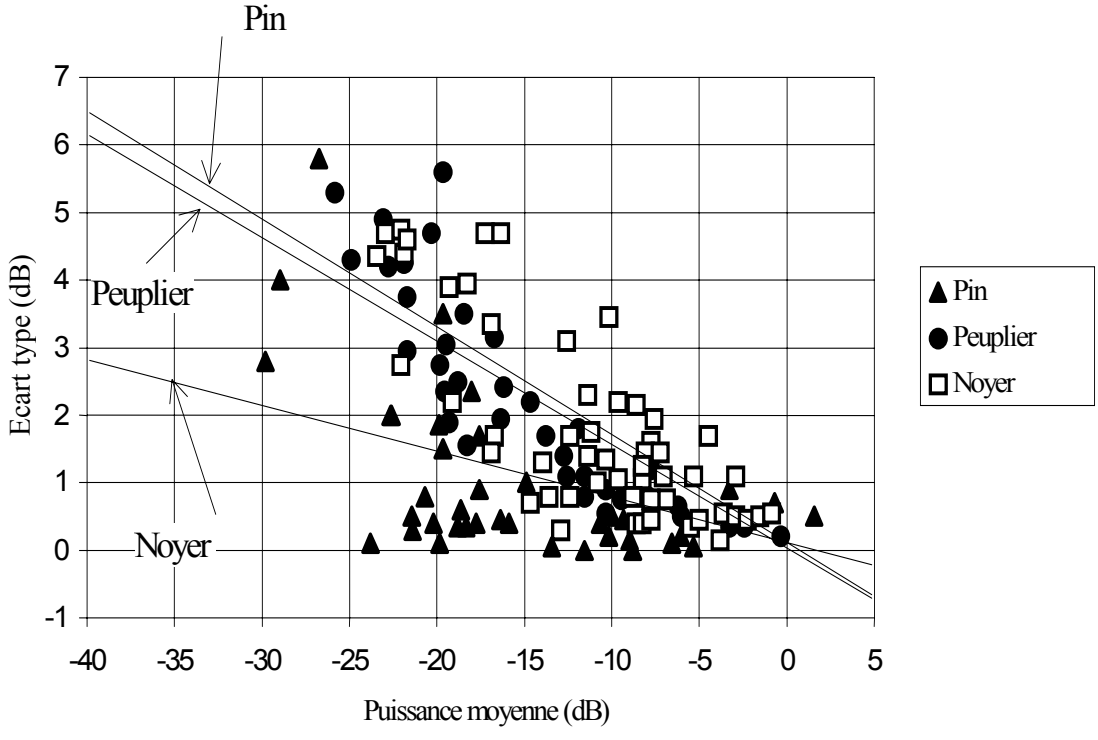
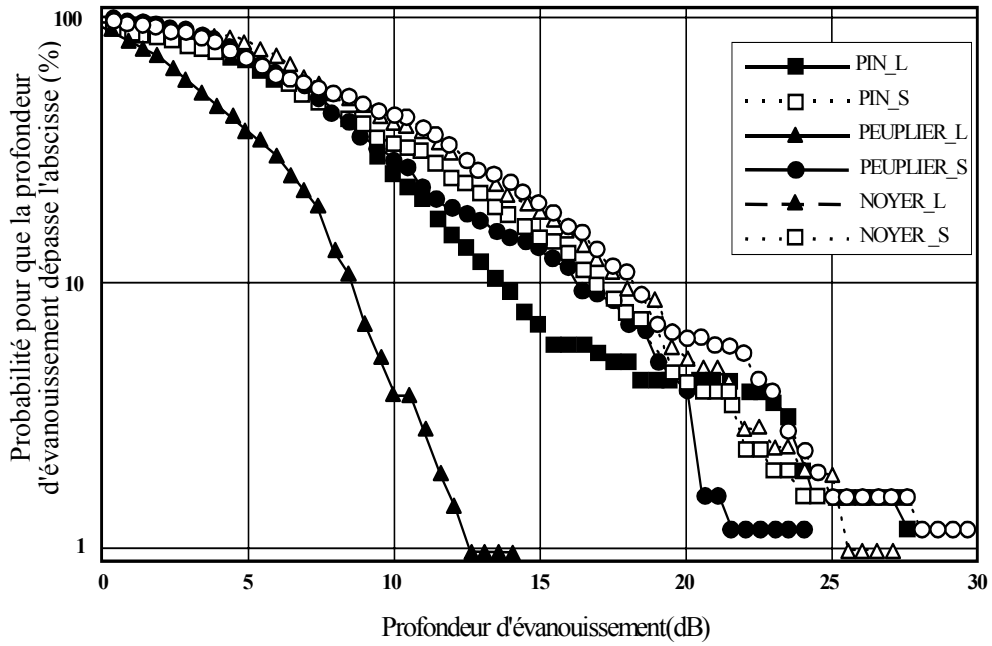


FIGURE X.20

Distribution cumulative des évanouissements (variabilité spatiale) pour tous les arbres et les deux polarisations circulaires



X.6 Mesures de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments

Les services de radiodiffusion sonore numérique (DSB) sont destinés avant tout à la réception à bord de véhicules, mais ils sont censés également donner une réception satisfaisante sur des récepteurs portatifs dans les domiciles, sans faire appel à des antennes fixes. Il s'ensuit qu'il faudra, dans tout travail de planification, prévoir une marge pour neutraliser les affaiblissements qui accompagnent la pénétration des signaux dans les bâtiments.

On trouvera ci-après un résumé des résultats fournis par un certain nombre de mesures de ces affaiblissements dans plusieurs pays.

Des mesures faites au Royaume-Uni dans les bandes d'ondes métriques montrent que la valeur médiane de l'affaiblissement de pénétration semble être d'environ 8 dB, avec un écart type de l'ordre de 4 dB.

Des mesures ont été effectuées aux Pays-Bas dans les bandes d'ondes décimétriques (762 MHz) au titre de recherches sur la télévision numérique. Elles indiquent que l'affaiblissement de pénétration, pour une hauteur d'antenne de 1,5 m, est d'environ 7 dB, avec un petit écart type. En Allemagne, la DBP-Telekom, étudiant la bande 500-600 MHz, a trouvé une valeur médiane de 13 dB pour des constructions en briques et 20 dB pour le béton.

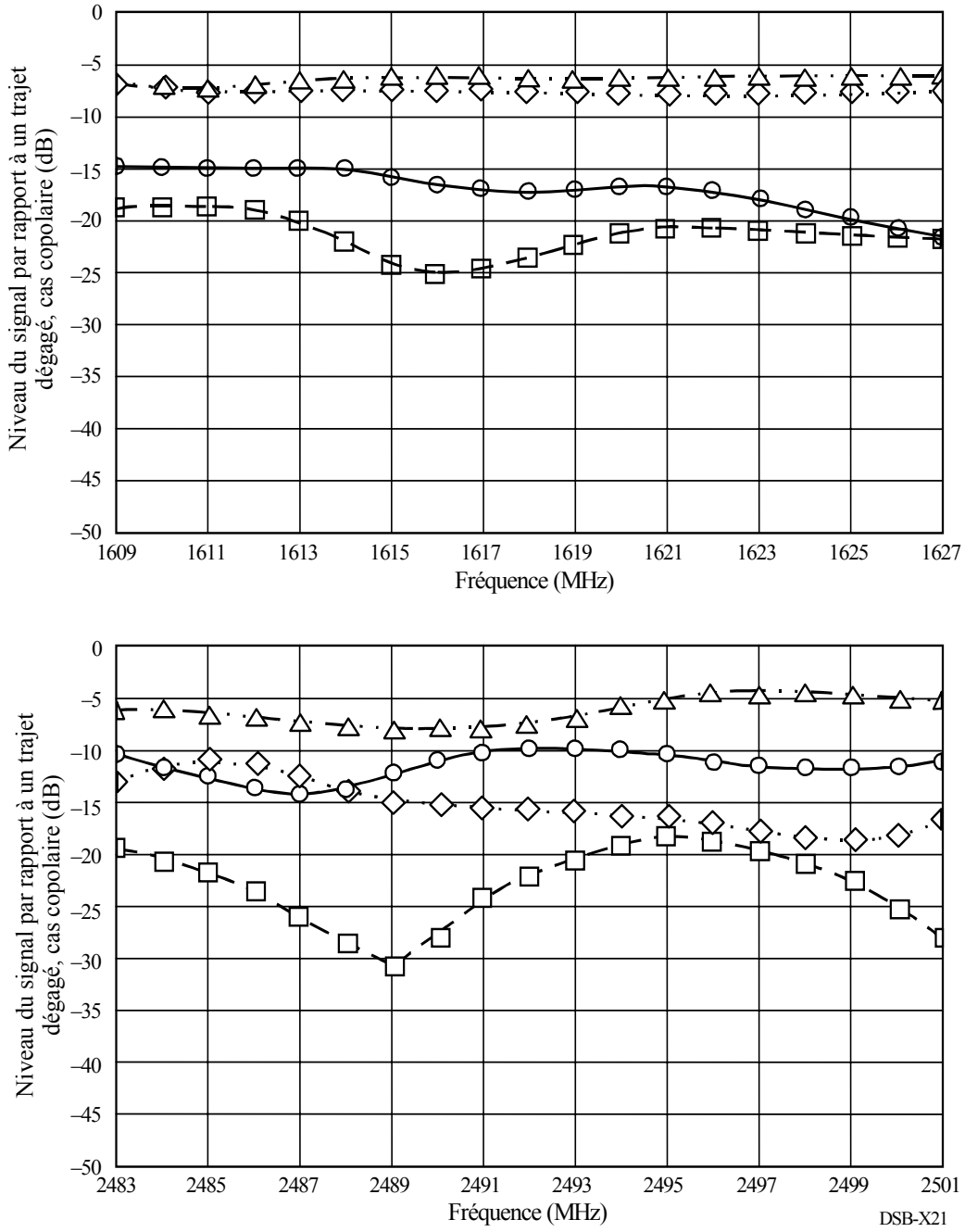
Pour la bande 570-670 MHz, la BBC a mis en évidence au Royaume-Uni un affaiblissement médian de 19 dB dans des pièces situées au rez-de-chaussée, par rapport à des mesures faites à l'extérieur à 9 m au-dessus du sol.

L'affaiblissement de pénétration dans les bâtiments est plus difficile à chiffrer pour la Bande L. Des recherches menées au Canada sur la radiodiffusion T-DSB ont conduit aux résultats suivants pour la valeur médiane dans cette bande: 17 dB pour un emplacement «moyen» au rez-de-chaussée et 8,4 dB pour le meilleur emplacement au rez-de-chaussée.

En 1988, l'Université de Liverpool a procédé à des mesures qui ont donné des valeurs d'affaiblissement comprises entre 7,5 et 15 dB pour la Bande L. La plus grande valeur correspond à une propagation sans visibilité directe, la plus petite à une visibilité directe partielle. Valeur moyenne: 11,25 dB.

FIGURE X.21

Détail de la sélectivité en fréquence des évanouissements dus aux arbres (ici, pin) dans les bandes attribuées au service mobile par satellite pour des fréquences voisines de 1,6 GHz et 2,5 GHz



A la fin de 1993, la BBC a effectué une série de mesures pour quantifier l'affaiblissement de pénétration en Bande L (1,5 GHz). Ces mesures, en nombre limité, ont fourni une valeur médiane de 12 dB à une hauteur voisine de 1,5 m. Il s'agissait de maisons d'habitation réalisées en construction traditionnelle en briques.

Si l'on prend la moyenne des valeurs données ci-dessus, on trouve que l'affaiblissement moyen dû à la pénétration dans les bâtiments est de 12 dB pour la Bande L.

S'agissant de la réception dans les véhicules, on envisage un pourcentage de l'ordre de 99% pour la couverture en emplacements. Dans les bandes d'ondes métriques, ce pourcentage élevé ne sera peut-être pas nécessaire à l'intérieur des bâtiments; on pourrait le ramener à environ 80%, ce qui atténuera les effets préjudiciables de l'affaiblissement dans les bâtiments. Il pourrait être nécessaire d'augmenter la marge pour ces affaiblissements en même temps que croîtra la fréquence de l'émission de T-DSB.

Les valeurs indiquées ci-dessus pour l'affaiblissement dans les bâtiments sont les meilleures dont on dispose actuellement. Il ne faut pas perdre de vue, cependant, que cet affaiblissement variera en fonction du nombre des fenêtres du bâtiment et des dimensions de ces fenêtres. D'un autre côté, dans un réseau monofréquence, l'affaiblissement équivalent diminuera si plusieurs émetteurs interviennent.

Ces résultats sont récapitulés dans le Tableau X.8.

TABLEAU X.8

Valeurs médianes de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments (dB), fournies par différentes mesures

Au-dessous de 300 MHz	300 – 1 000 MHz	1 000 MHz
8[1]	7[2]	8,4[6]
	13[3]	17[7]
	20[4]	7,5[8] – 15[9]
	10 – 25[5]	12[1]
	19[10]	

(1) Royaume-Uni

(2) Pays-Bas (762 MHz)

(3) Allemagne (briques, 500-600 MHz)

(4) Allemagne (béton, 500-600 MHz)

(5) Rapport 567-4 du CCIR

(6) Canada (médiane pour la meilleure pièce)

(7) Canada (médiane globale)

(8) Royaume-Uni, Université de Liverpool (trajet obstrué)

(9) Royaume-Uni, Université de Liverpool (trajet partiellement obstrué)

(10) Royaume-Uni (570-670 MHz, par rapport au champ extérieur médian à 9 m au-dessus du sol)

X.7 Mesures de propagation à l'intérieur des bâtiments effectuées aux Etats-Unis d'Amérique

Les services de radiodiffusion DSB sont prévus pour toutes les conditions de réception: récepteurs mobiles, portatifs dans les bâtiments, portatifs à l'extérieur et à poste fixe. Il y a un vaste marché pour le récepteur portatif utilisé à l'intérieur d'un bâtiment. Les caractéristiques de la propagation à l'intérieur des bâtiments sont très différentes de celles qu'on observe en réception mobile. Cela étant, on a effectué aux Etats-Unis d'Amérique une série de mesures de propagation préparée avec grand soin, afin de mieux connaître les diagrammes de rayonnement détaillés obtenus dans les pièces des bâtiments. Les résultats mettent en lumière les variations spatiales et temporelles. Ces mesures ont aussi fourni des données sur l'absorption par les bâtiments.

On trouvera ci-après les résultats des expériences conduites entre 700 et 1 800 MHz, ainsi que les conclusions qu'on peut en tirer sur les conséquences pour la radiodiffusion sonore numérique et pour la conception des récepteurs et des antennes de réception utilisables à l'intérieur des bâtiments.

X.7.1 Mesures de propagation en radiodiffusion DSB

X.7.1.1 Méthode expérimentale

Le système de mesure comprenait un mât de 18 m fixé à un fourgon automobile dans lequel on avait installé un équipement d'émission et de réception radioélectrique ainsi qu'un ordinateur de commande et d'acquisition de données. Par l'intermédiaire d'un câble, on injectait au sommet du mât des signaux d'ondes entretenues (fréquence constante ou balayage de fréquence) fournis par un générateur de poursuite synchronisé avec un analyseur de spectre à hyperfréquences. Après amplification, ces signaux étaient acheminés jusqu'au bâtiment étudié. A l'intérieur de celui-ci, le signal était reçu par une antenne montée sur un support de positionnement linéaire, amplifié puis renvoyé à l'analyseur de spectre du fourgon par l'intermédiaire d'un câble de 80 m de long. On orientait manuellement le positionneur pour permettre à l'antenne de se déplacer, sous la commande de l'ordinateur, le long d'un axe arbitraire en 16 échelons de 0,05 m; on obtenait ainsi une distance d'exploration totale de 0,8 m le long de la verticale ou dans le plan horizontal parallèle ou perpendiculaire au trajet de propagation. Les valeurs mesurées de la puissance absolue du signal étaient converties en valeurs d'affaiblissement par rapport à la propagation en espace libre.

Pour chaque position de l'antenne, on effectuait un balayage de fréquence entre 700 et 1 800 MHz. Les résultats étaient collectés avec une résolution en fréquence inférieure à 1 MHz et une précision totale inférieure à 0,5 dB. Les deux antennes étaient des spirales coniques à cavité fonctionnant en polarisation circulaire et donnant une ouverture de faisceau de 90° à mi-puissance.

X.7.1.2 Emplacements de mesure

Pour les mesures de propagation à l'intérieur, on a choisi six bâtiments de construction différente, avec des matériaux différents. Dans chacun de ces bâtiments, on a choisi entre huit et vingt emplacements pour les explorations de fréquence et de position:

Emplacement 1 – Pièce d'angle en briques

Emplacement 2 – Petite pièce en briques

Emplacement 3 – Hall d'entrée en béton

Emplacement 4 - Cabane métallique

Emplacement 5 – Bâtiment de ferme en bois

Emplacement 6 – «Mobile home» métallique

X.7.2 Résultats des mesures

X.7.2.1 Variations des signaux dans l'espace et en spectre

On a constaté que les niveaux des signaux dans les bâtiments avaient des structures complexes dans l'espace et dans le spectre. La Fig. X.22 donne, à titre d'exemple, les valeurs de la puissance reçue en fonction de la fréquence, entre 700 et 1 800 MHz, pendant une exploration verticale sur des positions voisines d'une fenêtre, dans l'Emplacement 2. Dans ce graphique, les traces supérieure et inférieure représentent respectivement des niveaux composites maximum et minimum des signaux. La trace du milieu donne la puissance en fonction de la fréquence pour une seule des positions. Dans le meilleur des cas, l'affaiblissement du signal était compris entre 0 et 5 dB. Dans le pire des cas, on a trouvé des creux d'affaiblissement dépassant 20 dB.

Les Fig. X.23 et X.24 mettent mieux en évidence les niveaux du signal pour cette exploration, dans deux positions arbitraires espacées de 50 cm. On note une caractéristique importante, à savoir que les creux de niveau des signaux se produisent à des fréquences différentes dans les deux explorations faites à intervalle de 50 cm. Dans le premier cas, le creux le plus profond se trouve près de 800 et de 1 100 MHz; dans le second cas, on a un creux près de 1 400 MHz et un autre près de 1 500 MHz. La Fig. X.25 montre d'autres détails des «creux» des signaux dans l'espace et le spectre sur une distance de 80 cm parcouru par intervalles successifs de 5 cm. La profondeur et la position de ces creux varient peu sur une largeur de spectre de 25 MHz. On peut se représenter les creux des signaux comme une fonction de la fréquence et de la position. Les paramètres intéressants sont la profondeur du creux, sa largeur spectrale et son ampleur spatiale.

FIGURE X.22

Maximum et minimum composites de la puissance reçue au cours d'une exploration verticale sur une position
Emplacement 2 (*petite pièce en briques*)*, près d'une fenêtre*
Trace pour une seule position

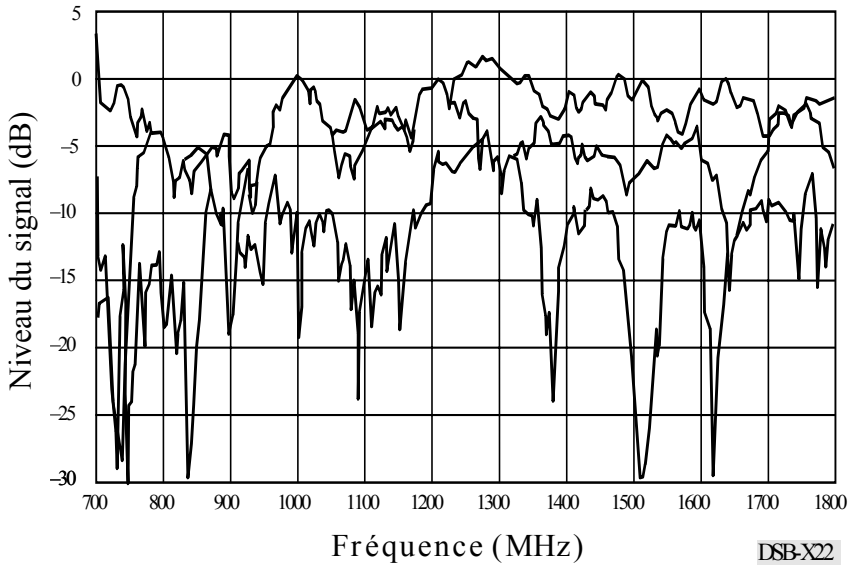


FIGURE X.23

Puissance reçue en fonction de la fréquence de balayage dans une exploration verticale de la position de la Fig. X.20

(Deux creux d'évanouissements profonds près de 850 MHz et 1 100 MHz)

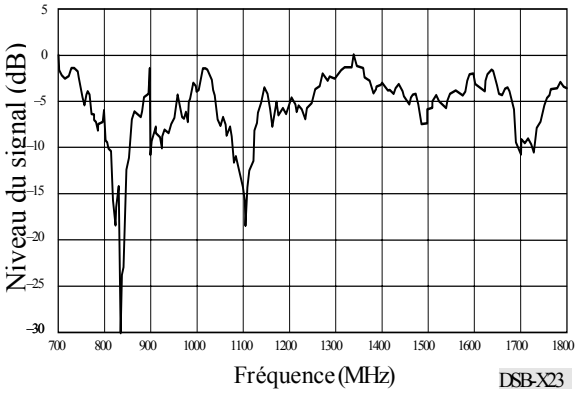


FIGURE X.24

Position: ~ 50 cm plus haut que dans la Fig. X.21

(Creux d'évanouissements voisins de 1 400 MHz et 1 500 MHz)

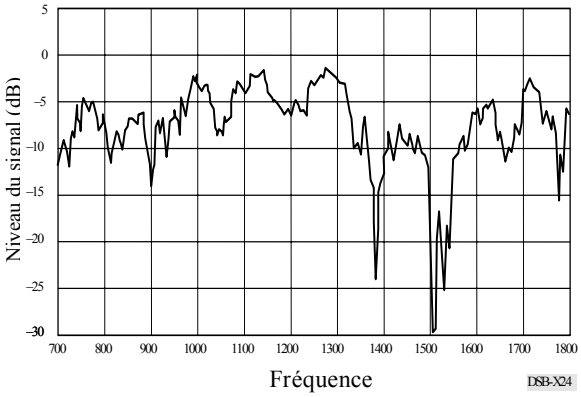
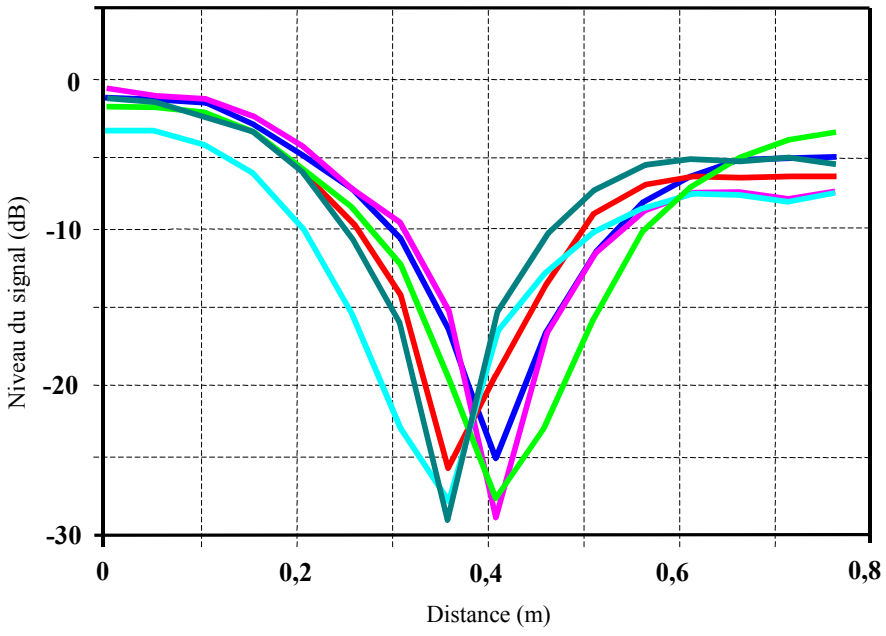


FIGURE X.25

Niveau du signal reçu dans un creux d'évanouissement en fonction de la distance, pour 6 fréquences comprises entre 725,3 et 749,5 MHz

(espacement ~ 5 MHz)



Il existe deux paramètres spatiaux importants pour le creux d'évanouissement d'un signal: la longueur du creux et la distance entre la crête et le creux. La longueur se définit comme suit: distance entre le point où la puissance reçue tombe en dessous d'un seuil donné et le point où elle repasse au-dessus du seuil, lorsque l'antenne se déplace sur une ligne. La Fig. X.26 donne les valeurs médianes de la longueur du creux en fonction du seuil pour l'Emplacement 3, mais la courbe est représentative également pour les autres bâtiments. La longueur médiane des creux est d'environ 15 cm à −18 dB; elle augmente jusqu'à 30 cm environ à −3 dB. La Fig. X.27 montre la fonction de distribution cumulative (CDF) des longueurs des creux pour une profondeur fixe de −12 dB, avec la fréquence comme paramètre. La longueur dépend un peu de la fréquence, en ce sens que les creux sont légèrement plus longs aux fréquences basses.

On a déterminé les percentiles de la distance comprise entre les positions correspondant respectivement à la puissance minimale et à la puissance maximale pour toutes les positions explorées; ces percentiles sont donnés dans la Fig. X.28 en fonction de la fréquence, pour l'Emplacement 1. Les distributions montrent une légère influence de la fréquence, à savoir que les distances crête-creux sont un peu plus grandes aux fréquences basses. En prenant la moyenne par rapport à la fréquence, on trouve que la distribution est normale, avec une valeur moyenne et un écart type voisins respectivement de 41 cm et de 17 cm. Pour tous les bâtiments, la distance médiane crête-creux était comprise entre 35 et 45 cm, avec une légère influence de la fréquence.

On a déterminé la largeur en fréquence des creux et des crêtes des signaux, en fonction du seuil (entre −3 et −18 dB) pour les six bâtiments. Les Fig. X.29 et X.30 comparent les fonctions CDF de ces largeurs en fréquence pour plusieurs valeurs du seuil, à l'Emplacement 1. Comme on pouvait le prévoir, les creux sont plus étroits pour les petites valeurs du seuil, alors que les crêtes sont plus larges. La largeur médiane des creux et des crêtes varie respectivement de 10 et 12 MHz pour le seuil de −3 dB, à 7,5 et 18 MHz pour −18 dB.

FIGURE X.26

Variation de la longueur médiane des creux d'évanouissement, *L* (cm), en fonction du seuil, *T* (dB)

L à l'Emplacement 3 (hall d'entrée, béton):
$L \approx 30 + T$ pour $T = -3$ à -18 dB

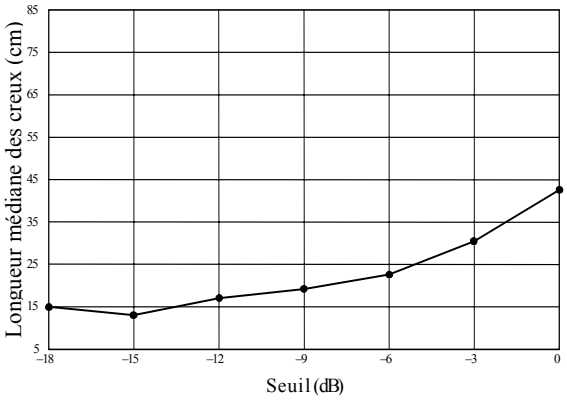


FIGURE X.27

Fonction CDF des creux d'évanouissement de longueur *L*

Emplacement 3 (hall d'entrée, béton)
Seuil = –12 dB

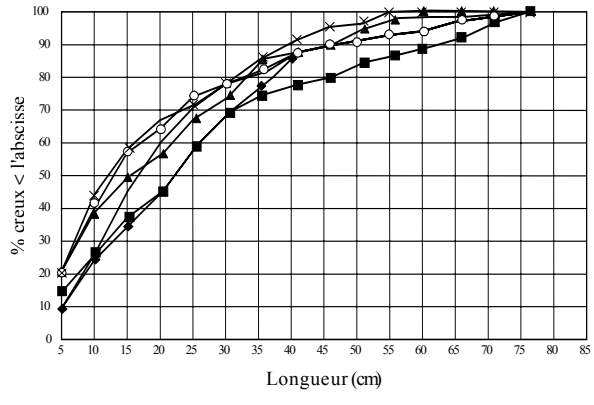


FIGURE X.28

Percentiles de distance entre les positions correspondant à la puissance minimale et à la puissance maximale
Emplacement 1 (pièce d'angle à murs en briques): Moyenne prise sur des largeurs de bande allant de 1 à 90 MHz

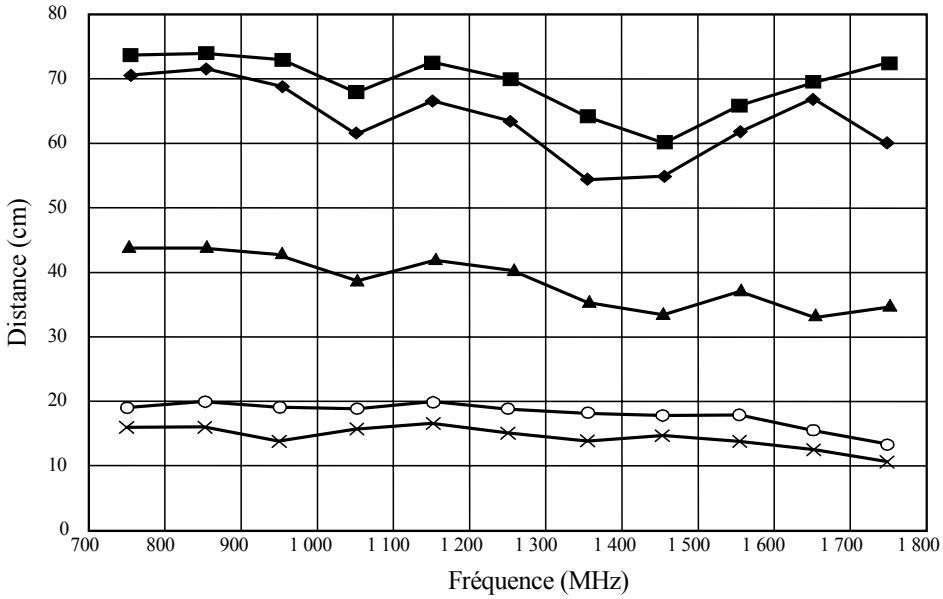


FIGURE X.29

Fonction CDF de la largeur en fréquence des creux
Emplacement 1 (pièce d'angle avec murs en briques) – Seuils: de –3 à –18 dB
Les creux sont plus étroits pour les petites valeurs du seuil

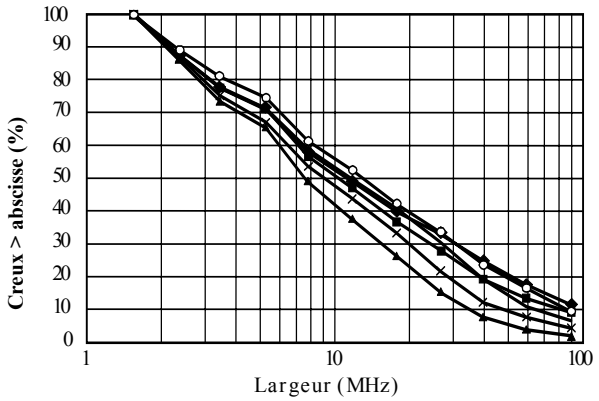
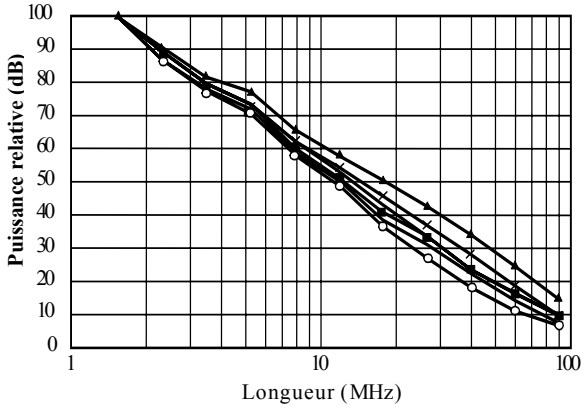


FIGURE X.30

Fonction CDF de la largeur en fréquence des crêtes
Emplacement 1 (pièce d'angle avec murs en briques) – Seuils: de –3 à –18 dB
Les crêtes sont plus larges pour les petites valeurs du seuil



X.7.2.2 Effets produits par les fenêtres

Les Fig. X.31 et X.32 donnent les résultats, très dissemblables, de deux explorations effectuées à intervalle de 50 cm dans la *cabane métallique*. Dans le premier cas, l'antenne de réception était pointée dans la direction de la porte ouverte; ensuite, elle était occultée par le mur qui se trouvait entre la porte et la fenêtre. Comme il était prévisible, le niveau du signal subit un plus grand affaiblissement et présente une plus grande variabilité dans le cas occulté.

Les Fig. X.33 et X.34 représentent deux autres balayages de fréquence effectués dans deux positions espacées de 50 cm, près d'une fenêtre de l'Emplacement 3; on a deux cas de figure: d'une part, visibilité directe interrompue par un mur en béton, d'autre part, visibilité directe passant par une fenêtre. Ici encore, l'interruption de la visibilité directe augmente considérablement l'affaiblissement et la variabilité.

X.7.2.3 Largeur de bande de cohérence

Les variations de l'affaiblissement de propagation en fonction de la fréquence ont pour effet de limiter la largeur de bande de cohérence d'une voie de transmission. La perte de cohérence peut être causée par le brouillage dû aux trajets multiples ou par l'absorption fonction de la fréquence. Dans les bâtiments étudiés, avec des niveaux de signal au plus égaux à 15 dB environ par rapport au niveau en espace libre, les retards dus aux trajets multiples avaient tendance à rester inférieurs à quelques centaines de nanosecondes (voir la Fig. X.35); cela signifie que les systèmes dont la largeur de bande est inférieure à 1 MHz environ seraient beaucoup moins affectés. On l'a vérifié en faisant quelques-unes des mesures avec une largeur de bande de résolution de 10 kHz. En utilisant les données recueillies dans la position moyenne et la meilleure position, pour chaque exploration de 80 cm, on a calculé la distorsion puissance/fréquence pour des largeurs de bande allant de 2 à 90 MHz. Des résultats typiques (Emplacement 4) sont donnés dans les Fig. X.36 et X.37, respectivement pour la position d'exploration moyenne et pour la meilleure position d'exploration. On a constaté que la distorsion dépendait assez peu de la fréquence, moyennant quoi on a regroupé les données correspondant à toutes les fréquences. Pour la position moyenne de réception, la distorsion était presque proportionnelle au logarithme de la largeur de bande; pour la meilleure position, elle augmentait moins rapidement dans le cas des largeurs de bande inférieures ou égales à environ 20 MHz. Cela s'explique par le fait que les variations de la puissance en fonction de la fréquence ont tendance à être plus progressives à la crête des signaux qu'au voisinage des creux.

FIGURE X.31

Niveau des signaux observé dans l'Emplacement 4
(cabane métallique)
Position 2
Exploration de position horizontale près d'une porte ouverte

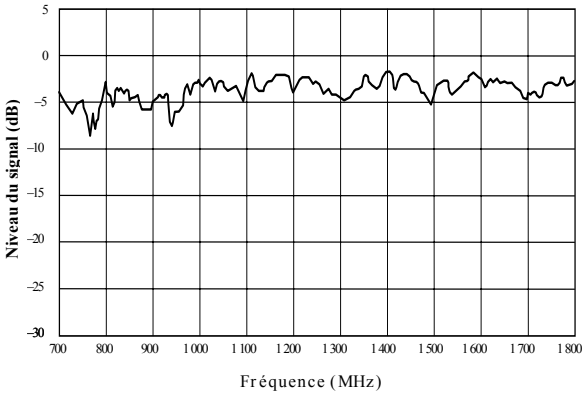


FIGURE X.32

Niveau des signaux observé dans l'Emplacement 4
(cabane métallique)
Position 12
à 50 cm de la position de la Fig. X.31
Obstacle sur le trajet: paroi en tôle ondulée

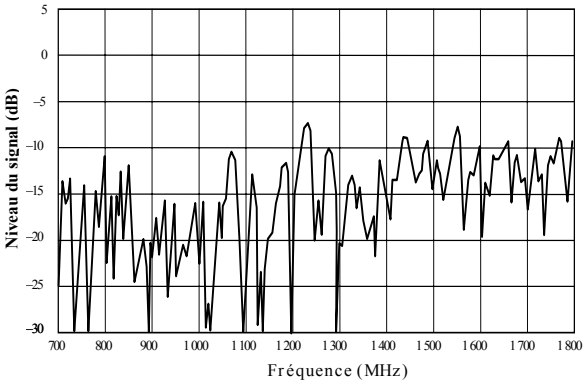


FIGURE X.33

Niveau des signaux observé à l'Emplacement 3
(hall d'entrée, béton)
Près de la grande fenêtre
Le trajet en visibilité directe coupe un mur en béton

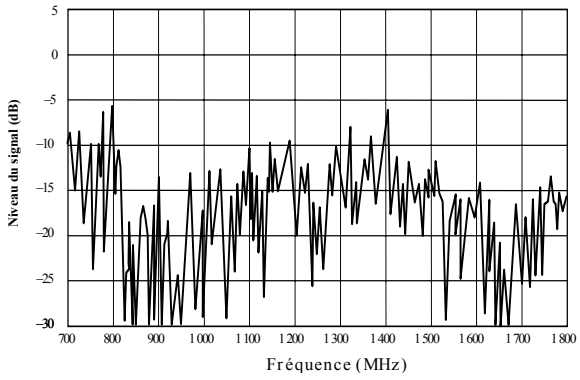


FIGURE X.34

Niveau des signaux observé à l'Emplacement 3
(hall d'entrée, béton)
à 50 cm de la position de la Fig. X.33
Le trajet en visibilité directe traverse la fenêtre

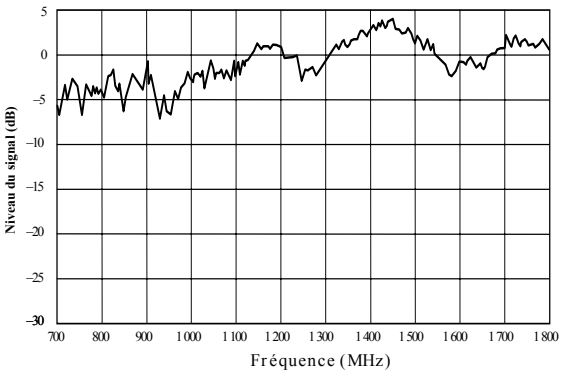


FIGURE X.35

Fonction CDF des étalements des retards pour une même position dans trois bâtiments différents

Structure la plus grande et la plus affaiblissante (hall d'entrée, béton) avec les plus longs retards

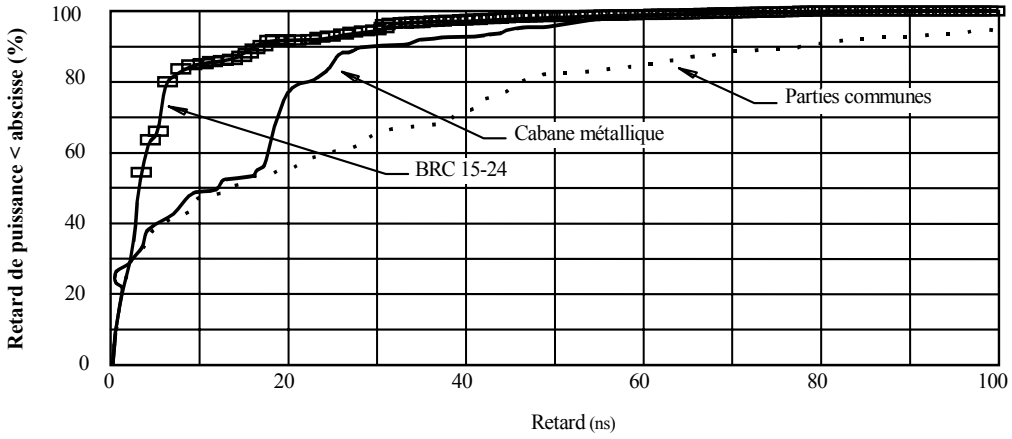


FIGURE X.36

Distorsion puissance-fréquence

Emplacement 4 (cabane métallique)
Largeur de bande 2-90 MHz
Positions moyennes dans l'Emplacement 4

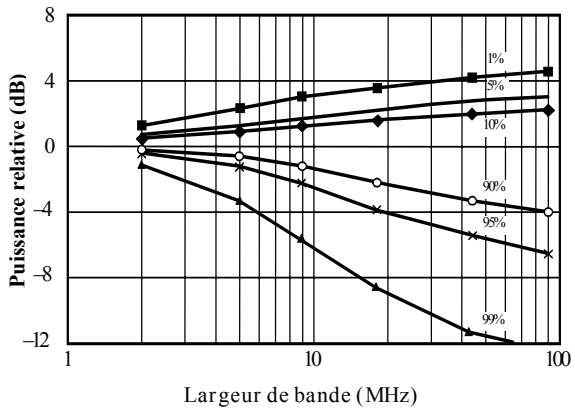
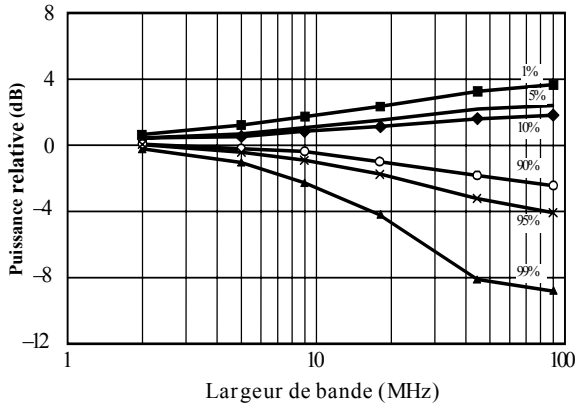


FIGURE X.37

Distorsion puissance-fréquence

Emplacement 4 (cabane métallique)
Largeur de bande 2-90 MHz
Meilleures positions dans l'Emplacement 4



X.7.2.4 Affaiblissements moyens et influence de la fréquence

On a analysé les niveaux de puissance obtenus pour déterminer la position moyenne et la meilleure position dans toutes les explorations, pour plusieurs largeurs de bande: 1, 2, 5, 9, 18, 45 et 90 MHz, entre 700 et 1 800 MHz. Il n'est pas apparu que la largeur de bande ait une influence sur la distribution de l'affaiblissement total. La Fig. X.38 donne les contours de probabilité correspondant à un niveau de signal inférieur à l'ordonnée, à 99, 90, 50, 10 et 1%, pour la position *moyenne* dans l'exploration faite à l'Emplacement 1 (moyennes prises sur toutes les largeurs de bande indiquées ci-dessus). L'affaiblissement médian augmentait de 5 dB pour 750 MHz à 13 dB pour 1 750 MHz. Les statistiques d'affaiblissement apparaîtront nettement plus favorables si l'on essaie de placer le récepteur à l'endroit d'une crête spatiale locale du signal, c'est-à-dire à la meilleure position au lieu d'une position moyenne.

Les résultats modifiés sont donnés dans la Fig. X.39. Les affaiblissements médians sont réduits à des valeurs allant de 1,5 dB à 7 dB, respectivement. Le Tableau X.9 récapitule les valeurs médianes de l'affaiblissement observées dans tous les bâtiments sur deux fréquences (750 et 1 750 MHz), pour les deux scénarios (position moyenne et meilleure position). D'une manière générale, les résultats relatifs à l'affaiblissement moyen sont en accord avec les résultats fournis par les expériences de propagation faites avec le satellite ATS-6.

FIGURE X.38

Contours de probabilité pour un niveau de signal inférieur à l'ordonnée, à 99, 90, 50, 10 et 1% à la position moyenne de l'exploration

Emplacement 2 (petite pièce avec murs en briques)

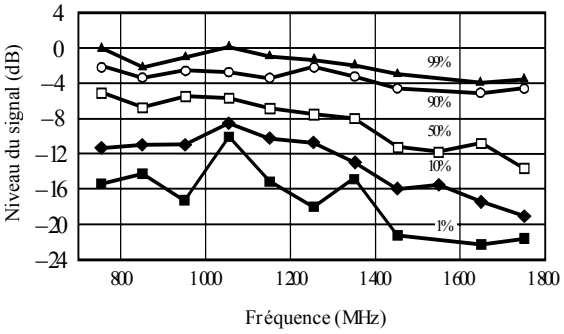


FIGURE X.39

Contours de probabilité pour un niveau de signal inférieur à l'ordonnée, à 99, 90, 50, 10 et 1% à la meilleure position de l'exploration

Emplacement 2 (petite pièce avec murs en briques)

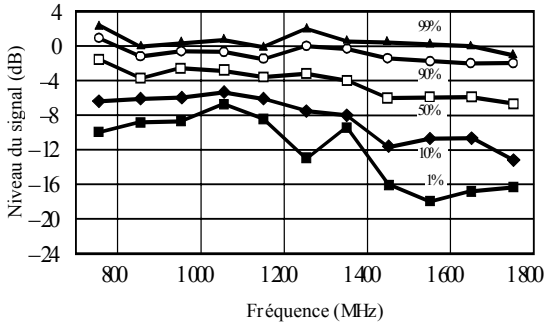


TABLEAU X.9

Affaiblissements de puissance médians en fonction de la fréquence

Emplacement et bâtiment	**Affaiblissement à la position moyenne (dB)**		**Affaiblissement à la meilleure position (dB)**	
	750 MHz	**1 750 MHz**	**750 MHz**	**1 750 MHz**
Emplacement 1: Pièce d'angle avec murs en briques	5	11	2	6
Emplacement 2: Petite pièce avec murs en briques	5	14	2	5
Emplacement 5: Bâtiment de ferme en bois	5	11	3	5
Emplacement 4: Cabane métallique	9	11	5	6
Emplacement 3: Hall d'entrée en béton	17	18	12	13
Emplacement 6: «Mobile home» métallique	20	>24	16	22

X.7.3 Conséquences pour la conception des systèmes

La réception de la radiodiffusion DSB sur récepteurs portatifs à l'intérieur des bâtiments est profondément influencée par deux facteurs: d'une part, la variation, en fonction de la fréquence, de l'affaiblissement que subissent les signaux d'ondes décimétriques lorsqu'ils pénètrent dans les bâtiments; d'autre part, les structures complexes, spectrale et spatiale, des signaux.

X.7.3.1 Emploi de la diversité pour réduire les creux des signaux

Dans la conception des systèmes DSB, il faut tenir le plus grand compte de la présence des creux spectraux et spatiaux du signal dans un bâtiment. L'influence de ces creux doit être amoindrie par la combinaison de plusieurs facteurs: la marge de liaison, les techniques de diversité et/ou le soin que doit mettre l'auditeur à placer le récepteur ou l'antenne du récepteur dans un endroit où il soit possible d'obtenir un signal de bonne qualité.

Si l'on compare les largeurs spectrales des creux des signaux en fonction de la largeur de bande potentiellement disponible, on s'aperçoit que la diversité de fréquence n'est pas une option viable pour la réception de DSB dans les bâtiments. Parmi les caractéristiques proposées actuellement pour les systèmes de radiodiffusion DSB par satellite, on envisage une attribution de fréquences d'environ 60 MHz, à répartir entre plusieurs faisceaux adjacents (3 à 7 faisceaux), pour radiodiffusion ciblée vers des zones voisines. Sur cette base (compte tenu de la concurrence pour l'obtention de spectre, dans le scénario du cas optimum), la largeur de spectre disponible par faisceau serait de l'ordre de 6 à 20 MHz. Les creux des signaux reçus dans les bâtiments ont une largeur qui peut aller de 5 à 30 MHz; c'est dire que la diversité de fréquence n'aurait aucune efficacité dans les 6 à 20 MHz disponibles par faisceau.

Heureusement, comme les creux des signaux ont une largeur limitée dans l'espace, il est facile de compenser leurs effets en ayant recours à la diversité avec antennes placées les unes près des autres. Pour choisir l'espacement optimal des antennes, on peut se fonder sur une valeur médiane d'environ 40 cm pour la distance entre creux et crête. Etant donné que l'influence de la fréquence est minime, on envisage les valeurs estimatives de 45, 37 et 30 cm pour l'espacement optimal des antennes, respectivement pour les fréquences 750, 1 500 et 2 400 MHz.

X.7.3.2 Compromis sur la performance et la fréquence

La Fig. X.40 montre la relation qui existe entre la marge de liaison et la disponibilité du signal à l'intérieur d'un bâtiment, cela pour cinq des six bâtiments étudiés et pour trois fréquences: 0,75, 1,5 et 2,4 GHz. Les résultats indiqués pour 2,4 GHz ont été obtenus par extrapolation, au-delà de la plage de mesure (700 à 1 800 MHz), de la courbe de l'affaiblissement en fonction de la fréquence pour les bâtiments étudiés. En général, la réception de la radiodiffusion DSB par satellite se ferait sur une antenne fixée à l'extérieur d'un «mobile home»; pour cette raison, on n'a pas pris en compte l'Emplacement 6, qui est caractérisé par un grand affaiblissement. On peut combiner les résultats des mesures de propagation avec les résultats d'une étude de système sur le coût afférent à diverses marges de liaison et sur la variation de ce coût en fonction de la fréquence; ce procédé permet de faire des compromis coût-performance pour la réception dans les bâtiments sur appareil portatif et pour l'influence de ces compromis sur la fréquence attribuée.

X.7.4 Conclusions

On a procédé à cette combinaison entre les expériences de propagation et l'étude de compromis pour les systèmes de la radiodiffusion DSB par satellite, dans le cas de signaux d'ondes entretenues soumis à un balayage. On a pu en déduire des conclusions importantes en ce qui concerne la réception dans les bâtiments sur appareils portatifs:

a) On a constaté que les niveaux des signaux reçus dans les bâtiments avaient des structures complexes dans l'espace et dans le spectre, mais qu'ils sont relativement stables dans le temps. En général, des personnes qui se déplacent dans le voisinage provoquent des variations inférieures à 0,5 dB, alors qu'une personne qui bloque le trajet de transmission produit des évanouissements de profondeur comprise entre 6 et 10 dB.

b) Lorsqu'on représente le niveau du signal comme une fonction de la fréquence et de la distance, on observe des creux d'amplitude de plusieurs décibels. La largeur de ces creux est généralement de 5 à 30 MHz dans le domaine fréquentiel et de 10 à 30 cm dans le domaine spatial.

c) Les distances creux-crête (40 cm) et aussi la longueur des creux (10 à 30 cm pour les seuils compris entre −18 dB et −3 dB) variaient peu d'un bâtiment à un autre. Ces caractéristiques étaient indépendantes de la direction dans laquelle on faisait les mesures.

d) Etant donné la largeur minime (10-30 cm) d'un creux spatial, il devrait être possible de réaliser une réception en diversité sur antennes peu espacées les unes des autres.

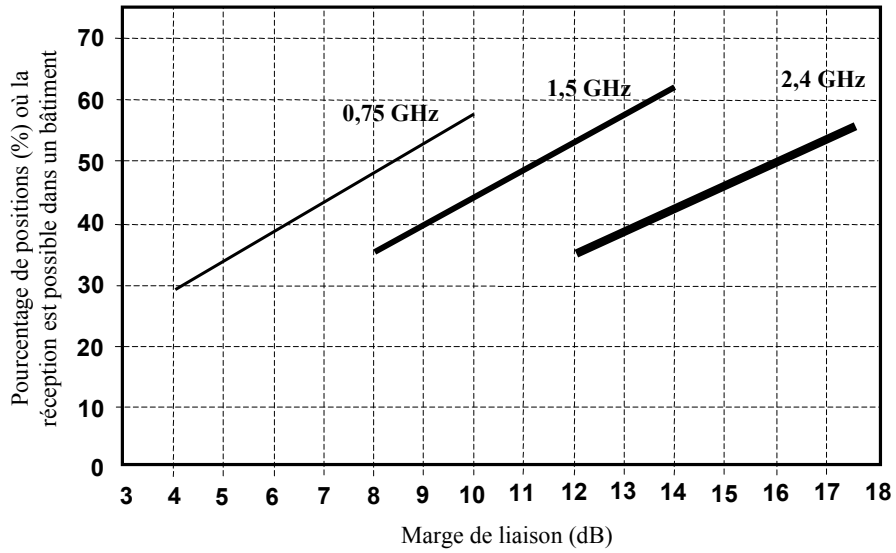
e) La distorsion puissance-fréquence augmentait avec le logarithme de la largeur de bande, mais il était possible de la compenser en passant à une position où la puissance était plus élevée. A l'intérieur des largeurs de bande inférieures à environ 1 MHz, les niveaux des signaux étaient presque constants, signe que les spectres d'absorption n'étaient pas très étroits et que les retards dus aux trajets multiples n'étaient pas très longs. Dans un seul des bâtiments, les retards de plus de 50 ns avaient de l'importance. Les propriétés de cohérence, par exemple la distorsion ou la largeur en fréquence des creux, se sont révélées être indépendantes de la fréquence.

f) De tous les paramètres mesurés, seul l'affaiblissement dû aux bâtiments dépendait nettement de la fréquence.

g) Dans une position moyenne à l'intérieur d'une pièce, l'affaiblissement augmentait de 6 à 12 dB lorsque la fréquence passait de 750 à 1 750 MHz; il était possible de réduire cet affaiblissement (2 à 6 dB dans la même gamme de fréquences) en déplaçant l'antenne de moins de 30 cm (valeur typique). Les affaiblissements les plus importants (17,5 dB, pouvant être ramené à 12,5 dB) ont été observés dans un bâtiment avec murs en béton, dans lequel on a obtenu aussi les retards les plus longs pour cause de trajets multiples (> 100 ns). Les affaiblissements élevés, observés dans les bâtiments les plus difficiles (béton, cabane métallique et mobile home), pouvaient être réduits à quelques décibels si l'on déplaçait l'antenne du récepteur pour la placer près d'une fenêtre, en position de visibilité avec le satellite.

FIGURE X.40

Pourcentage de positions où la réception du service SRS (sonore) est possible à l'intérieur des bâtiments, en fonction de la marge de liaison



X.8 Statistiques d'évanouissement dans les voies pour le service SRS (sonore) avec signalisation par étalement du spectre et utilisation d'un système à satellites-relais de poursuite et d'acquisition de données (TDRS, *tracking and data relay system*)

X.8.1 Résumé

En 1994, on a procédé à une campagne de collecte de données sur les effets de propagation à partir de satellites en utilisant les satellites du système TDRS de la NASA. Ces données ont été recueillies afin d'élucider la situation qui se présente pour les services SMS et SRS (sonore) sur les fréquences situées à 30% environ des fréquences de la Bande S autour de 2,05 GHz, gamme dans laquelle les satellites TDRS ont un faisceau ponctuel orientable «2°» avec une p.i.r.e. de 47 dBW.

Ces mesures de propagation permettent de faire des extrapolations réalistes en ce qui concerne la fréquence et la puissance surfacique. Les futurs fournisseurs des services SRS (sonore) et SMS auront ainsi une meilleure compréhension de l'environnement dans lequel ils opéreront et pourront par conséquent incorporer les marges de liaison appropriées pour les niveaux de qualité de service qu'ils entendent fournir.

Un des concepts expérimentaux fondamentaux a été mis en oeuvre aux Etats-Unis d'Amérique par une équipe de l'Université du Nouveau-Mexique. Le Tableau X.10, ainsi que les Fig. X.45, X.46 et X.47 donnent un échantillon des résultats des mesures de propagation, notamment en ce qui concerne les statistiques cumulatives des évanouissements en fonction de plusieurs variables se rapportant à l'environnement local.

Par ailleurs, les expérimentateurs ont appliqué la technique de l'étalement du spectre dans une bande de 16 MHz avec code de bruit pseudo-aléatoire; ils ont pu ainsi déterminer les effets produits par les trajets multiples sur des distances allant jusqu'à 5 km environ par rapport au récepteur. Les techniques d'autocorrélation ont permis de trouver le retard d'un signal se propageant par trajets multiples (par rapport au signal direct en provenance du satellite), ainsi que son amplitude relative. A partir des histogrammes établis pour les statistiques des évanouissements, il est possible d'estimer l'importance de la propagation par trajets multiples et l'importance du blocage des signaux se propageant en visibilité directe à partir du satellite.

X.8.2 Vue d'ensemble de l'expérience

Pour la campagne de collecte de données, on a utilisé un fourgon d'équipement qui recevait le faisceau ponctuel de 2° émis par un des satellites TDRS de la NASA. Les données étaient recueillies en 21 emplacements représentatifs, répartis dans l'ouest et le sud-est des Etats-Unis d'Amérique. On utilisait un signal à étalement de spectre (16 MHz) qui permettait, entre autres, de mesurer avec précision la réception de signaux multiples due à la propagation par trajets multiples. Ces opérations se faisaient par des méthodes d'autocorrélation.

L'angle d'élévation du satellite variait entre 10° et 40° environ. Dans les régions étudiées, les conditions d'environnement locales sont variées: zones fortement urbanisées, routes bordées d'arbres et routes dégagées. Le rapport complet de l'étude donne de nombreux résultats pour ces conditions d'environnement, sous la forme de fonctions de distribution cumulative.

Pour effectuer les mesures aux fins d'établir les statistiques d'évanouissement des voies pour une liaison de télécommunication fonctionnant avec étalement du spectre, on émettait un signal à étalement de spectre à partir du satellite en orbite, à destination d'un récepteur mobile possédant l'équipement adéquat. Le signal était envoyé en Bande Ku sur une liaison montante, par la station terrienne de White Sands (WSGT), vers le satellite TDRS F3; à partir de là, le signal était retransmis vers le récepteur mobile en Bande S. La Fig. X.41 représente dans ses grandes lignes le dispositif mis en place pour les mesures.

Pour caractériser la performance de la voie, on mesurait l'énergie contenue dans le signal reçu, pendant que l'équipement de réception était véhiculé à travers les zones choisies pour les mesures. Le récepteur était étalonné par référence aux niveaux de signaux se propageant en visibilité directe; on obtenait ainsi des données statistiques sur l'affaiblissement excédentaire de trajet dû au masquage et aux effets des trajets multiples. Pour pouvoir élaborer des modèles empiriques exacts des voies, il importait de bien choisir les emplacements pour collecter les données. Ces emplacements devaient être représentatifs, à la fois pour l'angle d'élévation du satellite et pour les caractéristiques topographiques. Avec le satellite TDRS F3, positionné à 61° O, on obtenait les contours d'angles d'élévation du satellite indiqués dans la Fig. X.42. On voit que les angles d'élévation varient d'environ 55° en Floride à environ 8° dans l'Olympic Peninsula de l'Etat de Washington.

FIGURE X.41

Dispositif pour les mesures en Bande S

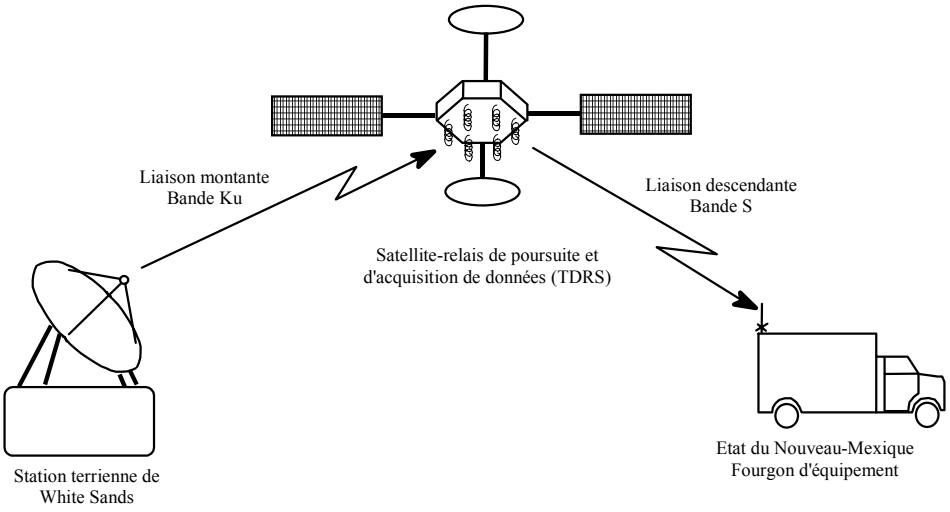
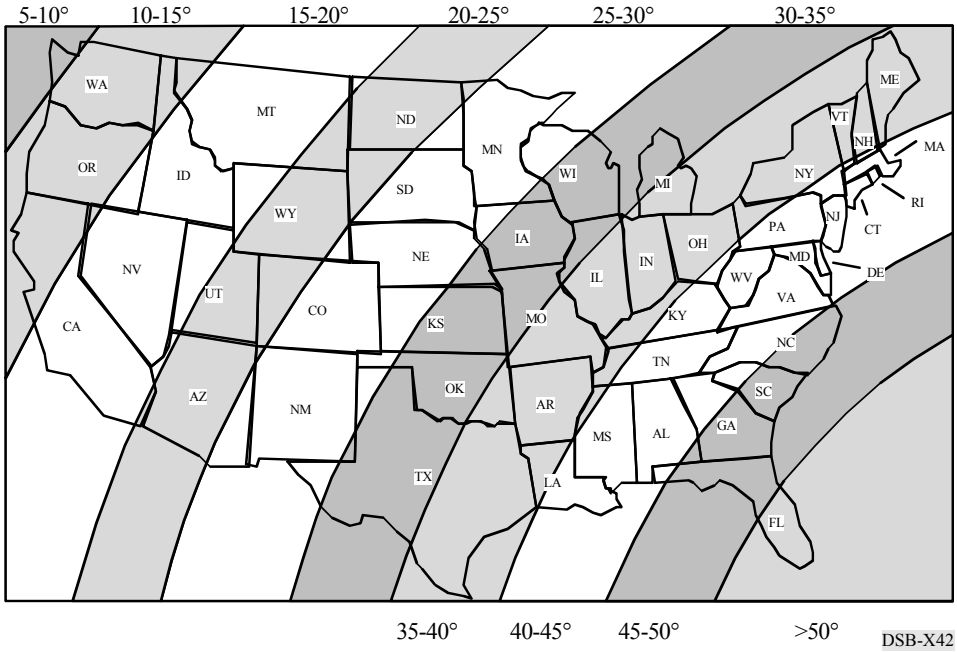


FIGURE X.42

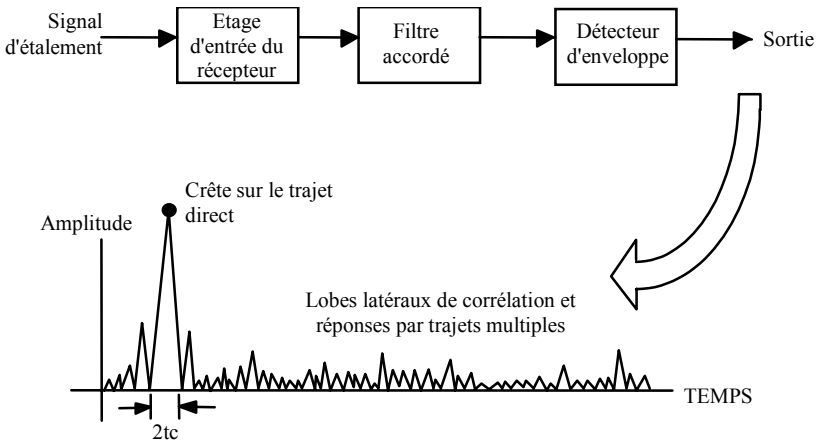
Angles d'élévation du satellite TDRS F3 (61° O)



Le système de mesure de l'Université du Nouveau-Mexique a été réalisé autour d'un filtre accordé analogique SAW. Ce filtre était accordé sur une séquence d'acquisition de 1 024 bits, déduite d'un code de Gold beaucoup plus long. Un émetteur, calé sur un rythme de 8 MHz, émettait en permanence cette séquence de 1 024 bits. On obtenait ainsi un signal MDP-2 qui, après filtrage, occupait une largeur de spectre de près de 16 MHz. Après propagation dans la voie, ce signal était reçu, amplifié et abaissé en fréquence, aux fins de traitement dans le filtre accordé. A la sortie du détecteur d'enveloppe, on observe une forme d'onde comme celle reproduite dans la Fig. X.43. Le filtre donne une réponse de grande amplitude une fois par cycle de 1 024 bits. Cette réponse survient lorsque l'image de l'enveloppe du signal entrant est alignée avec la structure géométrique du dispositif SAW du filtre. L'amplitude de la réponse en crête est directement liée à l'énergie totale contenue dans le symbole à 1 024 bits.

FIGURE X.43

Réponse à la sortie du récepteur



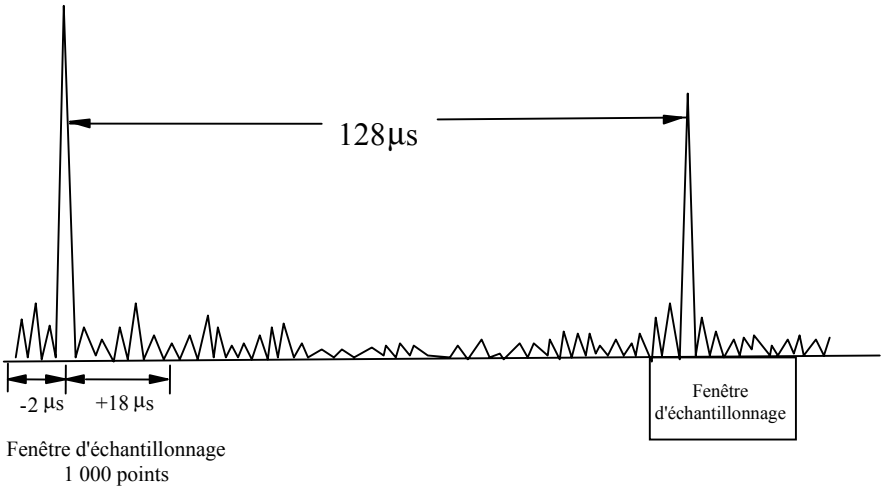
Le principe de fonctionnement de ce système de réception est le suivant. En l'absence de trajets multiples dans la voie, on obtient une seule réponse à la sortie pour chaque séquence de 1 024 bits. En revanche, en présence de trajets multiples, ceux-ci se manifesteront à la sortie par une réponse retardée et atténuée. Un échantillonnage à la sortie du filtre accordé fournit une mesure du profil des retards dans la voie pour chaque répétition de séquence; l'amplitude de la plus grande réponse dans cette séquence fournit des données statistiques sur les évanouissements qui seraient observés dans la voie par un récepteur à un seul canal.

Les données de propagation présentées ici ont été obtenues par échantillonnage à la sortie du filtre accordé, à la cadence de 50 MHz. Il ne s'agissait pas d'un échantillonnage uniforme, car il suffisait d'observer les signaux obtenus par trajets multiples depuis une distance de quelques kilomètres. Un circuit spécial synchronisait la collecte des données sur la période des séquences transmises et les échantillons étaient prélevés par salves de 20 µs autour de chaque crête de réponse. La Fig. X.44 montre la chronologie de l'échantillonnage. Chaque salve de collecte de données fournit une mesure du profil des retards dans la voie de –2 µs à +18 µs autour de la réponse principale. Avec le matériel utilisé, on pouvait collecter 30 profils de retard avant de mettre les échantillons en mémoire. Cela signifie qu'il était possible de collecter à un rythme rapide 30 profils de retard de la voie, après quoi il fallait prévoir un délai de 3 s pour mémoriser ces profils.

En chaque emplacement, on a mesuré quelque 100 000 profils de retard individuels. Les fonctions de distribution cumulative tracées dans les figures qui suivent sont représentatives de l'ensemble total des données. Toutes les profondeurs d'évanouissement sont rapportées à des niveaux correspondant à la visibilité directe sans obstacles.

FIGURE X.44

Chronologie de l'échantillonnage des signaux à la sortie du récepteur



Les Fig. X.45, X.46 et X.47 font bien ressortir les différences de performance entre les zones caractérisées par un fort masquage (zones urbaines), par un masquage peu prononcé (routes bordées d'arbres) et les zones dégagées. Ces Figures mettent bien en évidence également les «coudes» dans les courbes qui séparent les régions où il y a prédominance d'évanouissements uniformes et de masquage. Les évanouissements uniformes s'observent dans tous les environnements; en revanche, plus le masquage est prononcé, plus vite il prend le pas sur la distribution des évanouissements. Dans la zone dégagée, le coude apparaît au-dessous du niveau de probabilité de 0,01 et on ne l'observe pas dans la distribution. Dans le cas d'un masquage léger ou modéré, comme celui des routes bordées d'arbres, le coude apparaît vers le niveau de probabilité de 0,1. Enfin, en zone urbaine le coude monte au niveau 0,3 et domine la courbe de distribution des évanouissements dans sa quasi-totalité. Le Tableau X.10 donne les valeurs des niveaux d'évanouissement pour le cas le plus favorable, le cas le plus défavorable et le cas médian, pour des profondeurs d'évanouissement au niveau de probabilité 0,1, telles qu'observées dans les trois catégories de zone.

X.8.3 Conclusions

L'analyse des données permet de formuler trois conclusions:

– en règle générale, pendant 10% de la durée des déplacements en zone urbaine, le signal subit des évanouissements de plus de 10 dB par rapport à la valeur obtenue en visibilité directe;

– on peut prévoir que les évanouissements durant les déplacements dans les rues bordées d'arbres seront supérieurs à 8 dB pendant 10% du temps environ; et

– dans les zones dégagées, les évanouissements sont inférieurs à 2 dB pendant 98% du temps; on observe très peu d'effets de propagation par trajets multiples.

Ces conclusions comportent des exceptions et ne doivent même pas être considérées comme des règles empiriques. Elles révèlent cependant que l'exploitation d'un service de radiodiffusion par satellite nécessitera de grandes marges de protection contre les évanouissements si l'on veut que ce service puisse atteindre des récepteurs mobiles et des récepteurs fonctionnant dans les bâtiments et dotés d'antennes incorporées en leur fournissant des signaux de qualité adéquate pour assurer un service essentiellement ininterrompu. (Cela ne tient pas compte des réémetteurs de Terre.)

TABLEAU X.10

Récapitulation des profondeurs d'évanouissement au niveau de probabilité 0,1 pour les trois catégories de zone

Zone géographique	Cas le plus favorable	Cas médian	Cas le plus défavorable
Zones urbaines	–4 dB	–10 dB	–17 dB
Routes bordées d'arbres	–1,5 dB	–8 dB	–16 dB
Zones dégagées	–0,5 dB	–0,8 dB	–1,0 dB

FIGURE X.45

Fonctions CDF pour les zones dégagées

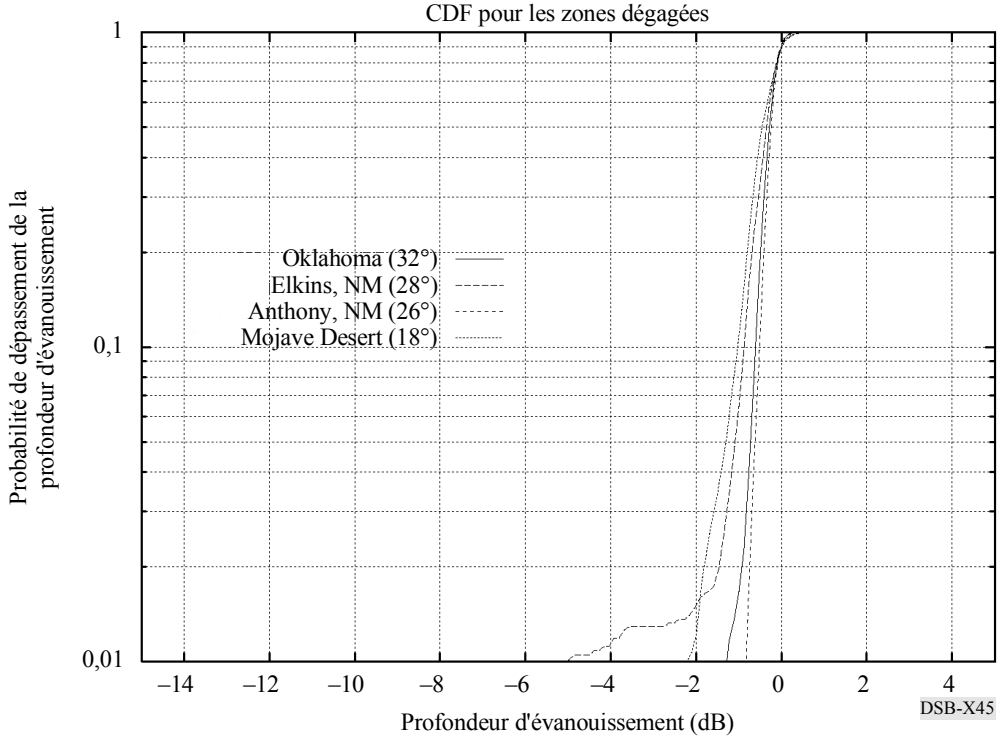


FIGURE X.46

Fonctions CDF pour les routes bordées d'arbres

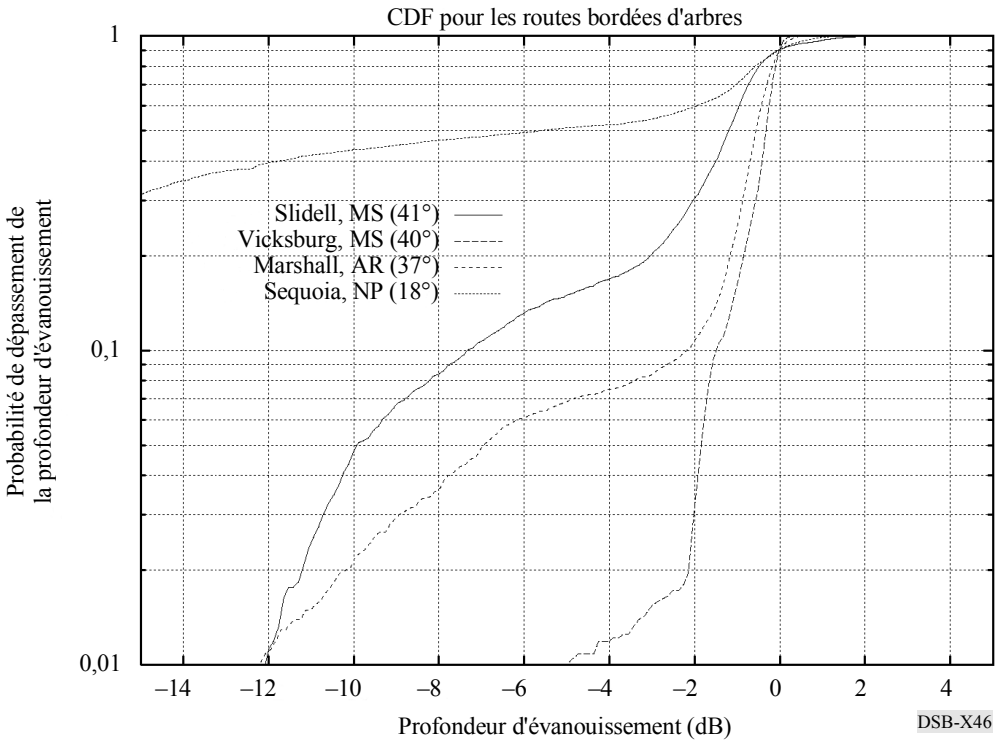
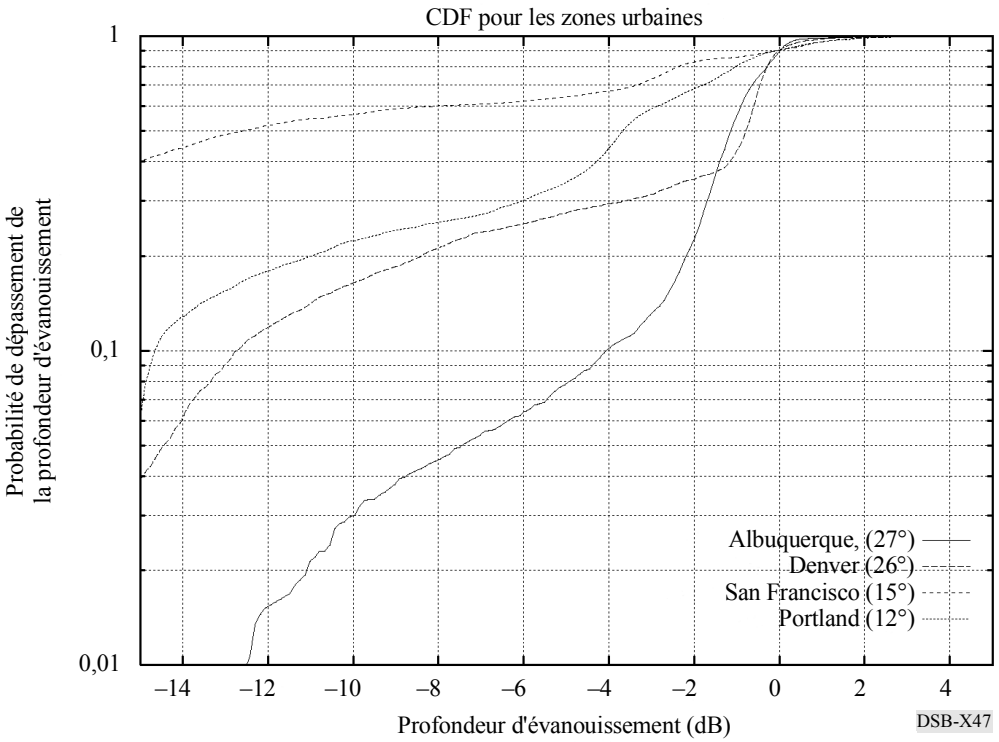


FIGURE X.47

Fonctions CDF pour les zones urbaines



X.9 Mesures de propagation à 2 310-2 360 MHz avec diversité d'espace, de fréquence et de temps sur satellite simulé

Aux Etats-Unis d'Amérique, la FCC a reçu une demande de licence pour un système de radiodiffusion SRS (sonore) dans la bande 2 310-2 360 MHz avec utilisation de deux satellites géostationnaires séparés par 30° d'arc. Il est question de diffuser 30 programmes radiophoniques de qualité CD à destination de récepteurs mobiles sur tout le territoire des Etats-Unis d'Amérique, à l'exception d'Hawaii et de l'Alaska. Une caractéristique clé du concept de transmission et la diffusion simultanée des 30 programmes à partir des deux satellites avec des fréquences différentes pour le même programme. Le système mettra donc en oeuvre une combinaison particulière de diversité d'espace et de diversité de fréquence pour combattre les effets des trajets multiples et du blocage dans le récepteur. Par ailleurs, on utilisera dans ce système les techniques habituelles de diversité de temps (entrelacement) et de correction d'erreur sans voie de retour, qui sont d'usage courant.

Si les deux satellites sont placés à 80° et 110° de longitude O, les angles d'élévation seront d'au moins 20° sur toute l'étendue de la zone de service.

Le rapport G/T du récepteur sera d'au moins −19 dB/K avec une antenne équidirective en azimut et pour un gain de 3 dBi aux angles d'élévation compris entre 20° et 60°. L'antenne sera noyée dans le toit du véhicule, sans solution de continuité dans le contour du toit. Elle aura un rayon de 2,5 cm et une épaisseur de 0,4 cm. L'auditeur aura le choix entre 30 canaux radio. Le circuit de décision du récepteur choisira, en mode dynamique, celui des deux signaux qui conviendra le mieux.

Le but de la simulation décrite ci-après était le suivant: estimer l'amélioration de la qualité de réception et de la disponibilité pouvant être obtenue avec un système de transmission à deux satellites par rapport à un système comportant un seul satellite.

X.9.1 Mise en oeuvre de la simulation

Dans la région de Washington, D.C., on a mis en place un parcours d'essai de Terre pour simuler une transmission avec plusieurs satellites utilisant des fréquences différentes pour chacun des émetteurs locaux à faible puissance fonctionnant dans la Bande S. Comme sites d'émission, on a pris cinq grands bâtiments, avec une configuration telle que tout couple d'émetteurs visibles à partir du récepteur mobile avait un angle d'élévation d'au moins 10°. Par ailleurs, un seul émetteur à la fois devait être bloqué par des bâtiments sur le parcours d'essai.

La sortie des émetteurs Bande S à faible puissance, qui attaquaient des antennes équidirectives, était réglée de manière à donner dans le récepteur un signal de même intensité que celui qui serait fourni par un satellite, c'est-à-dire environ −138 dB(W/m^2/4 kHz). On utilisait dans cette simulation un véhicule automobile de type courant, équipé d'un récepteur prototype de conception électronique identique à celle du récepteur prévu pour le système opérationnel.

X.9.2 Données de propagation

Les données sur les caractéristiques de la transmission étaient enregistrées par tranches de vingt minutes. Les données reçues étaient consignées quatre fois par seconde, ce qui fournissait un enregistrement contenant les paramètres suivants: temps, emplacement, intensité du signal et taux d'erreur binaire. Ces données pouvaient être extraites en fonction du temps ou de la rotation des roues du véhicule.

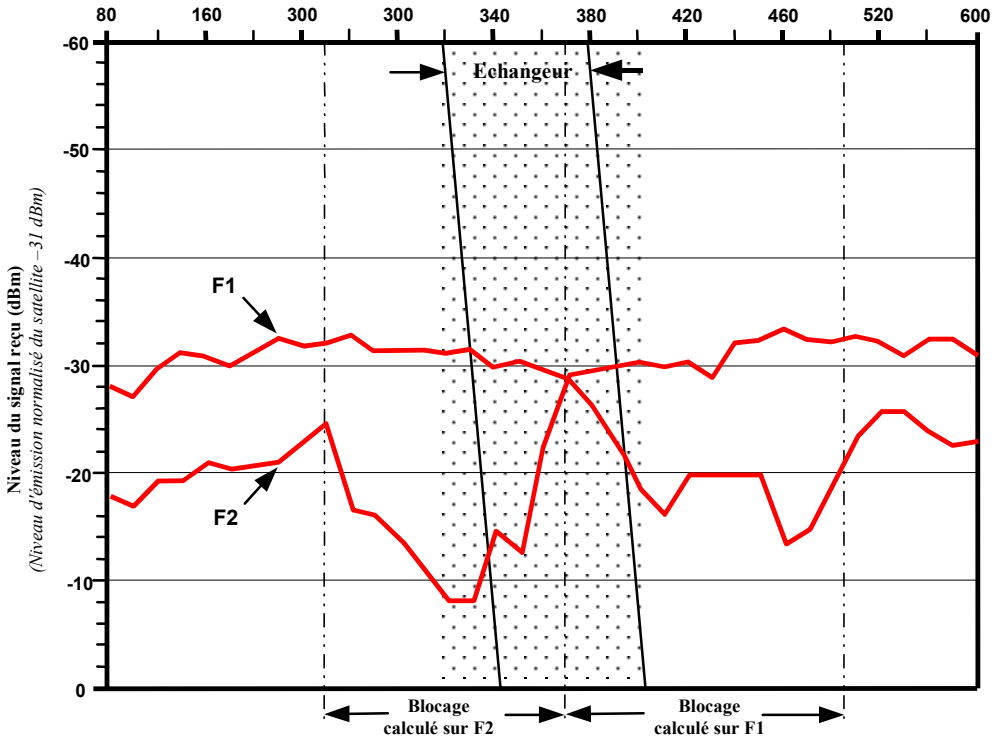
X.9.2.1 Blocage

On a effectué une sélection de mesures qui ont montré qu'il n'y avait pas de blocage électronique aux points de mesure autour du parcours d'essai. Un au moins des canaux du récepteur avait toujours un signal se situant au-dessus du seuil. Un essai spécial d'évitement de blocage a été fait sur un des plus grands échangeurs autoroutiers du secteur de Washington, D.C. (voir la Fig. X.48). Ces mesures ont montré que les véhicules circulant sous l'échangeur ne subiraient aucune interruption par blocage avec le système de diversité proposé à deux satellites.

D'après l'analyse préliminaire des données effectuée jusqu'à présent, les résultats de diversité d'espace et de fréquence montrent que l'on peut prévoir une amélioration de 12 dB par rapport à un système à un seul satellite. Ainsi, à titre de compromis nominal entre un système à un seul satellite et un système à deux satellites comme celui qui vient d'être décrit, on peut envisager de diminuer la p.i.r.e. des deux satellites par rapport à la valeur qu'on aurait employée avec un seul satellite. Cette considération incite à poursuivre l'analyse et les essais de ce concept, à quoi il faut ajouter la question de la nécessité ou non de mettre en oeuvre des émetteurs de complément.

FIGURE X.48

Résultats des mesures sur échangeur autoroutier



X.10 Exemple de modèle de propagation combiné, simulé sur ordinateur

On a mis au point un modèle de simulation informatique de Markov, qu'on a utilisé comme modèle d'évanouissement entre un satellite et un mobile, basé sur ce modèle de propagation combiné. La signification des symboles employés est donnée ci-dessous.

$$f_v(v) = (1-S)K_v \exp\left[-K\left(\frac{v^2}{2}+1\right)\right] I_0(K_v) +$$

$$S\frac{8{,}686\overline{K_v}}{s\sqrt{2\pi}}\int_0^\infty \frac{1}{z}\exp\left[\frac{-(20\log(z)-m)^2}{2s^2}\right]-\frac{\overline{K}(v^2+z^2)}{2} I_0(K_{vz})\,\mathrm{dz} \qquad \text{(X.7)}$$

avec:

v = tension du signal de Rayleigh

$$K\text{: facteur K de Rice} = \frac{Puissance\ normalisée_{signal\ visibilité\ directe}}{Puissance\ normalisée\ moyenne_{signal\ trajets\ multiples}} = \frac{\left(\frac{a^2}{2}\right)}{\sigma^2} = \frac{a^2}{2\sigma^2} \qquad \text{(X.8)}$$

$$\overline{K}: Rayleigh \qquad \overline{K}\ facteur = \frac{1}{\sigma^2} \qquad \text{(X.9)}$$

z = tension du signal log-normal

m = moyenne de ln(z) du masquage log-normal

s = écart type de ln(z) du masquage log-normal

S = pourcentage de temps pendant lequel le signal visibilité directe est masqué

I_0 = fonction de Bessel d'ordre zéro

On améliore ce type de modèle en lui ajoutant un processus de Markov à deux états, afin de simuler une voie satellite à deux états de masquage pour les essais de la radiodiffusion DSB par satellite.

X.10.1 Masquage log-normal

Pour simuler cet évanouissement, on prend une source normale de bruit gaussien à laquelle on applique tout d'abord un filtrage passe-bas et une similitude, ce qui donne un processus aléatoire gaussien passe-bas avec les paramètres suivants: moyenne = $mean_1$, écart type = std_1 et fréquence maximale correspondant au taux de masquage maximal. Ce signal est ensuite écrêté, ce qui élimine ses «renforcements» excessifs. On lui applique alors une nouvelle similitude et un traitement exponentiel, afin de reproduire un signal à amplitude variable avec caractéristiques statistiques d'amplitude log-normales. On se sert ensuite de ce signal pour moduler l'enveloppe du signal en provenance du satellite.

Un modèle de Markov à deux états temporellement discret admet deux états de masquage. Si l'un des états décrit une absence de blocages, les statistiques conjointes des évanouissements et du masquage s'expriment par l'équation (X.7). En général, l'un ou l'autre état peut avoir un masquage log-normal avec une moyenne et un écart type non nuls. Les paramètres définis par l'utilisateur: $mean_1$, std_1 et $mean_2$, std_2, définissent les statistiques du masquage log-normal, respectivement pour l'état 1 et pour l'état 2. Les paramètres temporels $dwell_1$, $pswitch_1$ et $dwell_2$, $pswitch_2$ décrivent les statistiques des temps de maintien (dwell) dans les états respectifs. Exemple: $dwell_2 = 0{,}05$ et pswitch = 0,5 indiquent que si le modèle se trouve dans l'état de masquage 2, il retournera (pswitch) à l'état 1 à la fin de chaque 0,05 s avec une probabilité de 0,5.

X.10.2 Evanouissements de Rayleigh

Ce module simule une antenne équidirective qui reçoit un signal de satellite ayant subi une dispersion diffuse. Les ondes réfléchies par les diffuseurs multiples arrivent sur l'antenne avec des polarisations, des phases et des amplitudes aléatoires et, d'une façon générale, avec des retards aléatoires qui correspondent aux longueurs de trajet additionnelles. Chaque signal diffusé subit un décalage Doppler qui est proportionnel à la vitesse relative entre le véhicule et le diffuseur. La gamme des fréquences Doppler est donnée par:

$$\Delta f_D = \pm \frac{Vel}{\lambda} \tag{X.10}$$

où Δf_D désigne la fréquence Doppler, *Vel* la vitesse du véhicule (m/s) et λ la longueur d'onde du signal (m). Un véhicule se déplaçant à la vitesse de 88 km/h (55 mph) et recevant un signal de 2 350 MHz verra des signaux diffusés qui subissent des décalages Doppler dans l'intervalle ±200 Hz.

La méthode de modélisation des évanouissements de Rayleigh est reprise de [Jakes, 1974]. La description ci-dessous de ce simulateur d'évanouissements de Rayleigh se rapporte à la Fig. X de cet ouvrage:

> «On utilise N_0 oscillateurs basse fréquence, avec des fréquences égales aux décalages Doppler $\omega_n = \omega_m \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)$, n = 1,2, ... N_0 et un oscillateur de fréquence ω_m, pour produire des signaux décalés en fréquence par rapport à une porteuse de fréquence ω_c, en appliquant des méthodes de modulation... Les phases β_n sont choisies de telle sorte que la distribution de probabilité de la phase résultante soit aussi proche que possible d'une distribution uniforme, $\frac{1}{2\pi}$.»

Dans ce contexte, ω_m est la fréquence Doppler maximum en rad/s. La somme des signaux des N_0 oscillateurs est un signal à spectre étroit, $y(t)$, centré sur la fréquence ω_c de la porteuse du signal de référence. L'amplitude de $y(t)$ correspond approximativement à un processus aléatoire de Rayleigh, avec phase aléatoire et MF aléatoire. La fonction d'autocorrélation de $y(t)$ est une approximation de $J_0(\omega_n \tau)$; elle a donc un spectre non rationnel, semblable aux types d'évanouissements que l'on rencontre dans un environnement mobile réel. On notera que ce modèle simule les amplitudes et les phases aléatoires, mais pas les effets des polarisations aléatoires ni ceux des retards aléatoires. Les retards seront ajoutés dans une version ultérieure du modèle.

X.10.3 Combinaison des évanouissements de type Rayleigh et des évanouissements log-normaux

Le processus décrit ci-dessus donne une porteuse complexe qui subit des évanouissements de type Rayleigh. Pour produire un signal de satellite similaire subissant les mêmes évanouissements, on remplace la porteuse de référence complexe ω_m par le signal de satellite modulé normalisé complexe ne subissant pas d'évanouissements. On applique ensuite une similitude au résultat, que l'on ajoute au signal de satellite à distribution log-normale des évanouissements. Si l'évanouissement log-normal est nul, le signal résultant a une allure «ricienne» avec un facteur K égal à celui que l'utilisateur a introduit dans les paramètres du module de simulation. Si le signal du satellite transmis en visibilité directe subit des évanouissements, les composantes qui subissent une dispersion diffuse conservent la même amplitude. Si le pourcentage de temps pendant lequel le signal transmis en visibilité directe subit un masquage est égal à S, alors l'équation (X.7) donne les caractéristiques des évanouissements résultants.

On a vérifié la validité de ce modèle en le comparant avec les statistiques des évanouissements dans la Bande L, statistiques établies au moyen d'un émetteur embarqué dans un hélicoptère et d'un récepteur mobile que l'on transportait sur une autoroute dans l'est des Etats-Unis d'Amérique. Dans une gamme d'évanouissements allant de +2 dB à −16 dB, le modèle était en accord avec les données recueillies – du point de vue des statistiques de probabilité cumulative des évanouissements – à quelques pour cent près.

X.11 Expériences de propagation: utilisation du Système numérique A

Les mesures de propagation et de couverture effectuées avec le Système numérique A sont décrites aux § A.6 et A.7 de l'Annexe A.

X.12 Statistiques d'évanouissement sur la voie d'un signal SRS (sonore), établies sur la base des expériences réalisées avec le Système numérique B

X.12.1 Modélisation de la voie

Sur la base des données de mesures en Bande L effectuées avec INMARSAT, un modèle d'évanouissement du signal suite à un blocage sur une liaison descendante de système à satellites a été établi. Ce modèle est décrit au § B.10 de l'Annexe B.

X.12.2 Premières évaluations expérimentales et essais en conditions réelles faites avec le Système numérique B avec des satellites TDRS de la NASA

Des mesures de propagation ont été effectuées avec le satellite TDRS 3 au voisinage de 2 050 MHz dans la région de Los Angeles en 1994. Les résultats de ces mesures sont exposés au § B.11.3 de l'Annexe B.

X.12.3 Complément d'analyse des résultats d'essais en conditions réelles effectués avec le Système numérique B avec des satellites TDRS de la NASA et des résultats de certaines transmissions de Terre

Le § B.12 de l'Annexe B décrit en détail les mesures de propagation effectuées dans la région de Los Angeles avec un satellite TDRS, dans le cas d'une fréquence de liaison descendante voisine de 2 050 MHz. L'analyse détaillée des résultats de ces essais de propagation fait l'objet du § B.12.

X.13 Expériences de propagation effectuées avec le Système numérique C

Les mesures de propagation et de couverture effectuées avec le Système numérique C sont décrites aux § C.4 et C.5 de l'Annexe C.

X.14 Expériences de propagation effectuées avec les Systèmes numériques D_S et D_H

Des mesures de propagation ont été effectuées avec le système numérique D_S. Les résultats de ces mesures sont exposés au § D.52 de l'Annexe D. Des essais en conditions réelles ont également été effectués avec le système DH, et les résultats de ces mesures sont exposés aux § D.5.3.4 à D.5.3.7.

X.15 Expériences de propagation effectuées avec le Système numérique E

Des mesures de propagation et de couverture ont été effectuées avec le Système numérique E. Les résultats de ces mesures sont exposés au § E.7.4.1 de l'Annexe E.

X.16 Expériences de propagation effectuées avec le Système numérique F

Des mesures de propagation et de couverture ont été effectuées avec le Système numérique F. Les résultats de ces mesures sont exposés au § F.12.2 de l'Annexe F.

X.17 Bibliographie

BANKS, D.K. et ROBSON, D. [mars 1990] The use of orthogonal FDM for sound broadcasting by satellites in highly inclined orbits to overcome multipath fading. *Proc*. 13 th AIAA International Communication Satellite Systems Conference, Los Angeles.

BRENNAN, L.E. et REED, I.S. [avril 1965] A recursive method of computing the Q function. *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-11, **2**, p. 312-313.

CCIR [mars 1991], Rapport de synthèse du GTIM 10-11/1 et du GTIM 10-11/3 au GTIM CAMR-92, Doc. CCIR JIWP 92/115-F, Genève, Suisse.

COST 207 [1989] Digital land mobile radio communications. Final Report of COST Project 207, Commission des communautés européennes, Bruxelles.

COX, D.C. [septembre 1972] Delay Doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in suburban mobile radio environment. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-20, **5**.

COX, D.C. et LECK, R.P. [novembre 1975] Correlation bandwidth and delay spread multipath propagation statistics for 910 MHz urban mobile radio channels. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. COM-23, **11**.

DEVASIRVATHAM, D.M.J. [novembre 1976] Time delay spread and signal level measurements of 850 MHz radio waves in building environments. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-32, **11**.

DE WECK, J.P., MERKI, P. et LORENZ, R. [1988] Power delay profiles measured in mountainous terrain. *IEEE Vehicular Technology Conference*, p. 105-112.

GOLSHAN, N. [juin 1991] Direct broadcast satellite-radio systems trade-offs study, Interim Report, JPL D-8615 (internal document). Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, CA.

GUILBEAU, F. [août 1979] Radiodiffusion sonore par satellite aux alentours de 1 GHz. Simulation d'émission et réception en ville. *Revue de l'UER, Cahier technique*, N° 176.

HESS, G.C. [mai 1980] Land-mobile satellite excess path loss measurements. *IEEE Trans. on vehicular technology*, Vol. VT-29, **2**.

JAKES, W.C. [1974], *Microwave mobile Communications*, Bell Telephone Laboratories, J. Wiley.

JENKINS, J., FAN, Y. et OSBORNE, W. [novembre 1994] Wideband propagation measurement system using spread spectrum signalling and TDRS. Proc. NAPEX XIX.

JONGEJANS, A. et autres [mai 1986] Land mobile satellite communications – channel mode, modulation and error control. Proc. of ICDSC-7, p. 537-543.

KOZAMERNIK, F. et WATERS, G. [mars 1990] Plans and studies in the EBU for satellite broadcasting of sound radio, Proc. 13th AIAA International Communication Satellite Systems Conference, Los Angeles, CA, p. 176-185.

NORTON, K.A., VOGLER, L.E., MANSFIELD, W.V. et SHORT, P.J. [octobre 1955] The probability distribution of the amplitude of a constant vector plus a Rayleigh-distributed vector. *Proc. IRE*, Vol. 43, **10**, p. 1354-1361.

OKUMURA, [septembre 1968] Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service, Rev. of the Elect. Comm. Laboratory, Vol. 16, **9-10**.

PARSONS, J.D. [octobre 1992] The mobile radio propagation channel. Halsted Press, New York.

ROGERS, T. [mars 1990] Some important advances in international direct audio broadcasting, Proc. 13th AIAA International Communication Satellite Systems Conference, Los Angeles, CA, p. 205-208.

SMITH, W.T. et STUTZMAN, W.L. [août 1986] Statistical modeling for land-mobile satellite communications. Virginia Tech Report EE Satcom 86-3 Virginia Tech, Blacksburg, VA.

VOGEL, J., et TORRENCE, G.W. [janvier 1991] Signal variability measurements for satellite radio broadcasting into buildings. Tech. Rep. N° 9101, Electrical Engineering Research Laboratory, The University of Texas at Austin.

VOYER, R. et CONWAY, F. [janvier 1991] Expérimentation et planification de la radiodiffusion sonore numérique au Canada. Revue de l'UER, Cahier technique, N° 246.

WELLS, P. I. [novembre 1977] The attenuation of UHF radio signals by houses. *IEEE Trans.Veh. Tech.*, Vol. VT-26, p. 358-362.

X.18 Liste d'abréviations

CAB	Canadian Association of Broadcasters
CBC	Canadian Broadcast Corporation
CDF	Fonction de distribution cumulative (*cumulative distribution function*)
COFDM	Multiplexage par répartition en fréquence orthogonale codée (*coded orthogonal frequency division multiplexing*)
DOC	Département des communications du Canada (*department of communications of Canada*)
DSB	Radiodiffusion sonore numérique (*digital sound broadcasting*)
HAAT	Hauteur au-dessus d'un terrain moyen (*height above average terrain*)
MDP-2	Modulation par déplacement de phase bivalente
MPSR	Rapport de sensibilité de puissance en propagation par trajets multiples (*multipath power sensibility ratio*)
NASA	National Aviation and Space Administration
p.a.r.	Puissance apparente rayonnée
p.i.r.e.	puissance isotrope rayonnée équivalente
PN	Pseudo-bruit (*pseudo-noise*)
SBPA	Séquence binaire pseudo-aléatoire
SMS	Système mobile par satellites
SRS	Service de radiodiffusion par satellite
TDRS	Satellite-relais de poursuite et d'acquisition de données (*tracking data relay satellite*)
WSGT	Station terrienne de White Sands (*White Sands ground terminal*)

APPENDICE Y

TECHNOLOGIE DES ANTENNES D'ÉMISSION DES SATELLITES

TABLE DES MATIÈRES

		Page
Y.1	Introduction	859
Y.2	Structure support	859
Y.2.1	Colonne-cerceau	859
Y.2.2	Armature tétraédrique	860
Y.2.3	Configuration parapluie	860
Y.3	Surface réfléchissante	861
Y.3.1	Effets du tissu à mailles métalliques	861
Y.3.2	Précision de la géométrie de surface	861
Y.4	Essais sur orbite	861
Y.5	Utilisation éventuelle d'antennes à faisceau modelé avec une seule alimentation	862
Y.5.1	Aspects techniques	862
Y.5.2	Incertitudes actuelles	863
Y.5.3	Conclusion	865
Y.6	Résumé et conclusions	865
Y.7	Bibliographie	866

LISTE DES FIGURES

		Page
FIGURE Y.1	Antennes en parapluie et colonne-cerceau en état de déploiement partiel et complet	860
FIGURE Y.2	Comparaison des diagrammes d'antenne calculé et mesuré pour une antenne à armature tétraédrique de 5 m fonctionnant à 4,26 GHz	862
FIGURE Y.3	Diagrammes de référence copolaire et contrapolaire des antennes d'émission des satellites dans les Régions 1 et 3	863
FIGURE Y.4	Diagrammes de référence pour les composantes copolaire et contrapolaire des antennes d'émission des satellites dans la Région 2	864
FIGURE Y.5	Diagrammes de référence pour les composantes copolaire et contrapolaire des antennes d'émission des satellites avec décroissance rapide dans le faisceau principal pour la Région 2	864
FIGURE Y.6	Blocage causé par des alimentations multiples symétriques	865

APPENDICE Y

TECHNOLOGIE DES ANTENNES D'EMISSION DES SATELLITES

Y.1 Introduction

Etant donné la p.i.r.e. relativement faible désormais nécessaire, qui entraînera la réduction de la puissance primaire requise et, en conséquence, celle de la taille totale des satellites, il semble que le seul élément critique dans la réalisation du secteur spatial pour assurer le service de radiodiffusion sonore numérique par satellite (S-DSB) en ondes décimétriques, reste les antennes de satellite. On trouvera dans le présent Appendice une description détaillée d'un certain nombre de techniques permettant la fabrication d'antennes appropriées.

On met au point actuellement des antennes à embarquer sur satellite, ayant des diamètres allant de 5 m à 55 m et destinées à des applications de pointe telles que satellites pour systèmes mobiles de communications, mise sur orbite de missions d'astrophysique avec interférométrie à très grande base (VLBI, *very long baseline interferometry*) et missions de télédétection de Terre (Freeland et autres, 1986); ces antennes ont atteint des stades de développement variés. La technologie mise au point pour ces applications de types différents peut être directement mise à profit par les systèmes de radiodiffusion sonore par satellite exploités en bande d'ondes décimétriques.

La plupart des systèmes proposés pour la radiodiffusion S-DSB sont dotés d'antennes d'émission dont le diamètre est inférieur à 5 m. Il convient cependant de signaler un système destiné à la bande 2 310-2 360 MHz, dont l'antenne aura 20 m de diamètre et qui donnera des faisceaux de 0,5°.

Les antennes embarquées ayant des diamètres supérieurs à 3 ou 4 m doivent être conçues pour permettre le lancement dans leur configuration d'arrimage, et pour se déployer lorsque la mise en orbite et la stabilisation du satellite ont été effectuées. Cette contrainte a conduit à des conceptions d'antennes à réflecteur à large ouverture qui font appel à un support articulé pouvant se plier ou se rabattre et à une surface réfléchissante en toile métallique de faible poids et flexible.

Parmi les types de structures de soutien en usage sur les diverses antennes embarquées actuellement à l'étude, on trouve les configurations colonne-cerceau et en parapluie, et l'armature tétraédrique. La Fig. Y.1 montre l'antenne en parapluie et l'antenne colonne-cerceau, chacune à l'état de déploiement complet et de déploiement partiel. Ces antennes dépliables sont toutes de poids relativement faible et leur surface réfléchissante est faite d'un tissu métallique. Lors du déploiement, la surface d'antenne en tissu métallique prend la forme d'un paraboloïde par l'une des méthodes suivantes: soit une série de ligatures attachant les éléments de la structure de support au tissu métallique (antennes à colonne-cerceau et à armature tétraédrique), soit la fixation du tissu à une nervure profilée (antennes en parapluie). La précision géométrique des surfaces obtenues par ces méthodes est telle que les diagrammes de rayonnement mesurés sur ces antennes en cours de mise au point sont généralement conformes aux diagrammes de référence copolaires pour antennes d'émission des satellites que l'on trouve à la Fig. 9 de l'Annexe 5 de l'Appendice 30 du Règlement des radiocommunications.

Y.2 Structure support

Y.2.1 Colonne-cerceau

Une antenne colonne-cerceau de 15 m de diamètre a été construite et a fait l'objet d'essais au sol. L'antenne se déploie, passant d'un volume ayant environ 1 m de diamètre et 3 m de hauteur à une structure mesurant 15 m de diamètre et 9,5 m de hauteur. On déploie l'antenne grâce à un système de câbles commandés par moteur.

Y.2.2 Armature tétraédrique

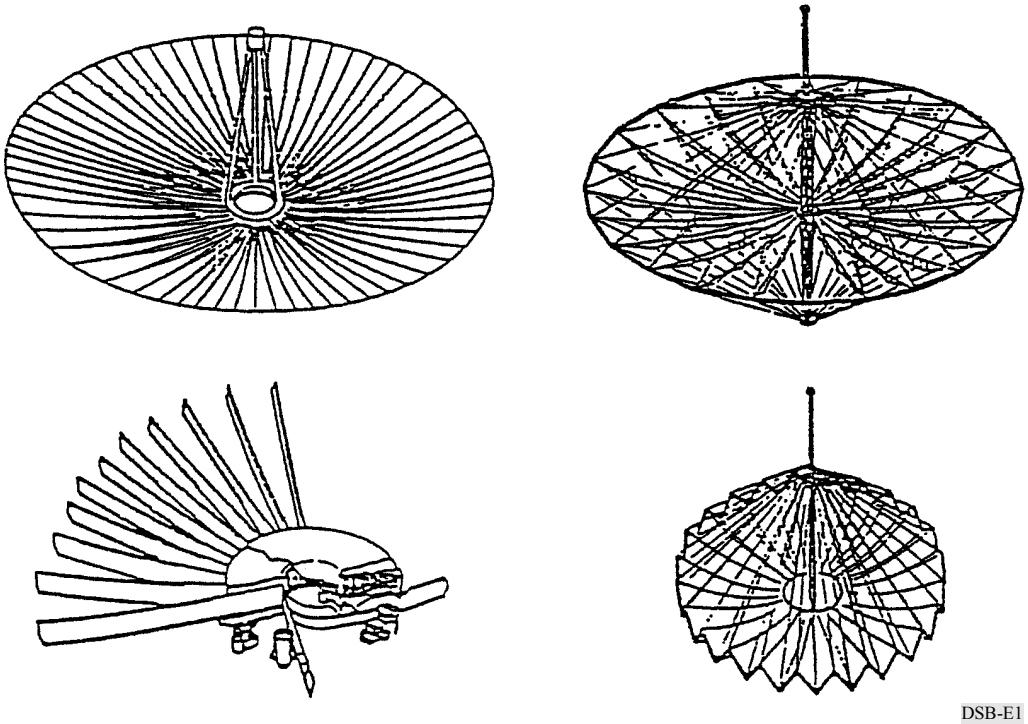
Pour une démonstration pratique, une antenne à armature tétraédrique de 5 m de diamètre a été construite et mise à l'essai. Sous sa forme pliée, la hauteur hors-tout de l'antenne est de 1,8 m, la hauteur de l'armature est de 1,1 m, le diamètre du tissu métallique est de 1,4 m et le diamètre de l'armature est de 0,9 m. L'antenne a un système de déploiement spontané qui fonctionne sans moteur. Le déploiement se fait grâce à l'énergie emmagasinée dans les charnières repliées sur ressorts (charnières à ressorts-rubans) de l'armature.

Y.2.3 Configuration parapluie

Les antennes dépliables à réflecteur et grande ouverture, réalisées selon la conception parapluie, représentent la technologie d'antenne dépliable la plus évoluée connue actuellement. Une version de cette antenne, ayant un diamètre de 9,1 m a été embarquée sur le Satellite-6 d'applications technologiques (ATS-6) en 1974. Une étude préliminaire de conception a été effectuée en 1979 pour évaluer les caractéristiques des antennes à réflecteur à alimentation déportée et à symétrie axiale lorsque les missions exigent des antennes à diamètre de l'ordre de 100 à 150 m. Cette étude a permis de spécifier les technologies délicates, d'évaluer les coûts et délais de développement de ces antennes et permis d'élaborer un projet technologique pour démontrer la validité de conception à faible coût et à peu de risques.

FIGURE Y.1

Antennes en parapluie et colonne-cerceau en état de déploiement partiel et complet



La validité de la conception a été démontrée en 1984, lorsqu'on a déployé un réflecteur partiel dans un milieu en état simulé d'apesanteur. Pour cette démonstration, le modèle était un segment de réflecteur de 55 m de diamètre, formé d'un pivot central (autour duquel les nervures sont enroulées dans la position d'arrimage) et de quatre nervures (profilées selon une parabole) auxquelles on avait fixé le tissu à mailles métalliques servant de réflecteur. Les essais ont démontré l'efficacité de la méthode de déploiement et du système régularisant la mise en place du tissu à mailles.

Y.3 Surface réfléchissante

L'efficacité de ces antennes embarquées à grande ouverture peut être affectée par les caractéristiques du tissu réfléchissant et par la précision du profil de la surface réfléchissante.

Y.3.1 Effets du tissu à mailles métalliques

Pour tous les types d'antennes mentionnés, le tissu réfléchissant idéal est un tricot de fil métallique. Le tissu typique est un tricot classique d'un fil de molybdène doré de 0,003 cm de diamètre présentant environ 3 ouvertures par cm. Il a été fait une étude pour déterminer les effets du tissu tricoté métallique sur les caractéristiques de gain, de lobes latéraux et de polarisation croisée des antennes à grande ouverture. L'étude a démontré que le comportement d'une antenne à réflecteur en tissu à mailles devrait être comparable à celui d'une antenne à réflecteur plein si l'on détermine la géométrie du tissu à mailles selon un choix judicieux (c'est-à-dire en établissant les rapports voulus entre les dimensions d'ouverture et les longueurs d'onde, en choisissant des ouvertures rectangulaires plutôt que carrées et en orientant les ouvertures rectangulaires en fonction du vecteur de polarisation incident). Plus précisément, il était possible d'obtenir des lobes latéraux à plus de 30 à 35 dB en dessous du niveau du lobe principal en employant un tissu réfléchissant métallique à mailles qui soit à la fois flexible et léger.

Y.3.2 Précision de la géométrie de surface

Les antennes à colonne-cerceau et à armature tétraédrique emploient des ligatures pour relier la surface en tissu à mailles à la structure de support, donnant ainsi à la surface une forme parabolique. On a découvert qu'un «matelassement» périodique de la surface, résultant lui-même d'erreurs dans la tension des ligatures régulièrement espacées, engendrait des lobes de réseau en champ lointain. Lorsqu'on a placé les ligatures selon une répartition aléatoire, ces lobes en réseau n'apparaissaient plus. La Fig. Y.2 fournit les résultats mesurés de la performance d'une antenne à armature tétraédrique de 5 m à alimentation déportée, exploitée à une fréquence d'échelle de 4,26 GHz. Il faut noter que ces données peuvent être extrapolées selon l'échelle pour une antenne de 20 m de diamètre à une fréquence d'environ 1 GHz.

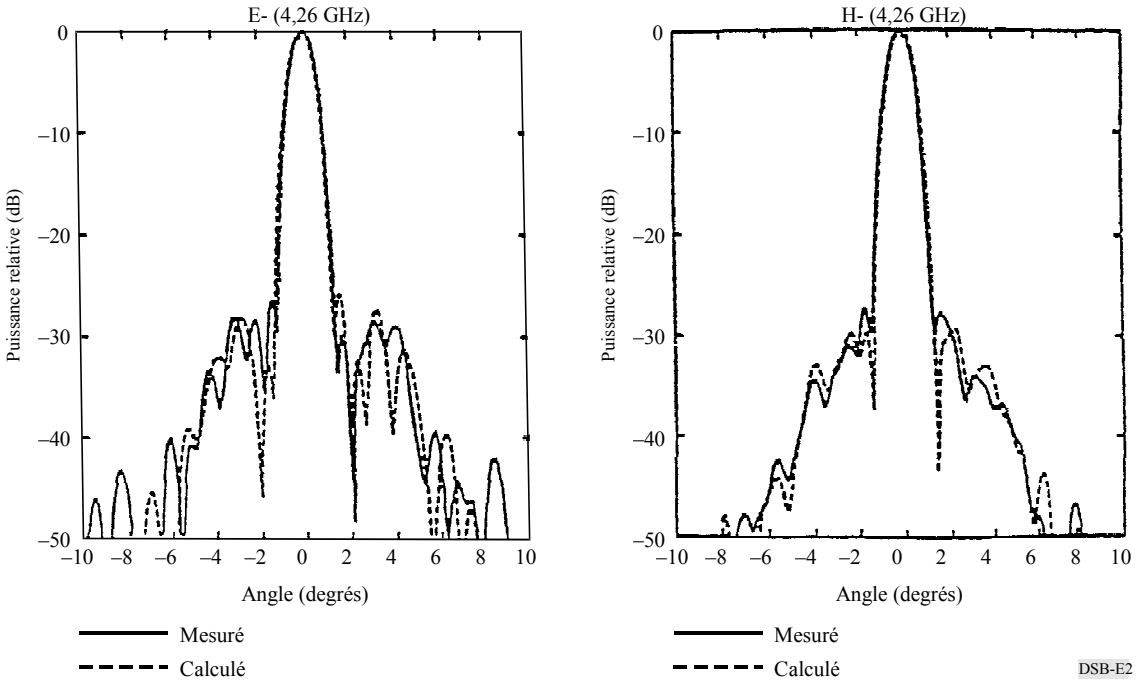
On a également étudié la précision de géométrie de surface possible pour les antennes en parapluie. Les propriétés de ce type dépendent d'antenne à la fois de la précision et des caractéristiques thermiques de la section transversale définie par les nervures pour la détermination de la surface réfléchissante formée par le tissu métallique. D'après les études de la performance d'une antenne en parapluie de 20 m de diamètre, placée en milieu spatial, on a conclu qu'une précision de surface, calculée par racine de la moyenne des carrés, de 3 mm pouvait être atteinte. Ce résultat correspond par exemple à une précision de surface calculée par racine de la moyenne des carrés, de 0,01 à une fréquence de 1 GHz, valeur qui garantit un bas niveau pour les lobes latéraux.

Y.4 Essais sur orbite

Si l'on veut vérifier que ces antennes dépliantes à grande ouverture ont une performance conforme aux prescriptions dans un milieu spatial, il est nécessaire de les soumettre à des essais dans des conditions simulant d'aussi près que possible la pesanteur à zéro et les conditions thermiques et de vide de l'espace. Même avec des installations adéquates, les essais au sol sont extrêmement difficiles et coûteux et fournissent souvent des résultats peu sûrs. On a mis à l'étude l'essai en vol d'un système prototype d'antenne en parapluie de 20 m de diamètre, à lobe latéral faible, sur la navette spatiale ou sur tout autre engin convenable dans le but de réduire sensiblement les risques et incertitudes d'une mise en service de cette antenne. On en tirerait l'avantage supplémentaire d'une validation des procédures d'essais au sol pour des systèmes à étudier ultérieurement.

FIGURE Y.2

Comparaison des diagrammes d'antenne calculé et mesuré pour une antenne à armature tétraédrique de 5 m fonctionnant à 4,26 GHz



Y.5 Utilisation éventuelle d'antennes à faisceau modelé avec une seule alimentation

Y.5.1 Aspects techniques

Avec l'antenne du satellite, on désire obtenir sur le trajet de transmission espace vers Terre un diagramme de rayonnement qui donnera sur la surface terrestre une empreinte dont la forme s'approchera le plus possible de la zone de service géographique; au-delà de cette zone, le gain devra diminuer aussi rapidement que possible. Dans la gamme de fréquences 11,7-12,7 GHz, on a réalisé des diagrammes de cette nature avec des réflecteurs paraboliques comprenant plusieurs dispositifs d'alimentation, qui donnaient des faisceaux modelés. Plus récemment, on a démontré que le diagramme d'antenne recherché peut aussi être obtenu avec un réflecteur profilé associé à un seul dispositif d'alimentation (UIT, octobre 1993, Document 10-11S/157 (Etats-Unis d'Amérique)).

Les résultats des premières études techniques montrent que, en théorie, il est possible de modeler un faisceau d'antenne entre 1,4 et 2,7 GHz avec le même niveau de qualité que celui obtenu entre 11,7 et 12,7 GHz. Si cela est réalisable sur le plan pratique, on pourrait adopter, pour les antennes d'émission des satellites, les diagrammes de référence représentés dans les Fig. 9, 10 et 11A de l'Annexe 5 de l'Appendice 30 du Règlement des radiocommunications reproduites plus loin en tant que Fig. Y.3 à Y.5, pour la commodité du lecteur. Il sera peut-être possible également d'adopter un de ces diagrammes pour toutes les Régions, selon les résultats des futures études détaillées.

Y.5.2 Incertitudes actuelles

Il est très important de noter le point suivant: les diagrammes d'antenne des Fig. Y.3 à Y.5, avec la décroissance de gain indiquée, ne seront peut-être pas réalisables dans la pratique pour la composante polaire ou pour la composante contrapolaire. Cette incertitude s'explique par les facteurs suivants: grandes dimensions physiques de l'ouverture de l'antenne du satellite, ainsi que des dispositifs d'alimentation et des supports de ces dispositifs dans la gamme de fréquences 1,4-2,7 GHz, comparativement aux dimensions que l'on a dans la gamme 11,7-12,7 GHz. Plus précisément, avec une ouverture de faisceau de 2° (3 dB) à 12 GHz, on peut se contenter d'un réflecteur d'antenne de satellite de 0,93 m de diamètre seulement; à 2 GHz, il faut un réflecteur de 5,6 m de diamètre. Avec une antenne à plusieurs alimentations, les dimensions de la structure d'alimentation posent un problème particulièrement difficile; ces dimensions risquent d'être très importantes, selon la valeur du rapport f/D du système d'antenne:

– Des alimentations multiples seraient difficiles à réaliser; en effet, en raison de leurs grandes dimensions, il faudrait prévoir des décalages par rapport au foyer de la parabole. Il en résulterait une défocalisation qui aurait pour effet d'augmenter les lobes latéraux de l'antenne et de diminuer le gain sur l'axe.

– Le blocage provoqué par des alimentations multiples symétriques entraînerait une augmentation des lobes latéraux et des lobes arrières (voir la Fig. Y.6).

– Cette augmentation des lobes latéraux et des lobes arrières serait encore renforcée par d'autres phénomènes: les couplages mutuels entre les dispositifs d'alimentation, la diffraction et la diffusion dues à ces dispositifs et à leurs supports, enfin les modes de rayonnement parasites.

Il existe une autre incertitude: est-il possible de réaliser un réflecteur profilé pour des antennes aussi grandes que celles considérées ici, pour obtenir des faisceaux modelés avec un seul cornet d'alimentation?

FIGURE Y.3

Diagrammes de référence copolaire et contrapolaire des antennes d'émission des satellites dans les Régions 1 et 3

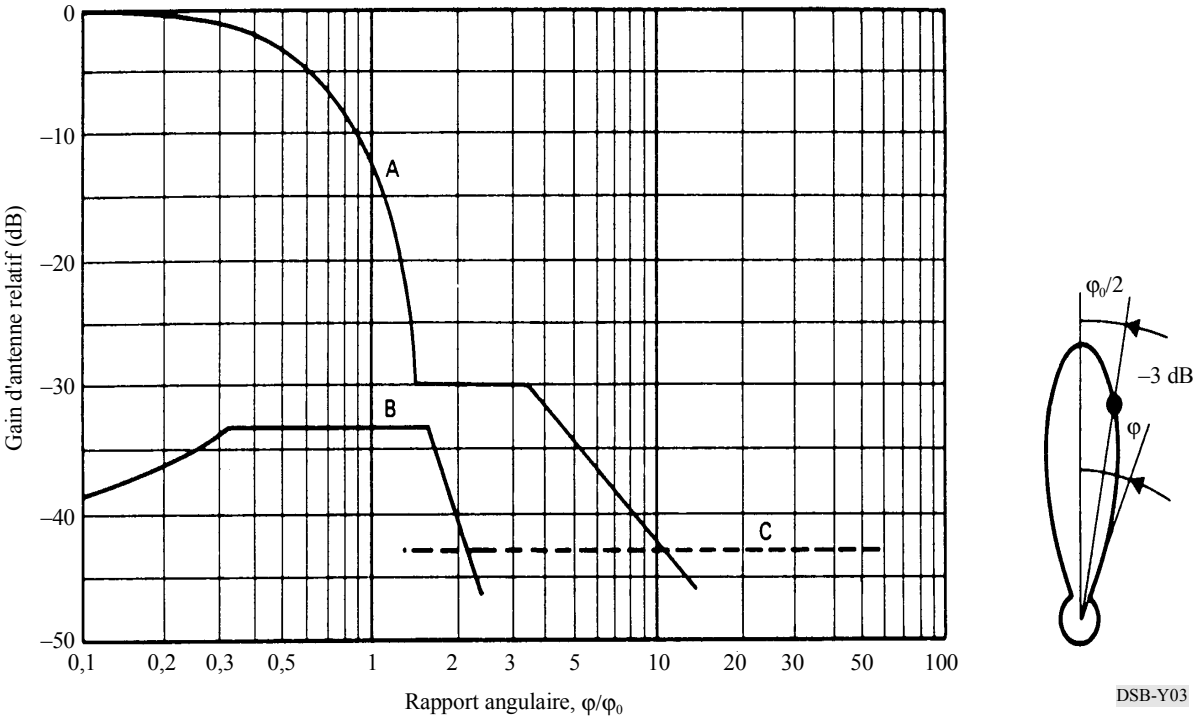


FIGURE Y.4

Diagrammes de référence pour les composantes copolaire et contrapolaire des antennes d'émission des satellites dans la Région 2

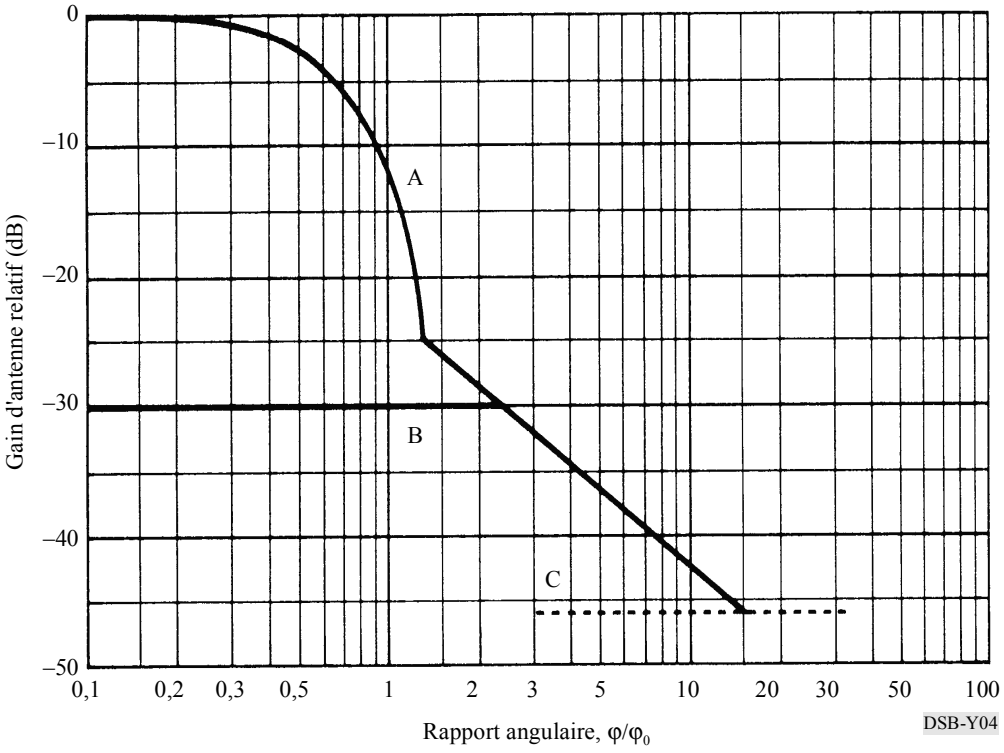


FIGURE Y.5

Diagrammes de référence pour les composantes copolaire et contrapolaire des antennes d'émission des satellites avec décroissance rapide dans le faisceau principal pour la Région 2

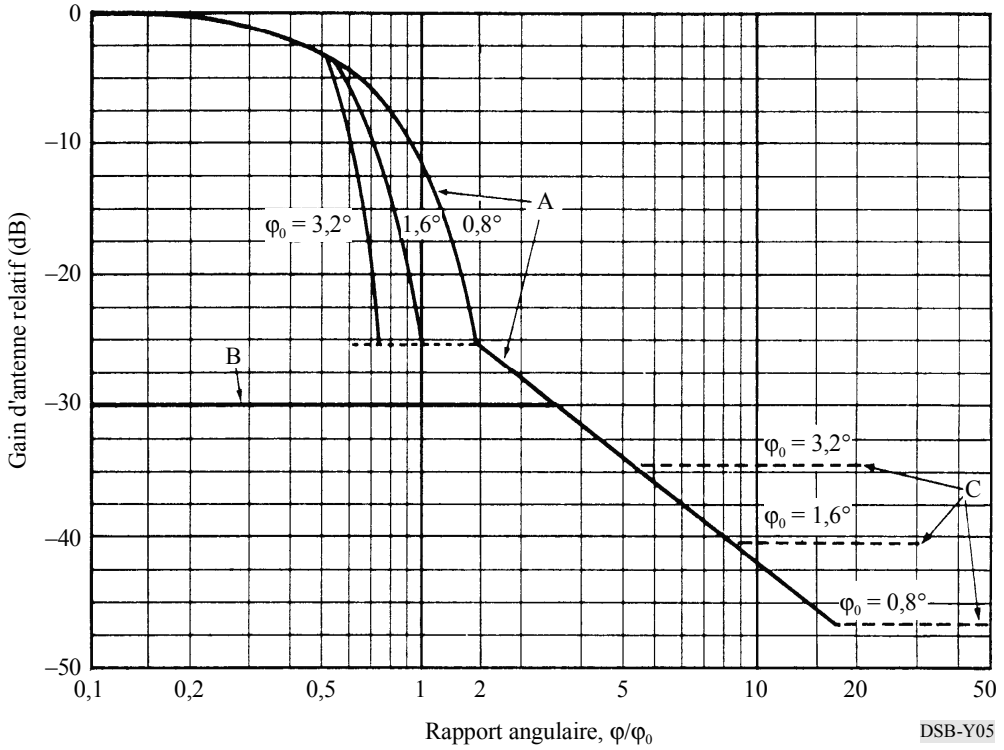
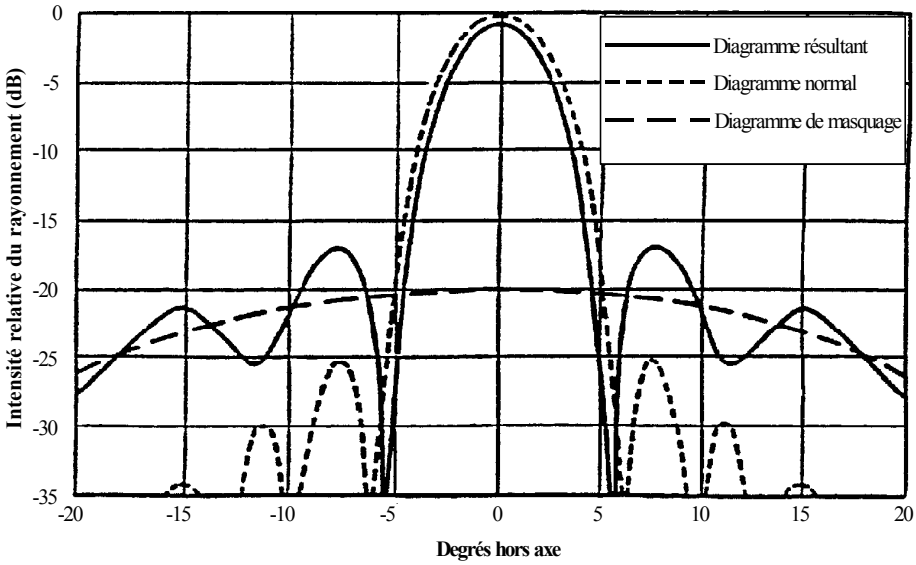


FIGURE Y.6

Blocage causé par des alimentations multiples symétriques



Y.5.3 Conclusion

On a des raisons de penser que l'utilisation d'un réflecteur parabolique profilé, associé à un seul dispositif d'alimentation en position décalée, est un des moyens qui permettent d'obtenir, pour les antennes d'émission des satellites fonctionnant dans la gamme de fréquences 1,4-2,7 GHz, des diagrammes de rayonnement avec décroissance du gain comparables à ceux que l'on réalise entre 11,7 et 12,7 GHz. En poursuivant l'expérimentation, on devrait recueillir des données sur la base desquelles il sera possible de déterminer si les antennes d'émission des satellites sont capables de fournir, dans la gamme 1,4-2,7 GHz, des diagrammes dont les enveloppes seraient en conformité avec les diagrammes de référence qui font l'objet des Fig. 9, 10 et 11 de l'Annexe 5 de l'Appendice 30 du Règlement des radiocommunications de l'UIT.

Y.6 Résumé et conclusions

Des études importantes ont été entreprises pour la mise au point d'antennes à réflecteurs de haute performance; ces antennes doivent être dépliantes, de faible poids, propres à l'embarquement, avoir des diamètres allant de 5 m à 55 m et des niveaux de lobes latéraux situés à 30 dB ou plus en dessous du gain maximal de l'antenne. Des antennes à symétrie axiale et à alimentation déportée sont en cours d'étude. Pour la surface réfléchissante, on emploie un tissu à mailles de tricot, en molybdène, revêtu d'or. Des études détaillées, confirmées par les essais, ont montré qu'une surface réfléchissante en tissu métallique à mailles, bien choisi, ne réduira pas la performance de l'antenne en ce qui concerne les lobes latéraux. Après le choix d'une matière remplissant ces conditions, le comportement de l'antenne dans la région des lobes latéraux dépendra principalement des distorsions mécaniques que la surface réfléchissante pourrait présenter vis-à-vis d'un paraboloïde. Au cours de la mise au point de l'antenne à armature tétraédrique, il a été découvert que pour éliminer les lobes en réseau créés par les antennes construites avec des ligatures régulièrement espacées, il suffisait de placer ces ligatures selon un processus aléatoire.

Vu les difficultés rencontrées lorsqu'on cherche à homologuer pour l'espace ces configurations d'antennes à grande ouverture prévues avec déploiement, au moyen d'essais au sol, il a été envisagé d'avoir recours aux vols de la navette spatiale ou d'autres véhicules se prêtant à ce genre d'essai. Une étude est actuellement en cours pour l'essai sur orbite d'une antenne en parapluie de 20 m de diamètre de haute performance.

Les travaux en cours mentionnés dans le présent Appendice ont permis de conclure que le diagramme de rayonnement d'antenne d'émission de satellite, figurant à la Fig. 9 de l'Annexe 5 de l'Appendice 30 du Règlement des radiocommunications de l'UIT constitue un diagramme de rayonnement de référence valable, pouvant servir aux études de partage et aux études de système concernant les systèmes de radiodiffusion sonore par satellite exploités en bande d'ondes décimétriques.

Y.7 Bibliographie

BAILEY M.C. [1986] Hoop/Column and Tetrahedral Truss Electromagnetic Tests. Compte rendu des travaux de la Conférence NASA/DOD sur la technologie d'interaction contrôle-structures, NASA Conference Publication 2447, p. 737-746.

BELVIN, W.K. et EDIGHOFFER, H.H. [1986], 15 Meter Hoop/Column Antenna Dynamics: Test and Results. Compte rendu des travaux de la Conférence NASA/DOD sur la technologie d'interaction contrôle-structures, NASA Conference Publication 2447, p. 167-185.

DYER, J.E. et DUDECK M.P. [1986], Deployable Truss Structure Advanced Technology. Compte rendu des travaux de la Conférence NASA/DOD sur la technologie d'interaction contrôle-structures, NASA Conference Publication 2447, p. 111-124.

FREELAND, R.E. [10-17 octobre 1987], Mobile Communication Satellite Antenna Flight Experiment Definition, 38ème Congrès, International Astronautical Federation, Communication IAF-87-314, Brighton, Royaume-Uni.

FREELAND, R.E., GARCIA, N.F. et IWAMOTO, H. [1984], Wrap-Rib Antenna Technology Development. Compte rendu des travaux de la Conférence sur la technologie des systèmes de grandes antennes dans l'espace, NASA Conference Publication CP-2368, p. 139-166.

FREELAND, R.E., METTLER, E., MILLER, L.J., RAHMAT-SAMII, Y. et WEBER III, W. [1986], Antenna Technology Shuttle Experiment (ATSE), Compte rendu des travaux de la Conférence NASA/DOD sur la technologie d'interaction contrôle-structures, NASA Conference Publication 2447, p. 779-807.

IEEE Trans. Ant. Prop. [juin 1993], Vol. 41, **6**, p. 713-722.

MARSTEN, R.B. [novembre 1975], ATS-6 Significance, *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-11, **6**, p. 984-993.

JORDON, J.F., FREELAND, R.E., LEVY, G.S. et POTTS, D.L. [1984], QUASAT-An orbiting very long baseline interferometer program using large space antenna systems. Compte rendu des travaux de la Conférence sur la technologie des systèmes de grandes antennes dans l'espace, NASA Conference Publication CP-2368, p. 117-125.

NADERI, F. éditeur [15 février 1982], Land Mobile Satellite Service (LMSS): A Conceptual System Design and Identification of the Critical Technologies, Part II: Rapport technique, Publication du Laboratoire de propulsion par fusée NASA 82-12.

RAHMAT-SAMII, Y. et LEE, S.W. [janvier 1985], Vector Diffraction Analysis of Relector Antennas with Mesh Surfaces. *IEEE Ant. Prop.*, Vol. AP-33, **1**, p. 76-90.