



■ Union internationale des télécommunications



Manuel DTTB

Radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre en ondes métriques et décimétriques

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 radio-communication, 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

Veillez 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. Veillez les envoyer par télécopie 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
Télex: 421 000 uit ch
Télégramme: ITU GENEVE
E-mail: sales@itu.int

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



Union internationale des télécommunications

Manuel DTTB

Radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre en ondes métriques et décimétriques

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Vu les nombreux avantages qu'ils offrent, les systèmes de télévision numériques sont destinés à remplacer les systèmes analogiques utilisés depuis plus d'un demi-siècle pour desservir en son et en images des millions et des millions de personnes dans le monde entier. L'UIT-R a décidé d'informer les ingénieurs chargés de la mise en œuvre de la radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne, de Terre (DTTB, *digital terrestrial television broadcasting*) en regroupant, dans un seul manuel, des informations relatives aux aspects systèmes et planification de cette technologie nouvelle, qui est à la fois passionnante et extrêmement complexe. Le résultat de ce travail est un ouvrage assez volumineux, dans lequel tous ceux qui s'intéressent à la télévision numérique devraient trouver une documentation instructive et utile.

Il ne faut pas s'attendre à ce que tous les services de télévision analogique existant aujourd'hui soient remplacés du jour au lendemain par des services numériques. Cette évolution s'étendra sur plusieurs années, peut-être de nombreuses années. Les auteurs espèrent que ce manuel continuera d'être une source d'information et d'aide pendant les années pleines d'intérêt qui s'ouvrent devant nous.

PARTIE 1

SYSTÈMES

PARTIE 1

TABLE DES MATIÈRES

	Page
CHAPITRE 1 – Introduction	7
1.1 Portée	7
1.2 Historique.....	7
CHAPITRE 2 – Vue d'ensemble du modèle DTTB	9
2.1 Le problème à résoudre.....	9
2.2 Le modèle DTTB de l'UIT	10
CHAPITRE 3 – Codage des sources vidéo et audio	13
3.1 Définitions.....	13
3.1.1 Codage des sources et des canaux	13
3.1.2 Codage des sources	13
3.1.3 Balayage progressif.....	13
3.1.4 Pixels carrés	13
3.2 Avantages.....	13
3.3 Codage vidéo à faible débit binaire et qualité de service.....	14
3.4 Exemples de normes de balayage vidéo	14
3.5 Compression et codage vidéo [1] [2] [3]	14
3.5.1 Introduction.....	14
3.5.2 Présentation du Groupe MPEG.....	14
3.5.3 Techniques de compression numériques	16
3.5.4 Codage prédictif entre images et compensation cinétique.....	16
3.5.5 Codage dans l'image	18
3.5.6 Codage par transformée discrète en cosinus (DCT)	18
3.5.7 Quantification des coefficients	19
3.5.8 Codage par plages	21
3.5.9 Codage à longueur variable	21
3.5.10 Codeur vidéo MPEG.....	22
3.5.11 Bitrames I, B et P.....	23
3.6 Flux binaire vidéo MPEG-2.....	24

	Page
3.7	Compression et codage audio 29
3.7.1	Introduction..... 29
3.7.2	Caractéristiques d'un système audio DTTB..... 30
3.7.3	Vue d'ensemble du système audio DTTB..... 32
3.7.4	Vue d'ensemble et principe de la compression audio 33
3.8	Système Couche II (MPEG-2) ISO/CEI IS 13818-3 34
3.8.1	Introduction..... 34
3.8.2	Principales caractéristiques d'utilisation de la Couche II ISO/CEI 13818-3 35
3.8.3	Informations techniques sur la Couche II MPEG-2..... 44
3.8.4	Conclusion 47
3.9	Description du système AC-3 47
3.9.1	Introduction..... 47
3.9.2	Description technique détaillée du système AC-3 48
3.9.3	Syntaxe du flux binaire 51
3.9.4	Volume sonore et portée dynamique 53
3.9.5	Services principaux, associés et multilingues 56
3.9.6	Conclusion 60
3.10	Données auxiliaires..... 61
3.10.1	Télétexte..... 61
3.10.2	Sous-titrage de programme 61
3.10.3	Services multimédias de diffusion de messages 61
3.11	La structure de multiplexage MPEG-2 61
3.11.1	Flux binaire élémentaire en paquets 63
CHAPITRE 4 – Multiplex de service et transport 67	
4.1	Structures disponibles 67
4.1.1	Mode de transfert asynchrone (ATM, <i>asynchronous transfer mode</i>)..... 67
4.1.2	MPEG-2 67
4.1.3	Radiodiffusion numérique à intégration des services (RNIS) 68
4.2	Multiplexage de signaux vidéo, audio et de données 68
4.2.1	Introduction..... 68
4.2.2	Multiplexage de flux de programme et multiplexage de flux de transport..... 69
4.2.3	Avantages de la méthode de mise en paquets de longueur fixe..... 70
4.2.4	Vue d'ensemble du sous-système de transport..... 71

	Page
4.3	Fonctionnalité de multiplexage de niveau supérieur 72
4.3.1	Multiplex de transport pour un programme unique 72
4.3.2	Multiplex de système 73
4.4	Format du paquet PES 74
4.5	Méthode de mise en paquets et fonctionnalité 82
4.5.1	Vue d'ensemble 82
4.5.2	Couche «liaison»..... 83
4.5.3	Couche adaptation..... 86
4.5.4	PSI et champ pointeur (<i>pointer_field</i>) 89
4.6	Fonctions et services 93
4.6.1	Introduction..... 93
4.6.2	Types de compression audio et identification de la langue 94
4.6.3	Information concernant le programme..... 94
4.6.4	Sous-titrage 94
4.6.5	Sous-titrage codé..... 94
4.6.6	Identification de la source des programmes et identification des programmes 94
4.6.7	Identification de l'accès conditionnel..... 95
4.6.8	Information sur la structure de l'image 95
4.6.9	Colorimétrie 95
4.6.10	Identification du champ couleur 95
4.6.11	Changements de scène et points d'insertion nette 95
4.6.12	Fréquence de trame/d'image et pas d'avancement du film..... 96
4.6.13	Recadrage plein écran 96
4.6.14	Entrée aléatoire dans le flux binaire comprimé 96
4.6.15	Insertion de programmes locaux..... 96
4.6.16	Identification des programmes individuels..... 97
4.6.17	Autre information de canal 97
CHAPITRE 5 – Couche physique – Codage des canaux et modulation 99	
5.1	Introduction..... 99
5.2	Efficacité d'utilisation du spectre 99
5.3	Techniques de modulation 100
5.3.1	Généralités 100
5.3.2	Modulation d'une seule porteuse (SCM, <i>single-carrier modulation</i>)..... 100
5.3.3	Modulation de plusieurs porteuses (MCM, <i>multi-carrier modulation</i>)..... 101

	Page
5.4 Codage des canaux (codage pour la correction des erreurs).....	107
5.5 Comparaisons des premières versions des systèmes monoporteuse (SCM) et des systèmes multiporteuses (MCM)	108
5.5.1 Brouillage impulsif	109
5.5.2 Distorsion due à la propagation par trajets multiples.....	109
5.5.3 Brouillage dans le même canal causé par la télévision analogique	111
5.5.4 Puissance de crête et puissance moyenne	112
5.6 Couverture.....	112
5.6.1 Transmission hiérarchique	113
5.6.2 Systèmes à plusieurs émetteurs.....	114
CHAPITRE 6 – Présentation générale de quelques systèmes	115
6.1 Le système ATSC	115
6.2 Le système DVB-T	115
6.3 Le système RDNIS	117
6.3.1 Largeur de bande de transmission du système RDNIS-T.....	118
6.3.2 Transmission hiérarchique	118
6.3.3 Réception partielle	118
6.3.4 Multiplex pour transmission hiérarchique	118
6.3.5 Schéma de principe fonctionnel du système RDNIS-T	118
6.3.6 Caractéristiques de la transmission.....	120
CHAPITRE 7 – Liste des Recommandations UIT-R relatives à la radiodiffusion télévisuelle numérique hertzienne par voie de Terre (DTTB)	127

PARTIE 2

(Voir page 129)

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1 Portée

Cette partie du Manuel fournit des informations didactiques et présente une vue d'ensemble des systèmes de la radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre (DTTB). Elle décrit un système conçu pour assurer des services audio et vidéo de grande qualité dans un seul canal de radiodiffusion de 6, 7 ou 8 MHz et comporte des informations didactiques concernant les technologies sur lesquelles reposent les Recommandations élaborées par l'ancien Groupe d'action 11/3 durant la période de 1992 à 1996. Elle résume aussi le stade d'élaboration des spécifications des systèmes ainsi que les plans de mise en œuvre du service jusqu'à la fin de 1998.

1.2 Historique

La plupart des radiodiffuseurs établis utilisent des systèmes d'émission de Terre fonctionnant dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques. Le problème de la transmission de signaux d'image de télévision à haute définition (TVHD) et des services sonores connexes dans un canal unique d'ondes métriques et décimétriques de 6, 7 ou 8 MHz a eu comme conséquence l'application des techniques de codage numérique aux transmissions de Terre.

Le service de télévision dépendant principalement de l'application des technologies analogiques a graduellement évolué vers les technologies numériques au cours des trente dernières années. Cette migration est le résultat naturel de la convergence de la télévision, des télécommunications, de l'infographie et de l'informatique, par suite de l'utilisation partagée de la technologie numérique.

Les signaux d'entrée et de sortie des systèmes de télévision, respectivement à la caméra et au récepteur, sont essentiellement analogiques. La question «pourquoi passer au numérique?» se pose donc tout naturellement.

Bien que les dégradations des signaux analogiques soient cumulatives et que leurs caractéristiques ne permettent pas de les distinguer facilement du signal vidéo, la possibilité de régénérer exactement un flux d'impulsions numériques rend les signaux numériques théoriquement insensibles aux dégradations dues à des sources extérieures. Les flux binaires numériques peuvent être entrelacés dans un seul canal. Ce processus d'entrelacement permet l'émission, la transmission, le stockage ou le traitement de signaux auxiliaires avec les signaux vidéo et les signaux audio associés. En outre, des techniques de compression fondées sur la réduction de la redondance peuvent s'appliquer aux services vidéo et audio numérisés, ce qui offre la possibilité d'assurer un service de TVHD ou plusieurs services ordinaires dans un canal de radiodiffusion existant.

L'arrivée des magnétoscopes numériques, des commutateurs, des appareils d'animation graphique et des machines à effets spéciaux à signal composite et à composants des deuxième et troisième générations ainsi que la conclusion d'une entente sur une interface de signaux numériques série pour 1990 ont accéléré le passage à des installations de production entièrement numériques. La production numérique et l'utilisation de magnétoscopes numériques ont modifié les pratiques des radiodiffuseurs en matière de montage multigénération, le faisant passer de cinq générations de montage postproduction avec des techniques analogiques à des dizaines de générations avec des techniques numériques. L'application des techniques numériques a ramené la durée de mise au point des caméras de quelques heures à la quasi-instantanéité. Les systèmes de bibliothèque numérique ont rendu le repérage de supports enregistrés transparent pour l'utilisateur. La commande informatisée de tout le processus a pénétré en profondeur le système de production et de distribution de programmes, le dotant d'une commande de précision et de la répétabilité des fonctions. [1]

Les seuls domaines de la radiodiffusion dans lesquels l'analogique conservait encore l'exclusivité étaient ceux des transmissions interinstallations et de la transmission finale au consommateur. Ces dernières barrières ont été franchies au début des années 90 grâce à la technologie de la compression numérique, qui repose généralement sur l'application de codeurs à transformée discrète en cosinus (DCT) ainsi que sur la modulation d'amplitude en quadrature (MAQ) et les techniques connexes de modulation à plusieurs niveaux. [2]

En 1990, les efforts déployés en Amérique du Nord afin de trouver un moyen de transmettre une image de TVHD dans le canal de télévision existant à ondes décimétriques, d'une largeur de bande de 6 MHz, portaient essentiellement sur des techniques numériques de compression et de modulation de données satisfaisant aux exigences des systèmes. Des démonstrations pratiques de faisabilité ont eu lieu, suivies de démonstrations semblables en Europe et dans la région Asie-Pacifique.

Au milieu de 1991, des rapports de travaux effectués aux Etats-Unis, dans les pays nordiques, au Royaume-Uni, en France, en Italie, au Japon et dans d'autres parties du monde ont révélé que des techniques de réduction du débit binaire de l'ordre de 60:1 pouvaient s'appliquer avec succès aux images des sources de TVHD et aux images des sources de la télévision classique. Cela impliquait que des images de TVHD pouvaient être transmises dans un canal à bande relativement étroite, à un débit de 15 à 25 Mbit/s, et qu'il était possible d'offrir des services de télévision classique à des débits de 1,5 Mbit/s à 12 Mbit/s, selon les objectifs de qualité de service. A l'aide de techniques de modulation normales qui ont fait leurs preuves, on pourrait transmettre un seul programme de TVHD ou effectuer une transmission multiprogramme classique dans les canaux existants larges de 6, 7 ou 8 MHz, dans les bandes de télévision à ondes métriques et décimétriques.

Dans la période entre 1991 et 1995, on a entrepris à l'échelle mondiale d'élaborer des normes connexes contenant des éléments systémiques communs pour la radiodiffusion numérique par satellite, par câble et de Terre. Les Recommandations de l'UIT-R élaborées par l'ancien Groupe d'action 11/3 portaient sur les éléments communs du réseau de radiodiffusion télévisuelle numérique de Terre. Les spécifications des services de radiodiffusion numérique par satellite et par câble ont alors atteint le stade ultime d'approbation dans plusieurs régions du monde; on les retrouve dans les Recommandations de l'UIT ainsi que dans des normes régionales. On a également établi des services de radiodiffusion conformes à ces normes dans plusieurs parties du monde. Les spécifications relatives à la radiodiffusion télévisuelle numérique de Terre comportant des éléments systémiques communs aux services par satellite et par câble avaient aussi progressé considérablement et devaient être achevées en 1996.

En 1996, les plans de mise en œuvre de services de radiodiffusion télévisuelle numérique de Terre avaient progressé de façon notable dans un certain nombre de pays.

Ces progrès en matière de technologie des télécommunications ont fait des services de transmission télévisuelle numérique une réalité pratique. L'opinion générale est que l'application de la technologie numérique à la télévision procure une qualité d'image et une qualité sonore supérieures à celles des transmissions ordinaires de la télévision analogique de Terre, tout en augmentant l'efficacité d'utilisation du spectre par la diffusion de plusieurs programmes dans les canaux actuellement réservés à un seul programme.

Pour que les services de télévision numérique rencontrent le succès, il doit exister un consensus quant aux normes dans les domaines suivants: codage des sources et des canaux, méthodes de modulation, identification des contenus, protection contre les erreurs et correction des erreurs. En outre, il importe d'envisager l'harmonisation avec d'autres supports.

Références bibliographiques

- [1] BARON, S. An Overview of the DTTB Model. ITU/SMPTE Tutorial on Digital Terrestrial Television Broadcasting. SMPTE 1994, ISBN 0-940690-24-1, p. 1-5.
- [2] Recommandation UIT-R BT.798 – Radiodiffusion télévisuelle numérique de Terre dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques.

CHAPITRE 2

VUE D'ENSEMBLE DU MODÈLE DTTB

2.1 Le problème à résoudre

L'application de la technologie numérique à la radiodiffusion offre trois principaux avantages:

- qualité constante du service avec meilleure résistance au bruit et absence quasi totale d'erreurs, propagation parfaite de l'image et du son à l'intérieur de la plage de fonctionnement.
- coûts d'exploitation réduits grâce à la technologie de compression et amélioration de la fiabilité du système; et
- accroissement de la diversité des programmes, soit l'aptitude à assurer des services multiples dans un seul canal existant de radiodiffusion.

L'application de la technologie numérique à la télévision fait appel à un certain nombre de disciplines et de processus techniques distincts:

- développement de mécanismes de compression de l'image, du son et des données, mécanismes compatibles avec les exigences d'un système d'émission numérique et donnant des niveaux appropriés de performances des systèmes;
- détermination des caractéristiques de multiplexage, de modulation et de codage des canaux qui satisfassent aux exigences des systèmes pour l'image, le son et les données;
- compréhension des aspects de l'utilisation du spectre et de la planification pour les services numériques, y compris la couverture obtenue dans différentes conditions de réception et dans différents environnements; et
- aptitude à fournir un système d'émission numérique dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques de Terre afin de permettre des transmissions simultanées éventuelles avec les services existants de télévision analogique.

La numérisation des images de télévision classiques à 525 lignes ou 625 lignes produit un flux de données vidéo de l'ordre de 270 Mbit/s [1] [2] [3]. La numérisation des images de TVHD engendre un flux de données vidéo de l'ordre de 1200 Mbit/s [4]. La technologie disponible en 1992 semblait permettre d'acheminer des flux de données numériques dans des canaux de télévision de Terre ou d'utiliser efficacement l'espace affecté aux données dans un répéteur de satellite, à raison d'environ 3,5 à 4,0 bits/Hz de largeur de bande des canaux. On pouvait donc s'attendre à ce qu'un canal de 6, 7 ou 8 MHz puisse servir à la transmission d'un flux de données d'environ 20 Mbit/s. Cela signifiait que les données représentant les images de la source d'origine devaient subir une compression dans un rapport pouvant aller jusqu'à 60:1 pour répondre aux besoins des services de TVHD. Le flux de données devait aussi permettre la prestation de services associés: transmission de données audio et auxiliaires, par exemple de sous-titrage et d'identification des programmes.

2.2 Le modèle DTTB de l'UIT

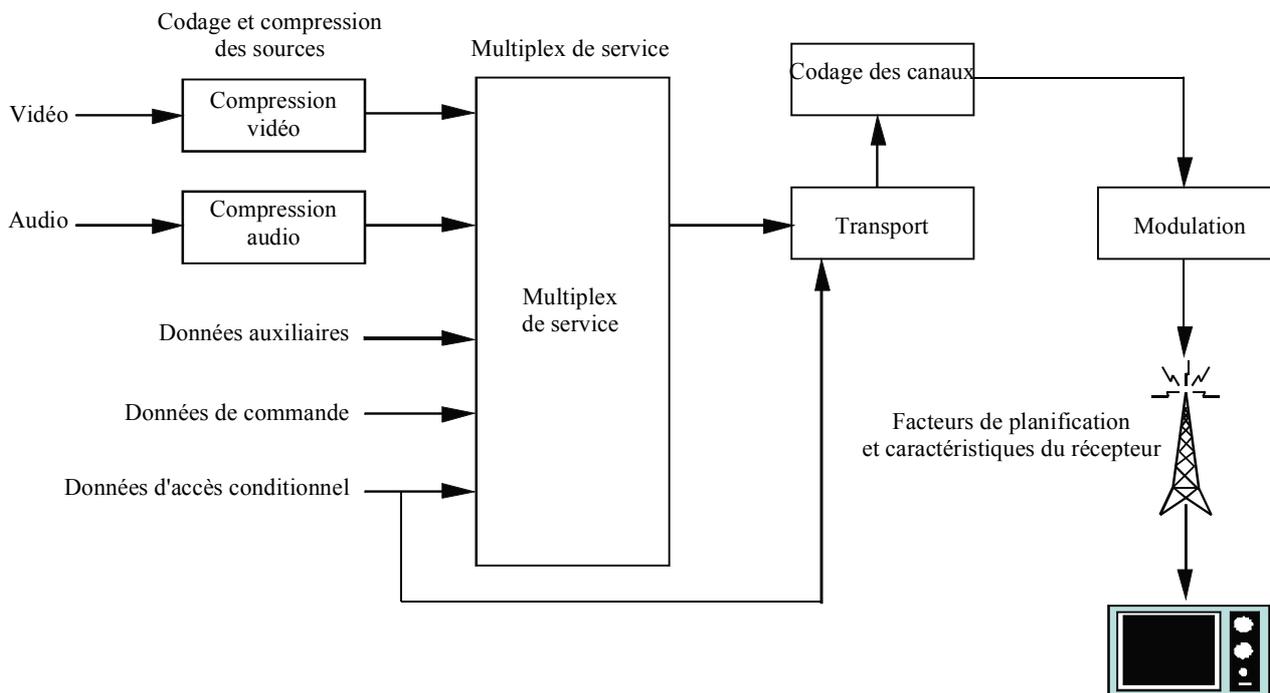


FIGURE 2.1

Modèle du système DTTB

DTTB-02.1

Au sein de l'Union internationale des télécommunications, Secteur des radiocommunications (UIT-R), l'ancien Groupe d'action 11/3 a été constitué et chargé, en janvier 1992, de répondre à la question urgente concernant la radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre [5]. Ce groupe a établi un modèle de système de radiodiffusion télévisuelle numérique et a utilisé ce modèle comme base de ses études. Le modèle se divisait en quatre sous-systèmes (voir Fig. 2.1):

- codage et compression des sources;
- multiplex de service et transport;
- couche physique (technique de modulation); et
- facteurs de planification (y compris les facteurs de planification de la transmission et des récepteurs) et stratégies de mise en œuvre.

Le «codage des sources» désigne les méthodes de réduction du débit binaire, également appelées techniques de compression des données et de protection contre les erreurs, qui peuvent s'appliquer aux flux de données numériques vidéo, audio et auxiliaires. L'expression «données auxiliaires» englobe les données de commande, y compris la commande d'accès conditionnel, et les données associées aux services audio et vidéo des programmes, par exemple le sous-titrage codé. Les «données auxiliaires» peuvent également renvoyer à des services indépendants de programmes et de données.

L'expression «multiplex de service et transport» désigne les moyens de division du flux de données numériques en «paquets» d'information, les moyens d'identification univoque de chaque paquet ou type de paquet et les moyens appropriés de multiplexage des paquets du flux de données vidéo, des paquets du flux de données audio et des paquets du flux de données auxiliaires en un seul flux de données. L'interfonctionnement ou l'harmonisation entre supports numériques, comme la radiodiffusion de Terre, la distribution par câble, la distribution par satellite, les supports d'enregistrement et les interfaces d'ordinateur, est une condition primordiale dans l'établissement de mécanismes de transport appropriés.

La «couche physique» représente les moyens permettant d'utiliser l'information du flux de données numériques pour moduler le signal transmis. L'étude des techniques de modulation traite des techniques de codage des canaux et de protection contre les erreurs, avec une seule porteuse ou avec plusieurs porteuses.

Les «facteurs de planification et stratégies de mise en œuvre» englobent les stratégies propres à l'établissement et à l'implantation d'un service de radiodiffusion télévisuelle numérique de Terre, compte tenu des services de radiodiffusion existants. Les plans relatifs à de telles stratégies doivent prendre en compte les caractéristiques de brouillage des transmissions sans fil et les limitations pratiques imposées au récepteur.

Références bibliographiques

- [1] Recommandation UIT-R BT.601 – Paramètres de codage en studio de la télévision numérique pour des formats standards d'image 4:3 (normalisé) et 16:9 (écran panoramique).
- [2] Recommandation UIT-R BT.656 – Interfaces pour les signaux vidéo numériques en composantes dans les systèmes de télévision à 525 lignes et à 625 lignes fonctionnant au niveau 4:2:2 de la Recommandation UIT-R BT.601 (Partie A).
- [3] Recommandation UIT-R BT.1200 – Norme cible relative aux systèmes vidéo numériques utilisés en studio et pour l'échange international de programmes.
- [4] Recommandation UIT-R BT.709 – Valeurs des paramètres des normes de TVHD pour la production et l'échange international de programmes.
- [5] Question UIT-R 121/11 – Radiodiffusion télévisuelle numérique de Terre.

CHAPITRE 3

CODAGE DES SOURCES VIDÉO ET AUDIO

3.1 Définitions

3.1.1 Codage des sources et des canaux

La théorie classique des communications (fondée sur les travaux de Shannon) montre que, dans certaines conditions, il est possible de séparer les opérations de compression des données et de production de signaux à transmettre pour qu'elles puissent se traiter et s'optimiser indépendamment. Les notions distinctes de codage des sources et de codage des canaux découlent de cette séparation.

3.1.2 Codage des sources

Le codage des sources vise seulement les caractéristiques de la source. C'est dire que les caractéristiques du canal de communication n'ont aucune influence sur ce codage. Le codage des sources exploite la redondance intrinsèque des signaux sources pour réduire la quantité de données à transmettre. Cet étage de compression des données peut n'introduire aucune perte ou, dans le cas des signaux vidéo et audio, il pourrait occasionner une certaine dégradation des signaux. Toute opération qui prend en compte les caractéristiques des signaux sources et qui les met à profit pour réduire les données fait partie du codage des sources.

3.1.3 Balayage progressif

Le balayage progressif dans une séquence d'images en trame simplifiée, dans une certaine mesure, le filtrage et l'interpolation utilisés pour convertir des formats ayant des nombres de lignes de balayage différents, des nombres d'échantillons par ligne différents et ayant des échantillonnages temporels (fréquence d'images) différents. Pouvant traiter des images complètes, l'algorithme MPEG-2 est à même d'utiliser des sources à balayage progressif et offre un mode cinématographique de 24 images/s.

3.1.4 Pixels carrés

En infographie, il est souhaitable que les échantillons horizontaux d'une ligne et les échantillons à déplacement vertical présentent des espacements géométriques égaux pour simplifier le rendu d'objets pouvant être transformés après leur création. Les éléments d'image (pixels) à espacements géométriques horizontal et vertical égaux sont appelés pixels carrés.

3.2 Avantages

La télévision numérique présente bon nombre d'avantages du point de vue de la qualité et de la souplesse d'exploitation, mais elle occupe sous sa forme brute une bande beaucoup plus large que les signaux analogiques utilisés aujourd'hui. Un service DTTB doit pouvoir offrir des images en composantes de formats 4:3 et 16:9, et il doit au moins permettre une résolution de source de 720(h) × 480(v) échantillons par image (Recommandation UIT-R BT.601), conformément à la Recommandation UIT-R BT.1208.

En l'absence d'erreurs de transmission, la qualité de l'image serait celle qu'offre le codage à réduction de données redondantes et faible débit binaire. Cette qualité n'est pas constante et dépend dans une large mesure du contenu particulier de l'image codée. A la fin de 1995, des travaux se poursuivaient donc sur des méthodes d'évaluation du caractère critique des séquences d'images, dans le but d'élaborer des techniques de détermination de la qualité du service pour des images codées à faible débit binaire.

3.3 Codage vidéo à faible débit binaire et qualité de service

Les signaux de studio classiques et de TVHD sont comprimés avec codage d'image afin d'abaisser le débit de transmission des données, et ils sont transmis avec modulation numérique dans un canal standard à ondes métriques/décimétriques, dans une largeur de bande de 6, 7 ou 8 MHz.

Outre l'information d'image, une certaine capacité doit également être prévue pour des services audio et de transmission de données, comme le télétexte et le codage de correction d'erreurs directe (CED) sans voie de retour. Voici un exemple de débits binaires pour divers services:

Vidéo	24 Mbit/s	(codage DCT hybride à compensation cinétique)
Audio	environ 400 kbit/s	(5 canaux audio monophoniques)
Données	64 kbit/s	(contenu non défini)
CED	2 Mbit/s	(Reed-Solomon, par exemple RS (224,208) ou RS (227,207)).

3.4 Exemples de normes de balayage vidéo

a) *Formats spatiaux* (échantillons/ligne × lignes/image)

1920 × 1152, 1920 × 1080, 1920 × 1035, 1440 × 1152, 1280 × 720, 960 × 576, 720 × 576, 720 × 480, 704 × 480, 640 × 480, 352 × 240

b) *Formats temporels* (images/s)

23,98, 24, 25, 29,97, 30, 50, 59,94, 60

Images à balayage entrelacé ou progressif

3.5 Compression et codage vidéo [1] [2] [3]

3.5.1 Introduction

Le système de radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre (DTTB) est conçu pour transmettre des signaux vidéo et audio de grande qualité dans un seul canal de Terre de 6, 7 ou 8 MHz. Les techniques modernes de transmission numérique peuvent fournir au maximum de 17 Mbit/s à 20 Mbit/s pour coder les données vidéo à l'intérieur d'un seul canal de Terre de 6, 7 ou 8 MHz. Cela signifie que le codage d'une source vidéo de TVHD, dont la résolution est généralement cinq fois plus grande que celle de la télévision classique (NTSC, PAL ou SECAM) exige une réduction de débit binaire dans le rapport de 50 ou plus. On s'est accordé, à l'échelon mondial, sur l'utilisation du codage vidéo MPEG-2 dans le but d'atteindre cette réduction de débit binaire. Pour satisfaire aux exigences des nombreux services et applications envisagés, le système DTTB doit pouvoir traiter les images à balayage progressif et entrelacé dans une vaste gamme de résolutions spatiales et temporelles. La compression vidéo peut représenter le défi le plus important pour le système DTTB.

3.5.2 Présentation du Groupe MPEG

Le Groupe d'experts en images animées (MPEG, Moving Picture Experts Group) est un groupe international constitué sous les auspices de l'ISO et de la CEI. Il est officiellement connu sous l'appellation JTC 1/SC 29/WG 11 ISO/CEI.

Le mandat original du Groupe MPEG consistait à définir une méthode de codage générique des images animées et du son associé pour un support de stockage numérique dont le débit peut atteindre environ 10 Mbit/s. On prévoit que la méthode de codage à définir aura des applications dans bon nombre d'autres domaines, comme la distribution et la communication.

L'élaboration des normes s'est divisée en deux phases: MPEG-1 et MPEG-2.

On a, par la suite, élargi la portée de la phase MPEG-2 pour englober la TVHD (on parle alors abusivement de MPEG-3). La phase MPEG-1 a commencé en 1988 et a porté sur la compression vidéo aux débits binaires d'environ 1,5 Mbit/s, ce qui convenait aux dispositifs de stockage de masse, comme les CD-ROM, et à la transmission dans des canaux numériques PDH de 1,554 et 2,048 Mbit/s. Le MPEG a déposé la norme du comité sous le numéro de document ISO/CEI 11172.

L'élaboration de la norme MPEG-2 a débuté en juillet 1990. L'objectif visé consistait à définir une norme sur la représentation codée de l'information audiovisuelle donnant une qualité radiodiffusion avec des débits binaires atteignant 15 Mbit/s, conformément à la norme sur la télévision numérique de la Recommandation UIT-R BT.601. En novembre 1991, le MPEG mettait en œuvre un programme d'essais subjectifs formels portant sur un total de 32 algorithmes de codage vidéo présentés par des pays d'Europe, d'Amérique du Nord et d'Extrême-Orient. Cette évaluation a débouché sur l'élaboration d'un algorithme de modèle d'essai, qui se fonde sur une approche DCT hybride (voir la section sur les techniques de compression numériques) et procure la souplesse nécessaire à des améliorations ultérieures.

Au cours de ses réunions de Sydney (mars 1993) et de New York (juillet, 1993), le MPEG a, pour l'essentiel, finalisé les spécifications des «profils» et des «niveaux». Le Tableau 3.1 présente une définition succincte des cinq profils et indique les résolutions en pixels qui caractérisent les quatre niveaux. Il précise aussi les débits binaires maximaux s'appliquant aux combinaisons valides de profils/niveaux. Du point de vue des radiodiffuseurs, la norme permettra d'utiliser:

- des images à balayage entrelacé et à balayage progressif;
- des schémas d'échantillonnage d'images de 4:2:0 et 4:2:2;
- une gamme de résolutions d'images (théoriquement jusqu'à 16 000 pixels × 16 000 lignes) et tous les débits de trames/bitrames couramment utilisés dans les applications de radiodiffusion;
- «l'échelonnabilité» du codage. En bref, cette caractéristique permet à un décodeur à définition normalisée (TVDN) ou à définition limitée (TVDL) d'extraire l'information dont il a besoin d'un flux binaire de TVHD de niveau supérieur. Une seule transmission peut ainsi desservir les décodeurs de toutes les différentes définitions.

Il est à prévoir que la spécification de l'ensemble profil principal/niveau principal satisfera à la plupart des exigences en matière de vidéo. A noter que cette spécification ne permet pas l'échantillonnage 4:2:2.

A la réunion de New York, il a été décidé d'entreprendre l'élaboration d'une norme MPEG-4 visant le codage vidéo et audio à très faible débit binaire, dans le but de produire un projet de spécifications pour 1997.

Le MPEG travaille en étroite collaboration avec d'autres organismes de normalisation, particulièrement l'UIT-T, l'UIT-R et la SMPTE. L'ancien Groupe d'action 11/3 des radio-communications chargé de la radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre s'intéresse de très près aux normes MPEG.

Il importe tout particulièrement de souligner que les normes MPEG ne sont pas des normes précises de mise en service de matériel, mais plutôt des descriptions génériques de la façon dont l'ensemble comprimé des signaux vidéo, audio et de données sera multiplexé en un flux de paquets numériques pour la transmission. Cette normalisation du codage permettra à son tour de normaliser le fonctionnement du décodeur. En ce sens, la norme «présuppose» le recours à certaines fonctions du matériel codeur. Il est donc fort possible que des codeurs MPEG mis en service par des fabricants différents produisent des affichages donnant des qualités d'image différentes.

3.5.3 Techniques de compression numériques

Tous les systèmes de télévision actuels contiennent de l'information redondante, c'est-à-dire de l'information qui n'est pas nécessaire pour transférer fidèlement une image entre deux points d'un réseau. On peut introduire un degré modéré de compression en supprimant simplement cette information avant la transmission. Comme cela ne nuit en rien à la qualité de l'image, on parle de technique de compression «sans perte». Par exemple, la plus grande partie de l'information de synchronisation peut être éliminée dans un signal vidéo PAL/NTSC.

Pour atteindre des rapports de compression supérieurs, il est toutefois nécessaire de recourir à des techniques qui influent sur la qualité de l'image, même si c'est dans une très faible mesure. C'est ce qu'on appelle des méthodes «avec perte». La présente section décrit les méthodes particulières avec perte qui sont utilisées dans les systèmes MPEG et dans les systèmes à type de compression semblable. Les descriptions portent sur des images à balayage progressif, mais il est à noter que MPEG-2 permet le codage d'images à balayage progressif aussi bien qu'entrelacé.

TABLEAU 3.1
Profils et niveaux MPEG-2

Niveaux	Profils				
	Simple Principal sans bitrames B 4:2:0	Principal Bitrames B 4:2:0	Echelonnage SNR 4:2:0	Echelonnage spatial 4:2:0	Professionnel 4:2:2
Supérieur 1920 x 1152	x	80 Mbit/s	x	x	100 Mbit/s
Supérieur - 1440 1440 x 1152	x	60 Mbit/s	x	60 Mbit/s	80 Mbit/s
Principal 720 x 576	15 Mbit/s	15 Mbit/s 90% d'utilisateurs	15 Mbit/s	x	20 Mbit/s
Inférieur 352 x 288	x	4 Mbit/s	4 Mbit/s	x	x

x: combinaison non valide

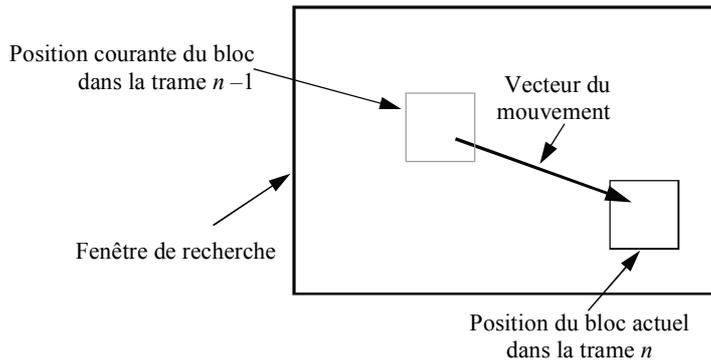
3.5.4 Codage prédictif entre images et compensation cinétique

Une méthode puissante de réduction du débit binaire d'information consiste à effectuer une prédiction pour un élément d'image (pixel) particulier à partir de l'image (bitrame) précédente. La différence entre la valeur réelle d'un pixel d'image et sa valeur prédite est ensuite transmise.

Dans la plupart des images, la valeur de la différence (erreur) sera faible du fait qu'il existe un nombre élevé d'éléments communs (redondance temporelle) entre des images successives. Comme on le verra plus loin, la transmission d'une gamme réduite de valeurs pendant la plus grande partie du temps permet de réduire considérablement le débit binaire. Dans le décodeur, le même processus ou algorithme prédictif recrée la valeur de prédiction, et la valeur de la différence transmise lui est ajoutée pour donner l'amplitude initiale du pixel.

Afin d'améliorer le processus de prédiction, un macrobloc de 16×16 pixels contenu dans l'image actuelle est comparé avec l'ensemble des 16×16 blocs présents dans une zone de recherche définie dans l'image précédente. Le bloc qui offre la meilleure conformité est sélectionné et soustrait du bloc actuel.

Ce processus de mise en correspondance minimise les valeurs de différence transmises et, en particulier, compense le mouvement des objets à l'intérieur de l'image. C'est ce qu'on appelle la compensation cinétique ou compensation du mouvement. La valeur vectorielle qui définit la relation spatiale relative du bloc «le mieux adapté» au bloc actuel (voir la Fig. 3.1) est codée et transmise au décodeur.



DTTB-03.1

FIGURE 3.1

Compensation cinétique

Le schéma de principe de la Fig. 3.2 indique les éléments fonctionnels indispensables pour le codage prédictif.

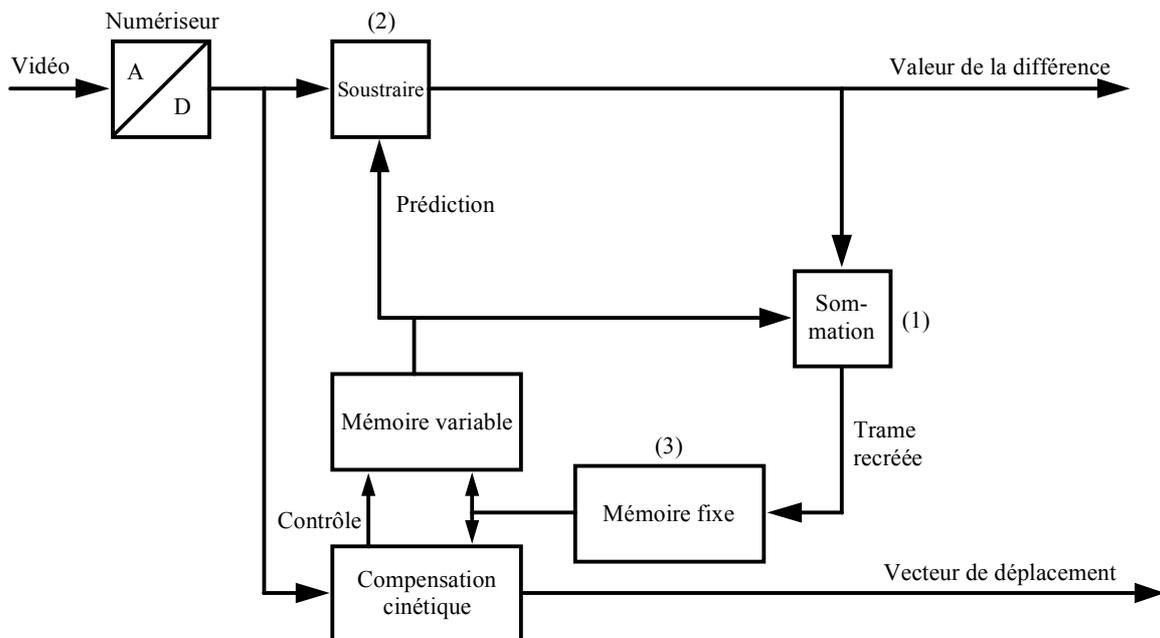


FIGURE 3.2

Codage prédictif entre images

DTTB-03.2

La mémoire fixe permet de conserver l'image précédente; la mémoire variable sert à mettre les blocs en correspondance. L'unité de sommation (1) reproduit l'action inverse du décodeur, c'est-à-dire l'action inverse de l'unité de soustraction (2). Comme elle est incluse dans la boucle de réaction du codeur, le codeur peut suivre et corriger les différences qui surviennent dans l'image entre les opérations de codage et de décodage.

Cette description suppose que la prédiction est établie à partir de l'image qui précède immédiatement. Les normes MPEG-1 et MPEG-2 permettent cependant de fonder la prédiction sur une image séparée par plusieurs images de l'image actuelle (voir le § 3.5.11).

3.5.5 Codage dans l'image

Afin de lancer le processus de codage, la mémoire fixe (3) est initialement remplie de valeurs «nulles». L'image actuelle est ensuite codée directement, sans référence à une image prédite, ce qui établit une référence pour le décodeur. La pratique courante consiste à transmettre de temps en temps une telle image de référence intracodée au décodeur afin de prévenir l'accumulation possible des erreurs de prédiction ou de transmission.

3.5.6 Codage par transformée discrète en cosinus (DCT)

Le codage par transformation des signaux vidéo dans le codeur MPEG s'effectue selon la méthode de la transformée discrète en cosinus (DCT). La méthode DCT convertit un bloc contenant typiquement 8×8 pixels du domaine spatial bidimensionnel au domaine fréquentiel, d'où l'appellation de codage par transformation.

Sur la Fig. 3.3, une échelle des gris a) est représentée par ses valeurs d'amplitude b), puis transformée en coefficients de fréquence c). Les termes de fréquence horizontaux augmentent de gauche à droite, et les termes de fréquence verticaux, du haut au bas. Ainsi, l'angle supérieur gauche représente le terme (moyen) de fréquence zéro ou composante continue, et l'angle inférieur droit, la fréquence supérieure.

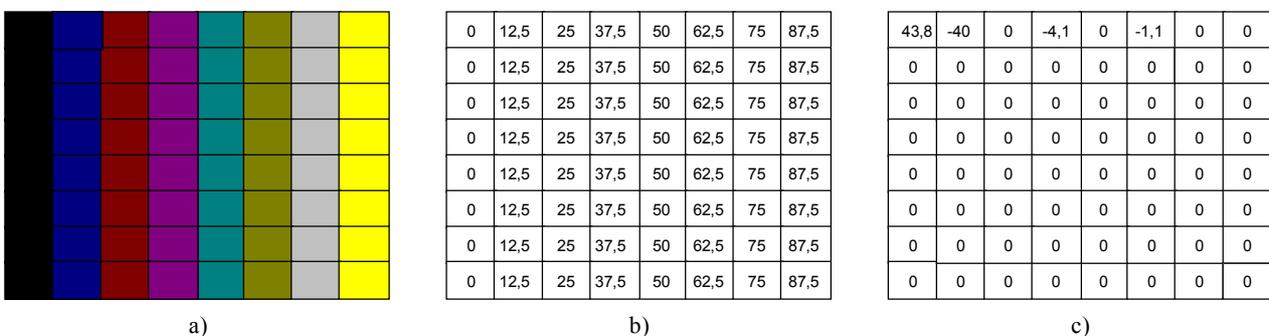


FIGURE 3.3
Codage DCT

On notera que le processus de transformation comme tel n'engendre aucune réduction des bits, car le nombre requis de bits par coefficient est identique pour le bloc transformé et pour le bloc d'origine. Le processus repose sur le principe que les coefficients de fréquence transformés se prêtent mieux aux techniques de réduction subséquente du débit binaire. En particulier, le fait que les blocs d'images transformés tendent à contenir des coefficients de valeur zéro ou voisine de zéro (on retrouve 60 «0» dans l'échelle des gris donnée en exemple) peut être mis à profit.

En pratique dans le codeur vidéo MPEG, la DCT est appliquée à l'image une fois qu'elle a été soumise au codage prédictif entre images. Ainsi, les valeurs d'amplitude avant la transformation sont généralement faibles, ce qui accentue encore la tendance à ce que le bloc transformé contienne de faibles coefficients. On peut encore généraliser en observant que le processus de mise en correspondance des blocs (compensation cinétique) est plus rigoureux pour le contenu d'images basse fréquence que pour les détails haute fréquence. On peut donc s'attendre à ce que les coefficients DCT haute fréquence aient une amplitude supérieure, car ils représentent la différence due à une correspondance inexacte. La même observation ne s'applique pas lorsque l'entrée DCT est une image à intracodage, étant donné l'absence de compensation cinétique. Le codage s'applique à des blocs de 8×8 pixels.

3.5.7 Quantification des coefficients

Dans tout processus de modulation par impulsions et codage (MIC), le signal d'entrée est échantillonné de façon répétitive et les valeurs échantillonnées sont des valeurs de code assignées correspondant à leur amplitude. Afin de réduire le plus possible toute distorsion, l'échelon de quantification, c'est-à-dire la variation d'amplitude du signal d'entrée nécessaire pour passer d'une valeur de code à la suivante, doit être faible. Par exemple, le codage à 16 bits (65536 échelons) s'utilise couramment pour les transmissions audio de grande qualité. On peut réduire le nombre d'échelons si une distorsion supérieure est tolérable.

Dans le domaine de la vidéo, il est bien connu que l'oeil est moins sensible aux détails haute fréquence. Les coefficients DCT haute fréquence peuvent donc être codés de façon plus grossière, c'est-à-dire avec moins d'échelons de quantification, que les coefficients basse fréquence, sans qu'il en résulte une réduction perceptible de la qualité d'image. On obtient ce résultat en divisant les coefficients par une valeur « n » supérieure à 1 et en arrondissant le résultat au nombre entier le plus rapproché (du point de vue numérique). Le facteur de pondération n varie selon la position du coefficient dans le bloc, les coefficients haute fréquence correspondant aux valeurs supérieures de n .

Le calcul de la «matrice de quantification» contenant les valeurs de n pour un bloc d'image donné tient également compte des points communs:

- le traitement est-il appliqué à l'information de luminance ou de chrominance? La réponse de l'oeil n'est pas la même dans les deux cas;
- le bloc provient-il d'une image à intercodage ou intracodage (voir le § 3.5.6)? La distribution d'amplitude des coefficients est différente dans l'un et l'autre de ces cas;
- la position du bloc à l'intérieur de l'image et le contenu de l'image, certains blocs exigeant un codage plus précis que d'autres, particulièrement les blocs correspondant à des gradients qui varient très lentement et mettent en évidence les légères imprécisions.

Outre cette quantification liée à la fréquence, il est possible de réduire encore le nombre des échelons de quantification nécessaires pour décrire la plage de valeurs des coefficients DCT en appliquant une loi de quantification non linéaire, c'est-à-dire dépendant de l'amplitude. La Fig. 3.4

montre que les coefficients de valeur élevée sont codés plus grossièrement que ceux dont la valeur est faible. La longueur des mots de code à la sortie du quantificateur est ainsi réduite par rapport à l'entrée. De plus, toutes les valeurs à l'intérieur de la zone neutre sont mises à zéro.

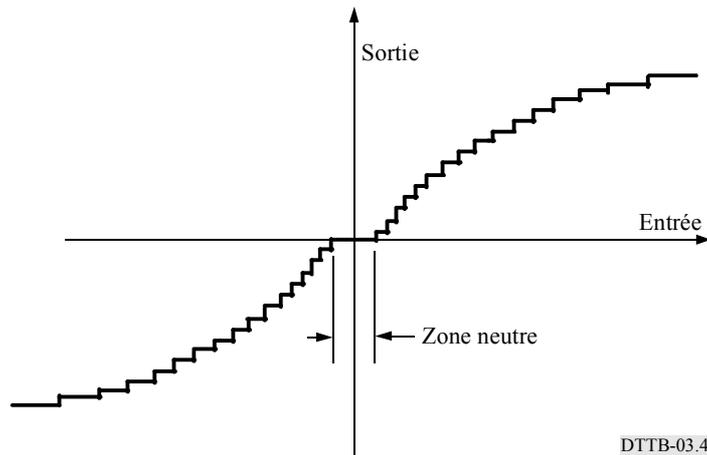


FIGURE 3.4

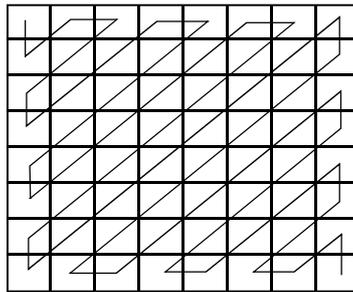
Caractéristique d'un quantificateur non linéaire

Lorsqu'on code des images complexes, il peut être nécessaire de changer les valeurs de la matrice de quantification pour chacun des blocs DCT. Les normes MPEG permettent cette opération. Afin de pouvoir suivre ce que fait le codeur, le décodeur doit évidemment être informé de toute modification apportée à la matrice.

En résumé, la stratégie de quantification mise en œuvre dans un codeur vidéo MPEG typique peut s'avérer très complexe, mais elle constitue l'une des clés pour l'obtention d'une bonne qualité d'image à des débits binaires modérés. Le fait que des fabricants adoptent des stratégies différentes à l'égard de la quantification pourrait se traduire par des niveaux de performance différents.

3.5.8 Codage par plages

On a vu précédemment que les diverses techniques de codage ont pour effet de ramener à la valeur zéro ou à une valeur voisine de zéro la plupart des valeurs codées à transmettre. En pratique, lorsque les coefficients DCT traités sont lus en série dans la mémoire temporaire, on peut s'attendre que le flux binaire de sortie contienne des chaînes de «0». Il est possible d'augmenter cette probabilité en lisant le contenu du registre en «zigzag», comme l'illustre la Fig. 3.5.



DTTB-03.5

FIGURE 3.5

Balayage d'un bloc de 8 × 8 pixels

Ce processus regroupe ensemble les coefficients des fréquences basses et moyennes (qui sont plus susceptibles de contenir des valeurs zéro) en lisant le contenu de la mémoire temporaire par coefficients de fréquence ascendants. La norme MPEG-2 offre une solution de rechange à ce balayage en zigzag.

Plutôt que de transmettre la chaîne de «0» contigus obtenue typiquement à la lecture de la mémoire temporaire, le codeur par plages (RLC, *run length coder*) transmet un mot de code unique à la place de la chaîne. Comme ce mot de code est plus court que la ligne de «0» qu'il représente, le débit binaire de codage se trouve réduit.

3.5.9 Codage à longueur variable

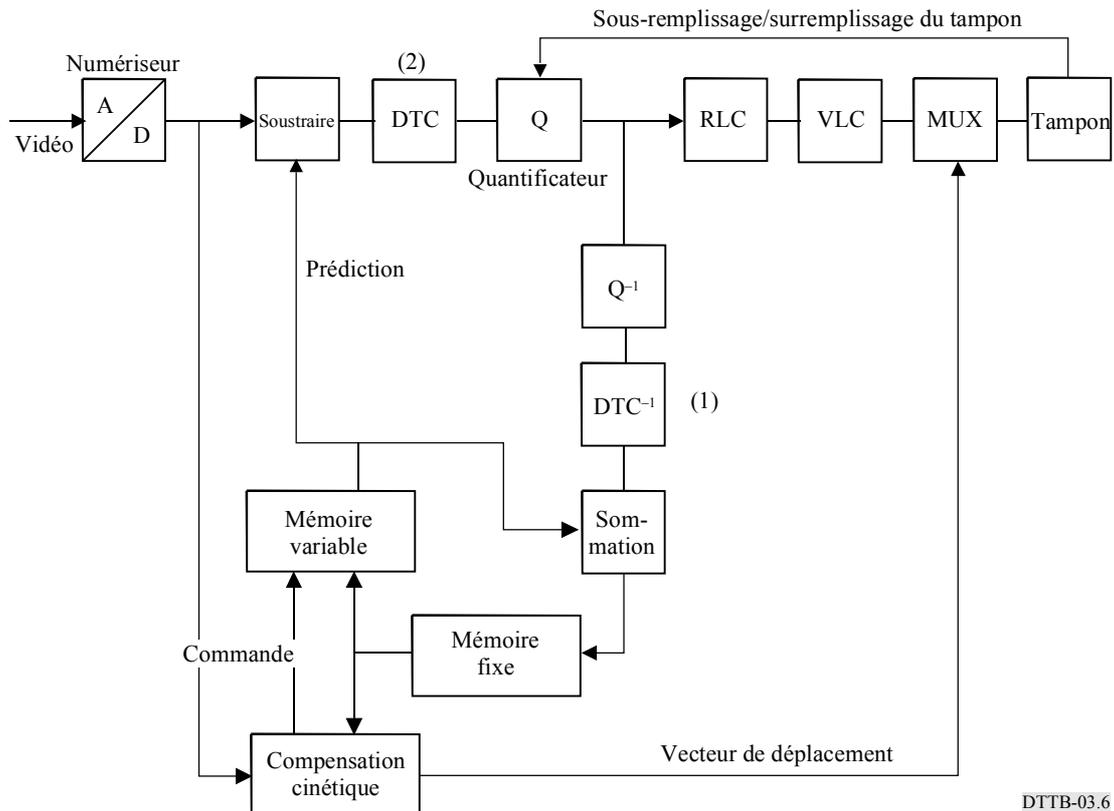
Le codage à longueur variable (VLC, *variable length coder*) tire parti du fait que certaines valeurs codées apparaîtront plus souvent que d'autres une fois que l'image aura été soumise à un codage prédictif, par transformation et par quantification. En particulier, ces processus entraîneront la prédominance de coefficients DCT voisins de zéro (après quantification). On constatera une réduction effective du débit binaire si des mots de code courts sont assignés aux valeurs fréquentes et si les valeurs peu fréquentes sont transmises avec des mots de code longs.

Considérons, à titre d'analogie, la transmission d'un texte en langue anglaise. Les lettres «a, e, i» seraient transmises avec des codes courts, tandis que la lettre «z» le serait avec un mot de code long. Le code Morse en donne un bon exemple.

Le VLC est également appelé codage entropique. A noter que le VLC est en soi une technique de codage sans perte.

3.5.10 Codeur vidéo MPEG

Sur la Fig. 3.6, la boucle de réaction qui simule le décodeur inclut maintenant le quantificateur inverse et les processus DCT. Après les unités RLC et VLC, l'information vectorielle de compensation cinétique est introduite par multiplexage dans le flux binaire. Comme les mots de code sont de longueur variable, il est nécessaire d'employer un tampon pour que le flux binaire soit transmis à un débit uniforme. Afin d'empêcher le tampon de déborder ou de se vider, une boucle de réaction fournit une entrée de commande supplémentaire dans le quantificateur. Lorsque le tampon approche de sa capacité maximale, le quantificateur reçoit l'instruction de coder les valeurs des coefficients de façon plus grossière, c'est-à-dire de réduire le nombre des bits nécessaires pour décrire la plage de valeurs. Inversement, le quantificateur peut ajouter des mots de code fictifs lorsque le tampon est presque vide.



DTTB-03.6

FIGURE 3.6
Codeur vidéo MPEG de base

3.5.11 Bitrames I, B et P

Dans la terminologie MPEG, les images à intracodage (voir le § 3.2) transmises sont appelées bitrames I, et les images à codage prédictif entre images (voir le § 3.1) sont appelées bitrames P. Il a déjà été mentionné qu'une bitrame I est toujours transmise initialement pour fournir un point de référence au décodeur, tandis que les bitrames P sont transmises par la suite. En outre, la norme MPEG prévoit la transmission de bitrames à codage prédictif bidirectionnel, entrelacées entre les bitrames I et P. On les appelle bitrames B. La Fig. 3.7 en présente une illustration.

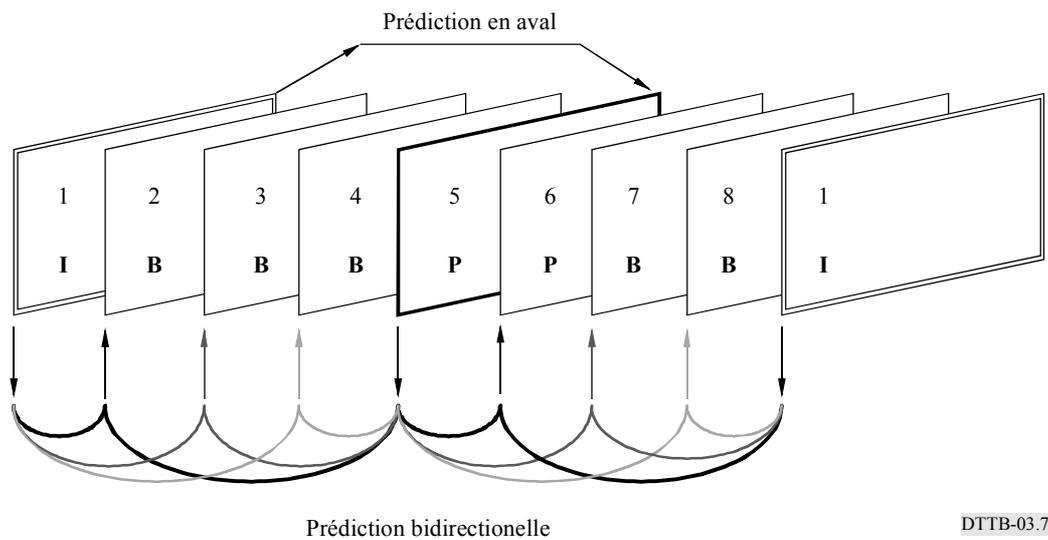


FIGURE 3.7
Bitrames I, B et P

DTTB-03.7

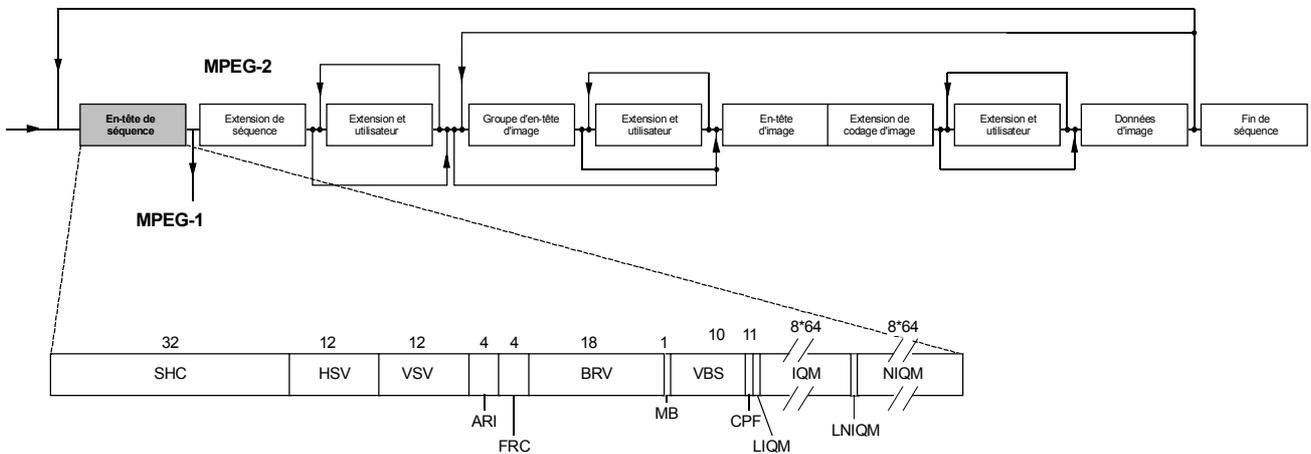
La bitrame à codage prédictif (5) est tirée de l'intratrane (1) transmise initialement, c'est-à-dire que la bitrame (1) devient la «bitrame précédente» et que la bitrame (5) devient la «bitrame actuelle» au sens du § 3.5.4.

Dans cet exemple, trois bitrames B sont transmises entre les bitrames I et P. Les bitrames (2), (3) et (4) sont interpolées à partir de la bitrame précédente (1) et de la bitrame future (5). (La prise en compte du «futur» peut être réalisée par stockage de toutes les bitrames avant le traitement.) La mise en concordance des blocs (compensation cinétique) s'effectue à l'aide de l'information d'image des bitrames (1) et (5). Parmi ses avantages, l'interpolation bidirectionnelle utilise la bitrame future pour fournir de l'information sur la modification d'une scène, qui pourrait ne pas être présente dans la bitrame précédente. Comme les bitrames B peuvent être obtenues du décodeur sans nécessairement être transmises par le codeur, le débit d'information se trouve réduit (compression accrue). L'utilisation des bitrames B présente l'inconvénient d'augmenter la complexité du traitement et la quantité de mémoire nécessaire, en particulier dans le décodeur, qui est un appareil coûteux.

Les bitrames I, B et P sont également appelées images I, B et P.

3.6 Flux binaire vidéo MPEG-2

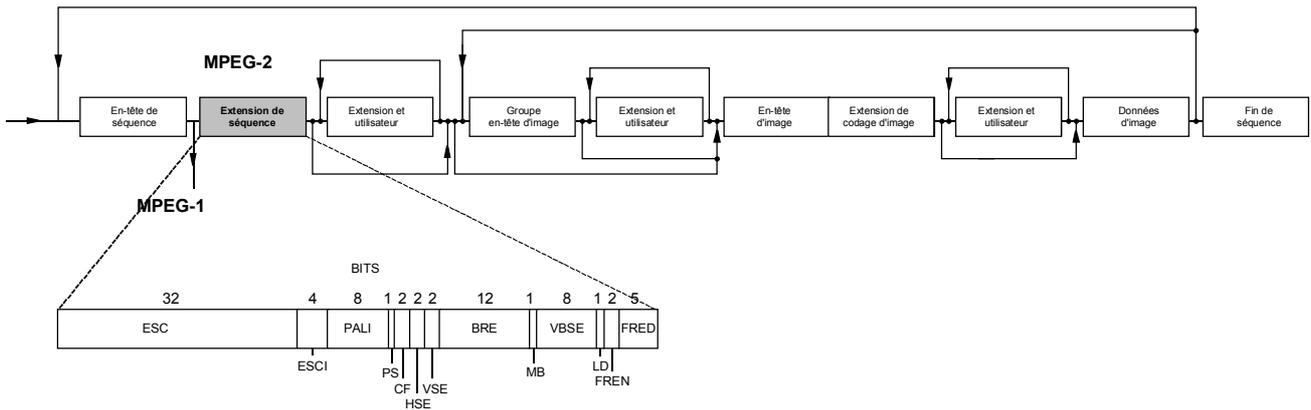
On trouvera dans cette section, et dans les Fig. 3.8 à 3.13, des informations détaillées sur la structure et le contenu du flux binaire vidéo MPEG-2.



- SHC - Code d'en-tête de séquence (sequence_header_code) (32 bits)
- HSV - Valeur de la dimension horizontale (horizontal_size_value) (12 bits)
- VSV - Valeur de la dimension verticale (vertical_size_value) (12 bits)
- ARI - Information de format d'image (aspect_ratio_information) (4 bits)
- FRC - Code de fréquence d'image (frame_rate_code) (4 bits)
- BRV - Valeur du débit binaire (bit_rate_value) (18 bits)
- MB - Bit marqueur (marker_bit) (1 bit)
- VBS - Valeur de capacité du vérificateur de mémoire vidéo (vbv_buffer_size) (10 bits)
- IQM - Matrice de quantificateur intratrame (intra_quantizer_matrix) (8*64) bits
- CPF - Fanion de flux paramétrique contraint (constrained_parameter_flag) (1 bit)
- LNIQM - Matrice de quantificateur non intratrame (load_non_intra_quantizer_matrix) (1 bit)
- LIQM - Arrivée d'une matrice de quantificateur intratrame (load_intra_quantizer_matrix) (1 bit)
- NIQM - Matrice de quantificateur non intratrame (non_intra_quantizer_matrix) (8*64) bits

DTTB-03.8

FIGURE 3.8
En-tête de séquence



- ESC - Code de déclenchement d'extension (extension_start_code) (32 bits)
- ESCI - Identificateur de code de déclenchement d'extension (extension_start_code_identifier) (4bits)
- PALI - Indication du profil et du niveau (profile_and_level_indication) (8 bits)
- PS - Séquence à balayage progressif (progressive_sequence) (1 bit)
- CF - Format de chrominance (chroma_format) (2 bits)
- HSE - Extension de dimension horizontale (horizontal_size_extension) (2 bits)
- VSE - Extension de dimension verticale (vertical_size_extension) (2 bits)
- BRE - Extension de débit binaire (bit_rate_extension) (12 bits)
- MB - Bit marqueur (marker_bit) (1 bit)
- VBSE - Extension de capacité du vérificateur de mémoire vidéo (vbv_buffer_size_extension) (8 bits)
- LD - Faible délai (low_delay) (1 bit)
- FREN - Extension de la fréquence d'image n (frame_rate_extension_n) (2 bits)
- FRED - Extension de la fréquence d'image d (frame_rate_extension_d) (5 bits)

DTTB-03.9

FIGURE 3.9
Extension de séquence

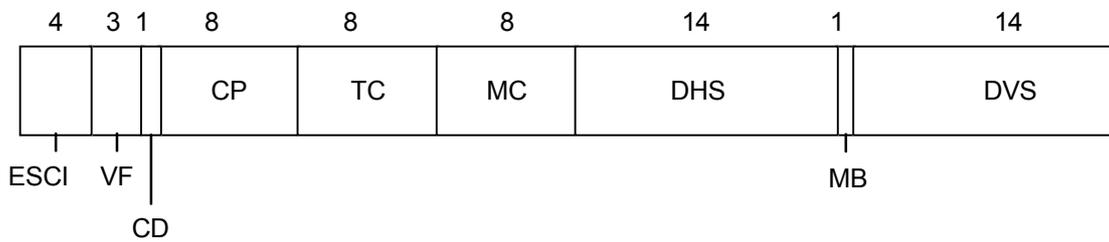
Extensions et données d'utilisateur

Cette description a trait au premier bloc «extensions et données d'utilisateur», rencontré dans le flux binaire.

Données d'extension

- Code de déclenchement d'extension (32 bits)
- Extension affichage séquence
- Extension échelonnable séquence
- Extension matrice de quantification
- Extension copyright
- Extension affichage image
- Extension échelonnable spatiale image
- Extension échelonnable temporelle image

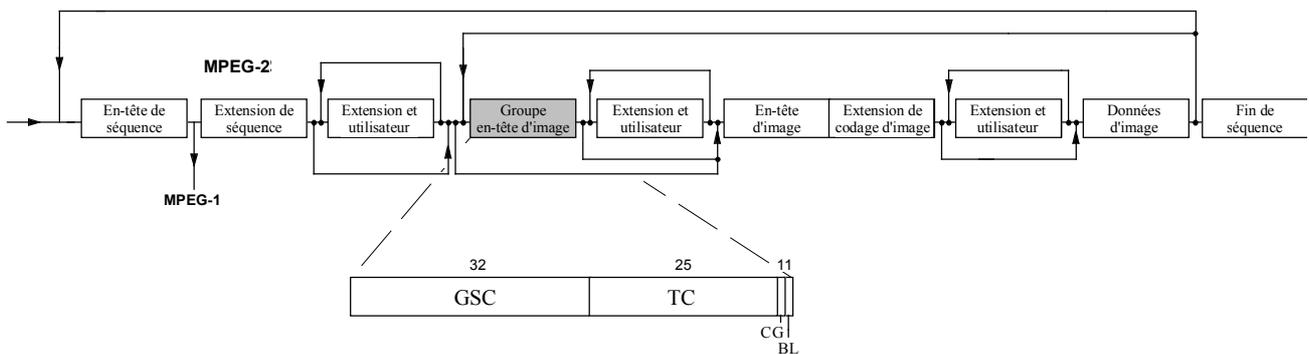
Données d'utilisateur



- ESCI - Identificateur de code de déclenchement d'extension (extension_start_code_identifier) (4 bits)
- VF - Format vidéo (video_format) (3 bits)
- CD - Description des couleurs (colour_description) (1 bit)
- CP - Couleurs primaires (colour_primaries) (8 bits)
- TC - Caractéristiques de transfert (transfer_characteristics) (8 bits)
- MC - Coefficient de matrice (matrix_coefficients) (8 bits)
- DHS - Dimension horizontale d'affichage (display_horizontal_size) (14 bits)
- MB - Bit marqueur (marker_bit) (1 bit)
- DVS - Dimension verticale d'affichage (display_vertical_size) (14 bits)

DTTB-03.10

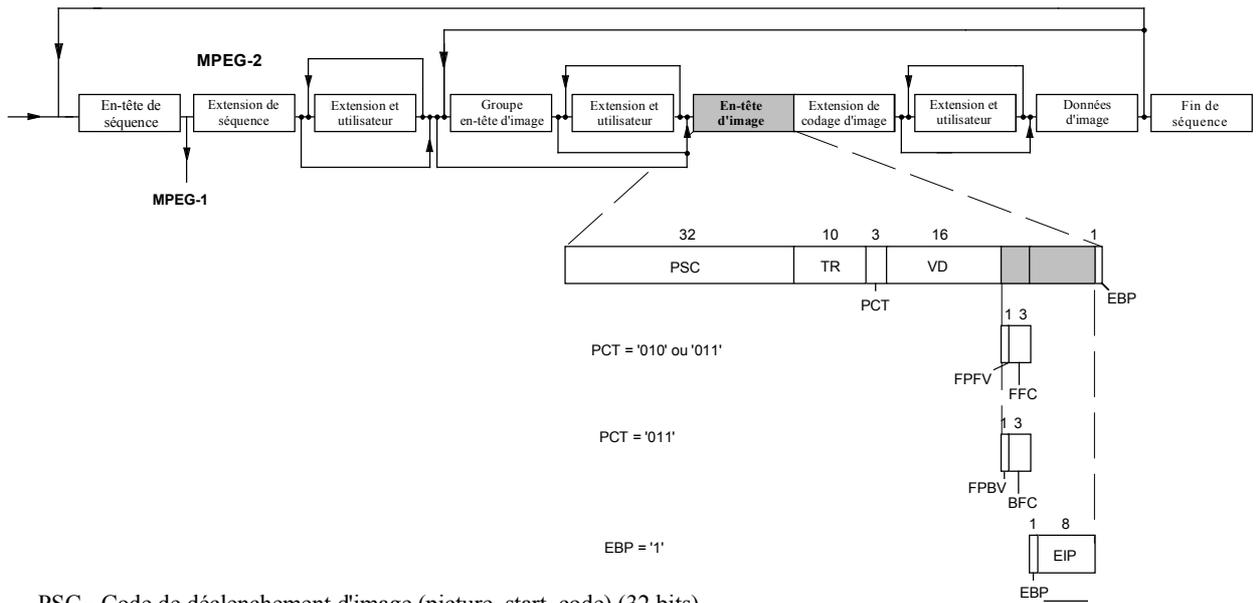
FIGURE 3.10
En-tête de groupe d'images



- GSC - Code de déclenchement de groupe d'images (group_start_code) (32 bits)
- TC - Code temporel (time_code) (25 bits)
- CG - Groupe d'images fermé (closed_gop) (1 bit)
- BL - Rupture de lien (broken_link) (1 bit)

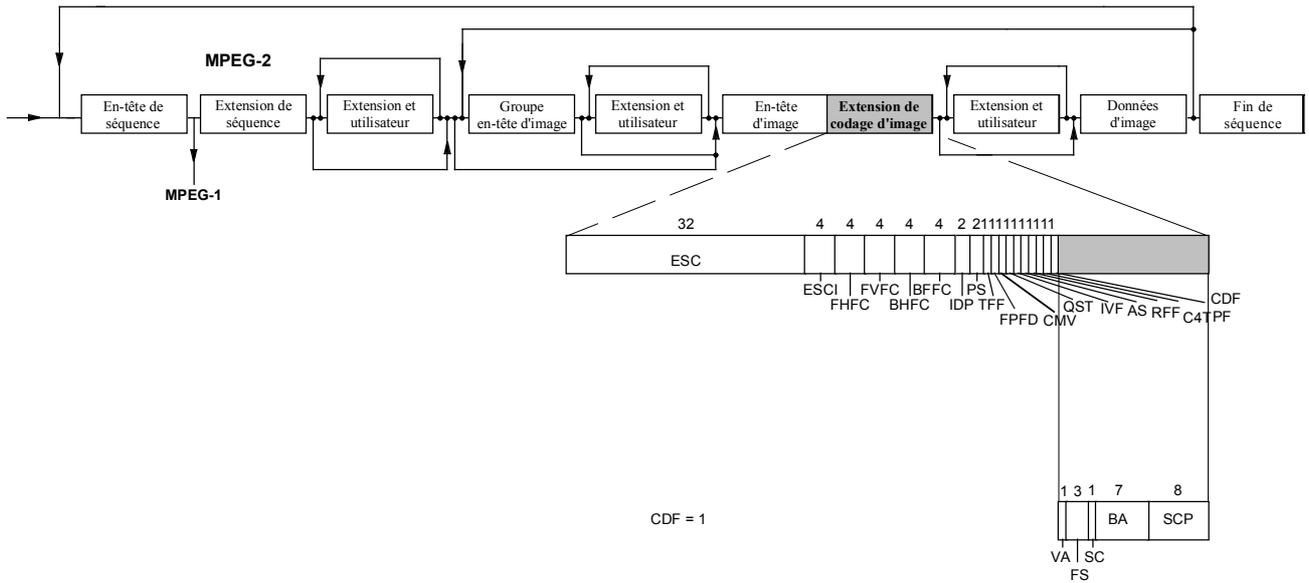
DTTB-03.11

FIGURE 3.11
En-tête de groupe d'images



- PSC - Code de déclenchement d'image (picture_start_code) (32 bits)
- TR - Référence temporelle (temporal_reference) (10 bits)
- PCT - Type de codage d'image (picture_coding_type) (3 bits)
- VD - Délai du vérificateur de mémoire vidéo (vbv_delay) (16 bits)
- FPFV - Vecteur anticipé à codage sur tous les pixels (full_pel_forward_vector) (1 bit)
- FFC - Code f anticipé (forward_f_code) (3 bits)
- FPBV - Vecteur différé à codage sur tous les pixels (full_pel_backward_vector) (1 bit)
- BFC - Code f différé (backward_f_code) (3 bits)
- EPB - Image par bit supplémentaire (extra_bit_picture) (1 bit)
- EIP - Image selon informations supplémentaires (extra_information_picture) (8 bits)

FIGURE 3.12
En-tête d'image

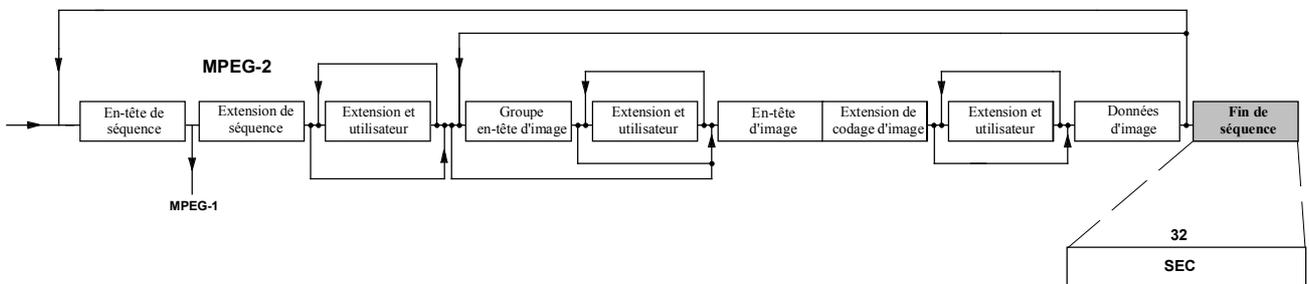


- ESC - Code de déclenchement d'extension (extension_start_code) (32 bits)
- ESCI - Identificateur de code de déclenchement d'extension (extension_start_code_identifier) (4 bits)
- FHFC - Code f horizontal anticipé (forward_horizontal_f_code) (4 bits)
- FVFC - Code f vertical anticipé (forward_vertical_f_code) (4 bits)
- BHFC - Code f horizontal différé (backward_horizontal_f_code) (4 bits)
- BVFC - Code f vertical différé (backward_vertical_f_code) (4 bits)
- IDP - Précision du codage intratrame par coefficients DC (intra_dc_precision) (2 bits)
- PS - Structure d'image (picture_structure) (2 bits)
- TFF - Trame supérieure en premier (top_field_first) (1 bit)
- PPFD - Codage DCT et prédiction sur bitrames (frame_pred_frame_dct) (1 bit)
- CMV - Vecteurs cinétiques de masquage (concealment_motion_vectors) (1 bit)
- QST - Type d'échelle de quantification (Q_scale_type) (1 bit)
- IVF - Format de codage intratrame à longueur variable (intra_vlc_format) (1 bit)
- AS - Variante de balayage des coefficients (alternate_scan) (1 bit)
- RFF - Répétition de la première trame (repeat_first_field) (1 bit)
- C4T - Format de chrominance de type 4:2:0 (chroma_420_type) (1 bit)
- PF - Bitrame à balayage progressif (progressive_frame) (1 bit)
- CDF - Fanion d'affichage composite (composite_display_flag) (1 bit)
- VA - Signal V (v_axis) (1 bit)
- FS - Séquence de trames (field_sequence) (1 bit)
- SCBA - Amplitude de salve de sous-porteuse (sub_carrier_burst_amplitude) (1 + 7 bits)
- SCP - Phase de sous-porteuse (sub_carrier_phase) (8 bits)

DTTB-03.13

FIGURE 3.13

Extension relative au codage d'image



SEC - Code de fin de séquence (sequence_end_code) (32 bits)

DTTB-03.14

FIGURE 3.14

Fin de séquence

3.7 Compression et codage audio

3.7.1 Introduction

Le disque compact a popularisé l'audio numérique. Son format MIC de 16 bits est accepté comme norme de représentation audio, bien que son débit binaire de 706 kbit/s par canal monophonique soit plutôt élevé. Dans le domaine de la production audio, des résolutions atteignant 24 bits MIC sont utilisées. Les spécifications d'interface UER/AES permettent une résolution de 16 à 24 bits et une fréquence d'échantillonnage de 32, 44,1 ou 48 kHz. Il est impératif d'avoir recours à des débits binaires inférieurs lorsque des signaux audio doivent être transmis sur des canaux de capacité limitée ou stockés sur des supports de capacité limitée. Les premières propositions visant la réduction des débits MIC ont suivi celles qui portaient sur le codage des signaux vocaux. Les signaux audio et les signaux vocaux diffèrent toutefois à de nombreux égards, car le codage des signaux audio entraîne des valeurs supérieures de fréquence d'échantillonnage, de résolution en amplitude et de portée dynamique, de plus grandes variations de la densité spectrale de puissance, des différences de perception humaine et des exigences de qualité supérieures chez l'auditeur. Contrairement aux signaux vocaux, il faut aussi traiter la question de la présentation des signaux audio stéréophoniques et multicanaux.

De nouvelles techniques de codage permettant d'obtenir des signaux audio de grande qualité mettent à profit les propriétés de la perception sonore chez l'humain en exploitant les effets de masquage spectral et temporel de l'oreille. Le son reproduit doit être de qualité égale à celle que procure la MIC à 16 bits avec une fréquence d'échantillonnage de 44,1 ou 48 kHz. Le codage peut être considéré comme optimal si, pour un débit binaire minimal et une complexité raisonnable du codec, il n'existe aucune différence perceptible entre le son original et le signal audio décodé qui est reproduit. Des systèmes avec codage de source ont montré qu'il est possible de ramener le débit binaire de 768 kbit/s (16 bits à 48 kHz) à environ 100 kbit/s par canal monophonique, tout en préservant la qualité subjective du signal de studio numérique pour les signaux critiques. Ce gain de codage élevé s'explique par le fait que le bruit de quantification est adapté aux seuils de masquage et que seuls les détails du signal perceptibles par l'auditeur sont transmis.

La Recommandation UIT-R BS.1115 porte sur le codage audio à faible débit binaire sur deux canaux, destiné à des applications de radiodiffusion sonore numérique. Pour les applications d'émission, on recommande d'utiliser la Couche II de la norme ISO/CEI 11172-3 (MPEG-1) à 128 kbit/s dans une configuration monocanal et à 256 kbit/s dans une configuration bicanal. Dans le cas des liaisons de contribution et de distribution, l'UIT-R recommande d'utiliser la Couche II de MPEG-1 à des débits binaires de 180 kbit/s par canal ou de 120 kbit/s par canal en l'absence de configuration en cascade ultérieure.

La transmission audio multicanal présente de l'intérêt pour la radiodiffusion télévisuelle numérique de Terre. Actuellement, ce type de transmission est surtout connu dans le secteur du cinéma. La transmission multicanal s'utilise toutefois sur le marché grand public depuis quelques années, par exemple pour le Dolby-Surround avec téléviseur et magnétoscope domestiques. Avec l'arrivée des systèmes de télévision évolués ou à haute définition (ADTV, TVHD), caractérisés par une meilleure résolution et des images plus grandes, qui donnent l'impression de se trouver au cinéma, on souhaite obtenir une meilleure qualité sonore. Une des façons d'obtenir plus de réalisme consiste à utiliser plus de deux canaux audio. Des évaluations subjectives [4] indiquent que le passage de la monophonie (1/0) à la stéréophonie (2/0) équivaut à une amélioration d'une note sur l'échelle de dégradation à cinq notes de l'UIT-R; le passage de la stéréophonie (2/0) aux trois canaux (3/0) correspond à une augmentation supplémentaire d'une note; et le passage de trois canaux (3/0) au son d'ambiance (3/2) représente une amélioration supplémentaire d'une demi-note.

La Recommandation UIT-R BS.775 – Système de son stéréophonique multicanal avec ou sans image associée, spécifie l'utilisation du système audio multicanal 3/2 (gauche, centre, droite, ambiance gauche, ambiance droite). Ce système offre l'avantage d'une grande zone d'écoute, mais il présente l'inconvénient d'exiger un haut débit binaire de transmission. La Recommandation UIT-R BS.1196 indique que les systèmes DTTB doivent utiliser pour le codage audio la norme internationale spécifiée dans l'ISO/CEI IS 13818-3 ou la norme nord-américaine spécifiée dans l'ATSC A/52. Avec l'application des systèmes de codage recommandés par l'UIT-R, il existe maintenant une façon économique de stocker ou de transmettre les signaux audio multicanaux. Outre les applications des systèmes de télévision évolués et de TVHD, un grand nombre d'applications multimédias, qui rencontrent de plus en plus de faveur auprès des consommateurs, permettront des transmissions audio multicanal s'il est possible de réaliser les débits binaires de façon économique.

3.7.2 Caractéristiques d'un système audio DTTB

Un système sonore approprié de radiodiffusion télévisuelle devra satisfaire à plusieurs exigences de base et offrir un certain nombre de caractéristiques techniques et d'exploitation.

3.7.2.1 Présentation stéréo 3/2

Pour ce qui est de la présentation stéréophonique, la Recommandation UIT-R BS. 775 indique un canal central C et deux canaux ambiance, Ls et Rs, en plus des canaux stéréophoniques gauche et droite de base, L et R, comme format sonore de référence. On parle de «canaux stéréophoniques 3/2» (3 canaux avant/2 canaux ambiance), représentés sur la Fig. 3.15, ce qui exige le recours à cinq canaux au studio, sur le support de stockage, sur les liaisons de contribution, de distribution et d'émission, ainsi que chez le téléspectateur.

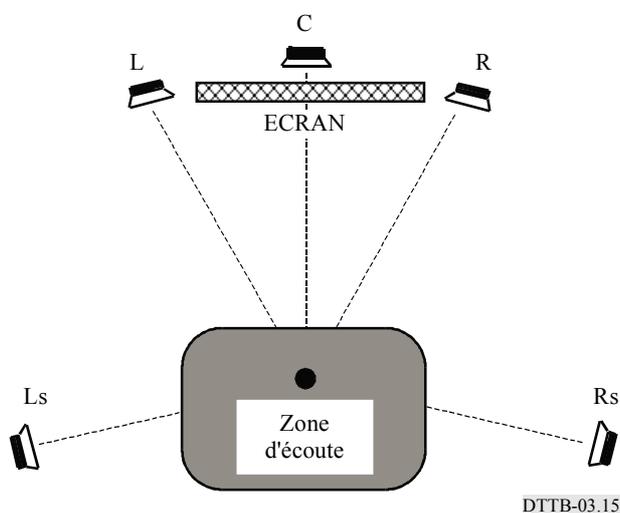


FIGURE 3.15

Disposition de référence des haut-parleurs pour canaux stéréophoniques 3/2

Pour les applications sonores dans lesquelles l'image visuelle accompagne le son, les trois canaux avant garantissent une stabilité directionnelle suffisante ainsi que la clarté des images sonores frontales associées à l'image visuelle, selon la pratique courante en cinéma. Le format stéréophonique 3/2 s'est également révélé le compromis optimal pour les applications audio seulement et constitue une amélioration par rapport à la stéréophonie sur deux canaux. L'addition d'une paire de canaux ambiance aux trois canaux avant améliore le réalisme de l'ambiance pour les auditeurs.

3.7.2.2 Canal très basses fréquences

Conformément à la Recommandation UIT-R BS.775, le format sonore stéréophonique 3/2 doit prévoir un canal très basses fréquences (TBF) en plus des canaux principaux à gamme de fréquences complète, le canal TBF étant à même d'acheminer des signaux dans la gamme de fréquences de 20 Hz à 120 Hz. Ce canal permet d'améliorer, pour les auditeurs qui le désirent, la restitution des basses fréquences, en termes de fréquence et de niveau. Il s'agit en fait d'un canal similaire au canal très basses fréquences que comporte le format son numérique de l'industrie cinématographique, ce qui garantit la compatibilité optimale avec la partie son des films.

3.7.2.3 Compatibilité avec réduction

Afin de permettre la compatibilité avec réduction, la Recommandation UIT-R BS.775 présente une hiérarchie de formats sonores comportant un nombre inférieur de canaux et des performances réduites de présentation stéréophonique (jusqu'au niveau stéréophonique 2/0 ou même monophonique) ainsi qu'un ensemble correspondant d'équations de réduction par mixage. La Fig. 3.16 illustre la hiérarchie et les coefficients recommandés pour la configuration 3/2. Les formats sonores de niveau inférieur 3/1, 3/0, 2/2, 2/0, 1/0 constituent également des solutions de rechange utiles. On peut y avoir recours lorsque des contraintes économiques ou de capacité des canaux s'appliquent à la liaison de transmission ou lorsqu'on désire seulement un nombre inférieur de canaux de reproduction.

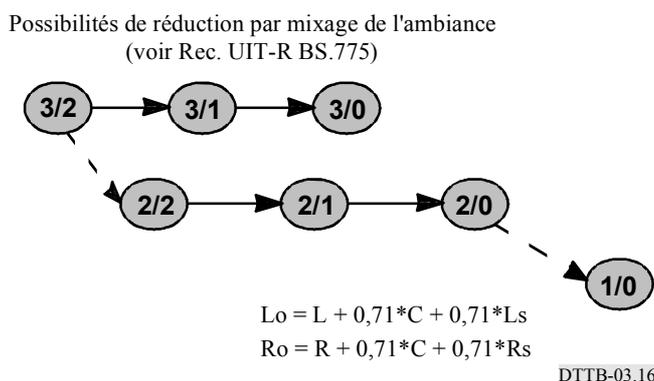


FIGURE 3.16

Réduction par mixage de 3/2 à 1/0 pour un futur système multicanal

3.7.2.4 Compatibilité vers l'amont

Supposons qu'un service DTTB existant à deux canaux soit élargi à un service multicanal et qu'il soit nécessaire de maintenir la compatibilité avec les récepteurs existants à deux canaux. Dans un tel cas, la Recommandation UIT-R BS.775 définit deux méthodes permettant d'obtenir cette compatibilité vers l'amont. Le service multicanal peut être assuré en même temps que le service sur deux canaux (exploitation avec duplication de la diffusion). Une autre méthode consiste à utiliser les canaux gauche et droite pour acheminer des signaux compatibles, réduits par mixage (matricés) à partir des signaux multicanaux. Outre les canaux stéréophoniques, d'autres canaux peuvent servir à transmettre les signaux appropriés, ce qui permet de récupérer l'ensemble initial de signaux multicanaux à l'aide d'un dématricage. Cette dernière méthode offre l'avantage d'exiger une plus faible capacité supplémentaire en données pour ajouter le service multicanal.

3.7.2.5 Services associés et configurabilité

Outre le service multicanal principal, des services associés peuvent être nécessaires.

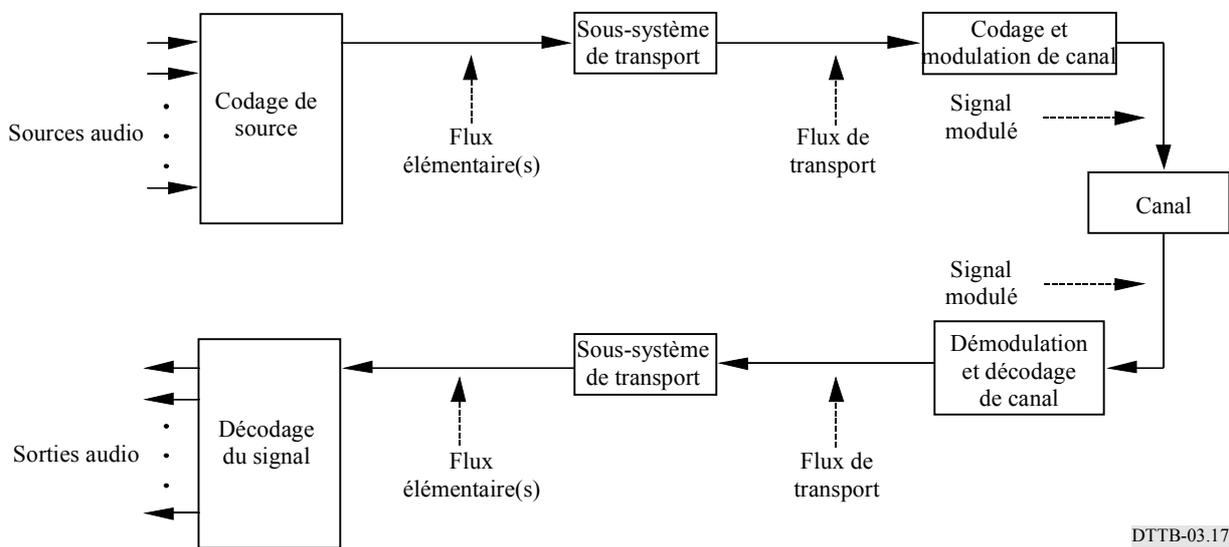
Des services multilingues peuvent se révéler avantageux dans certaines régions. On peut procéder de diverses façons pour assurer ces services, par exemple en transmettant des mélanges multicanaux complets dans chaque langue. Il est également possible d'utiliser un canal de dialogue particulier pour chaque langue, en plus d'un mélange commun multicanal de musique et d'effets.

On peut mettre en place des services sonores supplémentaires s'adressant aux malentendants et aux malvoyants. Pour les malentendants, il est avantageux de recourir à un canal uniquement parlé (sans musique ni effets). Pour les malvoyants, un canal descriptif serait nécessaire.

L'exploitation optimale du débit binaire disponible, d'une part pour les performances et la qualité sonore en stéréophonie multicanal et d'autre part pour les programmes bilingues et les services connexes, dépend de l'application, du type de programme, etc. Pour cette raison, on recourra avec profit à diverses configurations possibles pour canal sonore/service/niveau de qualité.

3.7.3 Vue d'ensemble du système audio DTTB

La Fig. 3.17 montre que le sous-système audio DTTB comprend la fonction de codage/décodage audio et se situe entre les entrées/sorties audio et le sous-système de transport. Le ou les codeurs audio sont chargés de produire le ou les flux élémentaires audio, qui sont des représentations codées des signaux d'entrée audio en bande de base. La souplesse du système de transport permet d'acheminer des flux élémentaires audio multiples vers le récepteur. Dans le récepteur, le sous-système de transport sélectionne le ou les flux audio qui seront dirigés vers le sous-système audio. Ce sous-système décode le ou les flux élémentaires audio afin de récupérer les signaux audio en bande de base.



DTTB-03.17

FIGURE 3.17

Sous-système audio du système de télévision numérique

Le codeur audio de la télévision numérique code la source de programmes audio. La sortie du codeur audio est une chaîne de bits représentant la source audio et appelée *flux élémentaire audio*. Le sous-système de transport met les données audio en paquets PES, qui sont eux-mêmes mis par la suite en paquets dans un flux de transport. Le sous-système de transmission convertit les paquets de transport en signal RF modulé pour transmission vers le récepteur. Dans le récepteur, le signal reçu

est démodulé par le sous-système de transmission du récepteur. Ce sous-système reconvertit les paquets de transport en un flux élémentaire audio, décodé par le décodeur audio de télévision numérique. Le fractionnement représenté par la figure est théorique; des différences peuvent exister en pratique. Par exemple, le traitement du transport peut se subdiviser en deux blocs, le premier pour la mise en paquets PES et le second pour la mise en paquets de transport. Certaines des fonctions de transport peuvent également être incluses dans le codeur audio ou le sous-système de transmission.

Des sources audio supplémentaires, telles que des canaux multilingues, sont incorporées au flux élémentaire audio principal dans le codage ISO/MPEG-2; des flux élémentaires supplémentaires assurent leur transmission en codage AC-3.

Interface de codeur audio

Le système audio admet des entrées audio en bande de base avec une répartition en canaux conforme à la Recommandation UIT-R BS.775 – Système de son stéréophonique multicanal avec ou sans image associée.

Fréquence d'échantillonnage

Le système transmet des signaux audio numériques échantillonnés à la fréquence de 48 kHz, asservie à l'horloge système de 27 MHz. Les fréquences d'échantillonnage de 44,1 et 32 kHz peuvent également s'utiliser. Le système MPEG-2 permet aussi de prendre en charge des services auxiliaires à la moitié de ces fréquences.

Résolution

En général, les signaux d'entrée doivent être quantifiés avec une résolution d'au moins 16 bits. Le système de compression audio peut acheminer des signaux audio avec une résolution de plus de 16 bits.

3.7.4 Vue d'ensemble et principe de la compression audio

L'un des principaux objectifs de la compression audio consiste à représenter une source audio avec aussi peu de bits que possible, tout en préservant le niveau de qualité qu'exige l'application considérée. Le problème posé par la fourniture d'un service sonore à réduction du débit binaire est le suivant: coder le signal de façon telle que les erreurs ne soient pas perceptibles pour l'oreille humaine. Les systèmes ISO/CEI Couche II MPEG-2 et AC-3 utilisent tous deux une représentation en sous-bande du signal audio afin de mettre à profit les propriétés de masquage des fréquences du système auditif humain. Un banc de filtres de sous-bandes ou de transformation divise le spectre de fréquences du signal audio en sous-bandes. Il en résulte une représentation du signal audio par échantillons de sous-bandes (MPEG-2) et par coefficients de fréquences (AC-3).

Il est possible de quantifier les signaux de sous-bande parce que le bruit de quantification résultant se situe à la même fréquence et parce que des rapports signal/bruit (S/N) relativement bas sont acceptables en raison du phénomène psychoacoustique de masquage. Un modèle psychoacoustique de l'audition humaine détermine quel rapport S/N est acceptable dans chaque sous-bande. L'affectation des bits permet de distribuer les bits disponibles entre les sous-bandes, selon le rapport S/N nécessaire. Les valeurs de sous-bande sont quantifiées au niveau de précision qu'indique l'affectation des bits et formatées en flux élémentaire audio. L'unité de base des signaux audio codés est l'unité d'accès audio (ou trame), constituée d'un nombre fixe d'échantillons de sous-bande. Chaque trame de signaux audio est une entité décodable indépendamment. La connaissance de l'affectation des bits permet au décodeur de défaire les paquets et de déquantifier les signaux des sous-bandes. Le banc de filtres de synthèse constitue l'inverse des bancs de filtres d'analyse, et il convertit les signaux de sous-bande reconstitués en signal MIC linéaire.

3.8 Système Couche II (MPEG-2) ISO/CEI IS 13818-3

3.8.1 Introduction

Le choix d'une technique appropriée de codage des sources audio à utiliser en télévision numérique est d'une importance capitale et doit être opéré avec le plus grand soin à plusieurs points de vue. La méthode de codage choisie a une influence profonde sur la qualité réalisable sur le débit binaire requis et sur la complexité des codeurs et des décodeurs.

La norme ISO/CEI IS 13818-3 décrit dans la Couche II un système sonore d'ambiance numérique, appelé couramment système audio MPEG-2. Elle a été adoptée dans la Recommandation UIT-R BS.1196 pour le codage des signaux audio multicanaux. Elle repose sur le système de codage à deux canaux décrit dans la norme ISO/CEI 11172-3, également appelé système audio MPEG-1, et elle est compatible avec ce système, recommandé aux fins de contribution, de distribution et d'émission sonores sur deux canaux dans la Recommandation UIT-R BS.1115. La Couche II est celle qui est le plus largement utilisée parmi les trois couches définies dans MPEG-1, car elle présente la combinaison optimale entre le gain de codage et la complexité des codeurs/décodeurs.

Le système audio MPEG-2 constitue une extension compatible de MPEG-1, dans la mesure où il prolonge et améliore ses possibilités techniques et d'exploitation par l'inclusion de fréquences d'échantillonnage supplémentaires et la possibilité de codage multicanal. On peut utiliser jusqu'à cinq canaux (outre un maximum de sept canaux de diffusion de commentaires) en plus d'un canal de restitution des basses fréquences (souvent appelé «canal 5.1»). Le codeur MPEG-2 produit une réduction à deux canaux par le mixage du signal audio multicanal, la transmission s'effectuant par l'intermédiaire du flux binaire MPEG-2. Un décodeur MPEG-2 permet d'obtenir le signal audio multicanal par le décodage du flux binaire MPEG-2. Pour le décodage bicanal d'un flux binaire multicanal MPEG-2, on peut procéder de deux façons, selon le degré de souplesse désiré dans la réduction par mixage à deux canaux:

- possibilité d'utilisation d'un décodeur MPEG-1, le mixage par réduction s'effectuant selon la technique sélectionnée et générée dans le codeur;
- possibilité d'utilisation d'un décodeur multicanal MPEG-2 simplifié, comportant un étage de réduction par mixage pouvant répondre aux besoins particuliers de l'utilisateur, quelle que soit la réduction par mixage employée dans le codeur.

La seconde option est un peu plus complexe que la première; souplesse et complexité vont de pair.

Caractéristiques du système audio multicanal MPEG-2:

- le système audio MPEG-2 a été soumis à des essais approfondis et s'est avéré conforme aux procédures d'essai de la Recommandation UIT-R BS.1116;
- le système audio MPEG-2 a été conçu dans le cadre du système complet de multiplexage MPEG-2, notamment pour ce qui est des flux de signaux vidéo, de signaux audio et de bits de données, et en conformité avec les exigences de synchronisation et de stockage temporaire définies dans la norme ISO/CEI 13818-2 pour les flux vidéo codés et dans la norme ISO/CEI 13818-3 pour les flux audio codés;
- utilisé avec le flux binaire de transport MPEG-2, le système audio MPEG-2 permet des renvois efficaces entre les fonctions du système (annonces, types de programmes, types de langues, contrôle de livraison des programmes, etc.);
- le flux audio MPEG-2 est résistant aux erreurs sur les bits et permet de masquer les erreurs dans le récepteur afin d'améliorer la qualité subjective des signaux audio dans des conditions de réception défavorables. On obtient ainsi un système dans lequel le point de

défaillance se situe après celui d'autres composantes des signaux (par exemple, vidéo, données) partageant le même multiplex;

- une protection inégale contre les erreurs peut s'appliquer pour améliorer les performances du système dans certaines conditions d'erreur;
- le système audio MPEG-2 est conçu pour être compatible avec les décodeurs analogiques Dolby ProLogic existants.

Le système de codage MPEG-2 permet de superposer un service multicanal à un service MPEG-1 à deux canaux assuré conformément à la Recommandation UIT-R BS.1115. Comparé à la duplication de la diffusion pour des services distincts à deux canaux et multicanaux, il peut en résulter une baisse de la capacité totale requise pour les données et une plus grande facilité d'exploitation.

3.8.2 Principales caractéristiques d'utilisation de la Couche II ISO/CEI 13818-3

La présente section résume les caractéristiques du codage audio multicanal de la Couche II ISO/CEI 13818-3. En particulier, les sujets traités sont ceux qui, dans un système de radiodiffusion télévisuelle numérique de Terre, concernent les prestataires de services, les radiodiffuseurs, les exploitants de réseau et les consommateurs.

3.8.2.1 Conception cohérente du système MPEG-2

Les normes MPEG-1 audio et MPEG-2 audio font toutes deux partie intégrante d'un ensemble de normes, respectivement MPEG-1 et MPEG-2. A côté des sections qui définissent le codage audio et le codage vidéo, les normes MPEG-1 et MPEG-2 comprennent l'une et l'autre des parties «systèmes», «conformité» et «rapport technique».

La partie systèmes explique notamment comment les flux audio MPEG et vidéo MPEG multiples peuvent être multiplexés en un seul flux binaire, et comment la lecture synchrone est possible. Elle inclut la définition d'un mécanisme horodateur et un modèle de stockage temporaire (tampon) de décodeur. Le flux multiplexé contient aussi de l'information supplémentaire sur les flux vidéo et audio dont on souhaite maintenir la facilité d'accès au niveau système, par exemple la langue et le type de signaux audio (pour malentendants, malvoyants, etc.); cette information précise si les signaux audio et vidéo sont exactement verrouillés et indique si un débit binaire variable a été utilisé pour les signaux audio.

La partie conformité définit les procédures permettant de vérifier la validité des flux binaires MPEG ainsi que les procédures servant à contrôler si la mise en œuvre d'un décodeur est conforme à la norme. Elle définit en outre les exigences minimales de précision visant la mise en œuvre d'un décodeur audio MPEG.

En cours de préparation, le rapport technique 13818-S contient le code source de logiciels de codage et de décodage, écrits en langage C. Le but visé est d'aider les parties intéressées à se familiariser rapidement avec la norme relative au système vidéo MPEG et au système audio MPEG, afin d'accélérer le travail de mise en œuvre et de faciliter les tests de diverses formes de mise en œuvre.

Les normes MPEG renferment également une liste des entreprises et des institutions qui revendiquent des droits de propriété intellectuelle relativement à ces normes.

En résumé, la norme sur les systèmes audio MPEG fait partie intégrante d'un ensemble de normes qui non seulement définissent le codage, mais aussi traitent d'autres questions pertinentes pour la mise en œuvre d'un système complet.

3.8.2.2 Le système générique de codage multicanal

Le système de codage de la Couche II audio MPEG-2 comporte une hiérarchie de formats audio, permettant de passer du son d'ambiance numérique 5.1 complet à un nombre inférieur de canaux audio et à des performances réduites de présentation stéréophonique, avec ou sans canaux

supplémentaires multilingues et de diffusion de commentaires. Il existe deux façons de traiter les différents formats sonores: soit à l'emplacement de l'émetteur, ce qui entraîne que seul un format réduit est codé et transmis, soit à l'emplacement du récepteur, de sorte que les formats sonores inférieurs de la hiérarchie sont obtenus à partir d'une réduction par mixage appropriée dans le décodeur de la Couche II MPEG-2.

La Couche II du système audio MPEG-2 permet de recourir à toute fréquence d'échantillonnage courante, soit 32, 44,1 et 48 kHz, et de traiter des mots dont la longueur peut atteindre 24 bits pour les signaux d'entrée et de sortie audio MIC. Les canaux multilingues et de diffusion de commentaires peuvent être exploités à la fréquence d'échantillonnage du programme sonore d'ambiance principal ou à la moitié de cette fréquence.

3.8.2.3 Interfonctionnement et compatibilité

Le radiodiffuseur peut envisager la compatibilité avec les systèmes existants afin de réduire le plus possible le nombre des étages de transcodage ou d'enregistrement. Cela pourrait s'avérer pertinent, par exemple, lorsqu'il s'agit de sélectionner la méthode de codage à utiliser pour les liaisons de contribution, de distribution ou de diffusion de commentaires, pour la radiodiffusion simultanée de programmes audio et de télévision, pour l'utilisation de documents source précodés ou pour l'archivage. A cet égard, on signale que la Couche II ISO/CEI 11172-3 (qui peut toujours être portée au niveau du codage multicanal ISO/CEI 13818-3 avec maintien de la compatibilité) et la Couche II ISO/CEI 13818-3 sont largement utilisées pour tout un éventail d'applications.

Les applications existantes peuvent exiger la compatibilité vers l'amont et la compatibilité avec réduction par rapport aux systèmes audio MPEG-1. En outre, l'existence de décodeurs Dolby ProLogic, permettant le son d'ambiance analogique, exige la compatibilité avec les décodeurs ProLogic.

On a développé le codage multicanal de la couche II MPEG-2 afin de maintenir la compatibilité avec:

- les applications existantes à un seul canal et à canaux doubles/stéréophoniques utilisant la Couche II MPEG-1;
- les systèmes multicanaux utilisant le système Dolby Surround.

De plus, dans le cas des applications qui ne nécessitent pas la compatibilité vers l'amont, la Couche II MPEG-2 offre un mode sans matricage. On obtient ainsi un gain de codage encore plus élevé, car ce mode permet d'éliminer certaines contraintes.

Le principe de la matrice souple de la Couche II MPEG-2 offre ces différentes possibilités. Un signal de commande transmis dans l'en-tête multicanal du flux binaire de la Couche II MPEG-2 indique au décodeur quelle procédure de dématricage il doit appliquer pour reconstituer le signal audio multicanal complet, habituellement constitué de cinq canaux audio discrets.

Compatibilité avec le système audio MPEG-1

L'une des caractéristiques fondamentales de la norme de codage des systèmes audio MPEG-2 réside dans sa compatibilité vers l'amont et sa compatibilité avec réduction relativement au format sonore existant. La compatibilité vers l'amont avec les systèmes stéréophoniques à deux canaux pourrait constituer une exigence importante pour de nombreux prestataires de services susceptibles de fournir dans l'avenir un son numérique d'ambiance de grande qualité. Conformément à la Recommandation UIT-R BS.1115, on fait d'ores et déjà une large utilisation de décodeurs de la Couche II des systèmes MPEG-1, qui permettent les transmissions sonores monophoniques et stéréophoniques.

La compatibilité vers l'amont de la Couche II des systèmes audio MPEG-2 signifie qu'un décodeur existant de la Couche II des systèmes audio MPEG-1 à deux canaux doit décoder correctement l'information stéréophonique 2/0 de base provenant du flux binaire multicanal.

La compatibilité avec réduction de la Couche II des systèmes audio MPEG-2 signifie qu'un décodeur multicanal est capable de décoder correctement le flux binaire de la Couche II MPEG-1 dans le mode à un seul canal, à deux canaux et à canaux stéréophoniques ou stéréophoniques combinés.

Un flux binaire multicanal ISO/CEI 13818-3 peut se décoder à l'aide d'un décodeur ISO/CEI 11172-3 ou ISO/CEI 13818-3, selon les propriétés de reproduction requises. C'est là un avantage, non seulement en raison de l'amélioration multicanal des services existants, mais aussi à cause du prix: MPEG offre le service bicanal de base avec le minimum de complexité en utilisant des CI de décodeurs simples ISO/CEI 11172-3 pour récupérer les signaux codés réduits par mixage.

Exploitation avec Dolby ProLogic

La compatibilité avec le décodeur Dolby ProLogic constitue une autre caractéristique importante de la Couche II audio MPEG-2. Les décodeurs Dolby ProLogic s'utilisent largement, en particulier, pour des applications vidéo/audio, telles que la télévision stéréophonique, les CD-i, les CD vidéo, les ordinateurs multimédias et les DVD, ainsi que pour les applications audio seulement, par exemple, la RAN.

La Couche II MPEG-1 peut acheminer correctement les signaux droite/gauche d'ambiance Dolby sur deux canaux. Cette technique s'utilise déjà pour les CD vidéo.

Grâce à sa technique de matriçage souple, la Couche II MPEG-2 garantit la compatibilité avec un décodeur Dolby ProLogic, c'est-à-dire qu'un signal Dolby Surround peut s'obtenir par décodage du flux binaire de la Couche II MPEG-2 dans un décodeur MPEG-1 auquel est raccordé un décodeur ProLogic. La reconstitution de tous les canaux audio discrets 5.1 peut s'effectuer dans un décodeur multicanal MPEG-2, selon une procédure spéciale de dématriçage qui est l'inverse du codage Dolby Surround du codeur.

On peut recourir à un décodeur MPEG-2 simplifié, comprenant un étage de réduction par mixage suivi d'un banc de filtres de synthèse à deux canaux, pour reconstituer un signal de réduction par mixage à compatibilité Dolby Surround à partir d'un flux binaire multicanal MPEG-2, quelle que soit la réduction par mixage sélectionnée et employée dans le codeur MPEG-2.

3.8.2.4 Débits binaires

La Couche II audio MPEG-2 offre un large éventail de débits binaires, de 32 kbit/s à 1 066 kbit/s, y compris tous les 15 débits allant jusqu'à 384 kbit/s qui sont définis dans la norme MPEG-1. On peut assurer la compatibilité avec MPEG-1 en divisant, à titre facultatif, la trame audio MPEG-2 en deux parties:

Partie A: Le flux binaire principal est compatible avec MPEG-1 et contient le début de l'information propre à MPEG-2 dans une zone que le décodeur MPEG-1 traite comme des données auxiliaires.

Partie B: Le flux binaire d'extension contient le reste de l'information propre à MPEG-2. On peut faire varier la longueur du flux binaire d'extension en unités d'octets, avec une longueur maximale de 2 047 octets.

Si le débit binaire total ne dépasse pas 384 kbit/s, l'ensemble de l'information propre à MPEG-2 peut être inclus dans le flux binaire principal; le flux binaire d'extension n'est pas nécessaire. De plus amples détails, y compris les figures correspondantes, se trouvent dans la norme ISO/CEI 13818-3 et dans la Recommandation UIT-R BS.1196, Annexe 1, § 3.1.2.

Le large éventail de débits binaires permet des applications qui n'exigent qu'un faible débit binaire et une qualité audio élevée, par exemple, si l'on ne doit considérer qu'un seul processus de codage et que les raccordements en cascade peuvent être évités. Il autorise aussi des applications pour lesquelles les débits binaires supérieurs, soit jusqu'à environ 180 kbit/s par canal, pourraient s'avérer souhaitables si l'on doit tenir compte d'un raccordement en cascade ou d'un post-traitement.

Débits binaires variables

MPEG-2 permet les débits binaires variables, ce qui peut présenter de l'intérêt pour les applications de stockage ou de transmission ATM, comme les DVD. Cela peut également se révéler utile dans un environnement de radiodiffusion lorsque plusieurs flux audio et vidéo indépendants se partagent la même capacité constante de canaux. Comme l'utilisation d'un débit binaire inadéquat peut entraîner diverses perturbations audibles, un service à capacité constante doit fixer le débit binaire avec lequel il est encore possible d'acheminer le contenu le plus critique au niveau souhaité de qualité audio.

Le codage à débit binaire variable met à profit le fait que certaines séquences audio contiennent moins d'information pertinente que d'autres et que la demande instantanée en débit binaire peut varier considérablement. Pour un contenu télévisuel typique, le rapport entre les débits binaires requis maximal et moyen peut être considérable; on a par exemple constaté qu'il peut atteindre une valeur de l'ordre de 2 pour de nombreux contenus cinématographiques. Par conséquent, un codage à débit binaire variable plutôt que constant peut occasionner une réduction importante de la capacité requise.

3.8.2.5 Codage en cascade

Des expériences menées par un groupe de spécialistes de l'UIT-R ont montré qu'un processus de codage peut se répéter neuf fois dans la Couche II MPEG-1 sans dégradation subjective grave lorsque le débit binaire est suffisamment élevé, soit de 180 kbit/s par canal. Toutefois, si le débit binaire ne dépasse pas 120 kbit/s, il peut y avoir jusqu'à 3 processus de codage (voir la Recommandation UIT-R BS.1115).

Etant donné la nature similaire du codage, il est à prévoir que le codage multicanal de la Couche II ISO/CEI 13818-3 donne des résultats semblables avec un codage multiple en cascade (contribution et distribution sans matricage, émission avec matricage).

3.8.2.6 Résistance aux erreurs

La caractéristique de dégradation de l'information audio provenant des pertes de transmission doit être telle que la qualité des signaux audio soit toujours supérieure à la qualité des signaux vidéo, quel que soit le niveau de dégradation des canaux. L'insensibilité intrinsèque aux erreurs sur les bits et la structure du flux binaire codé de la Couche II audio MPEG-2 permettent le recours à des techniques efficaces de codage des canaux qui garantissent une grande résistance aux erreurs en n'exigeant qu'un faible degré de redondance pour la protection contre les erreurs.

L'application RAN de la Couche II audio MPEG-1 montre qu'un codage adéquat des canaux, avec débits binaires minimaux sur les canaux et masquage, permet d'obtenir:

- une dégradation progressive en bordure de la zone de couverture pour les erreurs isolées et en paquets;
- une amélioration de la qualité sonore des récepteurs portatifs ou mobiles dans les zones où les conditions de réception sont médiocres;
- l'intelligibilité du dialogue dans le cas des images perdues en raison du taux élevé d'erreurs sur les bits.

Pour obtenir des détails techniques, voir le § 3.8.3.7 et la spécification de la radiodiffusion RAN.

3.8.2.7 Edition

Il est possible de stocker (préenregistrer, archiver, etc.) les contenus audionumériques et de les éditer sous forme codée. Les flux binaires audio codés de la Couche II ISO/CEI 13818-3 sont facilement accessibles par unités de trames audio. On a tout avantage à effectuer l'édition aux bornes des trames. En raison de l'effet de tache du filtrage de sous-bande employé dans le décodeur (voir le § 3.8.3.3), la transition des signaux audio décodés s'effectue en douceur aux points d'édition. On évite ainsi les cliquetis gênants.

La précision du temps d'édition dépend de la durée de la trame. Dans le cas de la Couche II ISO/CEI 13818-3, la durée de la trame est fixe pour une fréquence d'échantillonnage audio donnée, ce qui permet une approche déterministe bien définie pour le calcul du point d'édition le plus approprié.

3.8.2.8 Canal de restitution des basses fréquences

Le système audio MPEG-2 comprend un canal de restitution des basses fréquences, au sens de la Recommandation UIT-R BS.775. Ce canal permet aux auditeurs d'étendre le contenu basses fréquences du programme reproduit, quant à la fréquence et au niveau. Ce système est identique aux systèmes sonores cinématographiques numériques. Il transmet les effets sonores basses fréquences de niveau élevé, qui sont destinés à des haut-parleurs spéciaux très basses fréquences. Le niveau du contenu basses fréquences des canaux principaux est ainsi limité, de sorte que les haut-parleurs principaux n'ont pas à traiter ces signaux d'effets spéciaux.

Le canal de restitution des basses fréquences n'est pas utilisé pour tout le contenu basses fréquences de la présentation sonore multicanal. Il s'agit d'une option de reproduction, qui porte donc seulement sur l'information supplémentaire de restitution des basses fréquences. Les canaux principaux véhiculent les sons basses fréquences normaux, et ils sont suffisants lorsque l'utilisateur ne désire pas d'effets spéciaux.

3.8.2.9 Volume sonore et portée dynamique

Commande de la portée dynamique (CPD)

La portée dynamique d'un signal de programme audio désigne la plage comprise entre les niveaux maximum et minimum des signaux de programme utiles. La norme audio MPEG-2 permet de coder les signaux audio associés au programme de télévision avec une portée dynamique étendue, en général toute la portée dynamique du contenu du programme source. Cela signifie que le spectateur peut reproduire le son accompagnant l'image avec une portée dynamique réaliste, sans les perturbations associées aux systèmes de compression dynamique à action rapide.

Dans bon nombre de cas, la portée dynamique du programme source dépasse de beaucoup celle qui est nécessaire dans l'environnement domestique, par exemple s'il existe un niveau élevé de bruit de fond, si le spectateur désire seulement écouter la partie audio du programme en arrière-plan d'autres activités, ou simplement s'il est préférable de n'utiliser qu'une portée dynamique réduite. Les moyens permettant de réduire la portée dynamique dans le récepteur s'avèrent alors fort utiles.

Le système de codage audio de la Couche II MPEG-2 peut offrir un système incorporé de commande de la portée dynamique permettant d'utiliser un flux binaire codé commun pour livrer des programmes dont la portée dynamique convient à chaque auditeur en particulier. Les réglages de gain nécessaires pour commander la portée dynamique peuvent s'effectuer sans difficultés si le radiodiffuseur utilise un dispositif perfectionné de commande de portée dynamique, comme celui qui équipe le système RAN. Les installations du radiodiffuseur génèrent un signal de CPD qui

spécifie le gain audio à appliquer au récepteur, sous la forme d'une succession de valeurs. Ces données de CPD sont transmises sous forme codée avec le signal audio. Il est important:

- que le signal audio soit transmis avec la portée dynamique d'origine du programme, sans précompression, afin d'obtenir la qualité maximale si l'utilisateur le souhaite;
- que les mêmes réglages de gain s'appliquent à tous les canaux d'une présentation sonore multicanal afin de prévenir les déplacements intempestifs des sources sonores fantômes par suite des variations de gain de la CPD.

Les données de CPD peuvent être incorporées au champ de données auxiliaires de la Couche II MPEG-2 sous la forme de données associées au programme (DAP). Dans le récepteur, les données de CPD régénérées peuvent servir à commander le gain audio pour adapter la portée dynamique aux exigences de l'auditeur et pour améliorer l'audibilité dans des conditions difficiles.

En outre, il est possible d'intégrer un système autonome de commande de la portée dynamique au décodeur de la Couche II MPEG-2, qui n'a pas besoin des données de CPD provenant du codeur. On s'assure ainsi de la disponibilité d'une commande de portée dynamique dans tous les cas, par exemple si le fournisseur de programmes n'envoie pas de données de CPD. Le système repose sur une pondération des facteurs d'échelle. Les facteurs d'échelle reçus constituent de l'information sur le volume sonore et sont pondérés selon la caractéristique désirée de compression statique et dynamique. On obtient des résultats satisfaisants sans augmentation notable de la complexité du décodeur et sans retard supplémentaire.

Normalisation du volume sonore

Il est important que le système de télévision numérique procure un volume sonore subjectif uniforme pour tous les programmes audio. Les auditeurs trouvent très dérangeant que les niveaux audio fluctuent d'un canal de radiodiffusion à un autre (ce qui s'observe avec les sauts de canal) ou entre des segments de programme d'un même canal (volume beaucoup plus élevé pour la publicité que pour les programmes de divertissement).

Il n'est pas nécessaire que la normalisation du volume sonore soit traitée autrement que dans les systèmes analogiques ou audionumériques MIC linéaires.

La Recommandation UIT-R BS.645-1 définit les expressions «niveau du signal maximal permis» et «niveau d'alignement». Le signal du programme sonore doit être commandé de façon que le niveau indiqué par le modulomètre de crête ne dépasse pas le niveau du signal maximal permis; les crêtes instantanées seront plus élevées. Le niveau d'alignement est inférieur de 9 dB au niveau du signal maximal permis.

La Recommandation technique UER R68-1992 spécifie que, dans le matériel de production audionumérique, le niveau d'alignement doit se situer à 18 dB au-dessous du niveau de codage du signal maximal.

Les signaux d'entrée du codeur audio sont des signaux audionumériques MIC linéaires qui doivent être conformes aux recommandations ci-dessus.

3.8.2.10 Capacité multilingue

La norme audio MPEG-2 indique un éventail de configurations pour les services multilingues. La mise en œuvre peut s'effectuer selon la syntaxe d'un seul flux audio MPEG-2 (y compris le flux de bits d'extension pour les débits binaires supérieurs à 384 kbit/s). Afin d'offrir un programme principal sur les canaux 2 ou 3 avec un programme dans une autre langue sur le canal 2, on peut simplement utiliser la «seconde configuration de programme stéréophonique». C'est ce qu'indique le champ d'ambiance intégré à l'en-tête de capacité multilingue (MC_header), qui fait partie de la trame audio de la Couche II MPEG-2.

Outre le programme principal (dont la transmission peut s'effectuer par multicanal 5.1), il est possible de recourir à un maximum de sept «canaux multilingues». Il peut s'agir de canaux uniques de diffusion de commentaires ou de dialogue, d'autres présentations stéréophoniques sur deux canaux ou d'une autre présentation multicanal. On peut exploiter les canaux multilingues à la même fréquence d'échantillonnage que le programme principal, ou à la moitié de cette fréquence. La fréquence d'échantillonnage basse est utile lorsqu'une largeur de bande audio réduite est acceptable, par exemple dans le cas des canaux de diffusion de commentaires pour des manifestations sportives.

Par ailleurs, le flux de transport MPEG-2 peut contenir plus d'un flux audio. Chaque flux audio peut comporter une indication de langue sous la forme du descripteur de langue ISO 639 (ISO_639_language_descriptor). Le champ de type de signal audio (audio_type) de ce descripteur peut indiquer des «effets nets», c'est-à-dire indépendants de la langue.

3.8.2.11 Données associées au programme (DAP)

La Couche II ISO/CEI 13818-3 offre la possibilité d'acheminer des données auxiliaires à l'intérieur du flux binaire codé. Le canal de données sert à la transmission des «données associées au programme» (DAP), permettant ainsi d'assurer un certain nombre de services de type audio. Par exemple, les DAP peuvent comporter une indication des services associés (voir le § 3.8.2.12), de la musique et des signaux vocaux, des signaux d'avant-plan/arrière-plan, de l'information textuelle à afficher relativement aux signaux audio, etc.

Il est possible d'allouer à volonté la capacité des canaux de DAP, et même de la faire varier dans le temps. Le fonctionnement d'un décodeur audio ISO/CEI 13818-3 ne dépend pas du contenu des données associées au programme. De plus, la norme ISO/CEI 13818-3 ne prescrit pas le formatage des DAP. On peut donc adapter un système de données approprié en fonction de chaque application, indépendamment de la capacité de codage des signaux audio de base.

Les données associées au programme sont acheminées à raison d'un bloc par trame. Il est possible de mettre à profit la synchronisation résultante des DAP et des données audio pour assurer des services de type audio ayant un aspect temporel critique. Tel est par exemple le cas pour l'information de commande de la portée dynamique, qui peut servir dans un décodeur adéquat à régler le gain de façon à faire varier la portée dynamique des signaux audio décodés (voir aussi le § 3.8.2.9).

3.8.2.12 Services associés et configurabilité

Le système audio DTTB permet de configurer les canaux son. Il offre la possibilité de décoder simultanément un certain nombre de canaux pouvant être attribués à des services audio différents, dans des formats sonores différents. On peut recourir à d'autres configurations de canaux son afin d'obtenir économiquement, d'une part, des performances optimales de présentation sonore pour le service audio principal et, d'autre part, un nombre maximal de services associés supplémentaires.

La Couche II MPEG-2 offre toute la souplesse d'utilisation des canaux son. Le descripteur de langue ISO 639 (ISO_639_language_descriptor) indique la langue ainsi que le type de service associé (musique/effets, dialogue, pour malentendants, pour malvoyants, diffusion de commentaires, etc.) pour chaque flux audio MPEG du multiplex.

Le système est capable de combiner les services. Ainsi, des services associés peuvent être combinés (en option) avec le service audio principal, par exemple les services pour les malentendants, pour les malvoyants et pour la diffusion de commentaires. Il peut exister des services associés destinés à former le service audio principal, en particulier le mélange final du service de musique/effets dans la langue du service de dialogue.

Services multilingues

Il existe essentiellement deux principes en matière de performance bilingue ou multilingue pour le service principal.

1. *Mélange final avant la transmission*

Un flux binaire différent est prévu pour chaque langue ou service, ce qui laisse une liberté artistique complète. On peut réaliser n'importe quel mélange de musique, d'effets et de dialogue pour une langue donnée, de façon totalement indépendante des contraintes d'exploitation. La configuration (stéréophonie sur deux canaux, canal 5.1, conformément à la Recommandation UIT-R BS.775) et/ou le débit binaire peuvent différer d'une langue à une autre. Cette technique présente toutefois l'inconvénient d'exiger, pour N langues, N fois le débit binaire correspondant à une langue. Dans certains cas, il est possible de réduire le débit binaire, par exemple, en assurant seulement le service principal sur le canal 5.1 et en transmettant les autres langues en stéréophonie sur deux canaux.

2. *Mélange final dans le récepteur*

Le prémélange musique/effets (service de musique/effets sans dialogue) peut être transmis en mode d'ambiance numérique complet sur le canal 5.1, accompagné d'au moins un canal de dialogue par langue. Le mélange final des deux s'effectue dans le récepteur.

Le débit binaire additionnel qu'exige chaque langue supplémentaire correspond seulement à ce que nécessite un canal de dialogue. L'inconvénient réside, bien entendu, dans la limitation artistique: restrictions quant à l'incorporation du dialogue et à la réverbération du dialogue dans d'autres canaux. Pour certains types de programmes (par exemple, de sports), la combinaison finale du service de dialogue et de musique/effets est intéressante en raison des réductions de débit binaire.

La norme relative au service audio MPEG et aux systèmes MPEG couvre particulièrement bien les diverses méthodes de prestation des services multilingues. La couche systèmes MPEG permet, sans restrictions, la transmission de flux de données indépendants pour chaque langue. Le descripteur de langue ISO 639 indique la langue et le format de chaque flux audio MPEG dans le signal multiplexé. La préférence de l'utilisateur quant à la langue et/ou au type de signal audio, stockée dans la mémoire du récepteur, ainsi que l'information du descripteur de langue peuvent servir à sélectionner automatiquement un des flux audio disponibles dans le multiplex MPEG.

En général, le dialogue est mélangé dans le canal central, mais un récepteur pourrait aussi permettre à l'utilisateur d'étaler le dialogue sur un canal quelconque. En outre, on pourrait assurer le service de dialogue non pas dans un format monophonique, mais plutôt dans un format stéréophonique (stéréophonie 2/0 ou stéréophonie 3/0), afin d'offrir un réalisme accru, au prix d'une augmentation du débit binaire. Il est possible d'étaler le dialogue et de répartir sa réverbération sur les canaux avant.

La prestation du service de musique/effets ainsi que du service de dialogue peut s'effectuer très efficacement. Chaque flux audio MPEG-2 peut acheminer jusqu'à sept langues supplémentaires (en monophonie) dans le même flux binaire. Cette méthode présente les avantages de n'exiger qu'un seul décodeur (il n'est pas nécessaire d'accéder à des flux binaires différents pour des langues différentes) et de synchroniser intrinsèquement le dialogue et la partie musique/effets correspondante. Un autre avantage important tient au fait que l'utilisation de plusieurs canaux de dialogue dans un même flux binaire avec la partie musique/effets établit une certaine moyenne du débit binaire demandé: il est peu probable que tous les canaux audio demandent en même temps un

débit binaire de pointe, de sorte que le débit binaire requis total pour le son de base et N canaux de dialogue sera inférieur au débit binaire correspondant au son de base plus N fois le débit binaire pour un canal de dialogue. Par exemple, durant les périodes d'absence de dialogue, le service de dialogue ne nécessite qu'un très faible débit binaire et peut être utilisé à d'autres fins.

Service pour les malentendants

Le service DTTB est capable de fournir le son de programmes spéciaux pour les malentendants. Il se peut que certains auditeurs aient de la difficulté à saisir le dialogue lorsque de la musique ou des effets sont présents également dans un mélange de programmes avec un niveau élevé. Le service pour les malentendants vise à fournir un dialogue plus intelligible. Sous une de ses formes, le service pour malentendants ne comprend qu'un seul canal de dialogue (qui peut subir un traitement, par exemple afin de réduire sa portée dynamique). On peut utiliser ce signal séparément ou avec le son du programme principal, l'auditeur réglant l'équilibre entre les deux pour obtenir l'effet optimal.

Le signal pour les malentendants est généralement mélangé dans le canal central ou transmis à une sortie spéciale (pouvant, par exemple, alimenter un casque d'écoute ouvert que porteraient seulement les auditeurs malentendants).

Le service pour les malentendants peut aussi constituer un programme complet distinct en mode de stéréophonie bicanal ou multicanal. Dans ce cas, il est constitué à partir d'un nouveau mélange du programme initial, l'accent étant mis sur le dialogue et l'élimination des sons inutiles et gênants.

On peut recourir à un ou plusieurs des «canaux multilingues» du système audio MPEG-2 pour assurer le service à l'intention des malentendants. De cette façon, le service est fourni à l'aide du même flux audio que le son du programme principal. Le champ correspondant du type de signal audio (`audio_type`) de transport MPEG-2 est alors à la valeur 0x02, indiquant un service pour les malentendants.

Service pour les malvoyants

Le service DTTB peut intégrer la diffusion de commentaires spéciaux à l'intention des malvoyants. Dans ce type de service, un narrateur décrit le contenu visuel des scènes afin que les personnes aveugles ou malvoyantes puissent mieux apprécier le programme. Produit avec soin, ce type de description vocale peut être articulé avec le dialogue du programme. Ce service est habituellement assuré à l'aide d'un canal audio unique, dont le contenu s'ajoute au son du programme.

Il est également possible de fournir un programme complet distinct en mode de stéréophonie bicanal ou multicanal à l'intention des malvoyants. Cette solution peut s'avérer nécessaire lorsqu'il faut modifier le son du programme existant pour inclure la description vocale.

On peut recourir à un ou plusieurs des «canaux multilingues» du système audio MPEG-2 pour assurer le service à l'intention des malvoyants. De cette façon, le service est fourni à l'aide du même flux audio que le son du programme principal. On peut aussi assurer le service par le moyen d'un flux audio distinct. Le champ correspondant du type de signal audio (`audio_type`) de transport MPEG-2 est alors à la valeur 0x03, indiquant un service pour les malvoyants.

Services de diffusion de commentaires

Le service de diffusion de commentaires consiste à acheminer des commentaires facultatifs sur les programmes, que l'auditeur peut ajouter à n'importe quel canal de haut-parleur. On utilise généralement ce service pour ajouter des commentaires (facultatifs) durant une manifestation sportive, ou pour diffuser différents types ou niveaux de commentaires disponibles accompagnant des documentaires ou des programmes éducatifs.

Lorsque des services de diffusion de commentaires sont fournis, le récepteur peut aviser l'auditeur de leur présence. L'auditeur doit avoir la possibilité d'appeler (par exemple sur son écran) de l'information sur les différents services disponibles de diffusion de commentaires, et de sélectionner un de ces services, dont le décodage s'effectuera en même temps que celui du service principal.

Service d'urgence

Le service d'urgence a pour fonction d'insérer des annonces urgentes. La transmission des messages à priorité élevée n'exige pas nécessairement le remplacement des services audio normaux. Le démultiplexeur de transport accordera la première priorité à ce type de service audio. Lorsque le décodeur audio reçoit un service d'urgence, il peut interrompre le service principal reçu et n'assurer que le service d'urgence. Ce service peut faire appel en particulier au descripteur de langue ISO 639 prévu dans le système de Couche II ISO/CEI 13818-3.

3.8.3 Informations techniques sur la Couche II MPEG-2

La présente section résume les principaux éléments techniques relatifs au codage audio multicanal de la Couche II ISO/CEI 13818-3. Un exposé plus complet comprenant des détails techniques sur la norme internationale de codage audio de l'ISO/CEI se trouve dans le «Rapport technique» correspondant de l'ISO/CEI et dans l'Annexe 1 de la Recommandation UIT-R BS.1196.

3.8.3.1 Matriçage de compatibilité

La compatibilité vers l'amont nécessite la présence de matrices de compatibilité dans le codeur multicanal, fonctionnant à partir des coefficients appropriés de mixage par réduction pour créer les signaux stéréophoniques compatibles Lo et Ro. La matrice inverse permettant de récupérer les cinq canaux audio distincts doit être appliquée au décodeur multicanal MPEG-2. Les équations matricielles de base utilisées dans le codeur pour convertir les cinq signaux d'entrée, L, R, C, Ls et Rs, en cinq canaux de transport, T0, T1, T2, T3 et T4, sont données dans la Recommandation UIT-R BS.775.

Pour ce qui est de la syntaxe, on obtient la compatibilité requise en utilisant le champ des données auxiliaires de la trame audio de la norme ISO/CEI 11172-3 de façon à produire les canaux supplémentaires. La «longueur variable» du champ de données auxiliaires permet d'acheminer l'information complète d'extension multicanal. Un décodeur audio MPEG-1 normal à deux canaux ne tient pas compte de cette partie du champ de données auxiliaires.

Pour plus de détails, on se reportera à la Recommandation UIT-R BS.1196, Annexe 1.

3.8.3.2 Formation des trames

Le signal audio multicanal codé est structuré en trames correspondant à 1 152 échantillons d'entrée audio MIC. La durée de la trame dépend donc de la fréquence d'échantillonnage:

Fréquence d'échantillonnage	32 kHz	44,1 kHz	48 kHz
Durée de la trame	36 ms	26,1 ms	24 ms

La trame audio MPEG-2 comprend deux parties: la partie principale et la partie optionnelle d'extension. Lorsque le débit binaire total du signal audio multicanal ne dépasse pas 384 kbit/s, toute l'information du signal codé peut demeurer dans le flux binaire principal.

Le signal stéréophonique compatible se trouve dans la partie audio de la trame compatible MPEG-1. Les canaux d'extension (centre, ambiance, restitution des basses fréquences, multilingue) sont situés dans le champ des données auxiliaires de MPEG-1. Ce champ commence par l'en-tête multicanal qui fournit l'information audio multicanal spécifique. L'en-tête est suivi du champ CRC

multicanal. Il s'agit d'un mot CRC obligatoire de 16 bits permettant de détecter les erreurs, depuis le premier bit de l'en-tête multicanal jusqu'au dernier bit du champ d'information sur la sélection du facteur d'échelle. Le champ CRS multicanal est suivi de l'information d'état sur le codage composite multicanal, qui procure de l'information sur la diaphonie dynamique, la prédiction multicanal et la commutation de canaux de transmission. Viennent ensuite les données audio multicanal (information sur l'affectation des bits, information sur la sélection du facteur d'échelle, coefficients de prédiction, compensation du retard pour la prédiction, facteurs d'échelle, échantillons de sous-bande).

La trame d'extension, qui achemine une partie des données audio multicanal, peut être ajoutée à la trame principale pour donner un débit binaire total dépassant la limite supérieure de 384 kbit/s pour MPEG-1. La trame d'extension commence par un mot de synchronisation, suivi d'un mot CRC de 16 bits et d'un champ indiquant le nombre d'octets dans la trame d'extension. Viennent ensuite les données audio multicanal, en surdépassement de la partie principale. Les données auxiliaires peuvent aussi, en option, se retrouver à la fin de la partie principale de la trame audio MPEG-2. La Recommandation UIT-R BS.1196, Annexe 1, § 3.1.2, contient des figures détaillées présentant la structure de la trame audio MPEG-2.

3.8.3.3 Filtrage de sous-bande

Afin de réduire la quantité d'information inhérente à un signal audio MIC, la technique de la Couche II MPEG applique une mise en forme fréquentielle perceptuelle du bruit résultant du processus de quantification et de codage. Il s'agit d'une transformation temps/fréquence fondée sur une répartition en sous-bandes du signal audio MIC d'entrée et effectuée au moyen d'un banc de filtres polyphasés. Le spectre du signal audio à large bande est divisé en 32 sous-bandes de largeur égale, et un échantillon par sous-bande est produit pour chaque ensemble de 32 échantillons d'entrée MIC. L'analyse de sous-bande à optimisation poussée utilise un filtre prototype à 512 prises, qui est modulé dans le domaine fréquentiel afin de donner les 32 filtres de sous-bandes recherchés. Décrite dans la norme ISO/CEI 11172-3, cette technique permet d'obtenir une structure équivalente à l'aide d'un filtre polyphasé et d'une transformation en cosinus discrète rapide. Après avoir étudié la norme MPEG, de nombreux auteurs ont proposé des formes de mise en œuvre très rapides du banc de filtres.

Ce banc de filtres, optimisé du point de vue du temps de transit et de la charge de calcul, représente un bon compromis entre les résolutions dans le temps et en fréquence. Il permet naturellement le traitement fiable de tous les genres de signaux audio, qu'ils soient fixes ou transitoires (sans distorsion dite de «préécho»).

3.8.3.4 Affectation des bits

Chaque canal du signal audio se divise en trames de 1 152 échantillons, qui sont transformés en 1 152 échantillons de sous-bande (36 par sous-bande).

Simultanément, ce signal est soumis à un modèle psychoacoustique qui, pour chaque trame, détermine une courbe de masquage dynamique dans le domaine fréquentiel. Cette courbe sert à établir la limite supérieure (également appelée seuil de masquage) de l'énergie du bruit pouvant être injecté dans chaque sous-bande des canaux audio durant le processus de réduction de l'information (par exemple, quantification des échantillons de sous-bande), sans occasionner de dégradation audible.

Le nombre des bits affectés à un bloc de 36 échantillons de sous-bande est directement lié au seuil de masquage de la sous-bande pour le canal considéré. Il est possible de construire la courbe voulue en analysant simplement chaque composante audio selon l'un des modèles psychoacoustiques donnés

dans la norme ISO/CEI 11172-3. On a ainsi la certitude d'obtenir le niveau de qualité élevé déjà évalué à de nombreuses reprises durant le processus de normalisation internationale ISO/MPEG.

Les normes ISO/CEI 11172-3 et l'ISO/CEI 13818-3 permettent de recourir à des modèles psychoacoustiques et à des modes d'attribution plus perfectionnés. Il est ainsi possible d'améliorer encore l'efficacité du codage grâce aux progrès réalisés dans les domaines de la recherche sur la modélisation psychoacoustique, sans perdre la compatibilité avec les décodeurs existants.

L'information de description de l'affectation des bits est transmise au décodeur à chaque trame. Le codage de cette information a été optimisé sur la base de la distribution statistique à long terme des quantificateurs dans les sous-bandes.

3.8.3.5 Mise à l'échelle et quantification

Le nombre des échelons utilisés pour quantifier les échantillons d'une sous-bande donnée (exprimé par l'attribution des bits) se calcule dynamiquement en fonction des rapports signal/masque, par rapport au débit binaire souhaité et aux tables normalisées de la quantification possible par sous-bande. Ce processus s'effectue pour chaque trame.

Un quantificateur uniforme de bloc simple code les échantillons de sous-bande, et un facteur d'échelle est établi pour chaque ensemble de 12 échantillons de sous-bande. Ces échantillons sont normalisés pour s'adapter aux caractéristiques des quantificateurs. Les facteurs d'échelle et le nombre codé des échelons utilisés pour une sous-bande donnée sont transmis au décodeur. Le nombre des niveaux de quantification peut couvrir une gamme de 3 à 65 535, avec possibilité de non-transmission d'un signal de sous-bande.

3.8.3.6 Codage stéréophonique combiné

Selon les modèles binauraux, il est possible de déterminer dans une large mesure la partie du signal stéréophonique qui n'intervient pas dans la perception spatiale de la présentation stéréophonique. Les composantes du signal non liées à la stéréophonie ne sont pas masquées mais, par ailleurs, elles ne contribuent pas à la localisation des sources sonores. Ainsi, dans n'importe quel canal, les composantes non liées à la stéréophonie peuvent être reproduites à l'aide d'un haut-parleur quelconque, sans influencer sur l'impression de stéréophonie, et la diaphonie est acceptable pour certains intervalles de temps dans certaines régions du spectre.

Les modes «stéréo intensité» et «diaphonie dynamique» exploitent cet effet. Si l'un ou l'autre est validé pour un certain groupe de sous-bandes, les échantillons d'affectation des bits et des sous-bandes codées ne se retrouvent pas dans le flux binaire, et ils doivent être copiés à partir des échantillons de sous-bande acheminés dans le canal de transmission correspondant. En revanche, l'information de sélection de facteur d'échelle et les facteurs d'échelle qui seront utilisés pour remettre à l'échelle les échantillons de sous-bande font partie du flux binaire.

3.8.3.7 Masquage des erreurs

La structure des trames audio de la Couche II audio MPEG-2 est étroitement liée à la structure de la Couche II audio MPEG-1, utilisée pour la radiodiffusion RAN. Il s'est avéré que les mesures ci-dessous, prises dans le codeur, permettent d'obtenir des stratégies de masquage appropriées:

CRC de trame (premier code de redondance cyclique, spécifié par la norme ISO/CEI 13818-3)

- Un mot de vérification de parité de 16 bits peut servir à la détection des erreurs de l'information audio principale à l'intérieur du flux binaire codé: en-tête ISO, affectation des bits et information de sélection de facteur d'échelle. En cas d'indication signalant que la

trame n'est pas fiable ou n'est pas décodable, il est possible de prendre un certain nombre de mesures dans le décodeur.

- Le simple blocage de la trame audio complète produit une amélioration de la réception par comparaison avec une dégradation très gênante due à une mauvaise réception de l'information audio principale.
- Si une erreur importante survient seulement dans l'en-tête ou dans l'information annexe des canaux d'extension (canaux central et d'ambiance), on peut effectuer un simple blocage ou un remplacement par le signal stéréophonique compatible. Le remplacement garantit le minimum de gêne.
- Le remplacement de trames par des trames antérieures décodées correctement se traduit par une amélioration de la qualité audio, nettement supérieure au simple blocage pour la plupart des signaux.

CRC de facteur d'échelle (deuxième code de redondance cyclique)

Outre le mot de contrôle de CRC, défini dans la norme audio MPEG-2 et servant à détecter les erreurs dans l'information annexe significative d'une trame de la Couche II audio MPEG-2, un autre contrôle CRC peut être appliqué pour détecter les erreurs dans les trois bits de plus fort poids (MSB, *more significant bit*) des facteurs d'échelle. Les quatre mots de contrôle CRC (typiques) sont insérés dans le flux binaire de la Couche II audio MPEG-2, juste devant les deux derniers octets du champ des données auxiliaires. Chaque mot de contrôle est associé à un groupe de sous-bandes adjacentes.

Les bits soumis au contrôle CRC sont les 3 MSB de tous les facteurs d'échelle du groupe de sous-bandes, selon leur ordre d'apparition dans le flux binaire. La méthode servant au calcul des mots de CRC est identique à celle du mot de CRC défini par la norme ISO/CEI 11172-3 pour l'information annexe d'une trame de la Couche II audio MPEG.

Information de fiabilité

Si l'on utilise des codes de convolution classiques ou avec discontinuités pour la protection contre les erreurs, le décodeur de canal fournit une information de fiabilité supplémentaire. On obtient ainsi plus d'information sur les données mutilées, et il devient possible d'adapter le masquage aux erreurs.

3.8.4 Conclusion

Le système de codage audio de la Couche II (MPEG-2) décrit dans la norme ISO/CEI 13818-3, associé à la couche systèmes (MPEG-2) de la norme ISO/CEI 13818-1, offre un service audio très souple et efficace pour la radiodiffusion télévisuelle numérique de Terre. Il assure aussi la compatibilité des récepteurs conformes à la Recommandation UIT-R BS.1115 pour la radiodiffusion sonore sur deux canaux.

3.9 Description du système AC-3

3.9.1 Introduction

La première version du système AC-3, destinée à l'industrie cinématographique, visait les épreuves de films 35 mm. Le système est apparu sur le marché en 1991. Peu après, il a été proposé comme système sonore de télévision numérique. Le système a continué d'évoluer jusqu'à sa normalisation finale par le Comité de systèmes de télévision évolués (Advanced Television Systems Committee) des Etats-Unis d'Amérique en 1994. Les travaux de normalisation ont porté sur les conditions à satisfaire pour les services audio DTTB. La combinaison de la norme AC-3 (ATSC A/52) et de la

norme sur la télévision numérique (ATSC A/53) établit toutes les caractéristiques audio d'un service DTTB complet. A la suite d'essais effectués par le Comité consultatif de la «Federal Communications Commission» (FCC), le système AC-3 a été inclus dans le système DTTB recommandé à la FCC pour l'utilisation aux Etats-Unis d'Amérique.

En 1995, le système de codage AC-3 a été recommandé par l'UIT-R pour l'application DTTB (voir la Recommandation UIT-R BS.1196). Sous sa forme normalisée, le système AC-3 est incompatible avec le système de codage sonore utilisé dans le cinéma (les deux systèmes étant cependant très proches l'un de l'autre). (On a décidé de conserver des différences afin de former une barrière de protection contre la violation des droits d'auteur en cinéma.) L'expérience acquise dans l'application cinématographique du codage sonore numérique multicanal s'est révélée extrêmement profitable pour le développement final du codeur AC-3 normalisé.

Le codeur AC-3 fonctionne selon un principe de codage direct des différents canaux audio. Le système n'utilise aucune forme de matricage pour atteindre le gain de codage maximal. La mise en œuvre d'une version avec mixage par réduction des signaux sonore multicanaux est considérée comme une fonction naturelle du décodeur: plutôt que de reproduire un seul mélange prédéfini de 2 canaux, le décodeur donne un mélange qui convient à un auditeur équipé de matériel monophonique, stéréophonique ou matriciel d'ambiance. Cette façon de procéder présente l'inconvénient d'accroître la complexité du décodeur, mais elle offre de la souplesse du fait que le mixage par réduction peut se régler selon les besoins particuliers de chaque utilisateur. Le décodeur AC-3 de réduction par mixage de 2 canaux est moins complexe que le décodeur AC-3 multicanal.

3.9.2 Description technique détaillée du système AC-3

3.9.2.1 Formation des blocs audio

Le processus de conversion des signaux audio du domaine temporel au domaine fréquentiel exige la mise des signaux audio en blocs de 512 échantillons partiellement superposés. Pour chaque groupe de 256 nouveaux échantillons audio, un bloc de 512 échantillons est formé à partir des 256 nouveaux échantillons et des 256 échantillons précédents. Chaque échantillon audio est représenté dans deux blocs de signaux audio, ce qui double le nombre des échantillons à traiter initialement. La superposition partielle des blocs est nécessaire pour empêcher l'apparition de défauts audibles dans le processus de formation des blocs. De nouveaux blocs audio sont formés toutes les 5,33 ms. Un groupe de 6 blocs est codé pour donner une trame de synchronisation AC-3.

3.9.2.2 Fonction fenêtre

Avant d'être transformé dans le domaine fréquentiel, le bloc de 512 échantillons de temps est soumis à une fonction fenêtre. L'opération consiste en une multiplication vectorielle du bloc de 512 points par une fonction fenêtre de 512 points. La fonction fenêtre a la valeur 1,0 en son centre, et cette valeur décroît graduellement jusqu'aux environs de zéro aux extrémités. La forme de la fonction fenêtre est telle que le processus de superposition/addition dans le décodeur produit une reconstitution exempte de perturbations sur les blocs. La forme de la fonction fenêtre détermine aussi la forme de chacun des différents filtres.

3.9.2.3 Transformée d'annulation du repliement de répartition dans le temps

Le fonctionnement du banc de filtres d'analyse repose sur la transformée de Fourier rapide (TFR). La transformation particulière employée ici est celle de la transformée d'annulation du repliement dans le domaine temporel (TDAC), avec empilement impair. Ce type de transformation est avantageux, car il permet de supprimer la redondance de 100% créée par le processus de mise en blocs. L'entrée de la transformée TDAC est constituée de 512 points à fonction fenêtre dans le domaine temporel, alors que la sortie comprend 256 coefficients dans le domaine fréquentiel. La résolution en fréquence de l'ensemble de filtres est de 93,75 Hz.

3.9.2.4 Traitement des transitoires

Lorsqu'il existe des transitoires extrêmes (par exemple des impulsions ou des claquements de castagnettes) dans le domaine temporel, une erreur de quantification, résultant de la quantification grossière des coefficients de fréquence du transitoire, peut devenir audible en raison d'une traînée temporelle; en effet l'erreur de quantification à l'intérieur d'un bloc audio codé est reproduite dans tout le bloc. Il se peut que la partie de l'erreur de quantification qui est reproduite avant l'impulsion soit audible. On peut réduire la traînée temporelle du bruit de quantification en modifiant la longueur de la transformée effectuée. Plutôt que de recourir à une seule transformée de 512 points, on peut exécuter deux transformées de 256 points, l'une pour les 256 premiers échantillons en fenêtre et l'autre pour les 256 derniers échantillons en fenêtre. Un détecteur de transitoires incorporé au codeur détermine l'instant où doit intervenir la modification de la longueur de la transformée. La réduction de longueur de la transformée empêche l'erreur de quantification de s'étendre sur plus de quelques millisecondes, de sorte qu'elle devient moins audible.

3.9.2.5 Représentation audio codée

Les coefficients de fréquence qui résultent de la transformation sont convertis en un système de notation binaire à virgule flottante. L'échelle de la transformée est telle que toutes les valeurs sont inférieures à 1,0. Voici un exemple de valeur en notation binaire (base 2) avec précision de 16 bits:

$$0,0000\ 0000\ 1010\ 1100_2$$

Le nombre de zéros en tête du coefficient, 8 dans cet exemple, devient l'exposant brut. La valeur est décalée vers la gauche par l'exposant, et la valeur à droite de la virgule (1010 1100) devient la mantisse normalisée, qui fera l'objet d'une quantification approximative. Les exposants et les mantisses à quantification approximative sont codés et insérés dans le flux binaire. La portée dynamique des exposants est suffisante pour le traitement de la portée dynamique des signaux audio MIC à 24 bits.

3.9.2.5.1 Codage des exposants

On applique un traitement aux exposants bruts afin de réduire la quantité de données nécessaires à leur codage. La première opération est une analyse des exposants bruts des 6 blocs à inclure dans une trame de synchronisation AC-3, qui permet de déterminer les différences d'un bloc à un autre. Lorsque les différences sont minimales, un seul exposant global est généré et utilisé par les 6 blocs, ce qui divise par 6 la quantité de données à coder. Lorsque les exposants subissent des modifications importantes à l'intérieur de la trame, des exposants globaux sont établis pour les blocs dans lesquels les modifications ne sont pas considérables. En raison de la réponse en fréquence des différents filtres constituant le banc de filtres d'analyse, les exposants de fréquences adjacentes diffèrent rarement de plus de ± 2 . Afin de tirer parti de ce fait, les exposants sont soumis à un codage différentiel en fréquence. Le premier exposant est codé de façon absolue, après quoi la différence entre l'exposant actuel et l'exposant suivant est codée. On réduit ainsi de moitié le débit des données des exposants. Enfin, lorsque le spectre est relativement uniforme ou qu'un exposant global couvre seulement 1 ou 2 blocs, des exposants différentiels peuvent être partagés entre deux ou quatre coefficients de fréquence. On obtient ainsi une économie supplémentaire dans le rapport de 2 ou 4.

Le rendement de codage final des exposants est typiquement de 0,39 bit/exposant (ou de 0,39 bit/échantillon, étant donné la présence d'un exposant pour chaque échantillon audio). Les exposants sont codés seulement jusqu'à la fréquence nécessaire à la perception de toute la réponse en fréquence. La composante de fréquence audio la plus élevée qui soit audible dans un signal est généralement inférieure à 20 kHz. Dans le cas où des composantes de signal supérieures à 15 kHz sont inaudibles, seule la première tranche de 75% des valeurs d'exposants est codée, ce qui ramène le débit des données des exposants à $< 0,3$ bit/échantillon.

Le traitement des exposants fait varier la valeur des exposants par rapport aux valeurs initiales. Le codeur génère une représentation locale des exposants, identique à la représentation décodée qui sera utilisée dans le décodeur. La représentation décodée sert ensuite à décaler les coefficients de fréquence initiaux pour générer les mantisses normalisées qui sont quantifiées.

3.9.2.5.2 Mantisses

Les coefficients de fréquence produits par le banc de filtres d'analyse ont une précision utile qui dépend de la longueur des mots dans les échantillons audio MIC d'entrée et de la précision du calcul de transformation. Cette précision est typiquement de l'ordre de 16-18 bits, mais elle peut atteindre 24 bits. Chaque mantisse normalisée est quantifiée avec une précision comprise entre 0 et 16 bits. La compression audio a pour objectif de maximiser la qualité audio pour un débit binaire donné, ce qui exige l'affectation optimale (ou quasi optimale) des bits disponibles aux différentes mantisses.

3.9.2.6 Affectation des bits

Le nombre des bits affectés à chacune des différentes mantisses est déterminé par le programme d'affectation des bits. Un programme de base identique est exécuté dans le codeur et dans le décodeur, de sorte que chacun génère une affectation de bits identique. L'affectation de bits AC-3 se caractérise par une résolution temporelle correspondant à la durée d'un bloc (5,3 ms) et par une résolution fréquentielle correspondant à une sous-bande du banc de filtres (94 Hz).

3.9.2.6.1 Adaptabilité vers l'amont

On considère que l'algorithme de base d'affectation des bits est adaptable vers l'amont, car une certaine partie de l'information audio codée dans le flux binaire (renvoyée au codeur) sert à calculer l'affectation finale des bits. L'entrée principale du programme d'affectation de base est constituée par les valeurs d'exposants décodées, qui donnent une image générale du spectre des signaux. Une courbe de masquage est calculée à partir de cette version du spectre des signaux. Le calcul du modèle de masquage repose sur un modèle du système auditif de l'homme. La courbe de masquage indique, en fonction de la fréquence, le niveau de l'erreur de quantification tolérable. La soustraction (dans le domaine des puissances logarithmiques): spectre du signal moins courbe de masquage, donne le rapport signal/bruit (S/N) requis en fonction de la fréquence. Les valeurs de S/N requis sont transformées en un ensemble de pointeurs d'affectation de bits, qui indique le quantificateur devant être appliqué à chaque mantisse.

3.9.2.6.2 Adaptabilité vers l'aval

Le codeur AC-3 peut appliquer un modèle psychoacoustique plus perfectionné que celui utilisé par le décodeur. Le programme d'affectation de base qu'utilisent le codeur et le décodeur fait appel à un certain nombre de paramètres réglables. Lorsque le codeur applique un modèle psychoacoustique plus perfectionné que celui du programme de base, il peut régler ces paramètres de façon telle que le programme de base donne un meilleur résultat. Les paramètres sont insérés dans le flux binaire par le codeur et dirigés en aval vers le décodeur.

Lorsque les paramètres disponibles d'affectation des bits ne permettent pas de générer l'affectation idéale, le codeur peut insérer des codes explicites dans le flux binaire pour modifier la courbe de masquage calculée, et donc l'affectation finale des bits. Les codes insérés, qui indiquent les modifications de l'affectation de base, sont appelés codes delta d'affectation des bits.

3.9.2.7 Rematriçage dans le mode 2/0

Lorsque des signaux codés gauche et droite sont décodés par un décodeur Dolby Prologic Surround, certaines conditions des signaux (centre prédominant (= L+R) ou ambiance prédominante (= L-R)) provoquent des défauts de codage qui sont reproduits par des haut-parleurs différents de ceux qui reproduisent le signal prédominant. Il peut en résulter la suppression du masquage des défauts. On peut réduire l'audibilité de ces défauts en faisant fonctionner le codeur à un débit binaire supérieur au débit binaire qui serait autrement acceptable pour la reproduction stéréophonique sur deux canaux.

Lorsque le codeur AC-3 fonctionne dans un mode stéréophonique sur deux canaux, une étape de traitement supplémentaire s'introduit pour améliorer l'interfonctionnement avec les programmes codés à l'aide de la matrice 4-2-4 Dolby Surround. L'étape supplémentaire est appelée **rematriçage**. Cette technique réduit la nécessité de coder les signaux AC-3 à un débit binaire supérieur lorsque le décodage peut s'effectuer selon le procédé ProLogic.

Le spectre du signal se divise en quatre bandes de fréquences distinctes pour le rematriçage. On détermine, à l'intérieur de chaque bande, l'énergie des signaux gauche, droite, somme et différence. Si la plus grande partie de l'énergie du signal se trouve dans les canaux gauche ou droite, la bande est codée normalement. Si elle se trouve dans les canaux somme ou différence, ces canaux sont codés et non les canaux gauche et droite. La décision de coder les canaux gauche et droite, ou les canaux somme et différence, se prend bande par bande et est signalée au décodeur du flux binaire codé.

3.9.2.8 Couplage

Lorsque le nombre des bits nécessaires pour coder les signaux audio en transparence excède le nombre des bits disponibles, le codeur peut appeler un couplage. Le couplage consiste à combiner le contenu haute fréquence des différents canaux et à transmettre les enveloppes des signaux de ces canaux avec le contenu combiné du canal de couplage. Cette technique repose sur un principe psychoacoustique à l'intérieur de bandes de fréquences étroites, l'oreille humaine détecte la localisation haute fréquence à partir de l'enveloppe du signal, et non de la forme d'onde détaillée.

C'est le codeur AC-3 qui détermine la fréquence au-dessus de laquelle le couplage est appelé, ainsi que les canaux participant au processus. Le codeur établit aussi la structure des bandes de fréquences qu'utilise le processus de couplage. Pour chaque canal couplé et chaque bande de couplage, le codeur crée une séquence de coordonnées de couplage. Les coordonnées de couplage d'un canal particulier indiquent quelle fraction du canal de couplage commun doit être reproduite à partir de la sortie du canal en question. Les coordonnées de couplage représentent les enveloppes des différents signaux pour les canaux. Le codeur détermine la fréquence à laquelle les coordonnées de couplage sont transmises. Lorsqu'un couplage est utilisé, les coordonnées de couplage sont toujours transmises dans le bloc 0 d'une trame. Si l'enveloppe du signal est stable, il n'est pas nécessaire de transmettre les coordonnées de couplage à chaque bloc étant donné que le décodeur peut les réutiliser jusqu'à la transmission de nouvelles coordonnées. Le codeur établit la périodicité de transmission de nouvelles coordonnées: il peut les envoyer jusqu'à une fois par bloc (toutes les 5,3 ms).

3.9.3 Syntaxe du flux binaire

3.9.3.1 Trame de synchronisation

Le flux binaire audio est constitué d'une répétition de trames audio, appelées trames de synchronisation AC-3. La Fig. 3.18 montre que chaque trame de synchronisation AC-3 est une entité autonome constituée par l'information de synchronisation (SI, *synchronization information*),

par l'information du flux binaire (BSI, *bit stream information*), par 1 536 échantillons audio codés et par un code de contrôle d'erreurs CRC. La trame de synchronisation peut être considérée comme unité d'accès audio. La SI comprend un mot de synchronisation de 16 bits, une indication de la fréquence d'échantillonnage audio et une indication de la longueur de la trame de synchronisation. Les fréquences d'échantillonnage possibles sont 32 kHz, 44,1 kHz et 48 kHz. La longueur des trames peut être fixée dans chaque trame pour le fonctionnement à débit binaire fixe; on peut aussi la faire varier dynamiquement afin de permettre le fonctionnement à débit binaire variable. Les débits binaires utilisables vont de 32 kbit/s à 640 kbit/s. La capacité inutilisée en données à la fin de la trame peut servir à acheminer des données associées au programme ou des données auxiliaires. Le formatage de ces données n'est pas spécifié.

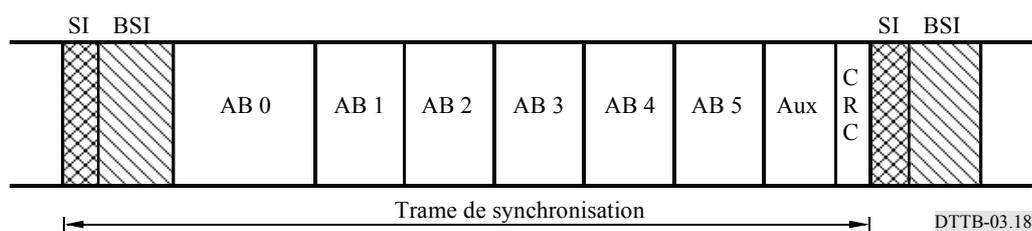


FIGURE 3.18

Trame de synchronisation AC-3

3.9.3.2 Raccordement, insertion

Il est possible d'éditer les flux binaires AC-3 codés. L'endroit idéal pour raccorder des flux binaires audio codés se situe à la limite d'une trame de synchronisation. Lorsqu'un raccordement de flux binaires est effectué à cet endroit, le décodage audio se poursuit sans interruption. Le processus de superposition partielle et d'addition en fenêtres, qui se déroule dans le banc de filtres de synthèse du décodeur, assure un passage très progressif au point de raccordement. Si le raccordement des flux binaires est effectué au hasard, il peut se produire une interruption du flux audio. La trame incomplète ne donnera pas de résultat positif au test de détection d'erreurs du décodeur, ce qui peut entraîner le blocage de celui-ci. Le décodeur ne trouvera pas la synchronisation à l'endroit prévu de la trame suivante et entrera dans un mode de recherche de synchronisation. Une fois trouvé le code de synchronisation du nouveau flux binaire, la synchronisation sera réalisée et la reproduction audio peut reprendre. La durée d'interruption peut être de l'ordre de deux trames, soit environ 64 ms. En raison du processus de mise en fenêtre le banc de filtres, le blocage du flux audio s'effectue progressivement, sur une période de 5,3 ms. Lorsque le flux audio est rétabli, le déblocage s'effectue sur une période de 5,3 ms. Exception faite de la durée d'environ 64 ms pendant laquelle le flux audio est bloqué, un raccordement placé au hasard dans un flux élémentaire AC-3 a relativement peu d'effet.

3.9.3.3 Codes de détection d'erreurs

Chaque trame de synchronisation AC-3 se termine par un code de contrôle d'erreurs CRC de 16 bits. Le décodeur peut utiliser ce code pour déterminer si une trame audio est mutilée ou incomplète. De plus, le décodeur peut utiliser les fanions d'erreur que fournit le système de transport. Dans le cas des erreurs détectées, le décodeur peut tenter de masquer les erreurs ou simplement produire un blocage. Un deuxième code CRC de 16 bits se trouve à l'intérieur de la trame de synchronisation AC-3 et permet de faire intervenir un décodeur doté d'une mémoire tampon d'entrée dont la capacité ne correspond qu'à 2/3 de trame.

Si une information supplémentaire est disponible au sujet des erreurs sur les données (en provenance du système ECC), le décodeur audio peut envisager la reproduction des données erronées. Par exemple, si l'on sait qu'un octet contenant seulement des données de mantisse est erroné, il est probablement préférable de reproduire la valeur de la mantisse incorrecte plutôt que d'effectuer une répétition ou un blocage de trame. Si un octet critique d'information est erroné, un masquage ou un blocage peut s'imposer. La plupart des données du flux binaire sont des données de mantisse.

3.9.3.4 Multiplexage AC-3 dans des flux de transport MPEG-2

La souplesse d'utilisation de la couche systèmes MPEG-2 permet d'acheminer des flux binaires audio non définis par MPEG. L'Appendice 1 à l'Annexe 2 de la Recommandation UIT-R BS.1196 et la Recommandation UIT-R BT.1300 expliquent comment peut s'effectuer le transport du flux élémentaire AC-3. Les spécifications permettent de réaliser des systèmes à synchronisation et mémoire tampon appropriés, avec tous les descripteurs nécessaires. Quel que soit le débit binaire, on peut transmettre un flux élémentaire AC-3 sous la forme d'un flux unique, par l'intermédiaire du multiplex MPEG-2, ce qui n'exige l'affectation que d'une seule valeur d'identification de paquet (PID, packet identification). Les récepteurs peuvent accéder à n'importe quel service sonore particulier à l'aide d'un seul filtre de PID.

3.9.4 Volume sonore et portée dynamique

3.9.4.1 Normalisation du volume sonore

Il est important que le système de télévision numérique donne un volume sonore subjectif uniforme pour tous les programmes audio. Les auditeurs trouvent très gênant que les niveaux audio fluctuent d'un canal de radiodiffusion à un autre (ce qui s'observe avec les sauts de canal) ou entre des segments de programme d'un canal donné (volume beaucoup plus élevé pour les messages publicitaires que pour les programmes de divertissement). La voix humaine est un élément qui se retrouve dans la plupart des programmes audio. Il est souhaitable de maintenir une concordance approximative des niveaux de dialogue (paroles prononcées d'une voix normale, sans cris ni chuchotements) entre tous les programmes audio. Le système audio AC-3 procure les éléments syntaxiques permettant d'atteindre cet objectif.

Etant donné que le système de codage audionumérique peut fournir plus de 100 dB de portée dynamique, il n'existe aucune raison technique pour que le dialogue soit codé au voisinage de 100%, comme cela se fait couramment en télévision analogique. On ne peut toutefois être assuré que tous les canaux de programme ou que tous les programmes ou segments de programme d'un canal donné contiendront du dialogue codé à un niveau identique (ou même semblable). Sans niveau de codage uniforme pour le dialogue (ce qui supposerait l'existence d'une marge de sécurité uniforme pour tous les programmes), on constaterait des fluctuations de niveau audio inévitables entre les canaux de programme ou même entre les segments de programme. Dans le cas extrême, des messages publicitaires pourraient être codés au même niveau que les effets sonores les plus forts dans un film de grande diffusion.

Les flux binaires élémentaires AC-3 codés portent une indication (élément syntaxique **dialnorm**) du niveau subjectif auquel le dialogue a été codé. On peut coder des programmes audio différents en prévoyant des marges de sécurité différentes au-dessus du niveau de dialogue pour la musique et les effets sonores dynamiques. Les récepteurs de télévision numériques (et tous les décodeurs AC-3) sont capables d'utiliser la valeur de **dialnorm** pour régler le niveau reproduit des programmes audio, de façon que le dialogue parlé des différents programmes reçus soit reproduit à un niveau uniforme. Certains types de récepteur peuvent même offrir à l'auditeur une commande de volume sonore graduée en niveaux absolus de pression acoustique. L'auditeur pourrait sélectionner le niveau d'écoute désiré pour le dialogue, et le récepteur échelonnerait le niveau de tous les programmes

audio décodés afin que le dialogue soit toujours reproduit au niveau désiré. Tous les décodeurs AC-3 conformes utiliseront le paramètre **dialnorm** et effectueront l'échelonnage prévu. Il s'agit d'une caractéristique inhérente de la norme AC-3, que tous les décodeurs doivent mettre en application.

La partie BSI de la trame de synchronisation contient le champ **dialnorm** de 5 bits, qui indique le niveau du dialogue parlé moyen à l'intérieur du programme audio codé. L'indication est donnée par rapport au niveau d'une onde sinusoïdale complète de 1 kHz. La mesure du niveau de dialogue repose sur une méthode qui donne une valeur subjectivement précise. La mesure du volume sonore subjectif n'a rien d'une science exacte, et de nouvelles techniques de mesure seront mises au point dans l'avenir. Une méthode de mesure actuellement disponible et très utile est celle de la mesure intégrée à pondération «A» (L_{Aeq}). Cette méthode sera utilisée jusqu'à ce qu'une méthode plus précise soit normalisée et mise en œuvre dans les équipements de la pratique. Toute nouvelle méthode de mesure élaborée devrait faire l'objet d'une normalisation (échelonnage) de façon que ses résultats concordent généralement avec ceux de la méthode L_{Aeq} .

Il importe pour les radiodiffuseurs et pour tous ceux qui transmettent des flux binaires audio codés de s'assurer que la valeur de **dialnorm** est correcte. Les valeurs incorrectes occasionnent des fluctuations de niveau non désirées dans les installations domestiques. Par exemple, le pire cas de réglage incorrect (ou abusif) de **dialnorm** serait le suivant: diffusion d'un message publicitaire qui indique un dialogue à bas niveau, bien que le codage corresponde en fait à un dialogue au niveau réel. Le message publicitaire serait alors reproduit au même niveau qu'une explosion réelle dans un long métrage (niveau de pression acoustique >100 dB dans certaines installations de cinéma maison!). Dans le cas de tels abus, il pourrait être nécessaire de réglementer les niveaux audio. Heureusement, les flux binaires contenant une valeur incorrecte de **dialnorm** se corrigent facilement par simple changement de la valeur du champ **dialnorm** de 5 bits, à l'intérieur de l'en-tête BSI.

Il existe deux méthodes principales auxquelles peuvent recourir les organismes de radiodiffusion pour s'assurer que la valeur de **dialnorm** est réglée correctement. La première méthode consiste à sélectionner un niveau de dialogue approprié qui sera utilisé pour toute la programmation et à mettre tous les programmes audio en bande de base en conformité avec ce niveau avant le codage AC-3. On peut ensuite régler **dialnorm** à une valeur commune pour tous les programmes codés. Le fait que tous les programmes soient conformes à un niveau de dialogue commun peut signifier que, pour certains programmes, le niveau audio n'approche jamais le niveau numérique 100% (en raison de la réduction de leur gain) tandis que, pour d'autres programmes, une limitation (non réversible) par le récepteur s'impose pour empêcher le passage au-dessus du niveau numérique 100% (en raison de l'augmentation nécessaire de leur gain). On peut inclure des programmes précodés dans les messages diffusés lorsque la valeur de **dialnorm** est réglée correctement, afin que le récepteur se conforme ensuite à ce niveau.

La deuxième méthode consiste à laisser toute la programmation entrer dans le codeur au niveau réel et à apporter les corrections correspondant aux différents niveaux en réglant la valeur codée de **dialnorm** afin qu'elle soit correcte pour chaque programme. Dans ce cas, c'est dans le récepteur que se fait la mise en conformité à un niveau commun. Cette méthode sera plus facile à mettre en œuvre à mesure que se généralisera la télécommande informatisée du matériel de codage. La base de données correspondant à chaque programme audio à coder inclura alors le niveau de dialogue (avec des éléments comme le nombre de canaux, la langue, etc.). L'ordinateur de commande principal communiquera ensuite la valeur du niveau de dialogue au codeur audio, qui introduira alors la valeur appropriée dans le flux binaire.

Si un programme audio complet est formé par la combinaison d'un service principal et d'un service associé, chacun des deux services combinés se caractérise par une valeur de **dialnorm** qui peut différer de celle de l'autre service. Dans ce cas, la valeur de **dialnorm** dans chaque flux binaire doit

être utilisée pour modifier le niveau des signaux audio décodés à partir de chaque flux, avant le processus de mélange qui combine les signaux audio provenant des deux flux binaires afin de former le programme audio complet.

3.9.4.2 Compression de la portée dynamique

Pour obtenir une programmation de grande qualité, on utilise couramment des signaux audio à portée dynamique étendue, qui conviennent à un environnement de reproduction audio de la plus grande qualité. Desservant un vaste public, les radiodiffuseurs traitent généralement les signaux audio de façon à réduire la portée dynamique. Les signaux audio traités satisfont davantage la plus grande partie du public qui ne dispose pas d'un équipement de reproduction audio équivalent à celui du studio de production audio. Dans le cas de la télévision analogique, tous les téléspectateurs reçoivent les mêmes signaux audio avec la même portée dynamique, et aucun téléspectateur ne peut profiter du son d'origine à large dynamique obtenu à la production.

Le système de codage AC-3 comporte un système intégré de commande de la portée dynamique, qui permet à un flux binaire codé commun d'acheminer la programmation avec une portée dynamique convenant à chacun des auditeurs. Une valeur de commande de la portée dynamique (**dynrng**) est intégrée à chaque bloc audio (toutes les 5 ms). Ces valeurs sont utilisées par le codeur audio pour modifier le niveau des signaux audio reproduits pour chaque bloc audio. Des variations de niveau atteignant ± 24 dB peuvent être indiquées. Les valeurs de **dynrng** sont générées de façon à procurer une portée dynamique subjectivement agréable, mais limitée. Le niveau non altéré est celui du dialogue. Pour les sons dont le volume est supérieur à celui du dialogue, les valeurs de **dynrng** indiqueront une réduction du gain. Pour les sons dont le volume est inférieur à celui du dialogue, les valeurs de **dynrng** indiqueront une augmentation du gain. Le radiodiffuseur détermine les valeurs de **dynrng**, et il peut choisir celles qui génèrent le degré de compression qu'il considère approprié. L'utilisation du niveau de dialogue comme niveau non altéré améliore encore l'uniformité du volume sonore. Cette information de commande fait partie intégrante du flux élémentaire AC-3.

Par défaut, les valeurs de **dynrng** seront utilisées par le décodeur audio conforme. Il est sans importance que le décodeur AC-3 ne fasse pas partie du récepteur DTTB. Même si le décodeur constitue un élément matériel distinct, le comportement du décodeur AC-3 est uniforme à l'égard du signal de commande **dynrng**. Le récepteur reproduit ainsi les signaux audio avec une portée dynamique réduite, comme le désirait le radiodiffuseur. Le récepteur peut aussi offrir au téléspectateur la possibilité d'échelonner la valeur de **dynrng** de manière à réduire l'effet de compression de la portée dynamique, incorporée par le radiodiffuseur. Dans le cas limite, si la valeur de **dynrng** est échelonnée jusqu'à zéro, les signaux audio seront reproduits avec toute la portée dynamique d'origine. L'échelonnage optionnel de **dynrng** peut s'effectuer différemment pour les valeurs indiquant une réduction de gain (qui entraînent la réduction de niveau des sons de volume élevé) et pour les valeurs indiquant une augmentation de gain (qui entraînent l'augmentation de niveau des sons de faible volume). Ainsi, le téléspectateur peut commander indépendamment le degré de compression appliqué aux sons de volume élevé et de faible volume. Par conséquent, bien que le radiodiffuseur puisse produire une compression de portée dynamique répondant aux besoins de la plus grande partie du public, les auditeurs pourront choisir individuellement d'écouter le programme audio en conservant intacte une plus grande partie ou la totalité de la portée dynamique d'origine.

Le codeur AC-3 peut générer les mots de commande de la portée dynamique. Ces mots peuvent aussi être générés par un processeur situé en amont ou en aval du codeur. Si le processeur de portée dynamique se trouve en amont du codeur, il existe un trajet pour acheminer les mots de commande de portée dynamique du processeur jusqu'au codeur, ou jusqu'à un processeur de flux binaire, de façon que les mots de commande puissent s'insérer dans le flux binaire. Lorsqu'il se trouve en aval du codeur, le processeur de portée dynamique peut agir sur un flux codé et insérer directement les

mots de commande, sans modifier les signaux audio codés. En général, il est possible d'insérer ou de modifier des mots de commande de la portée dynamique dans les flux binaires codés sans altérer le flux audio codé.

Lorsqu'il est nécessaire de modifier subjectivement la portée dynamique de programmes audio, on aura recours à la méthode incorporée au sous-système de codage audio. Le système doit fournir un trajet transparent entre le programme audio produit dans le studio de postproduction audio et le domicile de l'auditeur. Aucun dispositif de traitement des signaux, comme des compresseurs ou des limiteurs modifiant le signal audio, ne doit être inséré dans la chaîne des signaux audio. L'utilisation du système de commande de la portée dynamique incorporé au système de codage audio permet au radiodiffuseur ou au fournisseur de programmes de limiter comme il convient la portée dynamique des signaux audio livrés, sans influencer sur le signal audio lui-même. Les signaux audio d'origine sont fournis intacts, et les auditeurs qui désirent en profiter peuvent y avoir accès.

Dans le cas où un programme audio complet est formé à partir de la combinaison d'un service principal et d'un service associé, chacun des deux services combinés peut comporter un signal de commande de la portée dynamique. La plupart du temps, ce signal, contenu dans un flux binaire particulier, s'applique aux canaux audio codés dans le flux en question. Il y a trois exceptions: un service associé pour malvoyants (VI, *visually impaired*) sur canal unique n'offrant qu'une description vocale du contenu de l'image, un service de diffusion de commentaires (C) sur canal unique offrant seulement le canal de diffusion de commentaires, et un service associé à voix hors champ (VO, *voice-over*). Dans ces cas, le signal de commande de la portée dynamique intégré au flux élémentaire du service associé est utilisé par le décodeur pour commander le niveau audio du service audio principal. Le prestataire du service VI, C ou VO peut ainsi modifier le niveau du service audio principal afin de rendre les services VI, C ou VO intelligibles. Ce sont alors à la fois le signal de commande du service principal et le signal de commande du service associé qui déterminent le niveau du service audio principal.

3.9.5 Services principaux, associés et multilingues

3.9.5.1 Vue d'ensemble

Un flux élémentaire AC-3 contient la représentation codée d'un service audio unique. Les services audio multiples sont assurés à l'aide de flux élémentaires multiples. C'est la couche systèmes, et non la couche codage audio, qui se charge du multiplexage des services audio. Chaque flux élémentaire est acheminé par le multiplex de transport, avec une PID unique. Un certain nombre de types de service audio peuvent être codés (séparément) pour être insérés dans chaque flux élémentaire. Chaque flux élémentaire porte une indication de son type de service dans le champ du bit *bsmod*. Il existe deux types de *service principal* et six types de *service associé*. Chaque service associé peut être assorti d'une étiquette (dans le descripteur audio AC-3 des données PSI de transport) spécifiant l'association à un ou à plusieurs services audio principaux. Chaque flux élémentaire AC-3 peut également comporter une étiquette de code de langue. Le nombre de services audio (principaux et associés) n'est limité que par les possibilités du multiplex MPEG-2 (maximum de 8 192 flux). Le système DTTB spécifié par les normes ATSC A/52 et A/53 offre les possibilités de service spécifiées dans les paragraphes qui suivent.

Les services associés peuvent contenir des mélanges complets de programmes ou un seul élément de programme. On peut décoder et utiliser comme tels les services associés constituant des mélanges complets. Ces services sont identifiés par le bit *full_svc* dans le descripteur AC-3 (voir la Recommandation UIT-R BS.1196, Appendice 1 à l'Annexe 2). Les services associés qui ne contiennent qu'un seul élément de programme doivent être combinés avec les éléments de programme d'un service audio principal.

La présente section décrit chaque type de service et donne des lignes directrices d'utilisation. En général, un programme audio complet (ce qui est présenté à l'auditeur par l'intermédiaire des haut-parleurs) peut comprendre un service audio principal, un service audio associé constituant un mélange complet ou un service audio principal combiné à un service audio associé. Il est nécessaire de pouvoir décoder simultanément un service principal et un service associé afin de former un programme audio complet selon certaines combinaisons de services décrites dans la présente section. Les décodeurs audio ne sont pas obligés d'accepter des données d'entrée représentant des services audio qui ne seront pas décodés. Cela permet de réduire la capacité de la mémoire tampon requise dans le récepteur.

3.9.5.2 Récapitulation des types de service

Les types de service qui correspondent à chaque valeur de **bsmod** sont définis dans la norme de compression audio numérique (AC-3) (Annexe 2 de la Recommandation UIT-R BS.1196). Le Tableau 3.2 reproduit cette information, et les paragraphes qui suivent décrivent ces types de service.

TABLEAU 3.2

Tableau des types de service

bsmod	Type de service
000 (0)	Service audio principal: principal complet (CM, <i>complete main</i>)
001 (1)	Service audio principal: musique et effets (ME, <i>music and effects</i>)
010 (2)	Service associé: pour les malvoyants (VI, <i>visually impaired</i>)
011 (3)	Service associé: pour les malentendants (HI, <i>hearing impaired</i>)
100 (4)	Service associé: dialogue (D)
101 (5)	Service associé: diffusion de commentaires (C)
110 (6)	Service associé: urgence (E, <i>emergency</i>)
111 (7)	service associé: voix hors champ (VO, <i>voice-over</i>)

3.9.5.3 Services multilingues

Chaque flux binaire audio peut être exprimé dans n'importe quelle langue. Afin d'assurer des services audio dans plusieurs langues, on peut fournir un certain nombre de services audio principaux, chacun dans une langue différente. C'est la méthode préférable (du point de vue artistique), car elle ne comporte aucune restriction quant à l'insertion et à la réverbération du dialogue. Elle présente toutefois l'inconvénient de nécessiter le débit binaire complet nécessaire à un service multicanal pour assurer un service complet sur canal de 5.1 dans chaque langue. Afin de diminuer le débit binaire requis, on peut réduire le nombre des canaux audio réservés à des langues. Ainsi, les versions dans d'autres langues pourraient être offertes dans le mode stéréophonique sur deux canaux, ou dans le mode monophonique, avec un débit binaire inférieur approprié.

On peut également fournir un service multilingue en assurant un service audio multicanal principal (ME) qui ne comporte pas de dialogue. Il est alors possible de fournir plusieurs services associés de dialogue (D) sur canal unique, chacun avec un débit binaire approprié. La formation d'un programme audio complet exige le décodage simultané du service D dans la langue appropriée et son mélange avec le service ME. Grâce à cette méthode, il est possible de traiter efficacement un

grand nombre de langues, mais au prix de limitations artistiques. Le canal unique de dialogue est mélangé avec le canal central de reproduction, et il ne permet pas l'étalement. De plus, la réverbération est circonscrite au canal central, ce qui ne représente pas une situation optimale. Néanmoins, cette méthode est très intéressante pour certains types de programmation (sports, etc.) en raison des économies de débit binaire qu'elle permet.

On peut accroître l'efficacité d'un service stéréophonique (bicanal) multilingue sans limitation de la qualité artistique en fournissant un service principal ME stéréophonique avec des services D stéréophoniques. Les services D et ME en langue appropriée sont simplement combinés dans le récepteur de façon à donner un programme stéréophonique complet. On peut étaler le dialogue et intégrer de la réverbération sur les deux canaux.

On notera que, durant les périodes où le dialogue n'est pas présent, il est possible d'interrompre momentanément les services D et d'utiliser leur capacité à d'autres fins.

3.9.5.4 Description détaillée des types de service

3.9.5.4.1 CM – service audio principal complet

Le type CM de service audio principal comprend un programme audio complet (avec dialogue, musique et effets). C'est le type de service audio fourni normalement. Le service CM peut être assuré sur canaux audio 1 à 5.1. On peut encore améliorer ce service en recourant aux services associés VI, HI, C, E ou VO décrits ci-dessous. Les signaux audio en plusieurs langues peuvent être assurés par l'intermédiaire de services CM multiples, chacun dans une langue différente.

3.9.5.4.2 ME – service audio principal, musique et effets

Le type ME de service audio principal comprend la musique et les effets d'un programme audio, mais pas le dialogue pour le programme. Le service ME peut englober sur canaux audio 1 à 5.1. Le dialogue du programme principal est absent et (s'il existe) il est assuré par l'intermédiaire d'un service associé D. Les services D multiples dans des langues différentes peuvent être associés à un service ME unique.

3.9.5.4.3 VI – service pour les malvoyants

Le service associé VI contient généralement une description vocale du contenu visuel du programme. Dans ce cas, le service VI est assuré sur un canal audio unique. La reproduction simultanée du service VI et du service audio principal permet à l'utilisateur malvoyant de profiter du programme audio multicanal principal et de suivre ce qui se passe sur l'écran. On peut ainsi mélanger le service VI sur l'un des canaux de reproduction principaux (le choix du canal peut être laissé à l'auditeur) ou le fournir au moyen d'une sortie distincte (l'utilisateur malvoyant faisant, par exemple, usage d'un casque d'écoute ouvert).

Dans ce type de service VI, le signal de commande de la portée dynamique doit être utilisé par le décodeur audio pour modifier le niveau du programme audio principal. C'est donc le prestataire du service VI qui déterminera le niveau du service audio principal, et il pourra signaler au décodeur (en modifiant les mots de commande de la portée dynamique incorporés au flux élémentaire audio VI) de réduire le niveau du service audio principal d'un maximum de 24 dB afin de faire en sorte que la description vocale soit intelligible.

Le service VI peut être fourni non seulement sous la forme d'un canal unique de description vocale, mais également sous la forme d'un assortiment complet de programmes: musique, effets, dialogue et description vocale. Dans ce cas, il est possible de coder le service en utilisant un nombre quelconque de canaux (jusqu'à 5.1), et le signal de commande de la portée dynamique ne s'applique alors qu'à ce service. Le fait que le service fournisse un assortiment complet est indiqué dans le descripteur AC-3.

3.9.5.4.4 HI – service pour les malentendants

Le service associé HI ne comporte typiquement qu'un seul canal de dialogue et est destiné aux personnes que leurs difficultés auditives empêchent de comprendre facilement le dialogue en présence de musique et d'effets sonores. On peut traiter le dialogue afin d'en accroître l'intelligibilité pour les malentendants. Il est possible que l'auditeur malentendant veuille écouter un mélange de la piste de dialogue HI monocanal et des signaux audio du programme principal. La reproduction simultanée du service HI et du service CM permet à l'auditeur HI de régler le mélange afin de commander l'accentuation du dialogue par rapport à la musique et aux effets. Le canal HI est généralement mélangé dans le canal central. On pourrait aussi acheminer le signal HI vers une sortie distincte (qui pourrait, par exemple, alimenter un casque d'écoute ouvert porté seulement par l'auditeur HI).

Le service HI peut être fourni non seulement sous la forme d'un canal unique de description vocale, mais également sous la forme d'un assortiment complet de programmes: musique, effets et dialogue, avec intelligibilité accrue. Dans ce cas, il est possible de coder le service en utilisant un nombre quelconque de canaux (jusqu'à 5.1). Le fait que le service fournisse un assortiment complet est indiqué dans le descripteur AC-3.

3.9.5.4.5 D – dialogue

On a recours au service associé de dialogue lorsqu'on désire offrir, le plus efficacement possible, un programme audio multicanal dans plusieurs langues simultanément et que le contenu du programme est tel que les restrictions (aucun étalement, aucune réverbération multicanal) d'un canal de dialogue unique peuvent être tolérées. Avec le service D, le service principal est de type ME (musique et effets). Dans le cas où le service D comporte un seul canal, le décodage simultané du service ME et du service D sélectionné permet de former un programme audio complet en mélangeant le canal D dans le canal central du service ME. Lorsque le service audio principal est de type ME, plusieurs services D en langues différentes sont disponibles. Le démultiplexeur de transport peut être conçu de telle sorte qu'il sélectionne le service D à fournir au décodeur audio, selon la préférence linguistique de l'auditeur (habituellement mise en mémoire dans le récepteur). L'auditeur peut aussi donner explicitement au récepteur l'ordre de sélectionner une piste linguistique particulière, neutralisant ainsi la sélection par défaut.

Lorsque le service audio principal ME comporte plus de deux canaux audio, le service D est monophonique (mode 1/0). Lorsque le service audio principal comporte deux canaux, le service D peut contenir deux canaux (mode 2/0). Dans ce cas, un programme audio complet est formé par le décodage simultané du service D et du service ME, par le mélange du canal gauche du service ME avec le canal gauche du service D, et par le mélange du canal droite du service ME avec le canal droite du service D. Le résultat est un signal stéréophonique bicanal contenant musique, effets et dialogue.

3.9.5.4.6 C – diffusion de commentaires

Le service associé de diffusion de commentaires est semblable au service D à ceci près que, au lieu d'acheminer le dialogue du programme principal, le service C véhicule l'information facultative de diffusion de commentaires du programme. Quand un ou plusieurs services C sont assurés, le récepteur peut aviser l'auditeur de leur présence. L'auditeur doit pouvoir appeler (par exemple sur son écran) l'information sur les divers services C disponibles, et il peut facultativement en sélectionner un pour être décodé avec le service principal. On peut ajouter le service C à n'importe quel canal de haut-parleur (l'auditeur peut avoir la possibilité d'effectuer cette sélection). Parmi les utilisations typiques du service C, on retrouve l'addition de commentaires durant une manifestation sportive ou de différents niveaux (élémentaire, intermédiaire, avancé) de commentaires pour accompagner des programmes documentaires ou éducatifs.

Le service C peut être assuré sur un seul canal audio contenant uniquement les commentaires. Dans ce cas, la reproduction simultanée d'un service C et d'un service CM permet à l'auditeur d'entendre les commentaires ajoutés au programme. Le décodeur audio utilise le signal de commande de la portée dynamique du service C monocanal pour modifier le niveau du programme audio principal. C'est donc le prestataire du service C qui détermine le niveau du service audio principal et qui peut signaler au décodeur (en modifiant les mots de commande de la portée dynamique incorporés au flux élémentaire audio C) de réduire le niveau du service audio principal d'un maximum de 24 dB pour garantir l'intelligibilité des commentaires.

Le service C peut être fourni non seulement sous la forme d'un canal unique de diffusion de commentaires, mais également sous la forme d'un assortiment complet de programmes: musique, effets, dialogue et commentaires. Dans ce cas, il est possible de fournir le service en utilisant un nombre quelconque de canaux (jusqu'à 5.1). Le fait que le service fournisse un assortiment complet doit être indiqué dans le descripteur AC-3 (voir Doc. ATSC A/52, Annexe A).

3.9.5.4.7 E – urgence

Le service associé E est prévu pour l'insertion d'annonces urgentes. Il n'est pas absolument nécessaire de remplacer les services audio normaux pour transmettre le message urgent. Le démultiplexeur de transport accorde la priorité supérieure à ce type de service audio. Chaque fois qu'un service E est présent, le sous-système de transport le fournit au décodeur audio. Lorsque ce décodeur audio reçoit un service associé de type E, il interrompt la reproduction de tout service principal reçu et ne reproduit que le service E. Le service E peut également s'utiliser pour les applications non urgentes. Il est possible d'y recourir chaque fois que le radiodiffuseur désire forcer tous les décodeurs à interrompre la reproduction du programme audio principal et à lui substituer un canal unique de priorité supérieure.

3.9.5.4.8 VO – voix hors champ

Il est possible d'utiliser le service E pour des annonces, mais le recours à ce service entraîne la substitution complète de la voix hors champ à la partie audio du programme principal. Le service associé de voix hors champ est semblable au service E, à ceci près qu'il doit être reproduit avec le service principal. Le démultiplexeur des systèmes accorde la deuxième priorité à ce type de service associé (immédiatement derrière le service E). Le service VO doit être décodé et mélangé simultanément dans le canal central du service audio principal, qui est en cours de décodage. Le décodeur audio utilise le signal de commande de la portée dynamique du service VO pour modifier le niveau du programme audio principal. C'est donc le radiodiffuseur qui détermine le niveau du service audio principal et qui peut signaler au décodeur (en modifiant les mots de commande de la portée dynamique incorporés au flux binaire audio VO) de réduire le niveau du service audio principal d'un maximum de 24 dB durant la présence d'une voix hors champ. Le service VO permet l'addition de voix hors champ typiques à un flux binaire audio déjà codé, sans exiger le décodage des signaux audio en bande de base, puis leur recodage. On prévoira toutefois de l'espace dans le multiplex de transport afin de permettre l'insertion du service VO.

3.9.6 Conclusion

Le système de codage AC-3 se charge du codage audio de base, tout en offrant un certain nombre de caractéristiques utiles dans un système DTTB. Les services associés, fournis grâce à la souplesse du système multiplex MPEG-2, offrent une souplesse quasi-illimitée et permettent d'utiliser un grand nombre de canaux audio connexes.

3.10 Données auxiliaires

La radiodiffusion télévisuelle DTTB offre la possibilité d'ajouter des services de données numériques auxiliaires au service vidéo et audio de base. La souplesse du système MPEG-2 permet d'introduire facilement de nouveaux services, à tout instant et avec une complète compatibilité vers l'amont. Les services de base comprennent le sous-titrage de programme, les messages d'urgence, l'information guide de programme et le télétexte.

3.10.1 Télétexte

Source de signaux qui peuvent être considérés comme des données, le télétexte est conforme à l'un des systèmes existants décrits dans la Recommandation UIT-R BT.653. Les systèmes A, B, C et D contenus dans cette spécification doivent pouvoir fonctionner à 50 Hz et 60 Hz. Comme le signal de télétexte est déjà numérique, il suffit de le mettre en paquets en ajoutant un en-tête et des données supplémentaires. La Fig. 3.19 donne un exemple de la façon dont pourrait être configuré un système télétexte de DTTB.

3.10.2 Sous-titrage de programme

Le sous-titrage de programme est une fonction essentielle de tout service de télévision. Il existe un certain nombre de moyens d'acheminer l'information de sous-titrage codé:

- en tant que données d'utilisateur dans le flux vidéo MPEG-2 (comme dans le système sous-titré codé Line 21);
- en tant que flux privés dans les systèmes MPEG, par exemple avec un système télétexte existant;
- en tant que flux enregistré dans les systèmes MPEG utilisant le descripteur d'enregistrement.

3.10.3 Services multimédias de diffusion de messages

Un service DTTB peut assurer des services multimédias, par exemple des services d'information connexes aux programmes de télévision courants, des services de navigation facilitant la sélection des programmes et des services d'actualités (nouvelles les plus récentes) dans un style de présentation multimédia et hypermédia. Le développement des services multimédias dans le domaine de l'informatique et des télécommunications a été remarquable. Le système de codage des services multimédias a fait l'objet d'une normalisation, par exemple MHEG ou Hyper ODA. Il est nécessaire d'assurer l'interfonctionnement du système de codage multimédia selon des normes permettant de réaliser des récepteurs communs ou des intégrations à grande échelle (LSI, *large scale integration*). Les utilisateurs peuvent recevoir ces services multimédias de façon interactive, sur leurs téléviseurs ou ordinateurs domestiques.

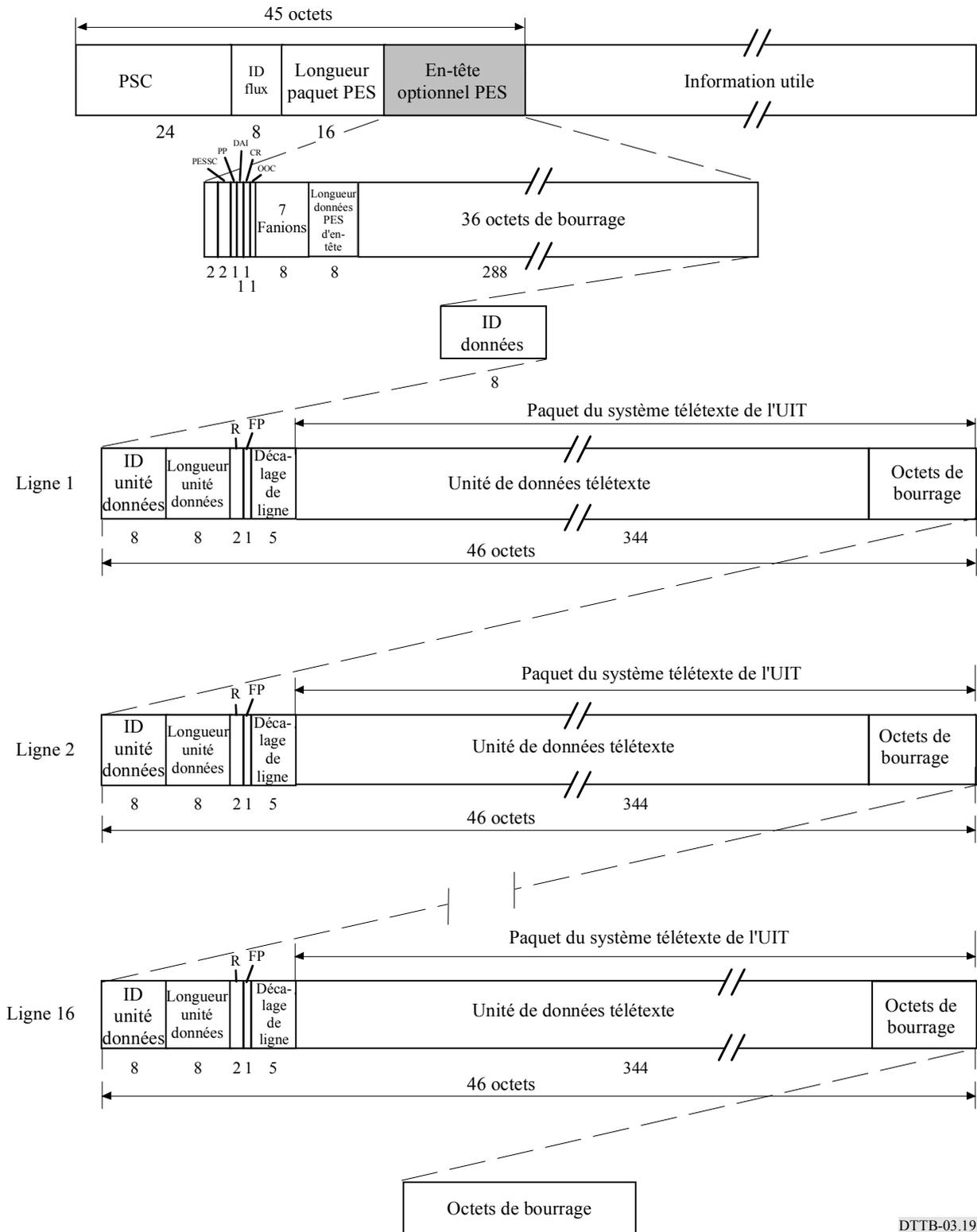
3.11 La structure de multiplexage MPEG-2

Les signaux vidéo et audio comprimés et codés, et les données auxiliaires, forment des flux binaires élémentaires comprimés. Ces flux sont ensuite organisés en paquets série aux fins de stockage et de transmission.

La norme MPEG-2 spécifie trois types de flux:

Flux binaire élémentaire en paquets (PES, *packetized elementary stream*)

Flux binaire de base en paquets pour l'image (vidéo), le son (audio), les données, ou tout autre type de flux. Un paquet de PES contient des octets codés provenant d'un, et d'un seul, flux élémentaire. Le flux PES est une structure logique qui peut être utile dans des formes de réalisation du flux de programme ou du flux de transport. En revanche, il n'est pas défini comme un flux pour l'échange et l'interopérabilité.



DTTB-03.19

FIGURE 3.19
Flux élémentaire de paquets télétexte

Flux binaire de programme (PS, *program stream*)

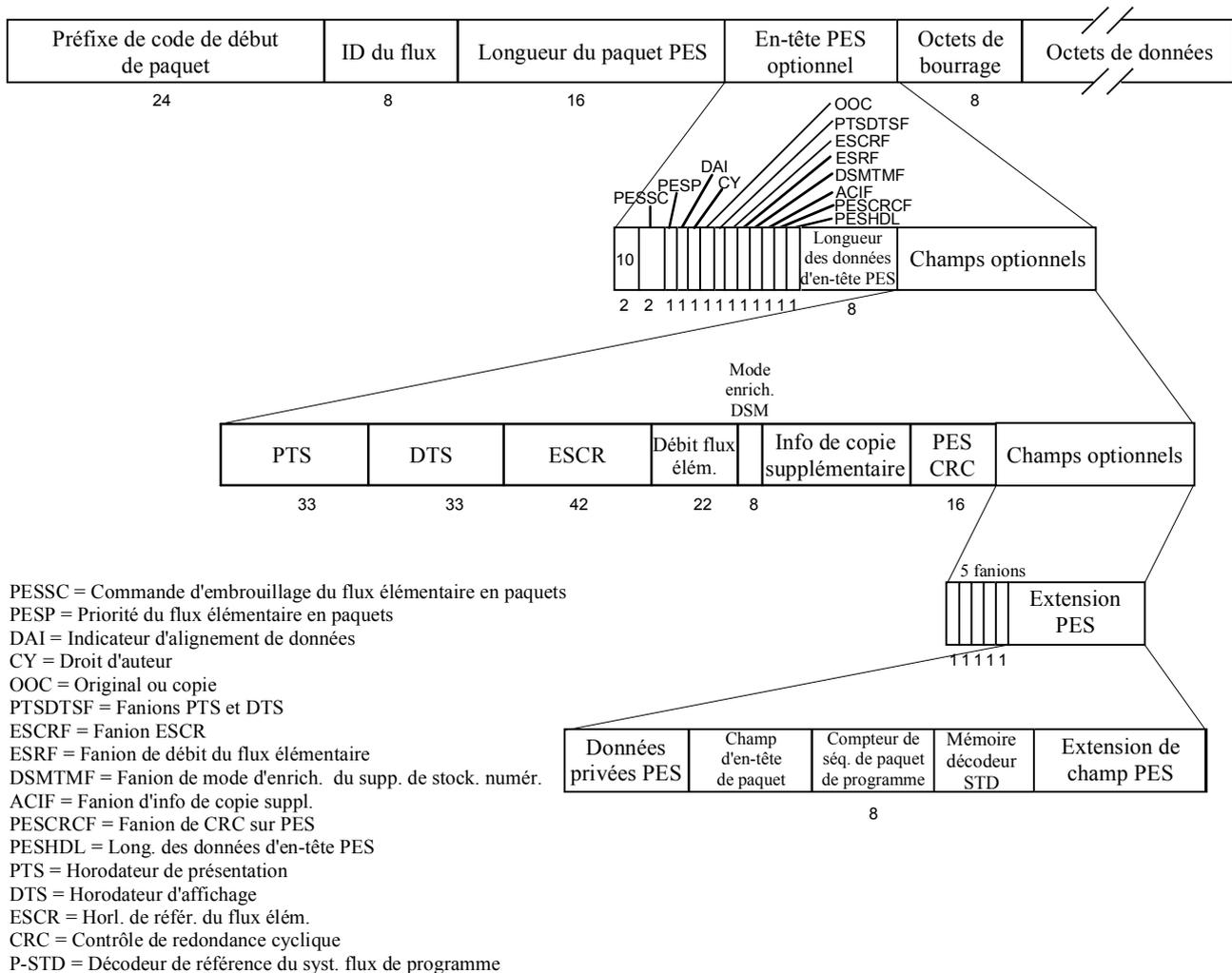
Combinaison de plusieurs flux binaires élémentaires en paquets qui ont une base temporelle commune, utilisé dans un environnement exempt d'erreurs. Les paquets du flux binaire de programme peuvent être de longueur variable et relativement grande. Ce flux binaire convient bien dans des applications pouvant nécessiter un traitement par logiciel.

Flux binaire de transport (TS, *transport stream*)

Combinaison d'un ou plusieurs flux binaires élémentaires en paquets avec une ou plusieurs bases de temps, donnant un flux binaire unique, utilisé dans les cas où le milieu de transmission est susceptible d'introduire des erreurs. Des flux élémentaires utilisant en partage une base de temps commune forment un programme. Les paquets des flux de transport ont une longueur de 188 octets. Ce flux est conçu pour le stockage ou la transmission dans des milieux à pertes ou des milieux bruyants.

3.11.1 Flux binaire élémentaire en paquets

La Fig. 3.20 donne la structure d'un paquet de ce flux binaire.



DTTB-03.20

FIGURE 3.20
Structure d'un paquet

Préfixe de code de début

Ce préfixe a la valeur fixe \$00 \$00 \$01, comme indiqué plus haut.

Id (identification) du flux

Chaque type de flux a une valeur particulière:

\$BF Privé 2
\$C0 - \$DF Numéro de flux audio.
\$E0 - \$EF Numéro de flux vidéo.
\$F0 - \$FF Numéro de flux de données.

Longueur du paquet

Ce champ donne la longueur du paquet; sa taille maximale est de 65 536 bits.

Capacité de la mémoire tampon

Ce champ peut contenir la capacité de la mémoire tampon nécessaire dans le décodeur.

Références bibliographiques

- [1] ISO/IEC 13818-2 [1995] Recommandation UIT-T H.262. Technologies de l'information – Codage générique des images animées et du son associé, Données vidéo.
- [2] ATSC [1994] Terrestrial HDTV Standard, Appendix I, Video System Characteristics.
- [3] BARON, S. et WILSON, W. R. [1994] MPEG Overview. ITU/SMPTE Tutorial on Digital Terrestrial Television Broadcasting, ISBN 0-940690-24-1, p. 28-36.
- [4] FLETCHER, J. A. [1994] Multi-channel sound for HDTV: Subjective tests on sound channel configuration. BBC Research and Development Report No. BBC RD 1994/4.

Bibliographie

ATSC [février 1992] Doc. T3/186. Advanced Television Systems Committee.

ATSC [16 septembre 1995] ATSC Digital Television Standard, Doc. A/53. Advanced Television Systems Committee.

ATSC [4 octobre 1995] Guide to the use of the ATSC Digital Television Standard, Doc. A/54. Advanced Television Systems Committee.

ATSC [décembre 1995] Digital Audio Compression (AC-3) Standard, Doc. A/52. Advanced Television Systems Committee.

- ETSI [janvier 1995] European Telecommunication Standard pr ETS 300 401, Radio Broadcasting System; Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile, Portable and Fixed Receivers.
- HOEG, W., GILCHRIST, N., TWIETMEYER, H. et JUENGER, H. [1995] Commande de la dynamique (DRC) et commande de musique/parole (MSC): Services de données associées au programme DAB. *Rev. techn. UER*, **261**, p. 56-70.
- ISO/IEC 11172-3 [1992] Codage de l'image animée et du son associé pour les supports de stockage numérique jusqu'à 1,5 Mbit/s – Partie audio. Norme internationale.
- ISO/IEC 13818-3 [novembre 1994], Technologies de l'information: Codage générique des images animées et des informations sonores associées – Partie son. Norme internationale.
- v.d. KERKHOF, L. [5-9 septembre 1993] Compatible 5.1 Channel Extension to the MPEG Layer II Audio Coding Standard dans Audio and Video Digital Radio Broadcasting Systems and Techniques, Actes de l'Atelier international de Tirrenia de 1993 sur les communications numériques, Tirrenia (Pise), Italie, p. 89-95.
- KONSTANTINIDES, K. [février 1994] Fast Sub-band Filtering in MPEG Audio Coding, *IEEE Signal Proc. Lett.*, Vol. 1, **2**, p. 26-28.
- NIELSEN, S., STOLL, G. et v.d. KERKHOF, L. [février 1994] Perceptual Coding of Matrixed Audio Signals. 96^e Convention de l'AES, Amsterdam, publication préliminaire 3867 (P1.9).
- PRINCEN et BRADLEY [1986] *IEEE Trans ASSP*, Vol. 34, **5**, p 1153-1161.
- RAULT, J. B., DEHERY, Y. F. et Lever, M. [janvier 1995] The ISO/MPEG Audio MUSICAM Family, Institution of Electrical Engineers Colloquium on 'MPEG-2 – What It Is and What It Isn't', Digest 1995/012, Londres.
- Recommandation UIT-R BS.1196 – Codage audio pour la radiodiffusion de télévision numérique par voie de Terre.
- STOLL, G. [septembre 1995] MPEG Audio Layer II: A Generic Standard for Coding of Two and Multichannel Sound for DVB, DAB and Computer Multimedia. Documents de la Conférence IBC95, Amsterdam.
- STOLL, G., THEILE, G., NIELSEN, S., SILZLE, A., LINK, M., SEDLMEYER, R. et BREFORT, A. [1993] Extension of ISO/MPEG – Audio Layer II to Multi-Channel Coding: The Future Standard for Broadcasting, Telecommunication, and Multimedia Applications, 94^e Convention de l'AES, publication préliminaire 3550 (W4-3).
- THEILE, G. et LINK, M. [1993] Low-Complexity Dynamic Range Control System Based on Scale-Factor Weighting. 94^e Convention de l'AES, 1993, publication préliminaire 3563 (D4-2).
- TODD, et autres [1994] AC-3: Flexible perceptual coding for audio transmission and storage, 96^e Convention de l'AES, publication préliminaire 3796, Amsterdam.
- TODD, C. [14 septembre 1995] Loudness Uniformity and Dynamic Range Control for Digital Multichannel Audio Broadcasting. Documents de la conférence IBC '95.

CHAPITRE 4

MULTIPLEX DE SERVICE ET TRANSPORT

4.1 Structures disponibles

4.1.1 Mode de transfert asynchrone (ATM, asynchronous transfer mode)

La technologie ATM a été mise au point pour résoudre les problèmes de multiplex et de transport qui se posaient en matière de communications téléphoniques. Comme le précise la Recommandation UIT-T I.361, il s'agit d'une structure dans laquelle tout type d'information est encapsulé dans des cellules comptant 53 octets. Les 5 premiers octets (l'en-tête) contiennent l'information de multiplexage, tandis que les 48 derniers (l'information utile) contiennent l'information de l'utilisateur. Afin d'assurer de bout en bout la transparence temporelle et la transparence de l'information, une couche adaptation ATM (AAL, ATM adaptation layer) a été définie au-dessus de la couche ATM. Il est possible de déterminer différents types de couche AAL, afin de couvrir la gamme complète des services à assurer.

Cette approche pourrait aussi être adaptée à la radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre (DTTB). Une structure semblable en paquets peut être retenue, les fonctionnalités et la structure de l'en-tête de cellule étant optimisées pour l'environnement DTTB. Il peut aussi être nécessaire d'ajouter une structure de trame récurrente pour améliorer la performance du multiplex dans des conditions défavorables, entraînant des erreurs.

4.1.2 MPEG-2

Le groupe d'experts en images animées (MPEG, *Moving Picture Experts Group*) de l'ISO/CEI a défini une structure de multiplex qui pourrait aussi servir pour la DTTB. En Amérique du Nord, le mécanisme de transport de la norme du Comité des systèmes de télévision évolués (*Advanced Television System Committee*) (Etats-Unis d'Amérique) est un sous-ensemble de la syntaxe des flux de transport du système MPEG-2.

En Europe, des systèmes de télévision multiprogrammes numériques ont été mis au point dans le cadre du projet DVB, pour des applications par satellite, ainsi que pour des applications CATV et SMATV (antenne collective de réception télévisuelle par satellite). Ces systèmes utilisent les méthodes de codage vidéo et audio de la norme MPEG-2, ainsi que le multiplexage des flux de transport. Afin d'obtenir la similitude de conception maximale pour les différents supports, les méthodes de codage de source et de multiplexage de transport MPEG seront adoptées pour le projet DVB, et notamment pour le système DTTB en cours de développement.

Les structures de multiplex de paquets du système MPEG-2 ont été spécifiquement adaptées aux exigences imposées par les signaux radiodiffusés (vidéo, audio et données), en tenant compte de la compatibilité avec les structures ATM. La structure en paquets du système MPEG-2 comporte 188 octets, soit 4 octets d'en-tête et 184 octets d'information utile. Cette taille de paquet a été retenue pour que le paquet puisse être encapsulé dans quatre cellules ATM, sous la forme de quatre blocs d'information utile de 47 octets ($4 \times 47 = 188$), ce qui laisse de la place pour 1 octet AAL ATM par cellule ATM. Le système MPEG-2 peut transporter les données avec une marge plus faible que le système ATM. La question de la marge est importante dans l'environnement très restrictif de la DTTB.

4.1.3 Radiodiffusion numérique à intégration des services (RDNIS)

L'Administration japonaise a proposé d'appliquer la RDNIS à la radiodiffusion numérique, en notant ses caractéristiques intrinsèques suivantes:

- souplesse,
- extensibilité,
- interfonctionnement,
- bonnes caractéristiques de transmission,
- réception facile des programmes,
- capacité d'accès conditionnel et
- autres caractéristiques, telles que faible coût d'exploitation pour les radiodiffuseurs et simplicité des récepteurs et coût modique.

Des systèmes de radiodiffusion numérique par satellite, de Terre et par câble sont en cours de développement, le but étant d'obtenir le maximum de spécifications communes fondées sur le concept de la RDNIS.

4.2 Multiplexage de signaux vidéo, audio et de données

4.2.1 Introduction

Les diverses composantes des flux binaires vidéo, audio et d'éléments de données doivent être multiplexées pour former l'ensemble complexe de signaux d'un système DTTB. De plus, diverses stratégies de protection contre les erreurs peuvent être utilisées à cette étape du traitement, afin d'augmenter la robustesse des données multiplexées. La randomisation des données numériques et l'entrelacement des données sont des techniques auxquelles on peut avoir recours afin que les salves d'erreurs binaires dans les canaux puissent être traitées comme des erreurs binaires non corrélées, par les codecs à correction d'erreur directe sans voie de retour. En outre, des séquences de bits de synchronisation peuvent être insérées à certains intervalles, pour marquer ces limites et fournir au processeur les flux appropriés de vidéo, audio, données/texte et données de contrôle.

Une méthode possible consiste à configurer les octets de transmission selon une structure semblable à la structure de ligne et de trame des actuels signaux de télévision analogique. Ce procédé peut aussi aboutir à une structure de signal contenant des séquences récurrentes qui peuvent servir à la synchronisation et comme «signaux de conditionnement» pour les systèmes supprimeurs d'images fantômes ou d'égalisation des canaux.

Une autre possibilité consisterait à utiliser une couche de transport de données fondée sur des relais de cellules, qui assurerait la remise prioritaire des données vidéo et assurerait ainsi une dégradation progressive des services en cas de perturbations dans les canaux. Le relais de cellules pourrait aussi assurer la synchronisation logique qui est essentielle à la remise fiable de signaux vidéo comprimés à codage de longueur variable, en présence d'erreurs de transmission. Ce protocole de transport de données offre également une souplesse de service permettant une gamme étendue de services vidéo, audio et de données auxiliaires combinés. Le processeur de transport multiplexe de manière asynchrone les données d'information utile présentant différentes priorités, dans des unités de transport de base appelées cellules. Une cellule ressemble à un paquet de données dans les réseaux du type paquet des communications de données modernes. Elle comporte un en-tête et un bloc de fin entourant une zone d'information utile. Chaque cellule a une taille fixe et comporte ses propres bits de correction d'erreurs. Il est à noter que le format de la cellule peut être transcodé en réseau numérique à intégration des services à large bande (RNIS-LB), ce qui ouvre la voie au développement de futurs services d'information.

L'utilisation d'«en-têtes» et de «descripteurs» dans le flux de données est considérée par certains comme une méthode utile qui facilite le traitement des données.

4.2.2 Multiplexage de flux de programme et multiplexage de flux de transport

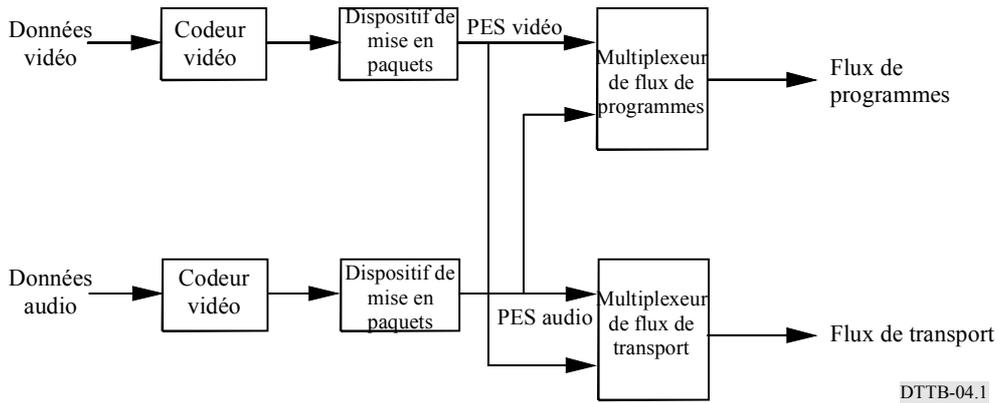


FIGURE 4.1

Méthodes de multiplexage au niveau système

D'un point de vue général, il existe deux méthodes pour multiplexer dans un seul canal des flux binaires élémentaires provenant de plusieurs applications. L'une se fonde sur l'utilisation de paquets de longueur fixe et l'autre sur celle de paquets de longueur variable. Comme le montre la Fig. 4.1, dans les deux cas, les flux binaires élémentaires vidéo et audio sont, d'une manière générale, groupés en paquets **PES (flux élémentaires en paquets)** de longueur variable (à noter cependant que certaines applications produisent des paquets PES de longueur fixe). Entre les deux méthodes, la seule différence de traitement pour la génération des flux binaires multiplexés intervient dans l'étage de multiplexage final.

La Fig. 4.2 donne des exemples de flux binaires, à la fois pour la méthode du flux de programmes et pour celle du flux de transport, afin de mettre leurs différences en évidence. Cette Figure montre que, dans la méthode du **flux de programmes**, les paquets PES provenant de divers flux binaires élémentaires sont multiplexés par transmission des bits correspondant aux paquets PES complets, dans l'ordre, ce qui donne une séquence de paquets de **longueur variable** sur le canal.

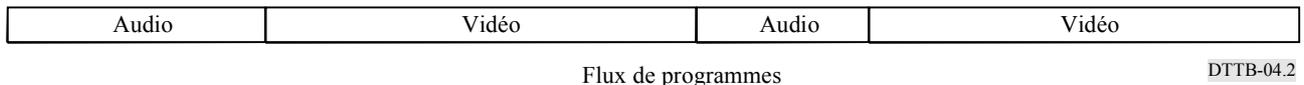
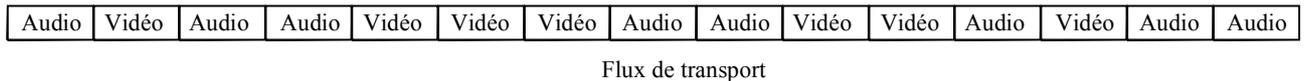


FIGURE 4.2

Méthodes de mise en paquets

Par contre, dans la méthode du **flux de transport**, la Fig. 4.2 montre que les paquets PES (y compris les en-têtes PES) sont transmis comme information utile de paquets de transport de **longueur fixe**. Chaque paquet de transport est précédé d'un en-tête de transport qui comprend l'information nécessaire à l'identification du flux binaire. Chaque paquet PES correspondant à un flux binaire élémentaire particulier occupe un nombre variable de paquets de transport, et les données provenant des divers flux binaires élémentaires sont généralement entrelacées les unes avec les autres au niveau de la couche paquet de transport. Les données contenues dans les en-têtes de transport facilitent l'identification de chaque flux binaire élémentaire. Les nouveaux paquets PES déclenchent toujours un nouveau paquet de transport et des octets de bourrage sont utilisés pour remplir les paquets contenant des données PES partielles.

Les deux méthodes de multiplexage répondent à des impératifs différents d'applications. Les flux de transport conviennent bien dans les cas où des erreurs et des pertes de données sont probables, comme pour certains supports d'information et pour la transmission sur des canaux sujets au bruit. Les flux de programmes conviennent aux supports relativement exempts d'erreurs, comme les CD-ROM. Des erreurs ou une perte de données dans des paquets PES pourraient entraîner la perte complète de synchronisation lors du décodage. La méthode du flux de programmes est employée lorsque la compatibilité avec la norme MPEG-1 est exigée.

Il faut toutefois noter que les flux de données de programmes et les flux de données de transport relèvent normalement, les uns et les autres, des mêmes couches générales de fonctionnalité des protocoles. Par conséquent, il n'y a pas de raison de transporter un flux binaire de programmes dans un flux binaire de transport, ou inversement. Le transcodage entre les deux formats est possible, et on pourrait établir une interface entre les deux.

4.2.3 Avantages de la méthode de mise en paquets de longueur fixe

La méthode de mise en paquets de longueur fixe est souple et présente certains avantages supplémentaires lorsqu'on essaie de multiplexer des données relatives à plusieurs applications pour former un seul flux binaire.

Alors que les systèmes numériques sont généralement décrits comme étant souples, l'utilisation de paquets de longueur fixe présente un degré élevé de souplesse pour la répartition de la capacité des canaux entre des services vidéo, audio et de données auxiliaires. L'utilisation d'un champ d'identification de paquet (**PID, *packet identification field***) dans l'en-tête du paquet, comme moyen d'identification du flux binaire, permet d'avoir une combinaison de signaux vidéo, de signaux audio et de données auxiliaires, qui est souple et n'a pas besoin d'être spécifiée à l'avance. La capacité totale des canaux peut être réattribuée pour répondre à des besoins immédiats de service, y compris l'attribution de la totalité du flux binaire pour la prestation de services de données. C'est ce qu'on appelle l'**affectation dynamique de capacité**.

La possibilité d'affectation dynamique de la capacité d'un système peut être exploitée de deux manières: soit pour ajouter des flux binaires élémentaires supplémentaires à l'entrée du multiplexeur, soit pour permettre le multiplexage de ces flux élémentaires avec le flux binaire initial, dans un étage ultérieur. Avec la présence de plusieurs flux binaires élémentaires dans le canal de données, on obtient un système à **plusieurs niveaux**.

Lorsqu'on a développé le système DTTB, c'était avec l'idée qu'il y aurait dans l'avenir des services qui ne pouvaient pas être prévus lors de l'introduction du service. Il était donc extrêmement important que l'architecture de transport soit évolutive. De nouveaux flux binaires élémentaires pourraient être pris en charge dans la couche transport, sans modification du matériel, en assignant de nouveaux PID à l'émetteur et en filtrant ces nouveaux PID dans le flux binaire, au niveau du récepteur. La compatibilité vers l'amont serait assurée lors de l'introduction des nouveaux flux binaires dans le système de transport; en effet, les décodeurs existants, grâce à un processus automatique, ne tiendraient pas compte des nouveaux PID. Grâce à cette possibilité, on pourrait introduire de nouveaux services compatibles ayant des résolutions temporelles ou spatiales accrues ou des services stéréoscopiques compatibles, en envoyant des données d'appoint avec les données normales du service de télévision. Avec la présence de flux binaires élémentaires multiples dans le canal de données et la possibilité d'identification de futurs services, non encore identifiés, on obtient un système **extensible**.

Un autre avantage fondamental de la méthode de mise en paquets de longueur fixe est qu'un tel paquet peut constituer la base du traitement des erreurs qui se produisent pendant la transmission. La détection et la correction des erreurs (qui précèdent le démultiplexage des paquets dans le

sous-système récepteur) peuvent être synchronisées sur la structure des paquets, de telle sorte que le traitement se fasse dans le décodeur, au niveau du paquet, quand on traite la perte de données due aux dégradations de la transmission. En substance, après avoir détecté des erreurs pendant la transmission, on récupère le flux binaire de données dans le premier paquet non erroné. La récupération de la synchronisation, dans chaque application, est aussi facilitée par l'information d'en-tête du paquet de transport. Sans cette méthode, la récupération de la synchronisation dans les flux binaires dépendrait entièrement des propriétés de chaque flux binaire élémentaire. La présence de paquets de longueur fixe augmente la **robustesse** du système.

Un système de transport fondé sur des paquets de longueur fixe permet des architectures de démultiplexage de flux binaires avec décodeurs simples, qui conviennent pour des mises en œuvre à grand débit. Le décodeur n'a pas besoin de connaître de manière détaillée la stratégie de multiplexage, ni les caractéristiques de débit binaire de la source, pour extraire les divers flux binaires élémentaires au niveau du démultiplexeur. Tout ce dont le récepteur a besoin est l'identité des paquets. L'information nécessaire est transmise dans l'en-tête de chaque paquet, en des points fixes et connus dans le flux binaire. La seule information temporelle importante concerne la synchronisation au niveau du bit et au niveau du paquet.

4.2.4 Vue d'ensemble du sous-système de transport

Le transport s'effectue entre la fonction de codage/décodage de l'application (par exemple, signal audio, signal vidéo ou données) et les sous-systèmes de transmission. Dans sa couche la plus basse, le sous-système de transport du codeur est chargé de formater les bits codés et de multiplexer les différentes composantes du programme, aux fins de transmission. Au niveau du récepteur, le sous-système de transport du décodeur est chargé de récupérer les flux binaires pour les divers décodeurs des applications et pour la signalisation d'erreurs correspondante. (Dans une couche supérieure, le multiplexage et le démultiplexage de programmes multiples dans un flux binaire donné peuvent être obtenus au moyen d'un étage supplémentaire de multiplexage et de démultiplexage au niveau système, avant ou après le modem de l'émetteur ou du récepteur.) Le sous-système de transport comprend aussi d'autres fonctionnalités de niveau supérieur relatives à l'identification des applications et à la synchronisation du récepteur.

Un mécanisme de transport de données utilisant des paquets de longueur fixe identifiés par des en-têtes permet l'identification d'un flux binaire d'application particulier (aussi appelé **flux binaire élémentaire**) qui constitue l'information utile des paquets. Les applications pouvant être prises en charge comprennent la vidéo, l'audio et les données, ainsi que l'information de contrôle du programme et du système. Les flux binaires élémentaires vidéo et audio peuvent eux-mêmes être enveloppés dans la structure des paquets de longueur variable du flux PES, avant le traitement pour le transport. La couche PES assure la fonctionnalité pour l'identification, la synchronisation du décodage et la présentation de l'application considérée.

Les flux binaires élémentaires partageant une base de temps commune peuvent ensuite être multiplexés, avec un flux de données de commande, pour former des **programmes**. Ces programmes et un flux de données de commande du système global sont ensuite multiplexés de manière asynchrone pour former le flux binaire du système. Les programmes de ce système sont semblables aux canaux classiques de radiodiffusion tels que nous les connaissons aujourd'hui. En appliquant cette méthode, on obtient un transport qui est doublement souple:

1. Le procédé permet de définir les programmes comme une combinaison quelconque de flux binaires élémentaires. Par exemple, le même flux binaire élémentaire pourrait être présent dans plus d'un programme (notamment, deux flux binaires avec le même signal audio); un programme pourrait être constitué en combinant un flux binaire élémentaire de base et un flux binaire élémentaire supplémentaire (c'est-à-dire des flux binaires destinés à des décodeurs à plusieurs niveaux); des programmes pourraient être adaptés à des besoins spécifiques (comme la sélection régionale de la langue), etc.

2. La souplesse au niveau de la couche système permet de multiplexer différents programmes pour insertion, à volonté dans le système, et reconfigurer facilement le système, quand cela est nécessaire. La procédure à suivre pour extraire des programmes d'un système est également simple et bien définie.

Cette approche présente d'autres caractéristiques utiles, tant pour le fonctionnement normal des décodeurs que pour les caractéristiques spéciales exigées dans les applications de radiodiffusion et de distribution par câble. Citons notamment:

- la synchronisation des décodeurs;
- l'accès conditionnel;
- l'insertion de programmes locaux,

entre autres.

Cette approche de la configuration des flux binaires est directement liée à des problèmes d'enregistrement et de lecture des programmes. Bien qu'elle ne concerne pas directement le problème de la transmission en radiodiffusion DTTB, la possibilité de créer des programmes à l'avance, de les enregistrer sous la forme de flux binaires multiplexés comprimés et de les lire au moment où on le souhaite est une caractéristique souhaitable. Le moyen le plus efficace d'enregistrer des programmes est de le faire dans le format même où ils sont transmis, comme flux binaires de transport. La mise en œuvre préférée devrait fournir des «structures d'accueil» pour accepter des produits numériques grand public fondés sur l'enregistrement et la lecture de ces flux binaires, y compris l'utilisation des «modes d'enrichissement» qui existent sur les magnétoscopes analogiques actuels. Il convient de noter que les questions relatives à l'enregistrement et à la lecture des flux binaires vidéo numériquement comprimés sont fort différentes de celles qu'il faut résoudre pour les systèmes classiques de télévision analogique.

Il est souhaitable que le flux binaire de transport DTTB puisse facilement être véhiculé sur d'autres systèmes de communication, et qu'il puisse transporter des flux binaires produits par d'autres systèmes de communication.

4.3 Fonctionnalité de multiplexage de niveau supérieur

La méthode globale de multiplexage peut être décrite comme une combinaison de multiplexage au niveau de deux couches différentes. Dans la première couche, on forme les flux de transport de programme en multiplexant un ou plusieurs flux binaires élémentaires de la couche transport, et dans la deuxième couche, les flux de transport de programme sont combinés (en utilisant le multiplexage asynchrone de paquets) pour former le système global. La couche fonctionnelle du système, qui contient à la fois l'information de programmes et l'information au niveau système, est appelée **PSI** ou **information propre au programme** (*program specific information*). Cet exemple représente une manière de construire le système, mais ce n'est pas la seule manière, et pour certaines architectures, ce n'est pas forcément la manière préférée.

4.3.1 Multiplex de transport pour un programme unique

Un flux binaire de transport de programme peut être formé en multiplexant des flux binaires élémentaires individuels mis en paquets de transport (avec ou sans mise en paquets des flux élémentaires PES) partageant une base de temps commune, et un flux binaire de commande qui décrit le programme. Chaque flux binaire élémentaire et le flux binaire de commande (aussi appelé table de correspondance des flux élémentaires) sont identifiés par leur PID unique, dans le champ de l'en-tête de liaison. L'organisation de cette fonction multiplex est illustrée à la Fig. 4.3. Le flux binaire de commande comprend la table de correspondance du programme (*program_map_table*), qui décrit la table de correspondance des flux élémentaires. La table de correspondance comprend l'information relative aux PID des flux de transport qui constituent le programme, l'identification des applications transmises sur ces flux binaires, la relation entre ces flux binaires, etc.

La syntaxe de transport permet à un programme d'englober un grand nombre de flux binaires élémentaires, sans restriction sur les types d'applications nécessaires dans le programme. Un flux de transport de programme n'a pas besoin de contenir des flux binaires vidéo ou audio comprimés. Il pourrait comprendre des flux binaires audio multiples correspondant à un flux binaire vidéo donné. Les applications de données pouvant être véhiculées sont souples; la seule contrainte étant la présence nécessaire d'une assignation d'identificateur de type de flux (`stream_type`) approprié, aux fins de reconnaissance, par un décodeur compatible, de l'application correspondant au flux binaire.

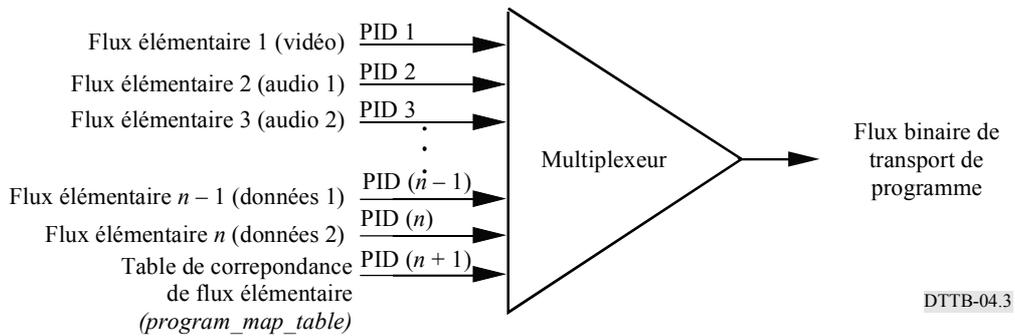


FIGURE 4.3

Multiplex de flux binaire de transport de programme

Il est à noter que de nombreuses fonctions au niveau de la liaison sont effectuées indépendamment, sans coordination au niveau du programme, relativement aux différents flux binaires élémentaires qui constituent un programme. Il s'agit de fonctions telles que la manipulation des PID, le filtrage des flux binaires, l'embrouillage et le désembrouillage, la définition de paquets à entrée aléatoire, etc. La coordination entre les éléments d'un programme est commandée essentiellement au stade de la présentation (affichage), avec utilisation de la base de temps commune. Cette base de temps commune est établie par le fait que tous les flux binaires élémentaires d'un programme tirent leur information de synchronisation d'une horloge unique, dont l'information est transmise par l'intermédiaire de la PCR (horloge de référence du programme) sur l'un des flux binaires élémentaires qui constituent le programme. Les données de synchronisation de la présentation sont présentes dans les flux binaires élémentaires des diverses applications.

4.3.2 Multiplex de système

Le multiplex de système permet le multiplexage de différents flux de transport de programme. En plus des flux binaires de transport (avec leur PID correspondant), qui définissent les divers programmes, on définit un flux binaire de commande au niveau système dont le PID = 0. Ce flux binaire achemine la table d'association des programmes (`program_association_table`) qui fait correspondre les identités des programmes à leurs flux de transport de programme. L'identité du programme est représentée par un nombre dans la `program_association_table`. Un programme correspond à ce qu'on appelle un canal dans les systèmes classiques de télévision. La table indique le PID du flux binaire contenant la table de correspondance du programme (`program_map_table`) en question. Ainsi, le processus d'identification d'un programme et de son contenu se fait en deux étapes: on utilise d'abord la `program_association_table` dans le flux binaire dont le PID = 0, véhiculant la `program_map_table` et, dans l'étape suivante, on obtient les PID des flux binaires élémentaires qui constituent le programme, à partir de la `program_map_table`. Une fois cette opération terminée, les filtres d'un démultiplexeur peuvent être réglés de manière à recevoir les flux binaires de transport qui correspondent au programme considéré.

La couche système de multiplexage est représentée à la Fig. 4.4. Pendant le multiplexage au niveau système, il est possible de recevoir des PID identiques sur différents flux de programme, ce qui pose un problème, puisque les flux binaires différents ont besoin d'avoir des PID différents. Une solution consisterait à modifier les PID juste avant l'étape du multiplexage. Il faut que les modifications soient enregistrées à la fois dans la `program_association_table` et dans la `program_map_table`. La mise en œuvre matérielle de la fonction de réassignation des PID en temps réel est facilitée par le fait que ce processus est synchrone, à la fréquence d'horloge des paquets.

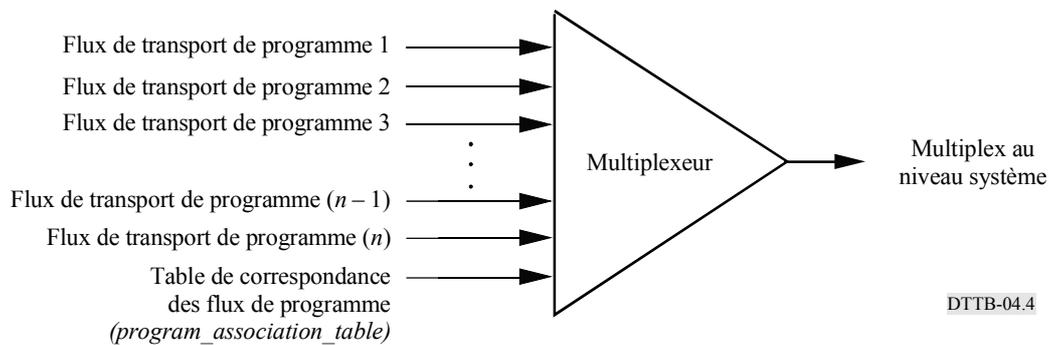


FIGURE 4.4

Multiplex de flux binaires au niveau système

Ce processus peut être rendu échelonnable en multiplexant plusieurs flux binaires au niveau système sur un canal ayant une plus grande largeur de bande, en extrayant les `program_association_tables` de chaque flux binaire multiplexé au niveau système et en reconstituant un nouveau flux binaire de PID = 0.

La Fig. 4.5 illustre une méthode possible d'extraction des flux binaires élémentaires d'un programme au niveau du récepteur, mais ce n'est pas nécessairement la méthode la plus efficace. En pratique, le même matériel démultiplexeur pourrait servir à extraire les flux binaires de commande, tant de la `program_association_table` que de la `program_map_table`. Cette solution représente aussi la fonctionnalité minimale nécessaire au niveau de la couche transport pour extraire tout flux binaire d'application (y compris ceux qui peuvent être privés). La Fig. 4.6 montre un exemple d'accès aux données dans le récepteur, vus sous un angle différent.

Il est important de préciser ici que l'utilisation de la structure par couches pour définir la fonction de multiplexage ne signifie pas nécessairement que le multiplexage programme et système doive toujours être mis en œuvre dans des étages séparés. Une mise en œuvre matérielle comprenant le multiplexage tant au niveau programme qu'au niveau système dans un seul étage de multiplexeur peut être envisagée, à condition que le flux binaire de sortie multiplexé ait les propriétés voulues.

4.4 Format du paquet PES

Comme indiqué précédemment, certains flux binaires élémentaires subissent une mise en paquets dans la couche PES avant d'entrer dans la couche transport. L'en-tête PES comprend diverses informations de débit, de rythme et de description, fixées par le codeur. La longueur du paquet PES est donnée dans un champ réservé à cet effet. L'intervalle de mise en paquets PES dépend de l'application, ce qui donne des paquets de longueur variable, la taille définissable maximale étant de 2^{16} octets. Si la longueur du paquet PES est fixée à zéro, le paquet PES peut être de n'importe quelle longueur. La valeur zéro pour la longueur du paquet PES ne peut s'utiliser que lorsque l'information utile du paquet PES est un flux élémentaire vidéo.

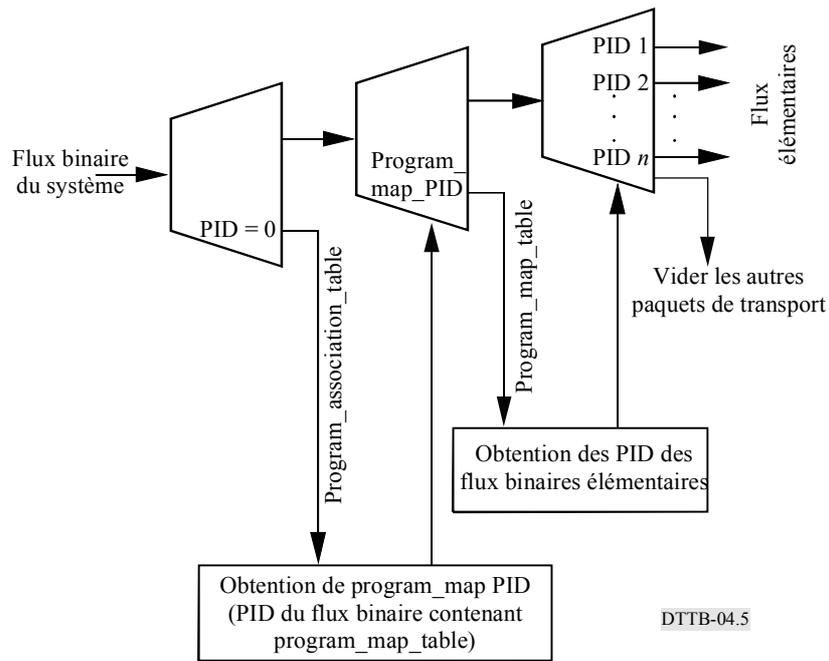
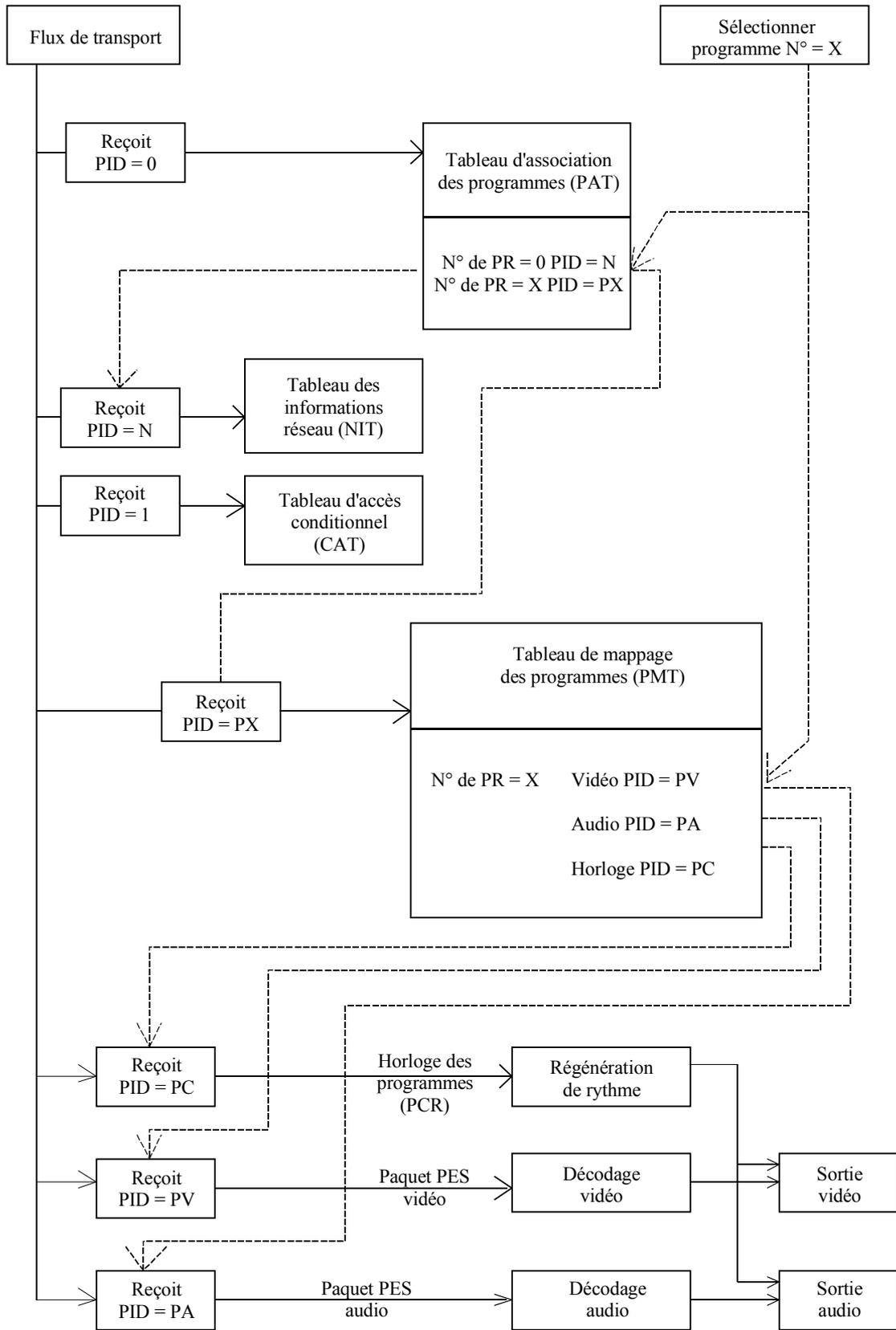


FIGURE 4.5
Démultiplexage des flux de transport

Il est utile que les paquets PES commencent aux limites des groupes d'images quand on a affaire à un signal vidéo comprimé et au signal audio associé. L'exemple décrit dans la présente section représente un sous-ensemble de la description générale MPEG-2, qui permet de simplifier le récepteur. Dans cet exemple, toutes les données d'un paquet PES, y compris l'en-tête, sont transmises en position contiguë, en tant qu'information utile des paquets de transport. Un nouveau paquet PES déclenche toujours un nouveau paquet de transport, et les paquets PES qui se terminent au milieu d'un paquet de transport sont suivis d'octets de bourrage pour la longueur restante du paquet de transport.

Un paquet PES comprend un code de début de paquet PES (`PES_packet_start_code`), des fanions d'en-tête PES, des champs d'en-tête de paquet PES et un bloc de données d'information utile, comme l'indique la Fig. 4.7. L'information utile du paquet est un flux d'octets contigus d'un seul flux élémentaire et, pour les paquets vidéo ou audio, l'information utile est une séquence d'unités d'accès fournies par le codeur et correspondant aux images vidéo et aux trames audio.

Chaque flux élémentaire est identifié par un identificateur de flux (`stream_id`) spécifique, véhiculé par le paquet PES. On peut multiplexer les paquets PES comportant divers types de flux élémentaires, pour qu'ils forment un flux de programme ou un flux de transport. Le `stream_id` peut prendre différentes valeurs, selon le type de données de l'information utile, comme l'indique le Tableau 4.1.



DTTB-04-6

FIGURE 4.6

Exemple de flux d'accès dans le récepteur

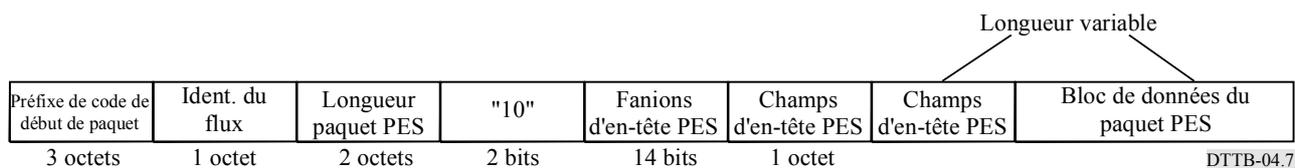


FIGURE 4.7
Structure du paquet PES

TABLEAU 4.1
Vue d'ensemble du paquet PES

Champ	Fonction/utilisation
packet_start_code_prefix: préfixe de code de début de paquet	Indique le début d'un nouveau paquet. Forme avec l'identificateur de flux le code de début du paquet (packet start code). Prend la valeur 0x00 0001
stream_id: identificateur de flux	Précise le type et le numéro du flux auquel appartient le paquet: 1011 1100 – Flux réservé. 1011 1101 – Flux privé 1. 1011 1110 – Flux de bourrage. 1011 1111 – Flux privé 2. 110x xxxx – Flux audio MPEG numéro xxxxx. 1110 xxxx – Flux vidéo MPEG numéro xxxx. 1111 0000 Flux ECM 1111 0001.Flux EMM 1111 0010 Flux DSM CC 1111 0011 Flux MHEG 1111 0100 – 1111 1000 Rec. UIT-T H.222.1 type A – type E 1111 1001 flux auxiliaire 1111 1010 – 1111 1110 flux de données réservé 1111 1111 répertoire des flux de programmes
PES_packet_length: longueur du paquet PES	Précise le nombre d'octets restant dans le paquet, après ce champ. 0x 0000 – cette valeur est la seule admise pour un signal vidéo. Les détails relatifs au signal audio restent à déterminer

La Fig. 4.8 représente les fanions d'en-tête PES pour une version restreinte du système MPEG-2, et le Tableau 4.2 décrit ces fanions. La Figure et le Tableau indiquent les propriétés du flux binaire et signalent l'existence de fanions supplémentaires dans l'en-tête PES.

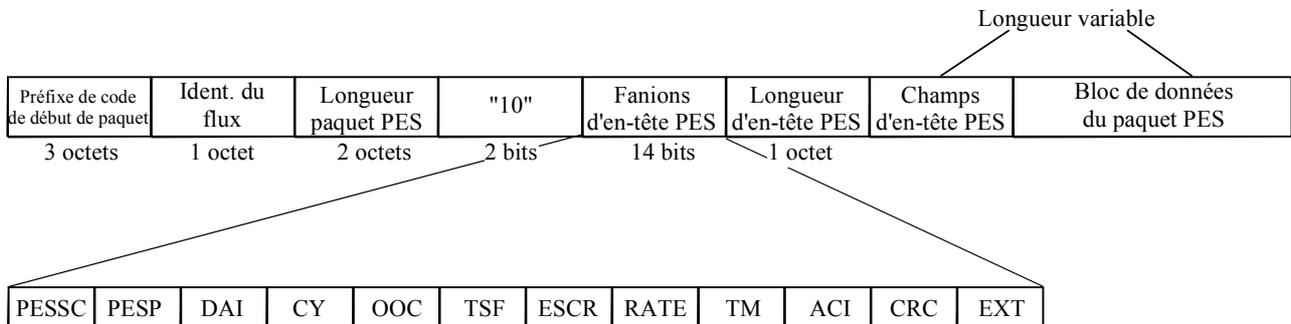


FIGURE 4.8

Fanions d'en-tête PES

DTTB-04.8

TABLEAU 4.2

Fanions d'en-tête PES

Fanion	Fonction/utilisation
PESSC (PES_scrambling_control): contrôle d'embrouillage PES	Indique l'embrouillage du paquet PES reçu: 00 – Non embrouillé. 01 – Défini par l'utilisateur. 10 – Défini par l'utilisateur. 11 – Défini par l'utilisateur. (Dans cet exemple, valeur = 00.)
PESP (PES_priority): priorité PES	Indique la priorité de ce paquet par rapport aux autres paquets: 1 = priorité élevée; 0 = pas de priorité
DAI (data_alignment_indicator): indicateur d'alignement des données	Indique la nature de l'alignement du premier code de début se présentant dans l'information utile. Le type des données dans l'information utile est indiqué par le descripteur d'alignement du flux de données (data_stream_alignment_descriptor). 1 – Aligné; 0 – Aucune indication d'alignement. (Doit être aligné pour un signal vidéo.)

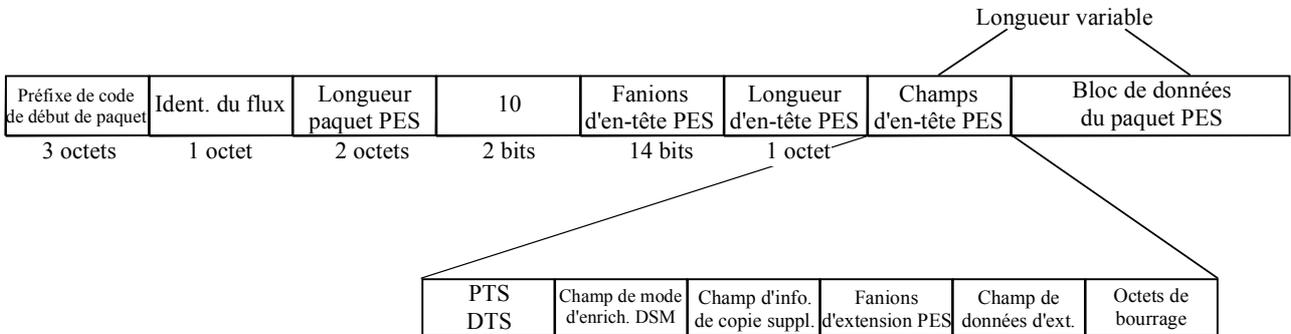
TABLEAU 4.2 (fin)

Fanion	Fonction/utilisation
CY (copyright): droit d'auteur	Indique la nature du droit d'auteur de l'information utile associée du paquet PES: 1 – Droit d'auteur. 0 – Non défini
OOC (original_or_copy): original ou copie	Indique si l'information utile associée du paquet est le programme original ou une copie: 1 – Original; 0 – Copie
TSF (PTS_DTS_flags): fanions PTS et DTS	Indique si le PTS (horodateur de présentation), ou le PTS et le DTS (horodateur de décodage) se trouvent dans l'en-tête PES: 00 – Ni PTS ni DTS ne sont présents dans l'en-tête. 1x – Le champ PTS est présent. 11 – Les champs PTS et DTS sont tous deux présents dans l'en-tête. (Le fanion PTS est positionné quand l'indicateur d'alignement des données vidéo est positionné. Le fanion DTS peut être inclus pour signaler au décodeur une exigence spéciale. Les transmissions de PTS doivent être espacées de moins de 700 ms.)
ESCR (ESCR_flag): fanion ESCR	Indique si le champ de l'horloge de référence du flux élémentaire est présent dans l'en-tête PES. (Dans cet exemple, valeur = 0.)
RATE (ES_rate_flag): fanion de débit ES	Indique si le champ de débit de flux élémentaire est présent dans l'en-tête PES. (Dans cet exemple, valeur = 0.)
TM (DSM_trick_mode_flag): fanion de mode d'enrichissement DSM	Indique la présence d'un champ de 8 bits décrivant le mode de fonctionnement du DSM (support d'enregistrement numérique): 1 – Le champ est présent. 0 – Le champ n'est pas présent. (Aux fins de la radiodiffusion, valeur = 0.)
ACI (additional_copy_info_flag): fanion d'info de copie supplémentaire	Indique la présence du champ d'info de copie supplémentaire (additional_copy_info). 1 – Le champ est présent. 0 – Le champ n'est pas présent
CRC (PES_CRC_flag): fanion CRC PES	Indique la présence d'un champ CRC dans le paquet PES. (Dans cet exemple, valeur = 0.)
EXT (PES_extension_flag): fanion d'extension PES	On donne une valeur au fanion, selon les besoins, pour indiquer que des fanions d'extension sont présents ou non dans l'en-tête PES. Il sert notamment à l'accueil des données privées. 1 – Le champ est présent. 0 – Le champ n'est pas présent

L'en-tête PES suit le champ de longueur d'en-tête (**PES_header_length**) qui indique la taille de l'en-tête en octets. La taille de l'en-tête comprend tous les champs d'en-tête, tout champ d'extension éventuel et les bits de bourrage (**stuffing_bytes**). L'organisation de l'en-tête PES est décrite par les fanions d'en-tête PES et tous les champs de l'en-tête PES sont optionnels. Certaines applications nécessitent le positionnement de champs particuliers. Ainsi, le transport DTTB de paquets PES vidéo nécessite le positionnement du champ d'indicateur d'alignement des données (**data_alignment_indicator**). Le fanion de mode d'enrichissement n'est généralement pas

positionné. Pour les supports d'enregistrement numérique, l'extraction du signal vidéo exige que les conditions contraires soient vraies. Le codeur associé à chaque application doit positionner les fanions appropriés et coder les champs appropriés.

L'en-tête PES est représenté par la Fig. 4.9 et décrit dans le Tableau 4.3.



DTTB-04.9

FIGURE 4.9

Organisation de l'en-tête PES

TABLEAU 4.3

En-tête PES

Champ	Fonction
PTS (presentation_time_stamp): (horodateur de présentation) DTS (decoding_time_stamp): (horodateur de décodage)	L'horodateur de présentation PTS informe le décodeur du moment prévu de présentation d'une unité de présentation. L'horodateur de décodage DTS informe le décodeur du moment prévu de décodage d'une unité d'accès. Une unité d'accès est une unité de présentation codée. Lorsqu'il est codé, l'horodateur PTS fait référence à l'unité de présentation correspondant à la première unité d'accès qui se présente dans le paquet. Si un paquet ne comporte pas d'unité d'accès, il ne doit pas contenir d'horodateur de présentation. Dans les conditions normales, l'horodateur de décodage peut se déduire de l'horodateur de présentation et n'a pas besoin d'être codé. Une unité d'accès vidéo apparaît si le premier octet du code de début d'image se trouve dans l'information utile du paquet PES. Une unité d'accès audio apparaît si le premier octet de la trame audio est présent
DSM_trick_mode: mode d'enrichissement DSM	Champ de huit bits indiquant la nature de l'information codée. Le champ se subdivise, comme suit: trick_mode_control: contrôle de mode d'enrichissement (3 bits), field_id: identificateur de champ (2 bits), intra_slice_refresh: rafraîchissement intrabande (1 bit) et frequency_truncation: troncature de fréquence (2 bits)

TABLEAU 4.3 (*fin*)

Champ	Fonction
trick_mode_control: contrôle de mode d'enrichissement	Indique la nature du mode DSM: 000 – Lecture rapide en avant 001 – Ralenti 010 – Arrêt sur image 011 – Lecture rapide en arrière 1xx – Réservé
field_id: Identificateur de champ	Cet identificateur est valide seulement pour les images entrelacées; il décrit comment l'image bitrame actuelle doit être affichée: 00 – Affichage de la trame 1 seulement. 01 – Affichage de la trame 2 seulement. 10 – Affichage de l'image bitrame complète. 11 – Réservé
frequency_truncation: troncature de fréquence	Ce champ indique la sélection des coefficients à partir du DSM: 00 – Seuls les coefficients DC sont envoyés. 01 – Les trois premiers coefficients dans l'ordre de balayage, en moyenne. 10 – Les six premiers coefficients dans l'ordre de balayage, en moyenne. Ce champ n'est donné qu'à titre indicatif. Parfois, les coefficients envoyés sont plus nombreux que les coefficients spécifiés, et d'autres fois, ils sont moins nombreux
intra_slice_refresh: rafraîchissement intrabande	Ce champ indique que chaque image est composée d'intrabandes pouvant présenter des intervalles entre elles. Le décodeur doit remplacer les bandes manquantes en répétant les parties situées aux mêmes endroits dans l'image décodée précédente
field_rep_control: contrôle de répétition de champ	Ce champ indique combien de fois le décodeur doit répéter la trame 1 alternativement en tant que trame supérieure et inférieure. Une fois la trame 1 affichée, la trame 2 est affichée le même nombre de fois. Quand cet identificateur est positionné sur «0», il est équivalent à un arrêt sur image dont l'identificateur de champ, field_id est positionné sur «10».

L'en-tête PES peut contenir des fanions supplémentaires si le fanion EXT est positionné. Ces fanions sont transmis dans un champ de données d'un seul octet, comme le montre la Fig. 4.10; ils sont décrits dans le Tableau 4.4. Ils indiquent si d'autres extensions de l'en-tête PES existent. Dans chacun de ces cas, le fanion est positionné sur «1» si le champ d'en-tête est présent.

Fanion de données privées PES	Fanion de champ d'en-tête de paquet	Fanion de compteur de séq. de paq. de prog.	Fanion de mémoire décodeur PES	Réservé	Fanion de champ d'extension PES
-------------------------------	-------------------------------------	---	--------------------------------	---------	---------------------------------

DTTB-04.10

FIGURE 4.10

Champ des fanions d'extension PES

TABLEAU 4-4

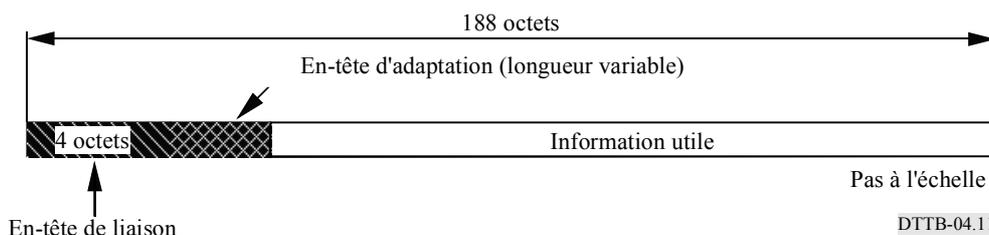
Fanions d'extension PES

Champ	Fonction	Utilisation
PES_private_data_flag: fanion de données privées PES	Indique si le paquet PES contient des données privées	Telle que définie
program_private_sequence_counter_flag: fanion de compteur de séquence de paquet de programme	Indique si un en-tête de paquet de système MPEG-1 ou un en-tête de paquet de flux de programme MPEG-2 est présent	Telle que définie
STD_buffer_flag: fanion de mémoire tampon de décodeur STD	Indique si les fanions d'échelle de mémoire tampon de décodeur STD (STD_buffer_scale) et de taille de mémoire tampon de décodeur STD (STD_buffer_size) sont codés	Valeur = 0 pour cet exemple
PES_extension_field_flag: fanion de champ d'extension PES	Indique la présence de données supplémentaires dans l'en-tête PES	Telle que définie

4.5 Méthode de mise en paquets et fonctionnalité

4.5.1 Vue d'ensemble

Un flux binaire de transport de système de communication DTTB peut comporter soit des paquets de longueur fixe, soit des paquets de longueur variable. La méthode de mise en paquets décrite dans la présente section se fonde sur des paquets de longueur fixe dont le champ d'en-tête présente une composante fixe et une composante variable, comme l'illustre la Fig. 4.11.



DTTB-04.11

FIGURE 4.11

Paquet de transport

Selon cette méthode, qui repose sur la syntaxe MPEG-2, chaque paquet comprend 188 octets. Cette taille de paquet a été retenue pour un certain nombre de raisons. Les paquets doivent être suffisamment grands pour que la surcharge due aux en-têtes de transport ne constitue pas une proportion importante de l'ensemble des données véhiculées. Mais ils ne doivent pas être grands au point que la probabilité d'erreur sur les paquets prenne des valeurs élevées dans les conditions normales de fonctionnement (en raison d'une correction inefficace des erreurs). Il est également souhaitable que la longueur des paquets soit appropriée à la taille des blocs utilisés dans les méthodes typiques de correction d'erreurs basées sur les blocs, afin que les paquets puissent être synchronisés sur les blocs de correction d'erreurs, et que les couches physiques du système puissent faciliter le processus de synchronisation au niveau paquet dans le décodeur. Une autre raison du choix de cette longueur particulière de paquet est l'interopérabilité qu'elle permet avec le format ATM. Le principe général de cette méthode est de transmettre un paquet de transport DTTB dans quatre cellules ATM.

Le contenu de chaque paquet et la nature des données qu'il achemine sont identifiés par les **en-têtes de paquet**. L'en-tête de paquet est structuré en couches, cette structure pouvant être décrite comme la combinaison d'une **couche liaison** de longueur fixe et d'une **couche adaptation** de longueur variable. Chaque couche présente une fonctionnalité différente, de manière semblable aux fonctions des couches transport et liaison du modèle de l'interconnexion des systèmes ouverts (OSI) d'un système de communication. Cette fonctionnalité aux niveaux liaison et adaptation sert directement pour la liaison de Terre sur laquelle le flux binaire DTTB est transmis. Toutefois, on pourrait ne tenir aucun compte de ces en-têtes dans un système différent (par exemple un système ATM), dans lequel le flux binaire DTTB représente simplement l'information utile à acheminer. Dans un tel environnement, les en-têtes du flux binaire DTTB serviraient plutôt d'identificateur du contenu d'un flux de données que d'un moyen de mise en œuvre d'une couche de protocole dans un système de transmission global.

Les éléments de syntaxe d'un flux binaire de couche transport d'un système éventuel sont définis dans le but d'analyser les exigences d'un tel système. Il y a lieu de souligner ce qui suit: la plupart des éléments syntaxiques sont censés déclencher une réponse dans le décodeur de transport, mais tous les éléments syntaxiques doivent être reconnus à un niveau ou à un autre du récepteur.

4.5.2 Couche «liaison»

La couche liaison utilise un champ d'en-tête de quatre octets. La Fig. 4.12 donne un exemple d'en-tête possible pour la couche liaison, une fonctionnalité étant assignée à chaque bit. Le Tableau 4.5 décrit chacune des fonctions. Les fonctions générales ne s'appliquent pas forcément toutes à un canal DTTB, mais elles permettent l'interopérabilité (transmission du même flux binaire sur d'autres liaisons, notamment sur des liaisons de transmission par câble, des réseaux informatiques, des systèmes de distribution par satellite, etc.).

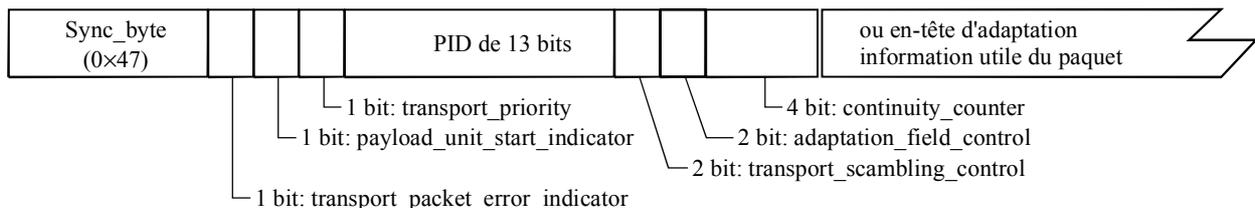


FIGURE 4.12

Format de l'en-tête de liaison

DTTB-04.12

TABLEAU 4.5

Format de l'en-tête de liaison

Champ	Fonction/utilisation
sync_byte: octet de synchronisation (valeur: 0x47)	Synchronisation des paquets
transport_packet_error_indicator: indicateur d'erreur sur paquet de transport	Indique si le paquet présente une erreur: 0→ pas d'erreur 1→ paquet erroné. (Cet indicateur peut servir pour la signalisation d'erreurs du modem au démultiplexeur de transport. Un «1» signifie que l'information utile ne doit pas être utilisée.)
payload_unit_start_indicator: indicateur de début d'unité d'information utile	Indique si un en-tête de paquet PES ou un octet de début d'une table contenant de l'information spécifique de programme (PSI) est présent dans l'information utile du paquet. L'en-tête de paquet PES commence toujours l'information utile du paquet. L'octet de début de la table PSI du paquet est indiqué à l'aide d'un champ pointeur. 0→ pas d'en-tête ni d'octet de début de table PSI présent. 1→ en-tête PES ou octet de début de table PSI présent
transport_priority: priorité de transport	Indicateur de priorité à l'entrée de canaux/réseaux de transmission acceptant l'établissement de priorités. 0→ faible priorité 1→ priorité élevée. (Dans un système qui permet l'établissement de la priorité des paquets, pour transmission soit par assignation à une porteuse de puissance plus élevée, soit à un paquet bénéficiant d'une plus grande protection contre les erreurs, ce qui permet l'acheminement par un trajet de priorité appropriée.)
PID: identificateur de paquet	Identificateur de paquet aux fins de multiplexage/démultiplexage
transport_scrambling_control: contrôle d'embrouillage de transport	Indique la clé de désembrouillage à utiliser pour le paquet. 00→ non embrouillé. 10→ clé «paire». 11→ clé «impaire». 01→ réservé
adaptation_field_control: contrôle de champ d'adaptation	Indique si un champ d'adaptation suit. 00→ réservé. 01→ pas de champ d'adaptation; information utile seulement. 10→ champ d'adaptation seulement; pas d'information utile. 11→ champ d'adaptation suivi d'information utile
continuity_counter: compteur de continuité	S'incrémente de un pour chaque paquet ayant un PID et une priorité de transport donné. Si deux paquets de transport consécutifs ayant le même PID ont la même valeur pour le champ continuity_counter value et si leur champ adaptation_field_control est égal à 01 ou à 11, les deux paquets de transport sont considérés comme étant des doubles. Champ utilisé dans le décodeur pour détecter les paquets perdus. Pas d'incrémenter si le champ adaptation_field_control a une valeur de 00 ou de 10

La synchronisation des paquets est validée par l'octet de synchronisation (**sync_byte**) qui est le premier octet d'un paquet. Le **sync_byte** possède la même valeur fixe, prédéterminée, pour tous les flux binaires DTTB. Dans certaines configurations de décodeurs, la fonction de synchronisation des paquets peut être appliquée au niveau de la couche physique de la liaison de communication (qui précède l'étage de démultiplexage des paquets). Dans ce cas, le champ de **sync_byte** peut servir à vérifier la fonction de synchronisation des paquets. Dans d'autres configurations de décodeurs, cet octet peut servir de source primaire d'information pour l'établissement de la synchronisation des paquets.

Un élément important de l'en-tête de liaison est un champ de 13 bits appelé **PID** (identificateur de paquet). Cet identificateur fournit le mécanisme de multiplexage et de démultiplexage des flux binaires, en validant l'identification des paquets appartenant à un flux binaire élémentaire ou à un flux binaire de contrôle donné. Comme l'emplacement du champ PID dans l'en-tête est toujours fixe, l'extraction des paquets correspondant à un flux binaire élémentaire déterminé se fait très simplement, une fois que la synchronisation des paquets est établie, en filtrant les paquets par leur identificateur PID. La longueur fixe du paquet permet de simplifier la mise en œuvre du filtrage et du démultiplexage, ce qui convient bien aux systèmes de transmission à haut débit.

La **détection d'erreur** peut être validée au niveau de la couche paquet, dans le décodeur, grâce à l'utilisation du champ de compteur de continuité (**continuity_counter**). A l'extrémité émettrice, la valeur de ce champ passe de manière cyclique de 0 à 15 pour tous les paquets ayant le même PID, qui acheminent de l'information utile (comme nous le verrons plus tard, le transport permet de définir des paquets qui n'ont pas d'information utile). A l'extrémité récepteur, dans les conditions normales, la réception de paquets dans un flux PID présentant une discontinuité dans la valeur du **continuity_counter** indique que des données ont été perdues pendant la transmission. Le processeur de transport au niveau du décodeur signale alors à celui-ci la perte de données du flux élémentaire considéré. La norme MPEG-2 accepte la discontinuité du **continuity_counter**, afin de permettre l'insertion locale de paquets de données et le raccordement de données. Le **continuity_counter** peut donc être discontinu, même dans une transmission exempte d'erreurs.

Etant donné que certaines informations (comme les en-têtes, les horodateurs et les tables de correspondances de programmes) sont très importantes pour le fonctionnement régulier et continu d'un système, le système de transport devrait fournir un moyen d'augmenter la résistance de cette information aux erreurs dans les canaux, en fournissant un mécanisme de duplication des paquets par le codeur. Les paquets contenant une information importante seraient dupliqués dans le codeur. Au décodeur, les paquets dupliqués seraient soit utilisés si le paquet d'origine était erroné, soit abandonnés. La sémantique permettant d'identifier les paquets dupliqués est indiquée dans la description du **continuity_counter**.

Le format de transport permet l'embrouillage des données dans les paquets. Chaque flux binaire élémentaire du système peut être embrouillé indépendamment des autres. Un moyen qui permettrait d'arriver à une norme universelle consisterait à spécifier la méthode de désembrouillage à utiliser, sans toutefois préciser la clé de désembrouillage ni la manière de l'obtenir au décodeur. La clé doit être fournie au décodeur dans un intervalle de temps correspondant à son utilité. Une partie de la capacité de données «privées» du flux de données DTTB pourrait être utilisée pour véhiculer les données associées nécessaires à l'accès conditionnel. Deux solutions envisageables seraient:

- sous forme d'un flux privé distinct ayant son propre PID; ou
- un champ privé à l'intérieur de l'en-tête d'adaptation véhiculé par le PID du signal à embrouiller.

La sécurité du système d'accès conditionnel peut être assurée par le chiffrement de la clé de désembrouillage au moment de l'envoyer au récepteur, et par la mise à jour fréquente de la clé. Il n'est pas nécessaire que le système impose une limite au nombre de clés pouvant être utilisées, ni à

la fréquence à laquelle celles-ci peuvent être mises à jour. La seule exigence qui pourrait être imposée à un récepteur, afin qu'il réponde à la norme, serait d'avoir une interface entre le matériel de déchiffrement (par exemple, une carte à puce) et le décodeur, répondant à la spécification d'une interface normalisée.

L'information contenue dans l'en-tête de liaison d'un paquet de transport peut indiquer si l'information utile du paquet est embrouillée, ou non, et, dans l'affirmative, signaler au moyen d'un fanion la clé à utiliser pour le désembrouillage. L'information d'en-tête d'un paquet est toujours transmise en clair, c'est-à-dire non embrouillée. On peut faire varier la quantité de données à embrouiller dans un paquet, selon la longueur de l'en-tête d'adaptation. Il convient de noter qu'un certain bourrage du champ d'adaptation pourrait s'imposer dans le cas de certains algorithmes de mode de bloc.

Il est à noter que la définition générale du transport dans la norme MPEG-2 fournit le mécanisme permettant l'embrouillage à deux niveaux, à savoir à l'intérieur de la structure du paquet PES et au niveau de la couche transport. L'embrouillage dans la couche paquet PES est utile principalement dans le flux de programme, où il n'existe pas de couche protocole semblable à la couche transport pour valider cette fonction.

4.5.3 Couche adaptation

Un en-tête d'adaptation de système DTTB basé sur la norme MPEG-2 possède un champ de longueur variable. Sa présence est signalée par un fanion dans la section de niveau liaison de l'en-tête. La fonctionnalité d'un tel en-tête est fondamentalement liée au décodage du flux binaire élémentaire qui est extrait au moyen de fonctions du niveau liaison.

La présence du **champ d'en-tête d'adaptation** est signalée dans le champ de contrôle de champ d'adaptation (**adaptation_field_control**) de la couche liaison, comme il a été précédemment indiqué. L'en-tête d'adaptation comprend l'information qui sert aux fonctions de décodage de niveau supérieur, avec utilisation de fanions pour indiquer la présence d'extensions particulières du champ.

L'en-tête commence par une composante de longueur fixe qui est présente chaque fois que l'en-tête d'adaptation est transmis. Son format est représenté à la Fig. 4.13.

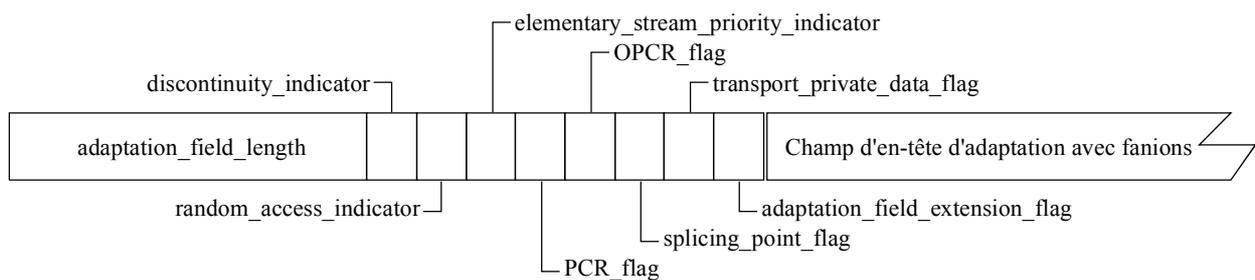


FIGURE 4.13

Composante de longueur fixe de l'en-tête d'adaptation

DTTB-04.13

Le champ de longueur de champ d'adaptation (**adaptation_field_length**) est un champ d'un octet qui spécifie le nombre d'octets qui le suivent dans l'en-tête d'adaptation. Cet en-tête pourrait comprendre des octets de bourrage après le dernier champ de composante d'en-tête d'adaptation. Les octets de bourrage ne sont pas interprétés dans le décodeur. Dans ce cas, le champ **adaptation_field_length** spécifie aussi le nombre d'octets de bourrage. La valeur du champ **adaptation_field_length** peut aussi être utilisée par le décodeur pour sauter l'en-tête d'adaptation et passer à l'information utile, le cas échéant.

La présence de champs additionnels d'en-tête d'adaptation est indiquée par l'état des cinq derniers fanions à un seul bit représentés à la Fig. 4.13, la valeur 1 indiquant la présence du champ en question. Les trois premiers fanions (à un seul bit) ne donnent pas d'extensions de l'en-tête d'adaptation, ils sont décrits au Tableau 4.6.

TABLEAU 4.6

Champ	Fonction/utilisation
discontinuity_indicator: indicateur de discontinuité	Indique qu'il existe une discontinuité dans les valeurs PCR qui seront reçues à partir de ce paquet. Une telle discontinuité se produit quand les flux binaires sont raccordés. Ce fanion doit servir, dans le récepteur, pour changer la phase de l'horloge locale
random_access_indicator indicateur d'accès aléatoire	Indique que le paquet contient des données qui peuvent servir de point d'accès aléatoire au flux binaire. Un exemple serait la concordance avec le début de l'information d'en-tête de séquence dans le flux binaire vidéo
elementary_stream_priority_indicator: indicateur de priorité de flux élémentaire	Indication logique de priorité des données transmises dans le paquet

Les autres composantes de l'en-tête d'adaptation apparaissent en fonction de l'état des fanions.

La **synchronisation** du processus de décodage et de présentation pour les applications traitées dans un récepteur est un aspect particulièrement important des systèmes de transmission de données numériques en temps réel. Comme il est prévu que les données reçues soient traitées à une vitesse donnée (pour correspondre à la vitesse à laquelle elles sont générées et transmises), la perte de synchronisation conduit soit au surremplissage, soit au sous-remplissage de la mémoire tampon au niveau du décodeur et, par conséquent, à la perte de synchronisation de la présentation/de l'affichage. Les problèmes en la matière que pose le flux binaire comprimé numérique sont différents de ceux qui se posent pour la télévision analogique classique. Dans cette dernière, l'information relative aux images est transmise de manière synchrone, de sorte que l'on peut obtenir un signal d'horloge directement à partir de l'information de synchronisation d'image. Dans un système numérique avec compression, la quantité de données générées pour chaque image est variable (elle dépend de la méthode et de la complexité du codage d'image) et on ne peut pas obtenir le rythme directement à partir du début des données d'image. En fait, dans un flux binaire numérique, la notion naturelle d'impulsions de synchronisation n'existe pas réellement (alors qu'elle est bien connue en télévision analogique classique).

La solution à ce problème consiste à transmettre l'information de rythme dans les en-têtes d'adaptation de certains paquets, information qui servira de référence aux fins de la comparaison de rythme dans le décodeur. Cela se fait en transmettant un échantillon d'une horloge de 27 MHz dans le champ d'horloge de référence du programme (**program_clock_reference**) (**PCR**), qui indique le moment prévu de la fin de la lecture du champ du flux binaire dans le décodeur de transport. La phase de l'horloge locale utilisée dans le décodeur est comparée à la valeur PCR dans le flux binaire, à l'instant où cette valeur est obtenue, pour déterminer si le processus de décodage est synchronisé. En général, la PCR du flux binaire ne modifie pas directement la phase de l'horloge locale, mais sert seulement d'entrée de réglage de la fréquence d'horloge. Des exceptions pourraient intervenir pendant le changement de canal et l'insertion de programmes locaux. Il convient de noter

que les horloges d'échantillon audio et vidéo dans le système décodeur sont verrouillées sur l'horloge système obtenue à partir des valeurs de PCR. Cette disposition permet de simplifier la configuration du récepteur, en ce qui concerne le nombre d'oscillateurs locaux nécessaires pour effectuer le processus complet de décodage, et elle présente également d'autres avantages, comme l'acquisition rapide de la synchronisation.

Les champs PCR et OPCR sont représentés par la Fig. 4.14 et décrits dans le Tableau 4.7.

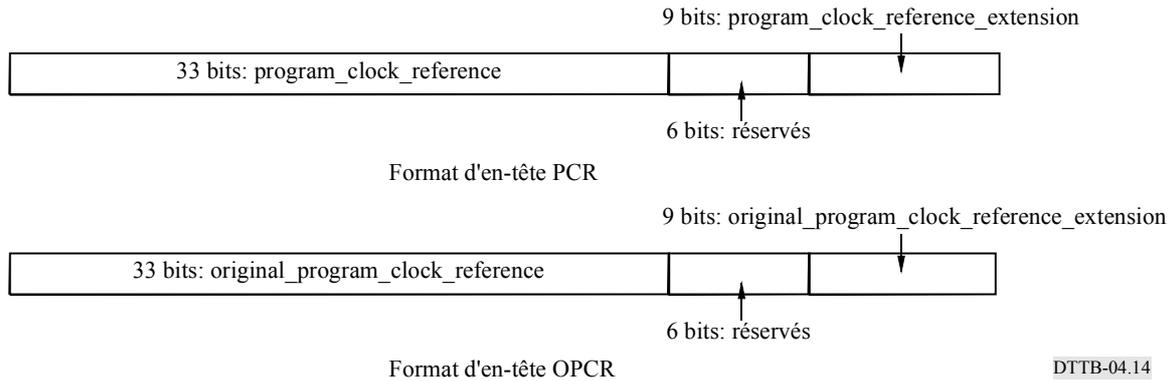


FIGURE 4.14

Formats d'en-têtes PCR et OPCR

TABLEAU 4.7

Champ	Fonction/utilisation
PCR	Indique le moment prévu de l'arrivée du dernier octet de l'extension horloge de référence du programme (<code>program_clock_reference_extension</code>) au décodeur visé. Utilisé pour la synchronisation du processus de décodage du système. Ce champ peut être modifié pendant le processus de transmission (par exemple, la PCR sera transmise au moins une fois toutes les 100 ms.)
OPCR	Indique le moment prévu de l'arrivée du dernier octet de l'extension horloge de référence du programme original (<code>original_program_clock_reference_extension</code>) au décodeur visé, pour un programme unique. Ce champ n'est pas modifié pendant le processus de transmission. (Il peut servir pour l'enregistrement et la lecture de programmes uniques.)

La valeur PCR totale dépend de l'état d'une horloge de 27 MHz. Le champ d'extension de 9 bits boucle un cycle de 0 à 299, à 27 MHz, après quoi, la valeur dans le champ de 33 bits est incrémentée de un. Ainsi, le champ de 33 bits est compatible avec le champ de 33 bits utilisé pour l'horloge de 90 kHz de la norme MPEG-1. La durée du cycle de la référence PCR est d'environ 26 h.

Les champs de données privées de transport (`transport_private_data`) et d'extention de champ d'adaptation (`adaptation_field_extension`) sont représentés par la Fig. 4.15 et décrits dans le Tableau 4.8.

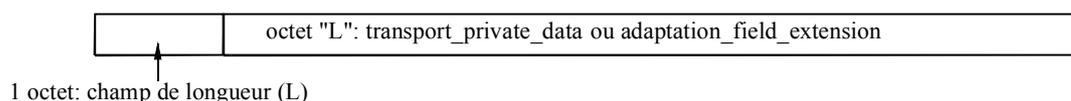


FIGURE 4.15

Format d'en-tête des champs `transport_private_data` et `adaptation_field-extension`

DTTB-04.15

TABLEAU 4.8

Champ	Fonction/utilisation
<code>transport_private_data</code> : données privées de transport	Pour les données privées
<code>adaptation_header_extensions</code> : extensions d'en-tête d'adaptation	Pour les futures extensions de l'en-tête d'adaptation

Le champ de décompte de raccordements (`splice_countdown`) est utile pour l'insertion de programmes en aval (programmes locaux). Ce champ, décrit au Tableau 4.9, est un champ d'un octet, qui est présent si le fanion de point de raccordement (point de combinaison) (`splicing_point_flag`) est positionné.

TABLEAU 4.9

Champ	Fonction/Utilisation
<code>splice_countdown</code> : décompte de combinaisons	Indique le nombre de paquets dans le flux binaire qui ont le même PID que le paquet en cours, jusqu'à un paquet de point de combinaison. Ce dernier paquet est défini comme étant le paquet contenant un point dans le flux binaire élémentaire à partir duquel les données peuvent être retirées et remplacées par un autre flux binaire. Transmis en tant que valeur de complément à 2. (A utiliser pour permettre l'insertion de paquets et de programmes locaux.)

4.5.4 PSI et champ pointeur (`pointer_field`)

Le tableau d'association des programmes (`program_association_table`) et les tableaux des programmes (`program_map_tables`) qui décrivent l'organisation d'un flux binaire DTTB multiplexé font partie de la couche PSI. De manière générale, les tableaux PSI sont transmis dans le flux binaire approprié, en séquence, sans intervalle entre les tableaux. Il en découle que les tableaux n'ont pas nécessairement besoin de commencer au début d'un paquet de transport et que, par conséquent, il faut un indicateur pour signaler l'endroit où les tableaux commencent dans le flux binaire. Cette fonctionnalité est obtenue au moyen du champ pointeur (`pointer_field`). Le `pointer_field` est présent dans le paquet si un tableau PSI commence dans le paquet. Cet événement est signalé au niveau liaison en donnant à l'indicateur de début d'unité d'information utile (`payload_unit_start_indicator`) la valeur 1. Le `pointer_field` indique le nombre d'octets qui le suit avant le début d'un tableau PSI. Par exemple, une valeur de 0x00 du `pointer_field` indique qu'un nouveau tableau PSI commence immédiatement après lui.

Le `program_association_table` est transmis en tant qu'information utile du flux binaire dont le PID = 0; il décrit comment les numéros de programmes associés aux services de programmes sont mappés sur les flux binaires contenant les `program_map_tables` pour les programmes indiqués. Le `program_association_table` peut être transmis sous forme de plusieurs segments d'association de programmes (`program_association_segments`), chaque segment ayant une longueur maximale de 1024 octets. Le `program_association_table` est décrit dans le Tableau 4.10. Le décodeur de transport peut extraire les segments de tableau à partir du flux binaire, dans l'ordre qui lui convient. Comme le montre la Fig. 4.16, chaque segment de tableau possède une composante d'en-tête de longueur fixe, de 8 octets, aux fins d'identification du segment, une composante de longueur variable qui dépend du nombre d'entités contenues et un champ CRC-32 de 4 octets.

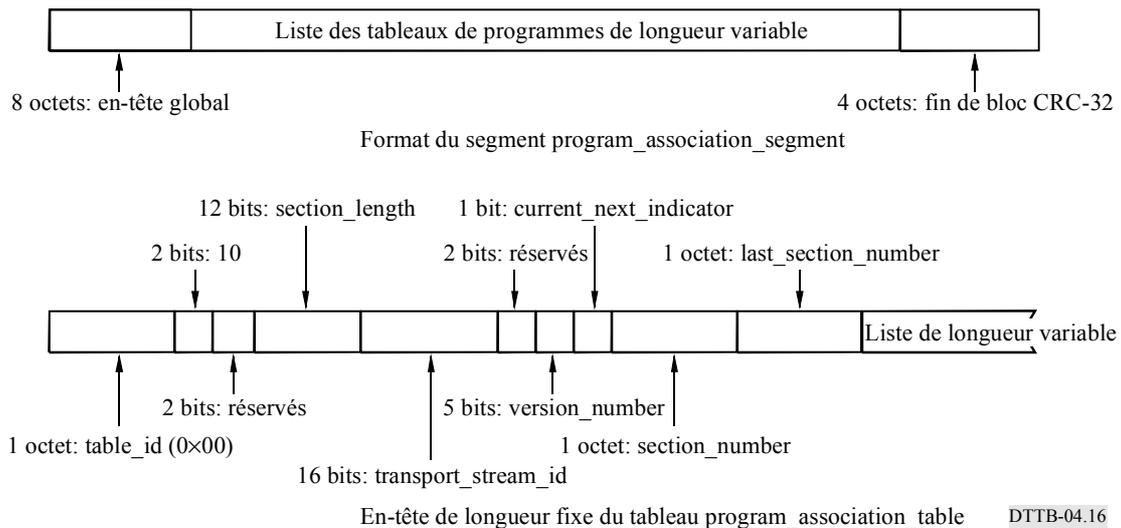


FIGURE 4.16

Formats du segment et de l'en-tête de tableau d'association de programmes

TABLEAU 4.10

En-tête du tableau d'association des programmes

Champ	Fonction/utilisation
<code>table_id</code> : identificateur du tableau	1 octet; indique la nature du tableau. 0x00 indique un tableau d'association des programmes
<code>section_length</code> : longueur de la section	12 bits; longueur de la section du tableau d'association des programmes. La longueur comprend tous les octets suivant ce champ, jusqu'au CRC, inclusivement. Les deux bits de plus fort poids du champ sont positionnés à 00, ce qui donne une valeur maximale de champ de 1 024. Ce champ permet au décodeur de transport de sauter des sections quand il lit le flux binaire, si on le souhaite
<code>transport_stream_id</code> : identificateur du flux de transport	2 octets; identification d'un multiplex particulier, parmi plusieurs dans le réseau (peut être utilisé dans les applications de Terre, pour indiquer le numéro de service)
<code>version_number</code> : numéro de version	5 bits; incrémenté chaque fois qu'il y a un changement dans le tableau d'association des programmes en cours de transmission

TABLEAU 4.10 (fin)

Champ	Fonction/utilisation
current_next_indicator: indicateur actuel/prochain	1 bit; 1 indique que le mappage est actuellement valide. 0 indique que le mappage n'est pas utilisé actuellement, mais sera le prochain utilisé
section_number: numéro de la section	1 octet; identifie la section particulière en cours de transmission
last_section_number: numéro de la dernière section	1 octet; numéro de la dernière section dans le tableau d'association des programmes. Nécessaire pour confirmer quand un tableau d'association des programmes complet a été reçu au décodeur.

Les valeurs des bits réservés ne sont pas définies. La valeur «10» des 2 bits qui suivent l'identificateur du tableau (**table_id**) doit être reçue correctement.

La liste de longueur variable du tableau de programmes comprend le nombre du compte de programmes (**program_count**) d'entrées de longueur fixe correspondant à chaque programme et les octets de bourrage (**stuffing_bytes**) (pour obtenir la longueur du segment d'association de programmes, **program_association_segment_length**). Le format de chaque entrée fixe est représenté à la Fig. 4.17.

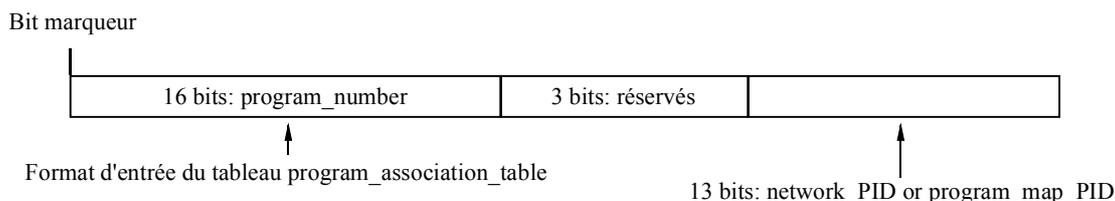


FIGURE 4.17

DTTB-04.17

Format d'entrée du tableau d'association des programmes

L'identificateur de programme «0» est réservé au PID du réseau (**network_PID**) (champ d'identification de paquet du flux binaire véhiculant l'information concernant la configuration du système entier). Il est prévu que ce flux binaire soit un flux binaire privé. Pour tous les autres identificateurs de programme, le PID du tableau de mappage des programmes (**program_map_PID**) est le PID du flux binaire contenant le **program_map_table** considéré.

Le **program_association_table** se termine par un champ CRC de quatre octets qui contient les résultats d'un contrôle de redondance cyclique calculé sur le segment complet du **program_map_table** commençant par le préfixe du code de début du segment (**segment_start_code_prefix**). Le CRC se fonde sur le polynôme $x^{32} + x^{26} + x^{23} + x^{22} + x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$.

Le **program_map_table** est transmis en tant qu'information utile du flux binaire dont le PID = PID du **program_map_table** (indiqué dans le **program_association_table**). Le **program_map_table** contient de l'information sur les applications qui constituent le programme. Chaque **program_map_table** est transmis comme une seule section du tableau de mappage du flux de transport (**TS_program_map_section**). Le format d'une telle section peut être décrit comme la combinaison des éléments suivants: un champ d'en-tête global, des champs qui décrivent chaque programme dans le tableau, et un champ CRC (voir la Fig. 4.18). Le CRC est le même que pour le **program_association_table**. Chaque **program_map_PID** peut contenir plus d'une **TS_program_map_section**, chaque section décrivant un programme différent.

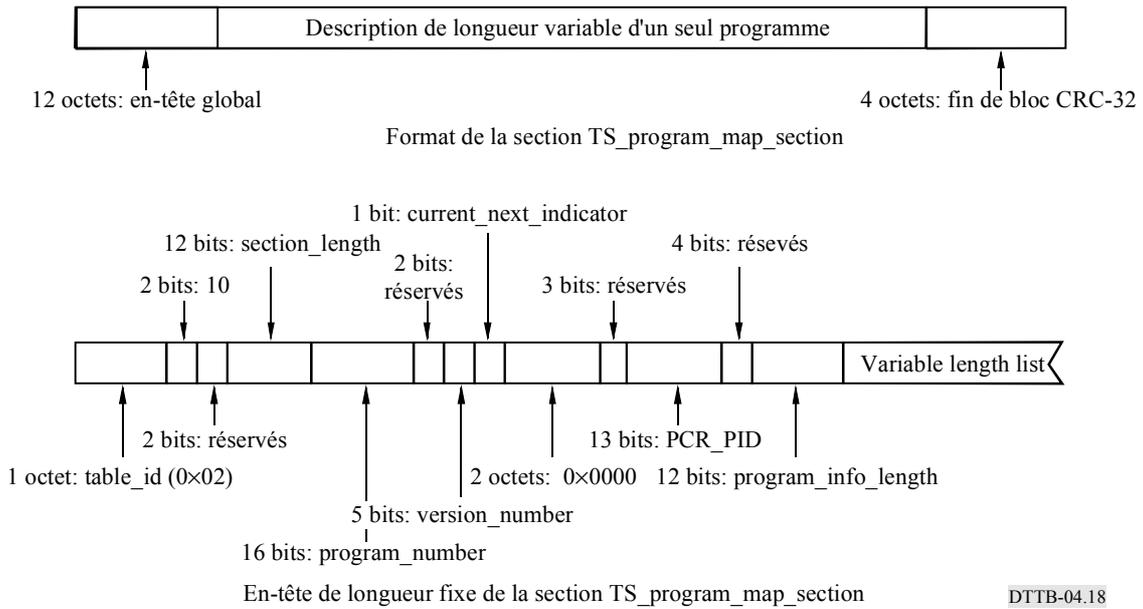


FIGURE 4.18

Formats du tableau de mappage des programmes de flux de transport

Le format d'en-tête de la TS_program_map_section est représenté à la Fig. 4.18. Le format comprend le contenu du champ de l'identificateur du tableau (**table_id**) (0x02), deux octets servant à identifier le champ du numéro du programme décrit (**program-number**), les deux octets suivant l'indicateur actuel/suivant (**current_next_indicator**) sont mis à la valeur «0», puisque la description de chaque programme est définie comme étant contenue dans une seule section; un champ de PID de PCR (**PCR_PID**) identifie le PID du flux binaire élémentaire en paquets dans le programme qui contient les valeurs de PCR pour le programme et le champ de longueur d'info sur le programme (**program_info_length**) indique le nombre d'octets des descripteurs de programme (**program_descriptor**) qui suivent. Tous les autres champs ont les mêmes format et fonctionnalité que dans le **program_association_table**.

La description du programme qui suit l'en-tête comprend le champ du descripteur du programme (**program_descriptor**), champ optionnel de longueur variable (dont la longueur était indiquée par le champ de longueur d'info sur le programme (**program_info_length**)), suivi par la description de chacun des divers flux binaires élémentaires constituant le programme.

La description de chaque flux élémentaire comporte une composante de longueur fixe (5 octets) et une composante de descripteur de flux élémentaire (**elementary_stream_descriptor**), de longueur variable. Ce descripteur est illustré par la Fig. 4.19 et décrit dans le Tableau 4.11.

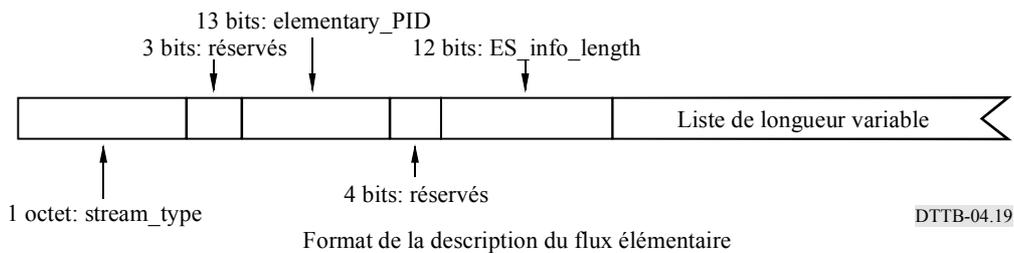


FIGURE 4.19

Description du flux élémentaire

TABLEAU 4.11

Description du flux élémentaire

Champ	Fonction/utilisation
stream_type: type de flux	Indique l'application considérée dans ce flux élémentaire 0x00 UIT-T/ISO/CEI, réservé 0x01 MPEG-1, vidéo 0x02 MPEG-2, vidéo 0x03 MPEG-1, audio 0x04 MPEG-2, audio 0x05 MPEG-2, sections privées 0x06 MPEG-2, paquets PES contenant des données privées 0x07 MHEG 0x08 MPEG-2, Partie 1, DSM CC 0x09 Rec. UIT-T H.222.1 0x0A – 0x0D MPEG-2, Partie 6, Type A – Type D 0x0E MPEG-2, auxiliaire 0x0F – 0x07 MPEG-2, réservé 0x80 – 0xFF données privées d'utilisateur ¹ .
elementary_PID: ID élémentaire	Indique le PID du flux binaire de transport contenant le flux binaire élémentaire.
ES_info_length: longueur d'info de flux élémentaire	Indique la longueur d'un champ de descripteur de flux élémentaire (elementary_stream_descriptor) de longueur variable qui suit.

¹ Le type de flux pour les données audio AC-3 est 0x81.

Les **descripteurs** sont transmis dans les champs de descripteur de programme (program_descriptor) et de descripteur de flux élémentaire (elementary_stream_descriptor) pour décrire certaines caractéristiques du programme ou du flux binaire élémentaire. Chaque program_description et chaque elementary_stream_description peut comprendre un certain nombre d'éléments individuels de champ de descripteur transmis séquentiellement.

Un mécanisme permettant d'indiquer la présence de descripteurs s'impose pour pouvoir utiliser des descripteurs. Cette fonctionnalité est réalisée dans les tableaux de PSI décrits par le champ de longueur qui précède le descripteur, la valeur zéro indiquant qu'aucun descripteur n'est présent. L'identification du descripteur est également nécessaire. On l'obtient à l'intérieur de l'en-tête du descripteur lui-même, qui comprend un champ d'étiquette de descripteur (descriptor_tag) d'un octet, suivi d'un champ de longueur de descripteur (descriptor_length) d'un octet qui précise le nombre d'octets qui composent le descripteur qui suit. Le jeu de descriptor_tags valides dans le système est défini dans la documentation relative à la norme MPEG-2.

4.6 Fonctions et services

4.6.1 Introduction

Une architecture de transport DTTB doit être souple et capable d'assurer un certain nombre de services audio, vidéo et de données par l'intermédiaire de son multiplex de système. Les services de données peuvent être relatifs aux programmes, ou non. La SMPTE, et d'autres, ont recensé des services de données relatifs aux programmes qui pourraient être communiqués à partir de la source

de programme et qui seraient utiles à l'affichage du programme. Les fonctionnalités identifiées sont considérées comme souhaitables pour utilisation dans le récepteur, afin d'améliorer les performances du système ou d'améliorer le service pour le téléspectateur. Certaines fonctionnalités sont jugées utiles dans les réseaux de distribution, afin de permettre l'échange international de programmes, pour les environnements de service échelonné ou pour utilisation dans un scénario de mise en œuvre de duplication de la diffusion.

4.6.2 Types de compression audio et identification de la langue

La syntaxe de la couche transport permet de définir un tableau de mappage des programmes grâce auquel il est possible d'identifier, d'une part, divers services audio individuels par leur algorithme de compression, d'autre part, des canaux multilingues pouvant être sélectionnés par le téléspectateur ou par le réseau de distribution. Cette fonction d'identification des algorithmes de compression permet la sélection d'un service audio (monophonique, stéréophonique ou ambiance) et du débit binaire convenant aux programmes associés.

4.6.3 Information concernant le programme

Un service de programme peut être fourni comme service de données auxiliaires avec son propre PID. Il pourrait prendre la forme d'un guide de programmation personnalisé par le prestataire de service. L'information nécessaire peut être associée à un faible débit de rafraîchissement qui ne consommerait pas une proportion importante de la largeur de bande du canal.

4.6.4 Sous-titrage

L'information de sous-titrage, comme le signal audio associé au signal vidéo, doit être synchronisée avec chaque image bitrame de télévision. L'information de sous-titrage doit être identifiée de manière univoque et véhiculée en tant que données d'utilisateur dans la couche image vidéo. Cependant, il y aurait lieu d'examiner plus en détail s'il y a intérêt à utiliser des paquets ou des sections PES pour conserver la communauté de traitement, dans le récepteur, entre le sous-titrage et d'autres applications.

4.6.5 Sous-titrage codé

Le sous-titrage codé est un service de sous-titrage destiné aux malentendants. Tout comme l'information générale de sous-titrage, les services de sous-titrage codé doivent être synchronisés avec chaque image bitrame de télévision et devraient être identifiés de manière univoque et véhiculés en tant que données d'utilisateur dans la couche image vidéo. Cependant, rien dans la syntaxe MPEG-2 n'empêcherait les données de sous-titrage codé d'être envoyées dans un PID distinct et, dans certaines applications, cela pourrait avoir un certain avantage par rapport à l'acheminement des données dans la couche image vidéo. Il y aurait lieu d'examiner plus en détail s'il y a intérêt à utiliser des paquets ou des sections PES pour conserver la communauté de traitement, dans le récepteur entre le sous-titrage et d'autres applications.

4.6.6 Identification de la source des programmes et identification des programmes

L'information d'identification de la source des programmes et d'identification des programmes a de nombreuses utilisations. Une de ces applications permet l'accès automatique à la programmation, aux fins d'enregistrement et de lecture différée par le spectateur. Ces identifications devraient être univoques et véhiculées en tant que service de données auxiliaires ayant son propre PID.

4.6.7 Identification de l'accès conditionnel

Les systèmes d'accès conditionnel peuvent être pris en charge par la syntaxe de transport, avec des bits identifiés dans l'en-tête du paquet. L'information relative à l'accès conditionnel, et notamment l'information sur la clé, doit être identifiée de manière univoque et véhiculée en tant que données privées.

4.6.8 Information sur la structure de l'image

Certaines instances qui s'intéressent à la mise en œuvre de services DTTB ont l'intention de fournir une gamme de services échelonnables à utiliser dans des environnements de réception différents. Les séquences d'images comprimées et codées peuvent aussi servir de format pour l'échange de programmes. L'aptitude de la syntaxe vidéo à véhiculer les détails de la structure d'échantillonnage d'images utilisée dans l'image codée: nombre d'échantillons par ligne, de lignes par image bi-trame, d'images bitrames par seconde, format de balayage (entrelacé ou progressif) et format de l'image, facilite l'utilisation du contenu des programmes dans une large gamme d'applications.

4.6.9 Colorimétrie

L'information sur les caractéristiques colorimétriques des données vidéo codées peut être prise en charge dans la couche séquence vidéo. Cette information comprend une description des couleurs primaires, des caractéristiques de transfert et des coefficients des matrices de couleurs; elle permet au récepteur de traiter comme il convient les séquences d'images provenant de sources utilisant des colorimétries différentes.

4.6.10 Identification du champ couleur

Les récepteurs de télévision classique domineront le marché à l'époque du lancement des services DTTB et seront encore nombreux sur le marché pendant de nombreuses décennies après ce lancement. Vu les avantages que présentent les services DTTB, on souhaitera peut-être fournir ces services aux récepteurs existants de télévision classique (NTSC, PAL ou SECAM).

En fournissant l'information de champ de couleur dans la syntaxe vidéo, on permet au décodeur de coder à nouveau la séquence d'images à une sortie compatible avec le service classique, avec des perturbations réduites, en particulier quand les séquences d'images sources sont tirées du contenu du programme.

4.6.11 Changements de scène et points d'insertion nette

Des algorithmes de détection automatique de changement de scène peuvent être utilisés dans certains codeurs pour améliorer l'efficacité du codage. Cette information de changement de scène, lorsqu'elle est acceptée par une installation de production, pourrait être utile au codeur vidéo, tant au niveau compression qu'au niveau transport. Elle pourrait aussi être utile aux systèmes de distribution, pour identifier les points du flux de données où la commutation entre les sources de flux binaires transmis pourrait s'effectuer.

On a également besoin d'identifier les points du flux binaire transmis – autres que ceux des changements de scène – où la commutation entre les sources de flux binaires transmis ou encore le remplacement des paquets peut se faire sans perturber notablement le fonctionnement du récepteur. On appelle ces points, points «d'insertion nette», ils sont utiles aux prestataires de services en aval (locaux, nationaux ou régionaux), pour modifier un service coopératif ou de réseau, afin de permettre son utilisation locale.

4.6.12 Fréquence de trame/d'image et pas d'avancement du film

Les systèmes qui seront utilisés avec la fréquence d'image de 60 Hz peuvent être optimisés pour la transmission des séquences d'images provenant de films, en transmettant la fréquence d'image du flux binaire codé. Cette technique permet aux codeurs de maximiser l'efficacité du codage en ne transmettant pas les trames redondantes, et elle signale au décodeur l'ordre correct d'affichage des images décodées. La syntaxe de fréquence d'image DTTB peut être mise en œuvre dans la couche séquence vidéo, pour accepter des fréquences d'image de 23,976 ($24 \div 1,001$), 24, 25, 29,97 ($30 \div 1,001$), 50, 59,94 ($60 \div 1,001$) et 60 Hz, ainsi qu'une extension pour de futures possibilités.

4.6.13 Recadrage plein écran

Les récepteurs au format 4:3 domineront le marché au moment du lancement des services grand écran de format 16:9 et se trouveront sur le marché pendant de nombreuses décennies après cela. Vu les avantages que présentent les services DTTB sur grand écran, on souhaitera peut-être fournir ces services aux récepteurs existants de télévision et à d'autres dispositifs d'affichage de format 4:3.

L'information de recadrage plein écran pourrait être transmise comme une extension de la syntaxe de la couche image. Cette extension permettrait aux décodeurs de définir une région rectangulaire qui pourrait être cadrée autour de l'image codée complète et d'identifier ainsi une fenêtre de format 4:3 à l'intérieur de l'image codée 16:9.

4.6.14 Entrée aléatoire dans le flux binaire comprimé

L'entrée aléatoire dans les flux binaires d'applications, comme les flux vidéo et audio, est nécessaire pour la prise en charge de fonctions telles que la syntonisation des programmes et la commutation des programmes. L'entrée aléatoire dans une application est possible seulement si le codage du flux binaire élémentaire de l'application accepte cette fonctionnalité directement. Par exemple, un flux binaire vidéo DTTB pourrait accepter l'entrée aléatoire par le biais du concept de codage intratrame (images bitrames I codées sans aucune prédiction et pouvant par conséquent être décodées sans information préalable). Le début de l'information d'en-tête de séquence vidéo précédant les données d'une image bi-trame à codage I pourrait servir de point d'entrée aléatoire dans un flux binaire élémentaire vidéo. En général, les points d'entrée aléatoire devraient aussi coïncider avec le début des paquets PES, dans les cas où ceux-ci sont utilisés, par exemple pour les signaux vidéo et audio. L'acceptation de l'entrée aléatoire dans la couche transport vient d'un fanion de l'en-tête d'adaptation du paquet, qui indique si le paquet contient un point d'accès aléatoire pour le flux binaire élémentaire. En outre, l'information utile des paquets qui sont des points d'accès aléatoire commence aussi par les données qui forment les points d'accès aléatoire dans le flux binaire élémentaire lui-même. Cette approche permet de rejeter les paquets directement dans la couche transport, quand on change de canal et que l'on cherche un point de resynchronisation dans le flux binaire de transport; elle simplifie aussi la recherche du point d'accès aléatoire dans le flux binaire élémentaire, une fois que la resynchronisation est réalisée au niveau transport.

L'objectif général est d'avoir des points d'entrée aléatoire dans les programmes, aussi souvent que possible, afin de permettre le changement rapide de canal.

4.6.15 Insertion de programmes locaux

Cette fonctionnalité est importante pour la commutation des paquets en aval (insertion de programmes locaux tels que les messages de service public ou les messages publicitaires) dans un flux binaire existant. En général, il existe seulement, dans les flux binaires élémentaires quelques points fixes où l'insertion de programmes est permise. Le point d'insertion locale doit être un point d'entrée aléatoire, mais les points d'entrée aléatoire ne conviennent pas tous à l'insertion de programmes. Par exemple, en plus d'être un point d'entrée aléatoire, le point (retard du vérificateur de tampon vidéo (VBV_delay) doit se trouver à un certain niveau défini par le système pour

permettre l'insertion de programmes locaux. L'information `VBV_delay` peut être calculée et transmise en tant que partie des données d'en-tête d'une image dans le flux vidéo comprimé. Elle définit ainsi le taux de remplissage nécessaire de la mémoire tampon vidéo du décodeur avant que les bits de l'image actuelle soient extraits de la mémoire tampon et synchronisent le fonctionnement du codeur et du décodeur. Cette opération s'impose afin de contrôler la mémoire nécessaire au décodeur pour mettre les données en tampon et pour éviter le surremplissage ou le sous-remplissage du tampon. L'insertion de programmes locaux se fait toujours dans la couche paquet de transport, aux endroits où les points de raccordement au flux de données sont alignés sur les paquets. La mise en œuvre du processus d'insertion de programmes par le radiodiffuseur est facilitée par l'utilisation d'un champ de décompte de jonction (`splice_countdown`) dans l'en-tête d'adaptation, qui indique d'avance le nombre de paquets à décompter jusqu'au paquet après lequel le raccordement et l'insertion de programmes locaux sont possibles. L'insertion d'un programme local entraîne habituellement une discontinuité des valeurs de la PCR reçues au décodeur. Comme cette modification de la PCR est tout à fait inattendue (on s'attend généralement à un changement de valeur PCR seulement pendant le changement de programme), l'horloge du décodeur pourrait être complètement désynchronisée. Pour éviter ce contretemps, une information est transmise dans l'en-tête d'adaptation du premier paquet après le point de raccordement pour indiquer au décodeur le changement des valeurs de PCR (afin qu'il puisse modifier la phase de l'horloge directement, au lieu d'essayer de modifier la fréquence d'horloge). De plus, il y a des contraintes:

- sur la longueur du flux binaire qui doit être raccordé, afin que l'occupation de la mémoire tampon du décodeur, avec ou sans raccordement, soit uniforme; et
- sur la valeur initiale prise par VBV lors du codage du flux binaire à raccorder, afin d'empêcher le sous-remplissage ou le surremplissage de la mémoire tampon du décodeur.

4.6.16 Identification des programmes individuels

Dans les services de radiodiffusion, deux fonctions essentielles s'imposent: la fonction de réception d'un certain canal de radiodiffusion, de manière continue et sans action, et la fonction de réception automatique ou d'enregistrement d'un programme individuel, simultanément. Il est donc nécessaire de définir un nouveau descripteur, appelé «descripteur d'événement», pour identifier le programme individuel, parce que le numéro de programme correspond au canal du programme. La Fig. 4.20 donne un exemple de ce descripteur.

étiquette du descripteur	longueur du descripteur	ident. de l'événement
8	8	32

FIGURE 4.20

Structure du descripteur d'événement

DTTB-04.20

4.6.17 Autre information de canal

Dans les systèmes MPEG-2, chaque programme peut être reçu seulement après réception du tableau d'association des programmes (PAT) et du tableau de mappage des programmes (PMT); un certain retard se produit quand on sélectionne le canal ou quand on le change. Dans le but de minimiser ce retard, un indicateur d'autoréférence est introduit dans le PAT ou dans le tableau des informations réseau (NIT).

Cet indicateur signale si le PAT ou le NIT est destiné à l'information du flux de transport dont on visionne un programme, ou si elle concerne les autres flux de transport (canaux) qui peuvent être reçus. Grâce à cette fonction, l'information des autres canaux (flux) peut être obtenue pendant que l'on visionne un certain programme et elle aide à la sélection des canaux.

CHAPITRE 5

COUCHE PHYSIQUE – CODAGE DES CANAUX ET MODULATION

5.1 Introduction

Les nombreux avantages de la transmission numérique des données par rapport à la transmission analogique sont connus depuis longtemps. La modulation numérique constitue une évolution des techniques plus connues de modulation analogique comme les modulations d'amplitude, de fréquence et de phase. La Recommandation UIT-R BT.1306 énumère les paramètres importants d'un système de modulation pour la DTTB et donne les valeurs ou plages de valeurs de ces paramètres. La Recommandation permet au concepteur de systèmes d'adapter les caractéristiques de fonctionnement des systèmes afin de répondre à diverses contraintes de conception. Les techniques de modulation proposées dans la Recommandation sont des méthodes à modulation d'une seule ou de plusieurs porteuses, pour diverses largeurs de bande de canal: 6, 7 et 8 MHz. Le présent Chapitre traite de certains problèmes que pose le choix d'un système de modulation approprié à une application donnée.

5.2 Efficacité d'utilisation du spectre

Il est généralement reconnu que la prestation d'un service de DTTB assurant la transmission de la TVHD ou de services TVDN multiprogrammes exige un débit de données de l'ordre de 20 Mbit/s (ou plus). Un tel débit de données requiert une efficacité réelle d'utilisation du spectre réelle de 4 bit/s/Hz pour un système national à 6 MHz ou de 3 bit/s/Hz pour des systèmes nationaux à 7 ou 8 MHz.

Les systèmes de modulation d'amplitude en quadrature à 16 états significatifs (MAQ-16), à bande latérale résiduelle à 4 états (BLR-4) ou de modulation par déplacement de phase à 16 états (MDP-16) permettent théoriquement d'obtenir un degré d'efficacité d'utilisation du spectre pouvant atteindre 4 bit/s/Hz. Ces méthodes de modulation pourraient être appliquées soit à la modulation d'une seule porteuse par un signal à débit de données élevé, soit à la modulation d'un grand nombre de porteuses par des signaux à faible débit de données. La modulation à une seule porteuse ou la modulation à plusieurs porteuses pourraient constituer la base d'une norme de transmission mondiale.

Toutefois, les taux d'erreur mesurés sur des canaux de transmission de Terre réels sont tels qu'il faut intégrer la correction d'erreur directe sans voie de retour (CED) aux systèmes de modulation et de transmission. Les conditions de mise en œuvre des filtres peuvent également réduire les débits de données effectifs des systèmes réels. Il en découle que le débit de données net sera inférieur à celui qui aura été prévu sur la base d'une efficacité théorique d'utilisation du spectre et d'une largeur de bande théorique de canal. En faisant appel à deux niveaux de codage des canaux, la mise en œuvre pratique pourra entraîner une réduction substantielle conduisant du débit de données brut au débit net des canaux. Ainsi, un schéma de codage fondé sur l'utilisation d'un code en treillis 2/3 enchaîné avec un code Reed-Solomon (207,187) produit un débit de données net égal à 60% seulement du débit de données brut.

Ces considérations sont à l'origine de l'étude de systèmes de modulation plus complexes, l'accroissement de la complexité étant justifié par la possibilité d'obtenir un débit de données net requis dans un canal présentant un degré élevé de protection contre les erreurs. C'est pourquoi des concepteurs ont étudié les performances de systèmes de modulation d'ordre plus élevé comme la MAQ-16 ou la BLR-8.

L'efficacité d'utilisation du spectre ne dépend pas seulement de la «densité» de l'information spectrale fondamentale, exprimée en bit/s/Hz, du système de modulation dans un canal donné. Elle est aussi grandement influencée par les caractéristiques de réutilisation du spectre dans un système numérique donné.

Les facteurs ayant une influence sur la réutilisation du spectre dans un système donné comprennent:

- le rapport porteuse/bruit (C/N) exigé du système numérique, qui détermine les niveaux de puissance des émetteurs, eux-mêmes limités par la nécessité de protéger les services existants;
- les rapports de protection des services existants et des nouveaux services dans le même canal et dans les canaux adjacents;
- l'aptitude du système à desservir des réseaux à fréquence unique, que ce soit à l'échelon local, régional ou national;
- l'aptitude du système à desservir des réseaux à deux fréquences.

5.3 Techniques de modulation

5.3.1 Généralités

De toutes les techniques génériques de modulation (BLR- m , MAQ- m , MDP- m et modulation par déplacement différentiel d'amplitude et de phase (MDDAP)- m , la MDP- m est celle qui exige les plus grandes puissances d'émission (lesquelles peuvent rendre les problèmes de planification des canaux beaucoup plus difficiles), ce pourquoi elle n'est pas préférée. Les systèmes de modulation MAQ et BLR ont des exigences de puissance et des caractéristiques de bruit semblables.

Ces systèmes de modulation peuvent être appliqués à une porteuse unique modulée à un débit de données élevé ou à un grand nombre de porteuses modulées à des débits de données relativement faibles – c'est la méthode à plusieurs porteuses. A l'heure actuelle, la plupart des travaux de recherche en matière de DTTB portent sur un système à une seule porteuse appliquant la BLR-8 et sur des systèmes à plusieurs porteuses utilisant la technique MAQ-16, MAQ-64 ou même MAQ-256.

Dans les deux cas, les recherches ont profité de l'expérience acquise dans d'autres domaines. L'expérience des systèmes MAQ et MDPQ à une seule porteuse provient d'applications dans les domaines des transmissions de Terre en hyperfréquences et des transmissions par satellite. L'expérience des systèmes à plusieurs porteuses a d'abord été acquise dans le domaine des modems haute fréquence développés pour les applications militaires et téléphoniques et elle s'enrichit maintenant grâce au développement d'un système de radiodiffusion audionumérique en Europe.

En raison de la dégradation importante des performances des canaux pouvant se produire dans les bandes des ondes métriques et décimétriques utilisées par la télévision, les conditions de transmission pour la DTTB peuvent s'avérer nettement plus difficiles que pour les transmissions par satellite ou par câble.

5.3.2 Modulation d'une seule porteuse (SCM, *single-carrier modulation*)

La méthode de modulation du système à une seule porteuse proposé pour le service ATV des Etats-Unies d'Amérique, le système BLR-8 (bande latérale résiduelle à 8 états), a été choisie après des essais comparatifs effectués avec la MAQ. En effet, sur le plan technique général, elle présente de meilleures caractéristiques de service dans un environnement partagé avec la télévision analogique. Cette méthode de modulation permet la transmission d'un signal de bande de base à huit états avec un débit binaire élevé. En SCM, les effets de la propagation par trajets multiples sont traités par le système de réception, souvent associé à un égaliseur adaptatif (voir plus loin).

5.3.2.1 Modulation BLR-8

Le principe du système de modulation à une seule porteuse BLR-8 est le suivant: 19,29 Mbit/s sont transmis dans un canal de 6 MHz.

Le flux de données série est composé de paquets de données de 188 octets compatibles MPEG. Après traitement de randomisation et de CED, les paquets de données sont mis en trames de données pour transmission et les signaux Data Segment Sync (synchronisation de segment de données) et Data Field Sync (synchronisation de trame) sont ajoutés.

Chaque trame de données se compose de deux champs de données, contenant chacun 313 segments de données. Le premier segment de chaque trame de données est un signal de synchronisation qui contient la séquence de conditionnement qu'utilise l'égaliseur du récepteur. Les 312 segments de données restants contiennent chacun les données équivalant à un paquet de transport de 188 octets ainsi que les bits supplémentaires de CED associés à ce paquet.

Chaque segment de données se compose de 832 symboles. Les quatre premiers symboles sont transmis sous forme binaire et assurent la synchronisation du segment. Ce signal de synchronisation de segment de données représente aussi l'octet de synchronisation du paquet de transport de 188 octets compatible MPEG-2. Les 828 autres symboles de chaque segment de données transportent les données correspondant aux 187 octets restants du paquet de transport ainsi que les bits supplémentaires de CED associés à ce paquet. Ces 828 symboles sont transmis sous forme de signaux à 8 états et il y a donc trois bits par symbole. Le débit des symboles est de 10,76 Msymboles/s et le débit des trames de données est de 20,66 trames/s.

Une porteuse pilote est intégrée au signal à environ 310 kHz de la limite inférieure de la bande pour aider au fonctionnement du récepteur.

Le fonctionnement du système est fondé sur la réponse d'un filtre de Nyquist en cosinus surélevé à phase linéaire intégré à la chaîne émetteur-récepteur. La courbe de réponse de ce filtre est essentiellement uniforme sur toute la bande, sauf dans les zones de transition aux extrémités de la bande. Comme le signal émis est à bande latérale résiduelle, la raideur de la courbe de coupure ne doit pas obligatoirement être identique aux deux extrémités de la bande, mais ce paramètre doit toutefois présenter une valeur uniforme car les caractéristiques du récepteur doivent correspondre à celles de l'émetteur. La courbe de coupure de l'émetteur correspond à la réponse d'un filtre en cosinus carré surélevé à phase linéaire.

La suppression additionnelle dans le canal adjacent (au-delà de celle qui est réalisée par l'annulation de la bande latérale) peut être réalisée au moyen d'un filtre à ondes de surface à réponse uniforme et phase linéaire. Le débordement d'énergie dans le canal adjacent à la FI ne doit pas dépasser 57 dB sous le niveau souhaité de puissance du signal ATV.

5.3.3 Modulation de plusieurs porteuses (MCM, *multi-carrier modulation*)

Le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (MRFO) est le système MCM le plus souvent proposé.

5.3.3.1 Multiplexage MRFO

Le multiplexage MRFO consiste à répartir les données à transmettre entre un grand nombre de porteuses dont chacune est modulée par un faible débit de données. Dans un système classique de multiplexage par répartition en fréquence, les porteuses sont filtrées individuellement afin de garantir l'absence de chevauchement spectral. Ainsi, il n'existe pas de brouillage intersymboles entre porteuses mais le spectre disponible n'est pas utilisé de la manière la plus efficace. Toutefois, si l'espacement entre porteuses est choisi de façon qu'elles soient en relation orthogonale pendant la

période des symboles, ces derniers peuvent être récupérés sans brouillage même en présence d'un certain chevauchement spectral. Pour obtenir un degré maximal d'efficacité d'utilisation du spectre, l'espacement entre porteuses doit être égal à l'inverse de la période des symboles. Le multiplex des porteuses s'obtient facilement par traitement numérique en ayant recours à la transformée de Fourier rapide (TFR).

Les formes d'application préférées de la TFR sont fondées généralement sur les algorithmes base 2 ou base 4, ou sur des combinaisons base 2 et base 4. En conséquence, le nombre de porteuses générées par les systèmes MRFO est une puissance de 2. Certains systèmes ont ainsi 2048 (2 k) porteuses ou 8192 (8 k) porteuses. Le nombre réel de porteuses émises est toutefois toujours inférieur au nombre maximal possible car certaines porteuses aux limites de la bande ne sont pas utilisées. Ces porteuses non utilisées constituent une bande de garde permettant le filtrage FI. Les porteuses actives acheminent des données ou de l'information de synchronisation. Toute technique de modulation numérique peut être utilisée pour moduler les porteuses actives, par exemple MDPQ, MAQ- n ou MDDAP- n , où n vaut généralement 16 ou 64.

Les multiples porteuses du multiplexage MRFO expliquent la longueur relativement importante de la période de symboles, soit près de 224 μ s dans un système à 2 k porteuses. Cette longue période de symbole offre un certain degré de protection contre le brouillage intersymboles dû à la propagation par trajets multiples. Il est toutefois possible d'accroître grandement cette protection en faisant appel à l'intervalle de garde. Cet intervalle est une extension cyclique des symboles: pour simplifier, une section du début du symbole est ajoutée à la fin du symbole. Les intervalles de garde pour les systèmes à 2 k porteuses et 8 k porteuses durent $1/32^e$ de la période de symbole (7/28 μ s), $1/8^e$ de la période de symbole (28/112 μ s), $1/4$ de la période de symbole (56/224 μ s) et $1/2$ de la période de symbole (112/448 μ s). La diminution de la capacité de transmission est proportionnelle à l'augmentation de la partie du symbole utilisée pour constituer l'intervalle de garde. Par contre, si le nombre de porteuses augmente, la période de symbole augmente aussi et, par conséquent, une même proportion utilisée comme intervalle de garde offrira une plus grande protection en temps absolu. Par exemple, un système à 8 k porteuses, avec une période de symbole de 896 μ s et un intervalle de garde de $1/4$ de période de symbole, disposera d'un intervalle de garde de 224 μ s. L'augmentation du nombre de porteuses ajoute toutefois à la complexité du récepteur et influe sur l'aptitude à suivre les canaux variant dans le temps, ce qui impose un compromis. La Fig. 5.1 montre comment la fenêtre d'échantillonnage de la transformation TFR, qui correspond à la période de symbole, peut être positionnée dans le symbole et dans l'intervalle de garde de manière à réduire au minimum le brouillage intersymboles (BIS).

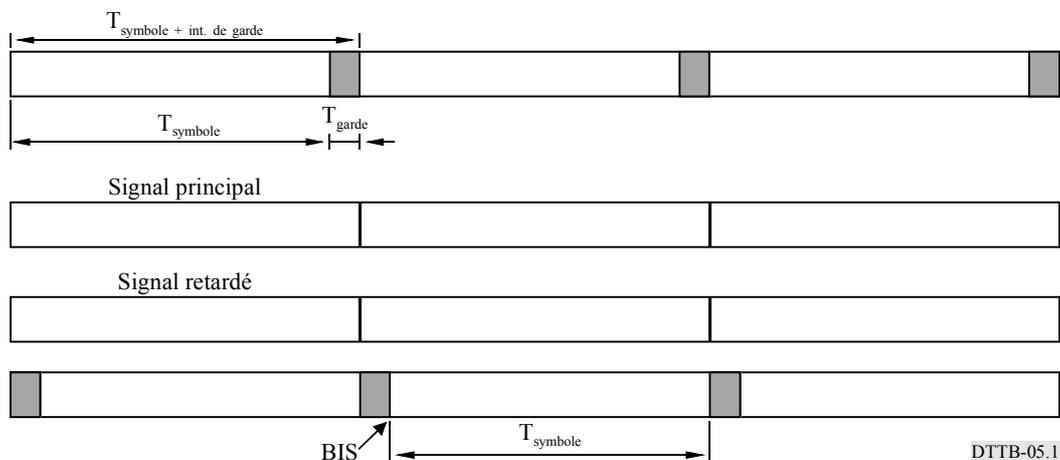


FIGURE 5.1

Utilisation de l'intervalle de garde

Le couplage du multiplexage MRFO avec une méthode de codage appropriée (codage pour correction d'erreurs) permet d'obtenir des niveaux élevés de résistance au brouillage dû à la propagation par trajets multiples et au brouillage dans le même canal, comme dans le cas des systèmes NTSC, PAL et SECAM. Les systèmes MRFO donnent aux radiodiffuseurs une grande souplesse d'exploitation car ils leur permettent d'adapter le débit binaire au degré de protection requis selon la nature du service. Par exemple, la réception du signal MRFO par un récepteur mobile peut être possible s'il est tenu compte de facteurs pertinents comme la vitesse du véhicule, l'espacement entre porteuses, le débit de données et la technique de modulation utilisée, alors qu'un service avec réception fixe pourra être offert au moyen d'un système faisant appel à des techniques de modulation d'ordre élevé et donc à de grands débits de données.

Les signaux MRFO permettent aussi l'exploitation de réseaux à fréquence unique (RFU), rendue possible en raison de la résistance du multiplexage MRFO au brouillage qu'occasionne la propagation par trajets multiples. L'exploitation en RFU est possible lorsqu'un signal identique, du point de vue temps et fréquence, est rayonné par plusieurs émetteurs. Dans ce cas, un récepteur situé dans la zone de chevauchement entre émetteurs traitera le plus faible signal reçu comme un préécho ou un postécho accompagnant le signal le plus puissant. Cependant, si les émetteurs sont éloignés les uns des autres, l'écart temporel entre signaux sera plus long et le système devra disposer d'un grand intervalle de garde.

Le choix des valeurs des principaux paramètres d'un système MRFO est déterminé par les exigences de l'exploitation du RFU.

L'espacement entre porteuses dans un système MRFO est inversement proportionnel à la durée de symboles ce qui donne une relation orthogonale; c'est pour cette raison que le nombre de porteuses dans un canal est déterminé par la durée de symbole. Pour obtenir un débit binaire utile raisonnable, l'intervalle de garde maximal doit être environ le quart de la durée de symbole active. Dans un RFU, les signaux provenant de différents émetteurs et arrivant en dehors de l'intervalle de garde produiront du brouillage.

Deux principales techniques de modulation numérique se prêtent à une utilisation avec les systèmes MRFO. La première est la modulation MAQ- n , avec signaux de synchronisation et porteuses pilotes «dispersées». La deuxième est la MDDAP- n avec quelques porteuses pilotes continues. Les deux systèmes acheminent aussi de l'information de signalisation sur les paramètres de transmission (SPT). La SPT comporte de l'information relative au signal émis (par exemple, débit de codage et type de modulation). La Fig. 5.2 présente une comparaison graphique entre les constellations d'états de plusieurs systèmes de modulation.

L'utilisation de l'intervalle de garde permet d'annuler le brouillage intersymboles dans des conditions de propagation par trajets multiples, mais ce procédé ne peut supprimer l'effet des évanouissements sélectifs en fréquence. En présence de ces évanouissements, l'amplitude et la phase de chaque sous-porteuse sont déformées. Si l'on veut que le récepteur MRFO démodule le signal en cohérence, il doit égaliser la phase et l'amplitude de chaque porteuse. Ce processus, appelé «estimation et égalisation de canal», peut s'effectuer après la transformation TFR au moyen d'un simple égaliseur. Diverses techniques sont proposées pour l'estimation des canaux en vue d'effectuer l'égalisation du signal pour les modulations MAQ et MDDAP. Le système MAQ- n utilise un ensemble de porteuses pilotes dispersées dans les domaines fréquence et temps avec filtrage par interpolation pour estimer la réponse du canal. Le système MDDAP- n déduit la réponse du canal pour chaque porteuse à partir des données en utilisant des techniques récursives simples de filtrage pour estimer et corriger les erreurs de phase et d'amplitude. Une autre technique n'exigeant pas l'utilisation de porteuses pilotes fait appel à l'estimation et à la démodulation de canal par décision rétroactive de filtrage. Il s'agit d'un procédé d'estimation de canal rapide basé sur les symboles MRFO, qui peut s'adapter rapidement aux variations d'état d'un canal. Comme il n'y pas utilisation de pilotes, il permet d'obtenir une plus grande efficacité d'utilisation du spectre.

En présence d'évanouissements sélectifs en fréquence, ou lorsqu'un signal MRFO subit du brouillage analogique dans le même canal, certaines porteuses sont plus perturbées que d'autres. La Fig. 5.4 montre que, dans ce cas d'évanouissement, le rapport S/N est moins fort pour certaines porteuses que pour d'autres. En présence de brouillage dans le même canal, les porteuses proches des porteuses son et image d'un signal analogique subiront un brouillage beaucoup plus fort que pour les autres composantes du signal MRFO. L'estimation d'état du canal est un procédé pour estimer dans quelle mesure chaque porteuse est perturbée par la combinaison des évanouissements sélectifs en fréquence et du brouillage. Cette information d'estimation d'état de canal peut être transmise au sous-système de correction des erreurs qui l'utilise pour modifier les données de prise de décision progressive pour chaque bit de données récupéré. L'information de décision progressive générée par le sous-système d'estimation d'état du canal convient parfaitement pour utilisation dans l'algorithme de décodage de Viterbi mis en œuvre par le décodeur interne du sous-système de correction des erreurs.

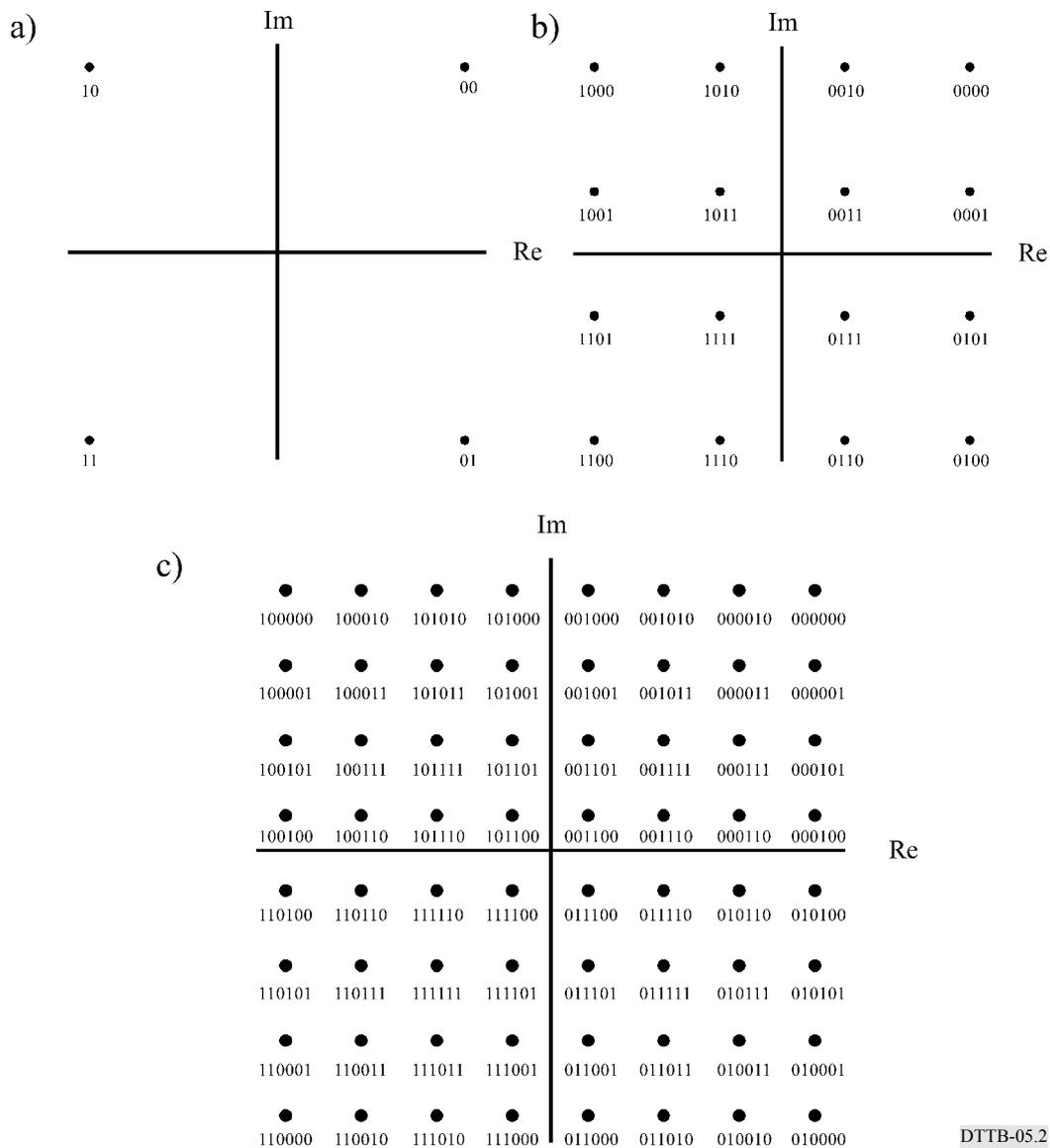


FIGURE 5.2

Comparaison des constellations d'états de modulation

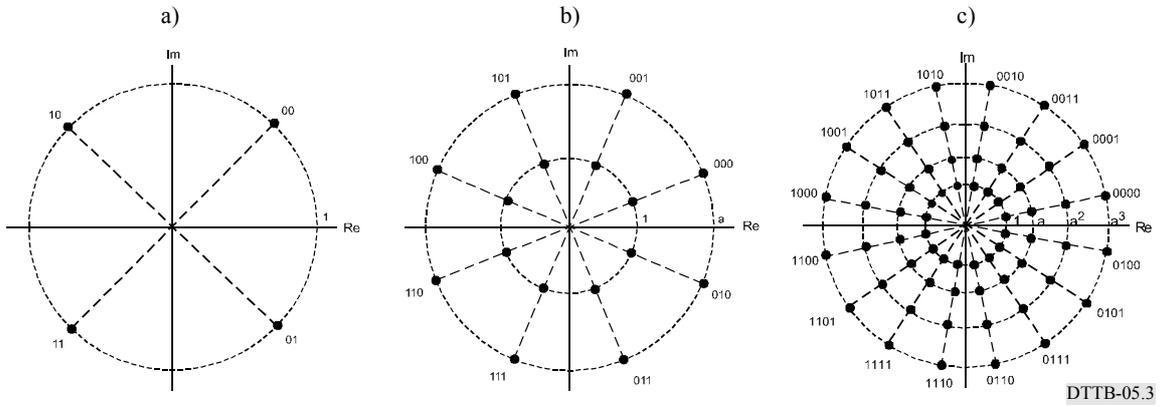


FIGURE 5.3

Constellations d'états des modulations a) MDP-4D, b) MDDAP-16 et c) MDDAP-64

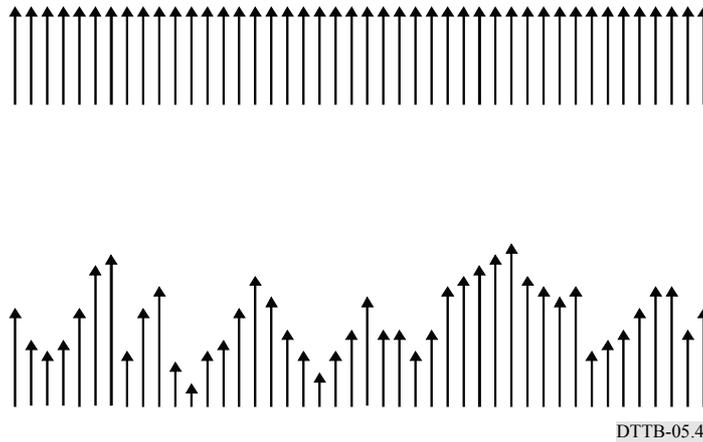


FIGURE 5.4

Effet des évanouissements sélectifs en fréquence sur l'amplitude de la porteuse

Le Tableau 5.1 donne une sélection représentative des caractéristiques des systèmes MRFO pour un canal de 8 MHz, avec intervalles de garde appropriés. Les valeurs figurant dans les colonnes Débit des données sont en Mbit/s.

TABLEAU 5.1
**Comparaison de systèmes pour le décodage à décision
 progressive (Rapport C/N requis pour un TEB
 de 2×10^{-4} en aval du décodeur de Viterbi)**

	MAQ-4 ⁽¹⁾				MDP4-D			
Débit code	Débit des données ²	Canal BBGA	Canal de Rice	Canal de Rayleigh	Débit des données	Canal BBGA	Canal de Rice	Canal de Rayleigh
1/2	4,7	2,7	3,2	4,6	5,4	5,4	6,0	7,4
2/3	6,3	4,3	4,8	7,0	7,1	7,1	7,9	10,8
3/4	7,1	5,3	5,9	9,7	8,1	8,1	9,1	13,3
MAQ-16 ⁽¹⁾					MDDAP-16			
1/2	9,4	8,2	8,8	10,8	10,8	13,5	14,0	16,2
2/3	12,5	10,5	11,0	14,3	14,3	16,0	16,5	19,2
3/4	14,1	11,5	12,3	16,5	16,1	17,3	17,7	21,0
MAQ-64 ⁽¹⁾					MDDAP-64			
1/2	14,1	13,5	14,1	16,0	16,1	18,4	19,2	21,2
2/3	18,8	15,7	16,4	19,6	21,5	21,5	21,8	24,3
3/4	21,2	17,3	17,9	22,2	24,2	22,8	23,5	26,8

BBGA: Bruit blanc gaussien additif

⁽¹⁾ En ce qui concerne la MAQ, une estimation de canal parfait a été utilisée.

⁽²⁾ Le débit de données pour la MAQ- m est calculé dans l'hypothèse de l'utilisation d'une estimation de canal réel. On a adopté une surcharge d'environ 12,4% pour les cellules pilotes et les symboles de synchronisation.

Si les porteuses pilotes sont réparties dans le temps et en fréquence, le récepteur peut utiliser les interpolations temporelles et fréquentielles pour suivre les variations de l'état du canal. Les porteuses pilotes permettent aussi la correction d'erreurs de phase dans le récepteur.

5.3.3.2 Multiplexage avec répartition orthogonale de la fréquence en transmission avec partage de bande (MRFO-TPB)

Dans un système MRFO, il n'est pas nécessaire que les porteuses soient contiguës. Il est possible d'omettre certaines porteuses dans un ensemble de porteuses qui autrement serait continu afin de réduire le brouillage cocanal subi par des signaux analogiques «distants» ou causé par ces signaux. Il est possible de segmenter et de combiner le signal MRFO dans une bande de fréquences tout en maintenant la relation orthogonale. Le mode de «transmission avec partage de bande» (TPB) proposé est un exemple de mise en œuvre de cette technologie permettant d'assouplir l'utilisation des fréquences (et ainsi d'employer les canaux non utilisés dans une bande encombrée) et de permettre l'extension en prévision des systèmes futurs.

5.4 Codage des canaux (codage pour la correction des erreurs)

Des méthodes adéquates de codage des canaux peuvent réduire les erreurs dans les systèmes de modulation à une seule porteuse et à plusieurs porteuses.

En modulation monoporteuse, une séquence de conditionnement est habituellement émise pour faciliter la convergence de l'égaliseur adaptatif et la synchronisation du système. En modulation multiporteuse, des signaux de référence sont généralement émis afin d'obtenir de l'information sur l'état du canal pour faciliter l'égalisation dans le domaine fréquence ainsi que la synchronisation.

Dans le système ATV, pour obtenir une bonne qualité de fonctionnement avec une valeur de seuil de 15-16 dB du rapport porteuse/bruit (S/N), il faut un système de codage à concaténation présentant un TEB de 10^{-11} dans un canal gaussien. Dans le codage à concaténation, deux niveaux de CED sont employés: un code de modulation «intérieur» et un code «extérieur» pour la correction des erreurs sur les symboles. Des dispositifs d'entrelacement et de désentrelacement sont aussi utilisés afin d'exploiter pleinement les possibilités de correction d'erreurs des codes CED.

La présence de plusieurs sources de brouillage exige habituellement l'application de stratégies de codage évoluées pour la protection contre les erreurs, avec le recours à des entrelacements profonds. Des codes simples ou avec concaténation peuvent servir à cette fin.

Les procédés de codage à concaténation pour correction d'erreurs comportent un code intérieur, un entrelacement et un code extérieur. Tous les éléments de l'entrelacement doivent être conçus ensemble, de manière à produire un système de codage adéquat pour une utilisation dans un canal de Terre. C'est pourquoi il est souhaitable de traiter le code à concaténation comme une entité, sans partager les codes intérieur et extérieur en sous-éléments source et canal.

Au stade actuel du développement, les codes en treillis sont les codes de modulation intérieurs le plus souvent proposés. Des débits de codage de 2/3, 3/4 ou 7/8 ont été suggérés. Une autre solution consisterait à utiliser un code «turbo» plus complexe qui pourrait permettre un plus faible surdébit de données pour un degré donné de protection contre les erreurs.

Pour ce qui est du code extérieur de correction d'erreurs, un consensus s'est dégagé quant à l'utilisation de codes Reed-Solomon (RS). Bien que diverses longueurs de bloc et distances de correction aient été recommandées par plusieurs promoteurs de systèmes, il a semblé logique que différents codes Reed-Solomon pourraient être traités par un seul circuit intégré bien conçu et que cela pourrait constituer un bon élément de normalisation.

Pour le codage extérieur, la plupart des systèmes dont l'utilisation est envisagée en radiodiffusion télévisuelle DTTB utilisent la méthode Reed-Solomon. Le système 6 MHz applique le code Reed-Solomon (207,187); les autres systèmes, le code Reed-Solomon (204,188). Il est possible que d'autres structures Reed-Solomon soient mises en œuvre dans les applications futures.

Comme indiqué précédemment, la présence de plusieurs sources de dégradation de la transmission sur un canal exige l'utilisation d'une stratégie évoluée de codage contre les erreurs. Or, un sous-système de codage pour la protection contre les erreurs a déjà été défini pour les systèmes européens à satellites et de câblodistribution. Afin d'assurer un maximum de points communs entre les récepteurs, le système européen MRFO utilise le même système de correction des erreurs que le système de base DVB-S, en y ajoutant un dispositif d'entrelacement intérieur. En conséquence, une stratégie intégrant les codes concaténés de Viterbi et Reed-Solomon est proposée, avec un dispositif d'entrelacement de ces codes.

Le dispositif d'entrelacement intérieur entrelace les symboles de la transformation TFR. Il traite un seul symbole de la TFR à la fois et il s'agit donc seulement d'un dispositif d'entrelacement en fréquence. Ce dispositif agit sur les bits et il les entrelace entre les symboles modulés sur les porteuses MRFO. L'objet du dispositif d'entrelacement intérieur est d'améliorer les performances du système lorsque le canal subit des évanouissements sélectifs en fréquence ou du brouillage dans le même canal. Le dispositif devrait répartir les grappes d'erreurs causées par les porteuses présentant des rapports S/N ou S/I relativement faibles.

Le code intérieur de correction d'erreurs est un code convolutionnel, tel qu'établi dans les spécifications de base pour la transmission par satellite, et il peut être décodé par l'algorithme de décodage de Viterbi. Le code intérieur peut être discontinu afin d'augmenter la capacité de données disponible. Les taux et séquences de discontinuité sont ceux définis dans la spécification de base du satellite DVB. Le recours à l'estimation de l'état de canal et à l'information de décision progressive provenant des points de réception des données peut améliorer grandement la qualité de transmission. Il existe diverses manières d'obtenir l'information sur l'état du canal; par exemple: utiliser l'information d'égalisation en amplitude générée pour effectuer la démodulation cohérente de chaque porteuse MRFO.

En cas de dépassement de la capacité de correction des erreurs de l'algorithme de Viterbi, ce dernier produit des salves d'erreurs. Le code extérieur doit donc être capable de corriger des erreurs en salve. Les codes Reed-Solomon (RS) ont été conçus pour effectuer cette opération. Le code RS choisi est un code où $k = 188$ et $n = 204$. Les codes RS utilisent des symboles de 8 bits (un octet). Un mot de code de longueur n contenant k octets de données et $n-k$ octets redondants est utilisé. Par conséquent, le débit de codage R est k/n et le code permet normalement la correction de $t = (n-k)/2$ octets erronés, ce qui dans le cas du code RS (204,188) signifie que le nombre maximal d'octets pouvant être corrigés est de 8.

Comme les erreurs en salve à la sortie du décodeur Viterbi touchent habituellement plus d'un octet, on emploie un entrelacement additionnel entre les codes intérieur et extérieur. Ici encore, le dispositif d'entrelacement utilisé est celui spécifié dans les spécifications de base du système DVB-S. Il s'agit d'un dispositif à convolution qui entrelace les octets de données.

L'emploi de techniques de codage pour correction d'une seule erreur pourrait réduire la taille de la mémoire vive d'entrelacement et abaisser les coûts des décodeurs. Certains codes par blocs donnent des performances presque équivalentes aux codes à concaténation. Il existe des circuits intégrés LSI qui sont performants pour le décodage.

5.5 Comparaisons des premières versions des systèmes monoporteuse (SCM) et des systèmes multiporteuses (MCM)

En SCM, les données portant de l'information servent à moduler une porteuse qui occupe la totalité du canal RF. En MCM, des symboles modulés MAQ servent à moduler plusieurs porteuses à faible débit de données qui sont transmises en simultanéité.

Il est possible d'établir des parallèles intéressants sur les plans domaine fréquence et domaine temps entre la MCM et la SCM. La MCM peut être considérée comme une technique du domaine fréquence alors que la SCM serait une technique du domaine temps.

Le corollaire de cette dualité temps-fréquence est le suivant: pour se prémunir contre le brouillage intersymboles (BIS) en SCM, il faut réserver une partie du spectre pour la mise en forme des impulsions (domaine fréquence), alors qu'en MCM il faut insérer des intervalles de garde (domaine temps).

Dans le cas des canaux SCM subissant de la distorsion due à la propagation par trajets multiples, une séquence de conditionnement est habituellement transmise afin de faciliter la mise en convergence de l'égaliseur adaptatif et la synchronisation du système. Un égaliseur adaptatif et une antenne directive à gain élevé peuvent aussi réduire l'effet des brouillages par DTTB et par télévision analogique dans le même canal.

Dans le cas des systèmes MCM, des porteuses pilotes sont généralement émises pour fournir des informations sur l'état du canal en vue de l'égalisation dans le domaine fréquence et de la synchronisation. Les systèmes SCM et MCM ont des TEB comparables en présence de bruit blanc additif gaussien.

Pour ce qui est des systèmes MCM, l'utilisation d'intervalles de garde permet d'éliminer presque entièrement le BIS, mais le débit de données s'en trouve réduit. Pour ramener cette diminution à un minimum, il est nécessaire d'augmenter la taille de la transformée TFR. Cette taille est toutefois limitée par la vitesse et le coût du traitement numérique du signal ainsi que par le bruit de phase du récepteur. Pour compenser la sélectivité en fréquence du canal, on peut utiliser un égaliseur du domaine fréquence à une seule prise ainsi qu'un décodeur Viterbi à décision progressive qui exploite l'information sur l'état du canal. Le degré d'efficacité de l'entrelacement est aussi un aspect crucial de la performance du système. Des recherches visant à trouver les codes optimaux pour des systèmes MAQ-MRFO d'ordre élevé sont en cours.

Par ailleurs, il reste encore à déterminer quelles seront les performances des systèmes SCM et MCM dans des conditions combinées de bruit, de brouillage dans le même canal dû à la télévision analogique et de forte distorsion due à la propagation par trajets multiples.

5.5.1 Brouillage impulsif

Les systèmes à plusieurs porteuses sont moins sensibles au brouillage impulsif faible, car ce brouillage peut être réparti sur l'ensemble du bloc de la TFR. D'un autre côté, une salve de brouillage courte mais de grande puissance sera étendue par le multiplexage MRFO, ce qui entraînera un fort brouillage pendant un nombre de périodes de symbole équivalant à la durée de l'impulsion qui agit sur toutes les porteuses. Cela peut entraîner un nombre substantiel d'erreurs. Les essais dans des conditions réelles d'exploitation ont toutefois montré que ce genre de brouillage ne pose pas de problème sérieux avec un entrelacement et un procédé de correction des erreurs adéquats.

Les systèmes à une seule porteuse sont sensibles aux impulsions du domaine temps telles que le brouillage dû à la foudre et à l'allumage des véhicules automobiles.

5.5.2 Distorsion due à la propagation par trajets multiples

Dans les conditions de réception typiques de la DTTB, la propagation par trajets multiples causée par les réflexions ou par le manque d'homogénéité du milieu de propagation provoque le brouillage intersymboles dans le flux de données reçu non traité. La réception par trajets multiples se manifeste aussi sous la forme d'évanouissements sélectifs en fréquence dans le canal.

En ce qui concerne les systèmes SCM, le BIS non corrigé entraîne la fermeture de la hauteur de l'oeil et l'augmentation du rapport porteuse/brouillage (C/I) minimal nécessaire pour le fonctionnement du système.

Les systèmes SCM de la pratique utilisent un égaliseur adaptatif (habituellement un égaliseur à décision rétroactive) pour réduire au minimum les effets de la distorsion due à la propagation par trajets multiples. Le fonctionnement de cet égaliseur exige une séquence de conditionnement qui réduit légèrement le débit des données. Un égaliseur adaptatif peut aussi réaliser la convergence

sans séquence de conditionnement, en utilisant la technique d'égalisation «à l'aveugle». Tout égaliseur adaptatif élève toutefois le seuil de bruit du système en cas de propagation par trajets multiples. (Les égaliseurs adaptatifs peuvent aussi réduire les effets du brouillage dans le même canal et par le canal adjacent.)

Les systèmes à une seule porteuse sont intrinsèquement peu sensibles aux évanouissements sélectifs en fréquence car un tel évanouissement ne perturbe qu'une petite partie de la largeur de bande dans laquelle l'énergie du signal est reçue.

Les systèmes à plusieurs porteuses peuvent être conçus de manière à intégrer un «intervalle de garde» qui permet l'élimination presque complète du brouillage intersymboles (dû à la réception de signaux ayant subi la propagation par trajets multiples) dans une large plage de valeurs de retards dus à cette propagation.

Il existe deux cas importants d'utilisation des intervalles de garde pour réduire le brouillage intersymboles dans des situations de propagation par trajets multiples. Dans le premier cas, la propagation par trajets multiples se produit en raison de réflexions ou de manque d'homogénéité du milieu de propagation. On peut alors observer des retards relativement courts, allant par exemple jusqu'à environ 50 μ s, dus à la propagation par trajets multiples. Dans le deuxième cas, si des répéteurs actifs sont utilisés sur le canal dans le cadre d'un réseau à fréquence unique (RFU), on pourrait avoir de plus longs retards dus à ce type de propagation. (La durée de ces retards dans un RFU dépend de la distance entre émetteurs.)

L'utilisation de longs intervalles de garde (qui peut être nécessaire lorsque l'on tient compte des contraintes imposées par l'implantation d'un réseau d'émetteurs réel) présente le désavantage suivant: pour une durée totale fixe des symboles, ces longs intervalles réduiront le débit de données dans une mesure proportionnelle au rapport de l'intervalle de garde sur la durée totale des symboles. Afin d'éviter la baisse de débit, il faut augmenter la taille de la transformation TFR employée par le système MCM. Cela aura pour conséquence l'allongement de la durée totale des symboles et l'augmentation du nombre de porteuses qui seront ainsi plus rapprochées dans le canal. L'augmentation de la taille de la TFR exige le recours à des circuits intégrés de traitement (DSP ou processeurs pipeline) plus rapides et ayant une plus grande capacité de mémoire. En tenant compte des exigences de la TFR, la technologie actuelle permet d'envisager des formes de réalisation où jusqu'à 8000 porteuses seraient utilisées. Les conditions de bruit de phase du récepteur constituent toutefois une contrainte plus sévère dans les systèmes utilisant un très grand nombre de porteuses. Les technologies actuelles des récepteurs grand public pourraient donner un fonctionnement satisfaisant avec des systèmes pouvant avoir jusqu'à 8000 porteuses. La conception de systèmes à plusieurs porteuses doit aussi tenir compte des effets des évanouissements sélectifs en fréquence. Même lorsque des intervalles de garde sont utilisés pour combattre le BIS, l'évanouissement dans la bande peut encore se faire sentir et causer une sévère distorsion d'amplitude et/ou de phase des signaux MAQ d'ordre élevé. Par exemple, si un écho très puissant (0 dB) est présent dans un système MRFO **sans codage**, il pourra augmenter la puissance de 2/3 des porteuses MRFO alors que la puissance des autres diminuera. L'effet des porteuses subissant une diminution de puissance l'emporte cependant sur l'effet positif de l'augmentation des autres porteuses, et un TEB de près de 10^{-1} sera obtenu même si le rapport C/N est de 12 dB ou plus. La situation change néanmoins de façon spectaculaire s'il s'agit d'un système à plusieurs porteuses **avec codage**. Si la réponse en fréquence du canal peut être mesurée (en utilisant par exemple une séquence de conditionnement), il est possible d'assigner un rapport S/N à chacune des porteuses MRFO. Cette information sur l'état du canal peut être communiquée au système de correction des erreurs, où elle servira à améliorer dans une très grande mesure les performances du système en présence d'échos.

Un tel système sera réalisé le plus facilement avec des codes convolutionnels et un décodeur Viterbi à décision progressive.

Voici un exemple de l'amélioration ainsi réalisable. Un système sans codage était considéré comme inopérant (décodeur Viterbi ayant un TEB de 10^{-4}) en présence d'un écho de $-4,5$ dB. En ajoutant le codage convolutionnel ($k = 7$) à débit de $3/4$ avec estimation de l'état du canal, on a pu faire fonctionner ce système avec un écho de 0 dB. Des recherches sur les codes optimaux pour la modulation MAQ-MRFO sont en cours. Les débits de codage appropriés et la détermination des facteurs d'entrelacement appropriés entrent dans le cadre de ces recherches. Comparés aux systèmes SCM avec égaliseur adaptatif, les systèmes MCM présentent l'avantage d'être moins sensibles aux variations des retards, à condition que la propagation par trajets multiples demeure dans l'intervalle de garde et que le dispositif d'entrelacement puisse effectuer efficacement la décorrélation du signal ayant subi l'évanouissement. L'égalisation adaptative agit plus efficacement en présence de propagation par trajets multiples avec faibles retards et elle est moins efficace sur les longs retards. Les systèmes MCM pourraient donc mieux convenir aux réseaux à fréquence unique (RFU).

5.5.3 Brouillage dans le même canal causé par la télévision analogique

Les systèmes à une seule porteuse sont peu sensibles au brouillage par onde pure car la puissance du signal est étalée sur l'ensemble du spectre.

Un système à une seule porteuse peut utiliser l'égalisation adaptative pour réduire le brouillage dans le même canal causé par la télévision analogique.

Une autre méthode applicable à ces systèmes consiste à utiliser des filtres en peigne pour créer dans le spectre, au niveau du récepteur, des créneaux alignés avec les fréquences des porteuses brouilleuses.

Les systèmes à plusieurs porteuses peuvent être sensibles au brouillage dans le même canal en raison de la très faible puissance de chaque porteuse. Un système MCM est particulièrement vulnérable aux effets de la non-linéarité du spectre de la télévision analogique dans le même canal car les porteuses qui se trouvent à proximité des fréquences des porteuses luminance, chrominance et son peuvent subir un brouillage important.

Pour remédier à cette difficulté, une méthode consiste à éliminer de l'ensemble de porteuses celles qui sont sujettes au brouillage. Cette méthode présente toutefois l'inconvénient que la capacité de données des porteuses éliminées est perdue sur toute l'étendue de la couverture DTTB, même pour les emplacements où il n'y aurait pas eu de brouillage dans le même canal ou par le canal adjacent. Il ne faut peut-être pas rejeter d'emblée cette approche, particulièrement dans les cas graves de brouillage dans le même canal; en effet, une sélection attentive d'un petit nombre de porteuses à éliminer (en particulier à proximité de la porteuse vision brouilleuse) pourrait améliorer la situation dans une proportion pouvant atteindre jusqu'à environ 10 dB, avec une très petite perte de débit de données.

Une seconde solution, qui ne présente pas cet inconvénient, consiste à appliquer un codage afin de protéger le système à plusieurs porteuses contre les erreurs. Comme dans le cas où le codage est utilisé pour améliorer les performances du système à plusieurs porteuses en présence de propagation par trajets multiples, il est nécessaire d'estimer l'état du canal, à savoir le degré de brouillage subi par chaque porteuse. Pour cela, on coupe la modulation MRFO pendant de courtes périodes et on mesure la puissance du brouillage. Un dispositif d'entrelacement et un dispositif d'estimation du canal, combinés avec un algorithme de décodage à décision progressive, pourraient être utilisés pour combattre le brouillage dans le même canal causé par la télévision analogique. Il a été rapporté que lors d'un essai extensif en conditions réelles portant sur l'utilisation de cette technique avec un système MRFO réel, il était possible d'obtenir facilement des rapports de protection supérieurs à 0 dB. Il est d'ailleurs à noter qu'aux emplacements où il n'y a pas de source de brouillage dans le même canal ou par le canal adjacent, le codage pour la protection contre les erreurs donne un degré résiduel de capacité de correction des erreurs qui améliore la résistance du système à d'autres formes de brouillage.

5.5.4 Puissance de crête et puissance moyenne

La modulation monoporteuse et la modulation multiporteuse présentent toutes deux un spectre qui a essentiellement le caractère d'un bruit. Dans la modulation monoporteuse, le rapport de puissance crête/moyenne dépend de la pente de coupure du filtre. Les pentes de coupure accentuées (qui offrent un degré plus élevé d'efficacité d'utilisation du spectre) donnent un rapport de puissance crête/moyenne plus élevé. Il a été rapporté que ce rapport, pour un système VSB-8 à une seule porteuse simulé, est de 6,9 dB ou moins pendant 99,99% du temps. (Des valeurs plus faibles peuvent être obtenues au moyen de l'écrêtage, mais cette technique entraîne l'augmentation de l'énergie du canal adjacent, ce qui pourrait exiger un filtrage additionnel à l'émetteur.) Certains systèmes ATV pourraient tirer parti de la forme asymétrique des filtres d'entrée des récepteurs de télévision analogique pour émettre avec plus de puissance ou intégrer une porteuse pilote (qui améliorerait la robustesse du système lorsque le rapport C/N est faible) sans augmenter le brouillage dans le même canal.

Il faut aussi remarquer que les systèmes à plusieurs porteuses ayant un spectre uniforme et un grand nombre de porteuses peuvent faire l'objet d'une modélisation par distribution gaussienne. Le Tableau 5.2 présente des données mesurées sur le rapport puissance crête/puissance moyenne d'un signal de multiplexage par répartition en fréquence orthogonale codée (MRFOC) représentatif.

TABLEAU 5.2

Mesures de rapports crête/moyenne

Rapport crête/moyenne %	(dB)
99	6,5
99,5	7,0
99,9	8,2
99,99	9,5
99,999	10,3

Niveau du signal utile: -10 dBm

S'il y a écrêtage à la valeur 95%, on obtient un rapport E_s/N_0 inférieur à 0,25 dB pour un TEB de 10^{-3} . L'influence de l'écrêtage sur la nécessité de filtrer le canal adjacent devra toutefois faire l'objet d'un complément d'étude. Si le système à plusieurs porteuses utilise la mise en forme du spectre pour introduire des creux dans le spectre, il est possible d'obtenir quelques décibels de gain supplémentaire. Bien entendu, cela diminuera le débit de données utile du système.

5.6 Couverture

Les concepteurs de systèmes qui étudient la réalisation d'un système de modulation pour un service de DTTB risquent d'être confrontés au problème du passage brusque entre un «service parfait» et «l'absence de service» accompagnant une très petite variation du signal reçu. Cette petite variation pourrait évoluer avec l'heure du jour, les conditions de propagation, la saison, ou encore selon d'autres facteurs dont l'effet est plus difficilement prévisible, comme le flottement aérolastique des aéronefs ou des automobiles ou le mouvement des antennes de réception dans le vent. Il existe différentes méthodes pour essayer de résoudre ce problème.

5.6.1 Transmission hiérarchique

La plupart des systèmes DTTB qui ont fait l'objet de démonstrations jusqu'à présent utilisent des systèmes de modulation non hiérarchiques conçus pour la réception par des stations fixes. Ils présentent tous un effet de seuil prononcé en bordure des zones de couverture. Du point de vue de la théorie des communications, le canal DTTB se différencie des communications point-à-point en ce que la capacité des canaux varie selon l'emplacement du récepteur. La capacité du canal diminue lorsque la distance entre le récepteur et l'émetteur augmente. Un système hiérarchique peut améliorer le service offert dans la zone en bordure de couverture. Dans un système non hiérarchique, la capacité des canaux n'est pas pleinement exploitée pour les récepteurs les plus proches de l'émetteur. Des systèmes de modulation non hiérarchiques sont actuellement à l'étude comme moyen possible de résoudre ce problème.

Certains pensent qu'un système de codage à résolutions multiples pourrait s'avérer avantageux pour la DTTB en ce qu'il pourrait fournir une qualité de DTTB qui se dégraderait progressivement avec la diminution du niveau des signaux reçus. Bien que cet objectif ait reçu une approbation de principe générale, on a fait valoir qu'avec le codage de source actuel, il faudrait utiliser un débit cumulatif de données plus élevé pour obtenir cette caractéristique et que cela ne serait pas souhaitable, pour deux raisons: complexité accrue des récepteurs et nécessité éventuelle de mettre en œuvre un système de modulation ayant un degré plus élevé de rendement spectral (avec une diminution de la qualité en matière de bruit). Cette question demeure à l'étude, mais nous traiterons ici ce sujet du point de vue de son impact sur le choix entre un système à une seule porteuse et un système à plusieurs porteuses.

La principale question à résoudre est celle de la capacité en données des canaux.

Dans le cas des systèmes à plusieurs porteuses, un système de modulation structuré en couches peut être obtenu au moyen d'une des méthodes suivantes:

- assignation de groupes de porteuses aux différentes couches de codage, de façon que la ou les couches inférieures présentent un degré plus élevé de correction des erreurs que la ou les couches supérieures;
- assignation de groupes de porteuses à différentes couches de codage et utilisation, d'une part, de types de modulation plus robustes (par exemple, MDP-4) pour les porteuses assignées à la couche ou aux couches inférieures et, d'autre part, de codes moins robustes (par exemple, MAQ-64) pour les porteuses assignées à la ou aux couches supérieures;
- codage à plusieurs degrés de résolution où, pour les couches de codage inférieures, les groupes d'états de la constellation de modulation sont considérés comme un seul état de modulation (ainsi, quatre états d'un système de modulation à résolutions multiples MAQ-64 pourraient être traités comme un seul état d'un système de décodeur MAQ-16 de plus faible résolution).

Il pourrait aussi y avoir d'autres méthodes pour la réalisation de systèmes de modulation multicouches.

Pour ce qui est des systèmes SCM utilisant la modulation MAQ, la transmission en couches peut être effectuée en utilisant une modulation avec constellation à espacement non égal et un codage de canal différent.

Dans un système de modulation BLR à une seule porteuse, la modulation en couches pourrait se faire, avec une certaine diminution de la capacité totale de données, en émettant un mélange de symboles BLR-4 et BLR-8 dans un multiplex à répartition dans le temps.

5.6.2 Systèmes à plusieurs émetteurs

Une autre méthode consiste à utiliser des répéteurs de canal pour étendre la couverture ou remplir ses lacunes dans les zones où l'on passe du «service parfait» à l'«absence de service». Dans un système DTTB, il serait peut-être possible d'ajouter des répéteurs sans qu'il soit nécessaire d'avoir recours à des fréquences d'émission additionnelles. C'est le principe du réseau à fréquence unique (RFU). Dans un tel réseau, le signal dans le même canal provenant de l'émetteur «parent» est traité comme un brouillage dans le même canal. On peut ainsi obtenir une transition invisible à la condition que le retard reste dans les limites de l'intervalle de garde du système.

Les systèmes SCM utilisant des égaliseurs adaptatifs et les systèmes MCM avec intervalles de garde pourraient être utilisés les uns et les autres dans des RFU.

Dans les deux cas, la facilité de mise en œuvre de ces réseaux à fréquence unique dépendra du degré d'annulation des signaux de propagation par trajets multiples obtenue par les équipements de réception.

Observation générale

Pour résumer, les techniques de modulation SCM et MCM constituent deux solutions de modulation prometteuses présentant des performances comparables dans un canal à bruit gaussien. La SCM a un meilleur rapport crête/moyenne, qui pourrait permettre de réduire le recul nécessaire de la puissance de sortie de l'émetteur. Le codage de canal permet d'atténuer la vulnérabilité à de nombreuses sources de dégradation des performances. La MCM est moins sensible aux variations du retard dû à la propagation par trajets multiples (dans l'intervalle de garde) et elle pourrait mieux convenir aux réseaux à fréquence unique.

Comme indiqué précédemment, les techniques à une seule porteuse et à plusieurs porteuses, à l'étude dans plusieurs pays, offrent des performances comparables sous de nombreux aspects, et présentent des avantages et des désavantages qui leur sont propres. Il serait donc possible d'envisager l'une ou l'autre de ces techniques pour créer une norme commune qui permettrait divers débits de données selon les largeurs de bande disponibles.

CHAPITRE 6

PRÉSENTATION GÉNÉRALE DE QUELQUES SYSTÈMES

6.1 Le système ATSC

Le système ATSC a été spécialement conçu pour permettre l'adjonction d'un émetteur numérique supplémentaire à chaque émetteur NTSC en service, aux Etats-Unis d'Amérique. Le nouvel émetteur a une couverture comparable et apporte des perturbations minimales au service NTSC existant, au point de vue de la couverture géographique et de la couverture de la population. Ces objectifs sont atteints, et même dépassés.

Le système est extrêmement efficace, capable de fonctionner dans des conditions variables: existence de canaux dégagés, ou, tel que mis en œuvre aux Etats-Unis, obligation d'insérer 1 600 canaux supplémentaires dans un spectre déjà encombré, avec réception par des antennes montées sur les toits ou antennes portables.

Trois autres propriétés ont été prises en compte dans la conception du système: immunité à l'égard de la propagation par trajets multiples, efficacité spectrale et facilité pour la planification des fréquences.

Les signaux répondant aux caractéristiques du système ATSC peuvent circuler sur les câbles – l'industrie des câbles des Etats-Unis d'Amérique commence tout juste à se convertir au numérique. Le mode ATSC BLR-16 est bien adapté au câble, car il peut doubler la capacité de ce support. Le système ATSC a fait l'objet d'essais avec satellite; il a prouvé qu'il était capable de fonctionner de façon fiable, avec le même débit binaire ou des débits plus élevés.

Ainsi qu'il est rappelé dans l'introduction au présent Manuel, le système ATSC a été conçu pour permettre l'adjonction d'un émetteur numérique supplémentaire à chaque émetteur NTSC en service, aux Etats-Unis d'Amérique. Le nouvel émetteur a une couverture comparable et apporte des perturbations minimales au service NTSC existant, au point de vue de la couverture géographique et de la couverture de la population. Il est possible de faire varier les formats des programmes, comme indiqué dans les sections correspondantes (SD ou HD), et il existe de grandes possibilités pour des services de données mettant à profit la capacité du système en matière de transmission de données. Le système est capable de réception fixe (ou éventuellement sur appareil portatif sans perte de charge utile).

6.2 Le système DVB-T

La caractéristique essentielle du système DVB-T est sa souplesse de fonctionnement qui lui permet de s'adapter à tous les canaux: il est capable de fonctionner non seulement avec des canaux dégagés mais également en planification avec entrelacement, et même en cocanal pour le même programme diffusé par des émetteurs différents (réseaux à fréquence unique).

Le système favorise aussi la souplesse d'exploitation du service, avec possibilité de réception par des antennes montées sur les toits ou, si on le désire, sur appareils portatifs. La réception mobile est possible pour la modulation MDP-4 et également pour les ordres de modulation plus élevés, comme l'ont prouvé de nombreuses mesures en laboratoire et de nombreux essais sur le terrain effectués dans des conditions différentes de fonctionnement des canaux.

Le système a aussi été conçu avec une grande résistance aux brouillages causés par les signaux retardés: échos provenant du terrain ou des bâtiments, ou signaux provenant d'émetteurs éloignés dans un réseau à fréquence unique. C'est là une possibilité nouvelle que le système apporte à la planification du service de télévision pour améliorer le rendement spectral, condition nécessaire dans les portions particulièrement chargées du spectre, comme c'est le cas en Europe.

Les signaux répondant aux caractéristiques du système DVB-T peuvent aussi circuler sur les câbles. Toutefois, la spécification DVB-T fait partie d'une famille de spécifications qui couvre également l'exploitation par satellite (DVB-S) et l'exploitation par câble (DVB-C). Toutes ces spécifications appliquent la norme MPEG-2 pour le codage des signaux vidéo et audio et pour le multiplexage. Elles ont des caractéristiques communes s'agissant de la stratégie à mettre en œuvre pour la protection contre les erreurs. La principale différence réside dans la méthode de modulation, qui est propre à chaque support (satellite, câble ou système de Terre). Il y a aussi des différences au point de vue de la capacité disponible en données: les débits binaires les plus élevés sont disponibles sur câble et par satellite. Il est possible, cependant, de transférer les programmes d'un support à un autre, à condition que le débit binaire existe.

Le système DVB-T possède un certain nombre de caractéristiques que l'on peut choisir et qui lui permettent de fonctionner avec une large gamme de rapports C/N et de comportements de canaux: possibilité de réception fixe, sur appareil portatif, ou mobile, avec compromis sur le débit binaire utilisable. Le Tableau 6.1 résume les possibilités offertes par le système. L'étendue des caractéristiques permet aux radiodiffuseurs de choisir un mode adapté à l'application projetée. Par exemple, un mode extrêmement robuste (avec, comme conséquence, une diminution de la charge utile) est nécessaire pour la réception sur appareil portatif. On pourra choisir un mode moyennement robuste, avec une plus grande charge utile, si des canaux entrelacés sont prévus dans la planification du service. Les modes les moins robustes, avec les plus grandes charges utiles, sont à prendre en compte si l'on dispose d'un canal dégagé pour la radiodiffusion télévisuelle numérique.

Les considérations qui précèdent mettent en lumière la souplesse du système DVB-T. Cette souplesse de fonctionnement permet à l'utilisateur d'adapter le système à ses besoins en optant pour le mode d'exploitation approprié parmi les différents modes possibles.

Un exposé complet sur l'utilisation optimale de toutes les caractéristiques est un exercice complexe qui serait très long. Il convient cependant de garder présentes à l'esprit les caractéristiques suivantes:

- les modes hiérarchiques, lorsqu'ils sont applicables, divisent le canal en deux spécifications différentes (et ajustables) en ce qui concerne le rapport C/N . On peut ainsi bénéficier de conditions de réception différentes pour le même programme ou pour des programmes différents;
- il est possible de choisir le débit de code et le système de modulation de manière à abaisser les exigences en matière de rapport C/N en fonction du type de service souhaité;
- le choix du mode 2k en lieu et place du mode 8k facilite la réception mobile. Toutefois, ce choix ne permet guère que la mise en œuvre de petits réseaux d'émetteurs à fréquence unique (RFU).

Le Tableau 6.1 donne des exemples de tels services qui n'utilisent pas des modes d'exploitation hiérarchiques.

TABLEAU 6.1

Exemples d'utilisation des caractéristiques du système DVB-T pour divers services

Débit binaire (Mbit/s)	Modulation	Débit de code	Application
5	MDP-4	1/2	Canal fortement brouillé
15	MAQ-16	2/3	Réception sur appareil portatif dans une zone étendue
26	MAQ-64	3/4	Débit de données maximisé dans un canal dégagé

6.3 Le système RDNIS

La radiodiffusion numérique à intégration des services (RDNIS) est une nouvelle forme de radiodiffusion qui s'adresse aux services multimédias. Elle intègre systématiquement plusieurs types de contenus numériques, chacun d'eux pouvant comporter des signaux vidéo allant de la TVFD à la TVHD, des signaux audio multiprogrammes, des graphiques, des textes, etc. De nos jours, la plupart des contenus numériques sont codés pour former des flux de transport MPEG-2, et distribués dans le monde entier. Il est très souhaitable de pouvoir intégrer les contenus numériques sur la base de MPEG-TS (flux de transport).

Comme la RDNIS englobe une variété de services, le système doit couvrir un large éventail de spécifications qui peuvent différer d'un service à un autre. Par exemple, une grande capacité de transmission est exigée pour le service TVHD, alors qu'une grande disponibilité de service (ou fiabilité de transmission) est requise pour des services de données tels que la remise de clés pour l'accès conditionnel, le téléchargement de logiciels, etc. Pour pouvoir intégrer ces signaux répondant à des exigences de service différentes, il est souhaitable que les systèmes de transmission offrent une série de procédés de modulation et/ou de protection contre les erreurs pouvant être sélectionnés et combinés de façon souple, pour satisfaire à toutes les exigences des services intégrés.

Les systèmes RDNIS-T (RDNIS de Terre) ont été conçus avec une souplesse de fonctionnement suffisante non seulement pour transmettre les programmes de radiodiffusion télévisuelle ou sonore sous la forme de signaux numériques mais aussi pour offrir des services multimédias dans lesquels sera intégrée une variété d'informations numériques (vidéo, audio, textes et programmes d'ordinateur). Le but est de tirer parti des avantages offerts par les ondes radioélectriques de Terre pour obtenir une réception stable sur des récepteurs mobiles compacts, légers et peu coûteux, s'ajoutant aux récepteurs intégrés domestiques. Pour ce faire, on utilise le procédé MRFO à segments.

Le système RDNIS-T fournit des éléments communs d'exploitation et de réception entre la radiodiffusion et les télécommunications numériques par satellite en utilisant le codage et les systèmes de multiplexage MPEG-2. Ce système permet aussi un montage multiprogramme souple pour différentes conditions de réception; à cet effet, on procède par transmission hiérarchique dans un canal composé de segments MRFO dans lesquels les paramètres de transmission peuvent être indépendants les uns des autres.

Dans un système RDNIS-T, la modulation se fait par MRFO à segments. Un flux de transport doit donc être remultiplexé et organisé en groupes de données (segments de données) avant la mise en trames MRFO. Après le codage du canal, les segments de données sont transformés en segments MRFO. Chaque segment a une largeur de bande $B/14$ MHz (B désigne la largeur de bande du canal de télévision de Terre; 6, 7 ou 8 MHz selon la région); un segment occupe par conséquent une largeur de bande de $6/14$ MHz ($\sim 428,57$ kHz), $7/14$ MHz (~ 500 kHz) ou $8/14$ MHz ($\sim 571,29$ kHz). Les signaux pilotes sont ajoutés à chaque segment; ils servent à la commande de configuration de la transmission et du multiplexage (TMCC, *transmission and multiplexing configuration control*). Les porteuses TMCC (signaux pilotes ajoutés) sont utilisées aux fins des paramètres de signalisation relatifs à la méthode de transmission: codage des canaux, modulation et structure hiérarchique.

Grâce à la segmentation et à l'addition de signaux pilotes, chaque segment peut avoir sa propre méthode de protection contre les erreurs et/ou son propre type de modulation (MDP-4 D, MDP-4, MAQ-16 ou MAQ-64). Cela étant, chaque segment peut satisfaire aux spécifications du service intégré, et plusieurs segments peuvent être combinés de façon souple pour permettre l'intégration d'un service à large bande (par exemple, TVHD).

6.3.1 Largeur de bande de transmission du système RDNIS-T

Le signal RDNIS-T se compose de 13 segments MRFO; sa largeur de spectre est $B \times 13/14$ MHz ($\sim 5,57$ MHz pour un canal de Terre de 6 MHz, $\sim 6,5$ MHz pour un canal de Terre de 7 MHz et $\sim 7,4$ MHz pour un canal de Terre de 8 MHz).

6.3.2 Transmission hiérarchique

La radiodiffusion RNIS de Terre a des caractéristiques de transmission hiérarchique. Cela permet d'affecter une partie de la bande à des signaux destinés à la réception fixe et le reste à des signaux pour réception mobile. En conséquence, il est possible de faire des émissions audio et de données à destination d'autoradios et de récepteurs portatifs en même temps que des émissions de télévision destinées à des récepteurs domestiques.

En radiodiffusion RDNIS-T, on peut spécifier indépendamment pour chaque segment de données les paramètres de transmission de la méthode de modulation des porteuses MRFO, les débits de codage du code interne et la durée de l'entrelacement temporel. On obtient la transmission hiérarchique dans un système RDNIS-T en transmettant des groupes de segments MRFO ayant des paramètres de transmission différents dans un canal. Il est possible de transmettre simultanément dans un canal un maximum de trois couches (trois groupes de segments différents).

A noter que la réception partielle est considérée comme une couche hiérarchique.

6.3.3 Réception partielle

En limitant l'intervalle d'entrelacement des fréquences à l'intérieur d'un segment, il est possible de séparer ce segment des autres segments dans le signal transmis. On peut obtenir ainsi la réception partielle des services assurés dans un canal de transmission, en utilisant un récepteur à bande passante étroite, égale à un segment MRFO.

A noter qu'un segment est affecté à la réception partielle. Il est situé dans le segment central de l'ensemble des 13 segments MRFO.

La Fig. 6.1 donne un exemple de transmission hiérarchique et de réception partielle.

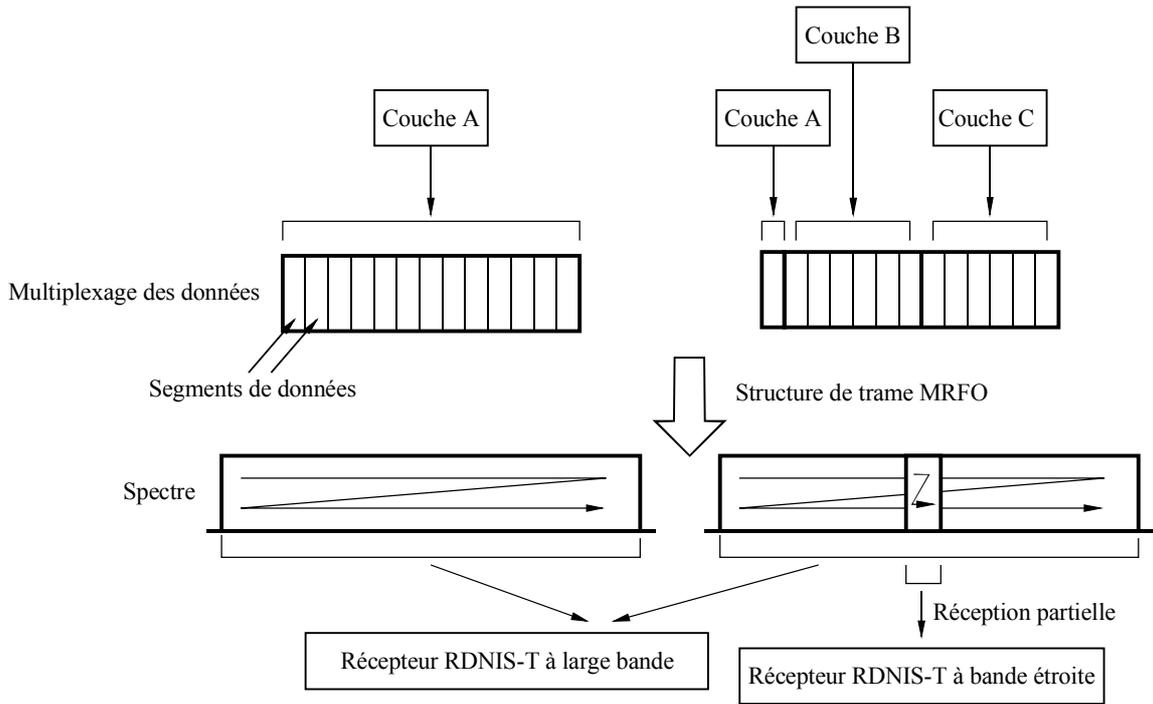
6.3.4 Multiplex pour transmission hiérarchique

Le multiplexage effectué dans le système RDNIS-T est conforme aux dispositions de la norme ISO/CEI 13818-1 (systèmes MPEG-2). En principe, pour le multiplexage hiérarchique dans le système RDNIS-T, un seul flux de transport (TS, défini dans les systèmes MPEG-2) est transmis dans un canal, qu'il y ait, ou non, transmission hiérarchique. Pour cette raison, la division et la synthèse du flux TS sont nécessaires; ce processus intervient à l'émission comme à la réception.

On notera ce qui suit: étant donné qu'un signal pour réception partielle représente une partie d'un signal total dans un canal, une partie d'un flux TS est reçue en réception partielle.

6.3.5 Schéma de principe fonctionnel du système RDNIS-T

La Fig. 6.2 donne le schéma de principe fonctionnel du système RDNIS-T.



DTTB-06.1

FIGURE 6.1

Exemple schématisé de transmission hiérarchique et de réception partielle

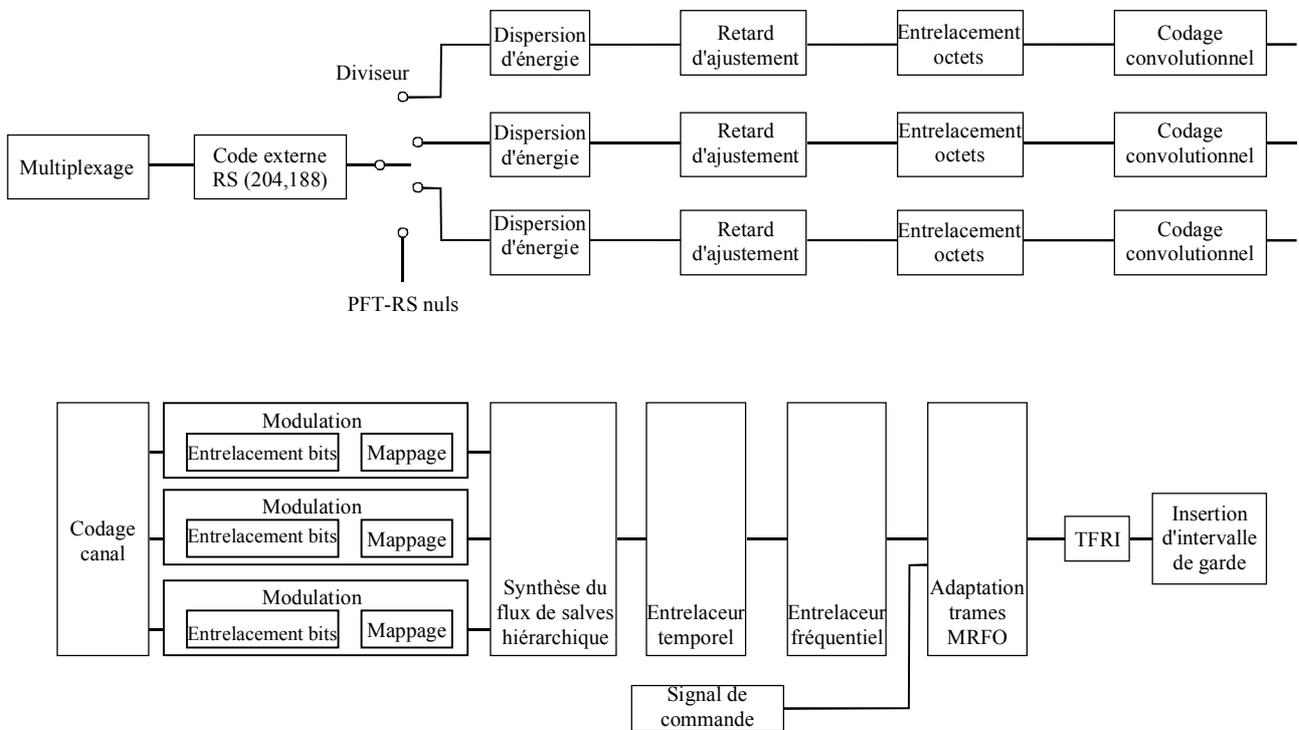


FIGURE 6.2

Schéma de principe fonctionnel du système RDNIS-T

DTTB-06.2

6.3.6 Caractéristiques de la transmission

6.3.6.1 Système RDNIS-T pour 6 MHz

TABLEAU 6.2

Caractéristiques de transmission du système RDNIS-T (6 MHz)

Mode	Mode 1	Mode 2	Mode 3	
Nombre de segments (N_s)	13			
Largeur de bande	$3\,000/7$ (kHz) $\times N_s + 250/63$ (kHz) = 5,575...MHz	$3\,000/7$ (kHz) $\times N_s + 125/63$ (kHz) = 5,573...MHz	$3\,000/7$ (kHz) $\times N_s + 125/126$ (kHz) = 5,572...MHz	
Nombre de segments pour modulation différentielle	n_d			
Nombre de segments pour modulation synchrone	n_s ($n_s + n_d = N_s$)			
Espacement des porteuses	$250/63 = 3,968...$ kHz	$125/63 = 1,984...$ kHz	$125/126 = 0,992...$ kHz	
Nombre de porteuses	Total	$108 \times N_s + 1 = 1\,405$	$216 \times N_s + 1 = 2\,809$	$432 \times N_s + 1 = 5\,617$
	Données	$96 \times N_s = 1\,248$	$192 \times N_s = 2\,496$	$384 \times N_s = 4\,992$
	SP ⁽¹⁾	$9 \times n_s$	$18 \times n_s$	$36 \times n_s$
	CP ^{(1),(2)}	$n_d + 1$	$n_d + 1$	$n_d + 1$
	TMCC ⁽³⁾	$n_s + 5 \times n_d$	$2 \times n_s + 10 \times n_d$	$4 \times n_s + 20 \times n_d$
	AC1 ⁽⁴⁾	$2 \times N_s = 26$	$4 \times N_s = 52$	$8 \times N_s = 104$
	AC2 ⁽⁴⁾	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$
Modulation des porteuses	MDP-4, MAQ-16, MAQ-64, MDP-4 D			
Nombre de symboles par trame	204			
Durée effective des symboles	252 μ s	504 μ s	1,008 ms	
Intervalle de garde	63 μ s (1/4), 31,5 μ s (1/8), 15,75 μ s (1/16), 7,875 μ s (1/32)	126 μ s (1/4), 63 μ s (1/8), 31,5 μ s (1/16), 15,75 μ s (1/32)	252 μ s (1/4), 126 μ s (1/8), 63 μ s (1/16), 31,5 μ s (1/32)	
Durée des trames	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)	
Code interne	Code de convolution (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)			
Code externe	RS (204,188)			

(1) SP (pilote dispersé) et CP (pilote continu) peuvent être utilisés pour la synchronisation des fréquences et l'estimation des canaux.

(2) Le nombre de CP comprend les CP présents sur tous les segments et un CP pour la limite supérieure de la largeur de bande totale.

(3) TMCC (commande de configuration de la transmission et du multiplexage) transporte l'information relative aux caractéristiques de transmission.

(4) AC (canal auxiliaire) transporte l'information auxiliaire pour l'exploitation du réseau.

TABLEAU 6.3
Débits d'information *

Modulation des porteuses	Code de convolution	Nombre de PFT à l'émission ⁽¹⁾ (Mode 1/2/3)	Débits d'information (kbit/s)			
			Intervalle de garde Rapport 1/4	Intervalle de garde Rapport 1/8	Intervalle de garde Rapport 1/16	Intervalle de garde Rapport 1/32
	1/2	156/312/624	3,651	4,056	4,295	4,425
MDP-4 D	2/3	208/216/832	4,868	5,409	5,727	5,900
	3/4	234/468/936	5,476	6,085	6,443	6,638
MDP-4	5/6	260/520/1040	6,085	6,761	7,159	7,376
	7/8	273/546/1092	6,389	7,099	7,517	7,744
	1/2	312/624/1248	7,302	8,113	8,590	8,851
	2/3	416/832/1664	9,736	10,818	11,454	11,801
MAQ-16	3/4	468/936/1872	10,953	12,170	12,886	13,276
	5/6	520/1040/2080	12,170	13,522	14,318	14,752
	7/8	546/1092/2184	12,779	14,198	15,034	15,489
	1/2	468/936/1872	10,953	12,170	12,886	13,276
	2/3	624/1248/2496	14,604	16,227	17,181	17,702
MAQ-64	3/4	702/1404/2808	16,430	18,255	19,329	19,915
	5/6	780/1560/3120	18,255	20,284	21,477	22,128
	7/8	819/1638/3276	19,168	21,298	22,551	23,234

* Dans le cas de la transmission hiérarchique, le débit d'information peut être calculé par combinaison des débits d'information des segments.

⁽¹⁾ PFT: paquet du flux de transport. Contient 188 octets. Défini dans les systèmes MPEG-2.

6.3.6.2 Système RDNIS-T pour 7 MHz

TABLEAU 6.4

Caractéristiques de transmission du système RDNIS-T (7 MHz)

Mode		Mode 1	Mode 2	Mode 3
Nombre de segments (N_s)		13		
Largeur de bande		$7\,000/14 \text{ (kHz)} \times N_s + 500/108 \text{ (kHz)}$ = 6,504... MHz	$7\,000/14 \text{ (kHz)} \times N_s + 500/216 \text{ (kHz)}$ = 6,502... MHz	$7\,000/14 \text{ (kHz)} \times N_s + 500/432 \text{ (kHz)}$ = 6,501... MHz
Nombre de segments pour modulation différentielle		n_d		
Nombre de segments pour modulation synchrone		$n_s \text{ (} n_s + n_d = N_s \text{)}$		
Espacement des porteuses		500/108 = 4,629... kHz	500/216 = 2,3148... kHz	500/432 = 1,157... kHz
Nombre de porteuses	Total	$108 \times N_s + 1 = 1\,405$	$216 \times N_s + 1 = 2\,809$	$432 \times N_s + 1 = 5\,617$
	Données	$96 \times N_s = 1\,248$	$192 \times N_s = 2\,496$	$384 \times N_s = 4\,992$
	SP ⁽¹⁾	$9 \times n_s$	$18 \times n_s$	$36 \times n_s$
	CP ^{(1),(2)}	$n_d + 1$	$n_d + 1$	$n_d + 1$
	TMCC ⁽³⁾	$n_s + 5 \times n_d$	$2 \times n_s + 10 \times n_d$	$4 \times n_s + 20 \times n_d$
	AC1 ⁽⁴⁾	$2 \times N_s = 26$	$4 \times N_s = 52$	$8 \times N_s = 104$
	AC2 ⁽⁴⁾	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$
Modulation des porteuses		MDP-4, MAQ-16, MAQ-64, MDP-4 D		
Nombre de symboles par trame		204		
Durée effective des symboles		216 μ s	432 μ s	864 μ s
Intervalle de garde		54 μ s (1/4), 27 μ s (1/8), 13,5 μ s (1/16), 6,75 μ s (1/32)	108 μ s (1/4), 54 μ s (1/8), 27 μ s (1/16), 13,5 μ s (1/32)	216 μ s (1/4), 108 μ s (1/8), 54 μ s (1/16), 27 μ s (1/32)
Durée des trames		55,08 ms (1/4), 49,572 ms (1/8), 46,818 ms (1/16), 45,441 ms (1/32)	110,16 ms (1/4), 99,144 ms (1/8), 93,636 ms (1/16), 90,882 ms (1/32)	220,32 ms (1/4), 198,288 ms (1/8), 187,272 ms (1/16), 191,764 ms (1/32)
Code interne		Code de convolution (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		
Code externe		RS (204,188)		

(1) SP (pilote dispersé) et CP (pilote continu) peuvent être utilisés pour la synchronisation des fréquences et l'estimation des canaux.

(2) Le nombre de CP comprend les CP présents sur tous les segments et un CP pour la limite supérieure de la largeur de bande totale.

(3) TMCC (commande de configuration de la transmission et du multiplexage) transporte l'information relative aux caractéristiques de transmission.

(4) AC (canal auxiliaire) transporte l'information auxiliaire pour l'exploitation du réseau.

TABLEAU 6.5
Débits d'information *

Modulation des porteuses	Code de convolution	Nombre de PFT à l'émission ⁽¹⁾ (Mode 1/2/3)	Débits d'information (kbit/s)			
			Intervalle de garde Rapport 1/4	Intervalle de garde Rapport 1/8	Intervalle de garde Rapport 1/16	Intervalle de garde Rapport 1/32
MDP-4 D	1/2	156/312/624	4,259	4,732	5,011	5,163
	2/3	208/216/832	5,679	6,310	6,681	6,884
	3/4	234/468/936	6,389	7,099	7,517	7,744
MDP-4	5/6	260/520/1040	7,099	7,888	8,352	8,605
	7/8	273/546/1092	7,454	8,282	8,769	9,035
MAQ-16	1/2	312/624/1248	8,519	9,465	10,022	10,326
	2/3	416/832/1664	11,359	12,621	13,363	13,768
	3/4	468/936/1872	12,779	14,198	15,034	15,489
	5/6	520/1040/2080	14,198	15,776	16,704	17,210
	7/8	546/1092/2184	14,908	16,565	17,539	18,071
MAQ-64	1/2	468/936/1872	12,779	14,198	15,034	15,489
	2/3	624/1248/2496	17,038	18,931	20,045	20,653
	3/4	702/1404/2808	19,168	21,298	22,551	23,234
	5/6	780/1560/3120	21,298	23,664	25,057	25,816
	7/8	819/1638/3276	22,363	24,848	26,309	27,107

* Dans le cas de la transmission hiérarchique, le débit d'information peut être calculé par combinaison des débits d'information des segments.

⁽¹⁾ PFT: paquet du flux de transport. Contient 188 octets. Défini dans les systèmes MPEG-2.

6.3.6.3 Système RDNIS-T pour 8 MHz

TABLEAU 6.6

Caractéristiques de transmission du système RDNIS-T (8 MHz)

Mode		Mode 1	Mode 2	Mode 3
Nombre de segments (N_s)		13		
Largeur de bande		$8\,000/14 \text{ (kHz)} \times N_s + 1\,000/189 \text{ (kHz)}$ = 7,433... MHz	$8\,000/14 \text{ (kHz)} \times N_s + 500/189 \text{ (kHz)}$ = 7,431... MHz	$8\,000/14 \text{ (kHz)} \times N_s + 250/189 \text{ (kHz)}$ = 7,429... MHz
Nombre de segments pour modulation différentielle		n_d		
Nombre de segments pour modulation synchrone		$n_s \text{ (} n_s + n_d = N_s \text{)}$		
Espacement de porteuses		$1\,000/189 = 5,291... \text{ kHz}$	$500/189 = 2,645... \text{ kHz}$	$250/189 = 1,322... \text{ kHz}$
Nombre de porteuses	Total	$108 \times N_s + 1 = 1\,405$	$216 \times N_s + 1 = 2\,809$	$432 \times N_s + 1 = 5\,617$
	Données	$96 \times N_s = 1\,248$	$192 \times N_s = 2\,96$	$384 \times N_s = 4\,992$
	SP ⁽¹⁾	$9 \times n_s$	$18 \times n_s$	$36 \times n_s$
	CP ^{(1),(2)}	$n_d + 1$	$n_d + 1$	$n_d + 1$
	TMCC ⁽³⁾	$n_s + 5 \times n_d$	$2 \times n_s + 10 \times n_d$	$4 \times n_s + 20 \times n_d$
	AC1 ⁽⁴⁾	$2 \times N_s = 26$	$4 \times N_s = 52$	$8 \times N_s = 104$
	AC2 ⁽⁴⁾	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$
Modulation des porteuses		MDP-4, MAQ-6, MAQ-64, MDP-4 D		
Nombre de symboles par trame		204		
Durée effective des symboles		189 μ s	378 μ s	756 μ s
Intervalle de garde		47,25 μ s (1/4), 23,625 μ s (1/8), 11,8125 μ s (1/16), 5,90625 μ s (1/32)	94,5 μ s (1/4), 47,25 μ s (1/8), 23,625 μ s (1/16), 11,8125 μ s (1/32)	189 μ s (1/4), 94,5 μ s (1/8), 47,25 μ s (1/16), 23,625 μ s (1/32)
Durée des trames		48,195 ms (1/4), 43,375 ms (1/8), 40,96575 ms (1/16), 39,760875 ms (1/32)	96,39 ms (1/4), 86,751 ms (1/8), 81,9315 ms (1/16), 79,52175 ms (1/32)	192,78 ms (1/4), 173,502 ms (1/8), 163,863 ms (1/16), 159,0435 ms (1/32)
Code interne		Code de convolution (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		
Code externe		RS (204,188)		

- (1) SP (pilote dispersé) et CP (pilote continu) peuvent être utilisés pour la synchronisation des fréquences et l'estimation des canaux.
- (2) Le nombre de CP comprend les CP présents sur tous les segments et un CP pour la limite supérieure de la largeur de bande totale.
- (3) TMCC (commande de configuration de la transmission et du multiplexage) transporte l'information relative aux caractéristiques de transmission.
- (4) AC (canal auxiliaire) transporte l'information auxiliaire pour l'exploitation du réseau.

TABLEAU 6.7
Débits d'information *

Modulation des porteuses	Code de convolution	Nombre de PFT à l'émission ⁽¹⁾ (Mode 1/2/3)	Débits d'information (kbit/s)			
			Intervalle de garde Rapport 1/4	Intervalle de garde Rapport 1/8	Intervalle de garde Rapport 1/16	Intervalle de garde Rapport 1/32
MDP-4 D	1/2	156/312/624	4,868	5,409	5,727	5,900
	2/3	208/216/832	6,490	7,212	7,636	7,867
	3/4	234/468/936	7,302	8,113	8,590	8,851
	5/6	260/520/1040	8,113	9,015	9,545	9,834
	7/8	273/546/1092	8,519	9,465	10,022	10,326
MAQ-16	1/2	312/624/1248	9,736	10,818	11,454	11,801
	2/3	416/832/1664	12,981	14,424	15,272	15,735
	3/4	468/936/1872	14,604	16,227	17,181	17,702
	5/6	520/1040/2080	16,227	18,030	19,091	19,669
	7/8	546/1092/2184	17,038	18,931	20,045	20,653
MAQ-64	1/2	468/936/1872	14,604	16,227	17,181	17,702
	2/3	624/1248/2496	19,472	21,636	22,909	23,603
	3/4	702/1404/2808	21,907	24,341	25,772	26,553
	5/6	780/1560/3120	24,341	27,045	28,636	29,504
	7/8	819/1638/3276	25,558	28,397	30,068	30,979

* Dans le cas de la transmission hiérarchique, le débit d'information peut être calculé par combinaison des débits d'information des segments.

⁽¹⁾ PFT: paquet du flux de transport. Contient 188 octets. Défini dans les systèmes MPEG-2.

CHAPITRE 7

LISTE DES RECOMMANDATIONS UIT-R RELATIVES À LA RADIODIFFUSION TÉLÉVISUELLE NUMÉRIQUE HERTZIENNE PAR VOIE DE TERRE (DTTB)

- Recommandation UIT-R BT.798: Radiodiffusion télévisuelle numérique de Terre dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques.
- Recommandation UIT-R BT.1125: Objectifs fondamentaux de la planification et de la mise en œuvre des systèmes de radiodiffusion de télévision numérique de Terre.
- Recommandation UIT-R BT.1206: Limites de mise en forme du spectre pour la radiodiffusion télévisuelle numérique de Terre.
- Recommandation UIT-R BT.1207: Méthodes d'accès aux données pour la radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre.
- Recommandation UIT-R BT.1208: Codage vidéo pour la radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre.
- Recommandation UIT-R BT.1209: Méthodes de multiplexage des services pour la radiodiffusion de télévision numérique par voie hertzienne de Terre.
- Recommandation UIT-R BT.1299: Éléments fondamentaux d'une famille universelle de systèmes de radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre.
- Recommandation UIT-R BT.1300: Méthodes de multiplexage, de transport et d'identification des services pour la radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre.
- Recommandation UIT-R BT.1301: Services de données en radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre.
- Recommandation UIT-R BT.1306: Méthodes de correction d'erreur, de mise en trame des données, de modulation et d'émission pour la radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre.
- Recommandation UIT-R BT.1368: Critères de planification des services de télévision numérique par voie hertzienne de Terre dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques.

PARTIE 2

PLANIFICATION

PARTIE 2

TABLE DES MATIÈRES

	Page
CHAPITRE 1 – Introduction	137
CHAPITRE 2 – Informations générales et vue d'ensemble.....	139
2.1 Systèmes analogiques en usage	140
2.2 Systèmes de télévision numérique.....	141
2.2.1 Système monoporteuse	141
2.2.2 Système multiporteuse.....	142
2.3 Types de réception	143
2.3.1 Réception sur antenne fixe.....	143
2.3.2 Réception sur antenne portative.....	143
2.3.3 Réception sur antenne mobile.....	144
2.4 Spécifications du service.....	144
2.4.1 Possibilités du service numérique.....	144
2.4.2 Possibilités des réseaux numériques	145
2.4.3 Disponibilité du service	146
2.5 Problèmes de brouillage.....	147
2.5.1 Brouillage de l'analogique par le numérique	147
2.5.2 Brouillage du numérique par le numérique	147
2.5.3 Brouillage du numérique par l'analogique	148
2.6 Influence des caractéristiques du système de réception.....	148
2.7 Rapports de protection	149
2.8 Emission.....	149
CHAPITRE 3 – Sommaton des signaux de propagation.....	151
3.1 Prévion du niveau des signaux en 50% des emplacements.....	151
3.1.1 Prévion du niveau des signaux utiles	152
3.1.2 Prévion du niveau des signaux brouilleurs.....	152
3.2 Statistiques des emplacements.....	153
3.3 Calcul de la zone de couverture pour la télévision numérique	153
3.3.1 Nécessité d'appliquer des méthodes de calcul complexes	153
3.3.2 Influence de la caractéristique de défaillance rapide	153

	Page
3.3.3 Utilisation des rapports C/I et C/N	154
3.3.4 Méthodes de calcul	156
3.4 Combinaison des niveaux des signaux pour les évaluations de la couverture.....	156
3.4.1 Introduction.....	156
3.4.2 Méthode de Monte Carlo	156
3.4.3 Méthode de la sommation des puissances	157
3.4.4 Méthode multiplicative simplifiée	157
3.4.5 Méthode log-normale (LNM)	157
3.4.6 La méthode t-LNM	158
3.4.7 La méthode de Schwartz et Yeh	158
ANNEXE 1 DU CHAPITRE 3 – Méthode de la somme des puissances.....	159
ANNEXE 2 DU CHAPITRE 3 – Méthode LNM de base et méthode k-LNM.....	161
ANNEXE 3 DU CHAPITRE 3 – La méthode t-LNM (v2).....	163
1 Introduction.....	163
2 L'algorithme t-LNM (V2)	163
CHAPITRE 4 – Couverture	167
4.1 Définitions de la couverture pour la réception fixe, portative et mobile	167
4.1.1 Introduction.....	167
4.1.2 Réception sur antenne portative.....	168
4.1.3 Réception mobile	168
4.1.4 Zone de couverture	169
4.1.5 Exemples d'usage de la pratique	169
4.2 Antennes de réception.....	170
4.2.1 Réception sur antenne fixe.....	170
4.2.2 Réception sur antenne portative.....	170
CHAPITRE 5 – niveaux médians minima des signaux utiles	177
5.1 Généralités	177
5.2 Réception sur antenne fixe.....	179
5.2.1 Valeurs médianes minima de la puissance surfacique et du champ équivalent.....	179
5.3 Réception sur antenne portative.....	183
5.3.1 Valeurs médianes minima de la puissance surfacique et du champ équivalent.....	184

	Page
CHAPITRE 6 – Planification des réseaux	193
6.1 Introduction.....	193
6.2 Réseaux multifréquence.....	194
6.2.1 Planification classique des RMF	195
6.3 RFU	196
6.3.1 Remarques générales	196
6.3.2 Rendement d'utilisation du spectre	196
6.3.3 Retards dus à l'écho dans les RFU	196
6.3.4 Gain de réseau.....	197
6.3.5 Planification des réseaux RFU.....	197
6.3.6 Types de RFU	198
6.4 Effets des signaux multiples	198
6.4.1 Signaux individuels et marges de propagation	199
6.4.2 Signaux multiples et gain de réseau.....	199
6.4.3 Brouillages multiples et autobrouillage	200
6.4.4 Corrélation	201
ANNEXE 1 DU CHAPITRE 6 – Caractérisation des RFU théoriques.....	203
ANNEXE 2 DU CHAPITRE 6 – Définitions relatives aux stations d'émission et aux RFU pour les services de télévision numérique.....	205
CHAPITRE 7 – Méthodes de planification	207
7.1 Introduction.....	207
7.1.1 Planification sur la base des assignations pour la télévision numérique de Terre.....	207
7.1.2 Planification sur la base des allotissements pour la télévision numérique de Terre.....	207
7.1.3 Contraintes de planification pour la coordination.....	208
7.2 Planification de la télévision numérique aux Etats-Unis d'Amérique	208
7.3 Planification de la télévision numérique en Europe	210
7.4 Eléments de la planification.....	210
7.4.1 Critères de planification.....	210
7.4.2 Méthodes de prévision de la propagation	210
7.4.3 Combinaison de plusieurs signaux.....	210
7.4.4 Bases de données pour la planification.....	210

	Page
7.5	Procédures pour la protection des services de télévision analogique 210
7.6	Définition des points de mesure..... 211
7.6.1	Points de mesure représentant des zones de couverture 211
7.6.2	Points de mesure sur la frontière d'un pays..... 211
7.6.3	Disponibilité des emplacements des points de mesure 211
7.7	Calcul de l'emplacement des points de mesure représentant des zones de couverture 211
7.8	Méthode de combinaison des signaux (méthode de sommation des puissances).. 214
7.9	Méthodes de planification pour les assignations de la télévision numérique 214
7.9.1	Détermination des caractéristiques d'une station de télévision numérique..... 214
7.9.2	Détermination de la taille des zones de couverture de la télévision numérique 215
7.9.3	Détermination des caractéristiques d'un groupe de stations de télévision numérique dans un mini RFU 215
7.10	Protection des services de télévision numérique 216
CHAPITRE 8 – Interaction avec d'autres services 217	
8.1	Observations générales 217
8.2	Stations des autres services 217
8.2.1	Protection nécessaire des autres services 217
8.3	Éléments techniques d'autres services nécessaires pour les calculs de compatibilité 218
8.4	Calcul de la protection des autres services 218
8.5	Calcul de la protection du service de télévision numérique 219
CHAPITRE 9 – Emission 221	
9.1	Antennes d'émission..... 221
9.1.1	Introduction..... 221
9.1.2	Description des antennes d'émission de télévision existantes..... 221
9.1.3	Options pour les antennes de télévision numérique..... 221
9.2	Suppression des rayonnements non désirés 224
9.2.1	Gabarits spectraux asymétriques pour le système DVB-T 225
9.2.2	Gabarit spectral symétrique pour les émetteurs DVB-T fonctionnant dans des canaux de 7 MHz et de 8 MHz 231
9.3	Télévision analogique 233
9.3.1	Largeur de bande de référence pour les gabarits spectraux de la télévision analogique..... 234
9.4	Spectres mesurés de la puissance des émetteurs 241
ANNEXE 1 DU CHAPITRE 9 – Calcul des valeurs du rapport de protection utilisées pour les gabarits spectraux asymétriques destinés au système DVB-T 243	

	Page
CHAPITRE 10 – Stratégies de mise en oeuvre	261
10.1 Introduction.....	261
10.2 Scénarios de mise en oeuvre	261
10.2.1 Scénarios à court terme	261
10.2.2 Scénarios à long terme	261
10.3 Gestion des fréquences	262
10.3.1 Besoins en matière de spectre	262
10.3.2 L'enquête DSI phase II.....	262
10.3.3 Court terme	263
10.3.4 Long terme	263
10.3.5 La période de transition	264
10.3.6 Quelques hypothèses.....	264
10.3.7 Certaines parties du spectre peuvent-elles être libérées à l'usage d'autres services?.....	265
10.3.8 Conclusions.....	265
10.4 Quelques scénarios de mise en oeuvre possibles.....	266
10.4.1 Pour le court terme.....	266
10.4.2 Long terme	270
10.4.3 Période de transition	272

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Cette partie du Manuel sur la radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre (DTTB) traite de la planification. Le problème se trouve compliqué par le fait que l'on utilise de par le monde des gammes de fréquences différentes et de nombreux systèmes de télévision différents qui devront être traités chacun spécifiquement si l'on veut introduire la télévision numérique sans désorganiser le service fourni actuellement à des millions de téléspectateurs. Les informations données dans cette partie du Manuel concernent la Région 1, car c'est là que l'on rencontre la plupart des complications découlant de l'utilisation de plusieurs systèmes de télévision analogique.

Cette partie du Manuel a pour objet de fournir des informations factuelles et de tracer une orientation assez générale, celle-ci étant fondée sur l'expérience acquise dans la mise en oeuvre des services de télévision analogique. L'objectif premier est de donner une orientation pour la mise en place de la télévision numérique, mais de nombreux enseignements tirés de la mise en oeuvre de la télévision analogique demeurent valables et on peut s'en inspirer ici aussi moyennant des adaptations appropriées.

CHAPITRE 2

INFORMATIONS GÉNÉRALES ET VUE D'ENSEMBLE

Les avantages potentiels de la radiodiffusion télévisuelle numérique de Terre (DTTB), sur les plans de la qualité du service, de la réduction des coûts et de la diversité de la programmation sont résumés dans l'introduction au présent Manuel. En ce qui concerne la planification de l'utilisation des fréquences, lorsque de nouvelles parties du spectre ou des parties non utilisées sont disponibles, la couverture télévisuelle numérique assurée à partir d'émetteurs individuels ou de réseaux d'émetteurs peut être planifiée de manière à obtenir le plein potentiel de la DTTB – et à réaliser ainsi des avantages considérables (en comparaison des systèmes analogiques actuels) en termes de prestation du service et d'utilisation du spectre. Il faut toutefois reconnaître que l'état réel du spectre n'est pas idéal et que le dégagement des fréquences nécessaires pose de nombreux problèmes, tout comme les questions d'attribution et d'assignation, qui devront être résolus avant que le service de DTTB puisse devenir une réalité dans de nombreux endroits du monde.

L'attribution du spectre de fréquences à des services particuliers sur une base régionale ou mondiale est soumise à des traités internationaux élaborés sous les auspices de l'UIT.

L'assignation du spectre attribué à des usages particuliers est soumise à des traités régionaux et à des négociations entre pays ainsi qu'à des réglementations nationales.

Par exemple, dans la Région 1, le Plan de Stockholm de 1961 (fondé sur l'utilisation de normes de télévision analogique) a constitué le cadre de travail pour la planification et la mise en oeuvre des vastes réseaux de télévision de Terre exploités de nos jours. Les dispositions des traités, comme ceux de la Région 2, ont servi de modèle pour la planification et les procédures des assignations de fréquences dans d'autres régions. Dans les régions visées par ces plans régionaux, il existe de nombreuses zones où le spectre attribué est exploité intensément afin de fournir un nombre maximal de services de télévision analogique, chaque service étant destiné à desservir une forte population lorsque c'est possible. Dans ces zones, les chances sont minces de trouver suffisamment de fréquences à réserver à la DTTB, et encore moins pour tous les services de DTTB qui pourraient être requis. La solution du partage des bandes avec les services analogiques actuels fait donc l'objet d'études poussées bien que les contraintes nécessairement imposées, de ce fait, à la puissance des émetteurs de DTTB limitent inévitablement les performances des systèmes DTTB. Ces plans régionaux couvrent d'autres aires géographiques où le spectre attribué n'est pas encore exploité intensément et pour lesquelles il sera donc possible d'envisager l'utilisation de puissances d'émission DTTB relativement élevées pour obtenir des niveaux de performance supérieurs sur le plan de la qualité de service ou de la robustesse des transmissions.

On peut constater que les contraintes s'appliquant à la «planification de l'utilisation des fréquences» varient d'un pays à l'autre, et même, dans certains cas, à l'intérieur de frontières nationales, les écarts s'expliquant par des facteurs géodémographiques ainsi que par l'exploitation des «attributions» nationales. C'est dans ce contexte assez complexe de la «planification de l'utilisation des fréquences» que sont envisagées les stratégies de mise en place et d'évolution du service de DTTB. Au centre de ces préoccupations figure le problème de trouver des moyens pratiques pour assurer le passage d'une phase initiale de DTTB, au cours de laquelle des services limités de DTTB sont mis en place sur la base du «partage», à une phase finale de la DTTB, qui permettrait le retrait progressif des services NTSC, PAL et SECAM. Si un tel parcours de migration peut être établi et suivi jusqu'au point de passage à des modes d'exploitation entièrement numériques, il sera possible de développer le plein potentiel des services de DTTB, ce qui pourrait libérer une partie du spectre attribué pour réattribution à d'autres services ou permettre la mise en place de nouveaux services de

radiodiffusion novateurs. Pour pouvoir fournir des services de télévision numérique, et les services sonores associés, dans un canal unique de télévision des bandes métriques ou décimétriques (6, 7 ou 8 MHz), il faut satisfaire à un certain nombre de disciplines et de processus techniques pour la planification du spectre, parmi lesquels:

- connaître les aspects «spectre» et «planification» des services numériques, notamment la couverture territoriale pour différentes conditions de réception et d'environnement; et
- être à même de mettre en oeuvre un système d'émission numérique dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques attribuées aux services de Terre, avec, le cas échéant, possibilité de transmission simultanée avec les services existants de télévision analogique.

2.1 Systèmes analogiques en usage

Les premiers systèmes de télévision analogiques ont été développés indépendamment dans diverses parties du monde. Malgré les efforts considérables consacrés depuis à la normalisation, les systèmes de Terre actuels sont exploités avec des paramètres clés, comme la largeur de canal, dont les valeurs divergent grandement. Dans tous les cas où une planification systématique a été entreprise, elle était fondée sur le principe selon lequel elle devrait permettre une exploitation maximale de la ressource naturelle rare qu'est le spectre des fréquences. Néanmoins, le spectre disponible pour la radiodiffusion de Terre et la mesure dans laquelle il est effectivement utilisé varient grandement d'une région à l'autre de la planète. Dans certains cas, les variations du degré d'utilisation sont la conséquence des coûts élevés d'exploitation; dans d'autres, elles s'expliquent par l'existence d'autres supports de distribution comme les services par câbles et par satellite.

Le fait que l'espacement entre émetteurs fonctionnant dans un même canal doit être égal à un grand multiple du rayon de service d'un émetteur constitue l'une des principales contraintes s'appliquant à la planification des actuels systèmes analogiques. En outre, à l'époque où les critères de planification ont été établis, on a admis que les caractéristiques des récepteurs grand public imposaient d'autres restrictions quant à l'assignation de certains canaux à des émetteurs dans une même zone et dans des zones voisines. Bien que les performances des récepteurs grand public se soient améliorées considérablement depuis cette époque, beaucoup de ces restrictions sont demeurées en vigueur. Il faut noter cependant que la mesure dans laquelle ces restrictions sont considérées comme impératives varie considérablement d'une région du monde à une autre. Il existe, par exemple, une restriction communément appliquée, qui interdit l'utilisation de deux canaux adjacents au même site d'émission. Il n'est pas possible d'appliquer cette restriction là où il n'existe pas une autre solution de planification.

De surcroît, comme le processus de planification a été conçu pour permettre la fourniture de l'un des deux principaux types de service, la plupart des configurations actuelles de stations émettrices sur un territoire tendent à correspondre à un ou deux types caractéristiques. L'une de ces configurations vise à assurer la réception satisfaisante du plus grand nombre possible de services de programmation dans une grande zone de service. L'autre vise à permettre au plus grand nombre d'entreprises de radiodiffusion d'entrer en concurrence de manière équitable pour fournir des services dans une zone desservie par une seule station émettrice de grande puissance située à proximité du centre d'une région métropolitaine. Dans le premier cas (grande zone de service), de multiples stations réémettrices de faible puissance sont aussi utilisées, en particulier lorsque le relief du terrain est vallonné; dans le second cas (marché local), on a très peu recours aux réémetteurs.

Il faut remarquer que les deux configurations peuvent coexister dans la même zone, car certains types de services de programmation répondent, de par leur nature, à des intérêts principalement locaux, alors que d'autres se prêtent bien à la distribution dans une aire beaucoup plus étendue. Néanmoins, une des configurations est habituellement dominante dans des cas particuliers, ce qui impose des conditions importantes à la réorganisation de l'usage du spectre et, par conséquent, à la

possibilité d'introduire la radiodiffusion numérique. Dans le cas de la configuration à grande zone de couverture, on dispose généralement de beaucoup moins de spectre non utilisé pour fournir des services numériques.

2.2 Systèmes de télévision numérique

Trois systèmes de télévision numérique ont été développés pour la radiodiffusion de Terre; la première partie de ce Manuel en donne une description détaillée. Ces trois systèmes appliquent les Normes MPEG-2 de compression numérique dans la couche codage et compression de source et dans la couche multiplex service et transport; ils ont par conséquent une grande communauté de conception. La principale différence entre les systèmes en question réside dans la couche transmission RF ou physique, où sont déterminés le type de modulation utilisé et le mode d'émission en radiofréquence. Le système ATSC, mis au point en Amérique du Nord, est un système à une seule porteuse fonctionnant avec modulation d'une bande latérale résiduelle (BLR-8). Le système DVB-T et le système BST-OFDM, développés respectivement en Europe et au Japon, sont des systèmes multiporteuses dans lesquels on applique le multiplexage par répartition en fréquence orthogonale avec codage (MRFO-C) et la modulation MAQ. Ces systèmes de modulation peuvent être appliqués soit à une porteuse unique modulée à un débit de données élevé, soit à un grand nombre de porteuses modulées à des débits relativement faibles – c'est l'approche multiporteuse. Les paramètres des systèmes sont échelonnables, ce qui permet de fournir des services de télévision numérique avec un débit de données pouvant aller jusqu'à environ 24 Mbit/s, dans des canaux larges de 6, 7 ou 8 MHz.

Les concepteurs de systèmes chargés de mettre en oeuvre un système de modulation pour un service DTTB, quel qu'il soit, peuvent se trouver confrontés au problème suivant: passage brusque du «service parfait» à l'«absence de service» dans un très petit intervalle de variation du signal reçu. Qui plus est, cette petite variation est susceptible de fluctuer en fonction de l'heure du jour, de la saison de l'année ou d'autres facteurs plus difficiles à prévoir, par exemple flottement aéroélastique généré par les aéronefs ou les véhicules automobiles ou mouvement des antennes de réception dans le vent.

En résumé, les systèmes de modulation monoporteuses et multiporteuses représentent deux techniques prometteuses pour la fourniture de services de télévision numérique, dont les performances sont comparables dans un canal contenant un bruit à répartition gaussienne. Sont comparables également les performances des deux techniques en présence de dégradations provoquées simultanément par le bruit et par le brouillage causé par la télévision analogique dans le même canal. On a recours au codage du canal pour rendre les systèmes moins vulnérables à un large éventail de dégradations.

2.2.1 Système monoporteuse

Le système de télévision numérique à une seule porteuse est conçu pour transmettre des données vidéo, audio et auxiliaires de haute qualité dans des canaux ayant la même largeur de bande que ceux des systèmes de télévision utilisés actuellement. Un tel système est capable de transmettre ces données de façon fiable avec un débit d'environ 19 Mbit/s dans un canal de radiodiffusion de Terre de 6 MHz, et avec des débits plus élevés dans des canaux de 7 et de 8 MHz. Les données porteuses d'information modulent une porteuse unique qui occupe toute la largeur du canal radioélectrique.

Dans des conditions typiques de réception en DTTB, la propagation par trajets multiples causée par les réflexions ou les défauts d'homogénéité du milieu de propagation provoquent le brouillage intersymboles dans le flux de données reçu et non traité. La réception par trajets multiples se manifeste aussi sous la forme d'évanouissements sélectifs en fréquence dans le canal. Pour les systèmes monoporteuses de la pratique, on utilise un égaliseur adaptatif (en général, un égaliseur avec contre-réaction de décision) pour réduire à un minimum les effets de la distorsion causée par la propagation par trajets multiples. En modulation monoporteuse, le brouillage intersymboles, s'il

n'est pas corrigé, entraîne la fermeture de la hauteur de l'oeil et l'augmentation du rapport porteuse/brouillage (C/I) minimum nécessaire pour le fonctionnement du système. Dans les transmissions monoporteuses, on a recours généralement à un mécanisme de conditionnement qui facilite la convergence de l'égaliseur adaptatif et la synchronisation du système. Un égaliseur adaptatif, associé à une antenne directive à gain élevé, peut réduire l'impact du brouillage causé par la télévision numérique dans le même canal, ainsi que le brouillage de la télévision analogique également dans le même canal. Une autre possibilité, pour les systèmes monoporteuses, est de pratiquer un filtrage en peigne qui crée des créneaux dans le spectre au niveau du récepteur. Ces créneaux s'alignent avec les fréquences des porteuses brouilleuses.

Les systèmes monoporteuses résistent bien au brouillage par fréquence pure, parce que la puissance du signal est répartie sur toute la largeur du spectre. Ces systèmes ont aussi une bonne résistance intrinsèque aux évanouissements sélectifs en fréquence car un tel évanouissement est présent seulement dans une petite partie de la largeur de bande dans laquelle l'énergie du signal est reçue.

2.2.2 Système multiporteuse

A l'origine, le système multiporteuse (DVB-T) a été conçu pour l'espacement de canaux de 8 MHz utilisé en Europe dans les bandes d'ondes décimétriques; il a ensuite été adapté aux canaux de 7 et de 6 MHz. Selon les paramètres choisis pour le codage et la modulation, il est possible de réaliser des débits de données de 20 à 30 Mbit/s, permettant de transmettre des signaux de télévision numérique de haute qualité dans les canaux de radiodiffusion. Il est d'ailleurs possible d'opérer avec des débits de données plus petits si l'on souhaite obtenir une résistance accrue au brouillage.

Le principe du multiplexage MRFO est de répartir les données à transmettre sur un grand nombre de porteuses échelonnées dans le canal radioélectrique, chaque porteuse étant modulée avec un faible débit binaire. Dans la version classique du multiplexage par répartition en fréquence, on applique aux porteuses un filtrage individuel afin qu'il n'y ait pas de débordement spectral. On évite ainsi le brouillage intersymboles entre les porteuses mais l'efficacité d'utilisation du spectre disponible n'est pas maximale. En revanche, si l'espacement des porteuses est choisi de façon que celles-ci soient orthogonales pendant la durée des symboles, il est possible de récupérer les symboles sans brouillage, même avec un certain degré de débordement spectral. Le rendement spectral maximum correspond à un espacement des porteuses égal à l'inverse de la durée des symboles.

On utilise un système de modulation MRFO avec intervalle de garde et code de correction d'erreur à concaténation, ce qui permet au système multiporteuse d'absorber les échos «naturels» dus à la propagation par trajets multiples, de même que les échos «artificiels» relativement longs que l'on trouve dans les réseaux à fréquence unique (RFU). Le système fournit aussi une bonne protection contre les niveaux élevés de brouillage dans le même canal et de brouillage par le canal adjacent provoqués par les services de télévision analogique. Par ailleurs, la technique MRFO permet d'obtenir une excellente mise en forme du spectre, grâce à quoi le système DVB-T pourra être mis en oeuvre dans des canaux adjacents à ceux utilisés pour les services de télévision analogique, tout en causant un brouillage minimum à ces services.

La réception du signal MRFO est possible sur antenne mobile si l'on tient compte d'un certain nombre de facteurs, parmi lesquels la vitesse du véhicule, l'espacement des porteuses, le débit des données et le procédé de modulation; en revanche, pour un service avec réception sur antenne fixe, on pourrait utiliser des procédés de modulation d'ordre plus élevé, donc aussi des débits de données plus élevés. Par ailleurs, les signaux MRFO conviennent bien à l'exploitation des RFU. Cela s'explique par l'immunité de ces signaux aux effets de la propagation par trajets multiples. L'exploitation RFU est possible lorsque plusieurs émetteurs rayonnent exactement le même signal, en temps et en fréquence.

Les systèmes multiporteuses peuvent être sensibles au brouillage dans le même canal, parce que chaque porteuse a une très faible puissance. Un tel système est potentiellement vulnérable au

spectre non uniforme des signaux de télévision analogique transmis dans le même canal; la raison en est que les porteuses, situées à proximité des porteuses de luminance, de chrominance et d'audio, sont exposées à des brouillages de grande intensité. On résout ce problème en appliquant au système multiporteuse un codage pour correction d'erreur ou en éliminant de l'ensemble multiporteuse les porteuses susceptibles d'être brouillées. Le système multiporteuse peut être adapté aux zones caractérisées par un très fort encombrement du spectre: le procédé consiste à appliquer un multiplexage MRFO-C à «segmentation de bande», dans lequel les données sont transmises dans des bandes de 500 kHz que l'on peut positionner de telle manière qu'elles ne soient pas brouillées par la télévision analogique.

2.3 Types de réception

2.3.1 Réception sur antenne fixe

Le modèle de système de réception destiné à la planification des allotissements doit être une installation de réception type implantée en bordure de la zone de service (signaux faibles). Une telle structure peut se composer d'une antenne montée à l'extérieur (réception sur antenne fixe), d'un amplificateur à faible bruit monté sur l'antenne (facultatif), d'un câble de descente pour l'interconnexion et du récepteur de télévision numérique. La réception sur antenne fixe se définit comme une réception sur une antenne directive montée au niveau des toits. Lorsqu'on calcule le champ équivalent nécessaire pour la réception sur antenne fixe, on considère comme représentative une hauteur d'antenne de 10 m au-dessus du niveau du sol. Dans le cas de cette réception, on admet que les conditions de réception quasi optimales (pour les canaux RF correspondants) sont réalisées lorsque l'antenne est installée. En utilisant l'amplificateur à faible bruit facultatif, on obtient un meilleur facteur de bruit pour le système de réception et on compense les pertes qui se produisent dans le câble de descente.

2.3.2 Réception sur antenne portative

La réception sur antenne portative se définit comme étant la réception dans laquelle on utilise un récepteur portatif avec antenne rapportée ou incorporée.

- Classe A (extérieur): réception à l'extérieur des bâtiments, à une hauteur d'au moins 1,5 m au-dessus du sol.
- Classe B (intérieur, rez-de-chaussée): réception à l'intérieur des bâtiments, à une hauteur d'au moins 1,5 m au-dessus du sol, dans des salles situées au rez-de-chaussée et ayant une fenêtre percée dans un mur extérieur.

Cette réception se fait, en pratique, dans les conditions les plus variées (extérieur, intérieur, rez-de-chaussée, premier étage et étages supérieurs). On pourrait même envisager qu'un récepteur portatif soit déplacé, pendant qu'on regarde un programme sur son écran.

Il est à prévoir que les conditions de réception sur antenne portative à l'intérieur varieront de façon non négligeable en fonction, dans une certaine mesure, du niveau des étages. Mais il y a également des variations considérables des pertes lors de la pénétration des signaux d'un bâtiment à un autre et aussi d'une pièce à une autre. Le Chapitre 5 donne des estimations du niveau nécessaire probable des signaux en fonction de la hauteur des étages.

Dans les catégories A et B indiquées ci-dessus, une hypothèse est que le récepteur portatif n'est pas déplacé pendant la réception, pas plus que les objets de grande taille se trouvant dans son voisinage. Une autre hypothèse est qu'il n'est pas tenu compte des cas extrêmes, par exemple la réception dans des locaux complètement blindés.

On peut prévoir que la couverture avec réception sur antenne portative sera principalement le fait des zones urbaines. Dans de nombreux pays, la plupart des citoyens vivent dans des immeubles d'appartements. C'est donc la seconde catégorie, classe B, qui représente le cas majoritaire de ce

mode de réception, prévoir que la réception sera moins difficile dans les pièces des étages supérieurs qu'au rez-de-chaussée.

2.3.3 Réception sur antenne mobile

La réception mobile de la télévision numérique de Terre est en train de se révéler comme une caractéristique intéressante des futurs systèmes mais elle n'occupe pas encore une place importante dans la planification de mise en oeuvre de la télévision numérique. Des essais ont montré que la réception mobile est possible dans le système multiporteuse, à condition que les paramètres soient optimisés pour surmonter les difficultés inhérentes à l'environnement de ce mode de réception. Cette caractéristique n'est pas prise en compte actuellement pour le système monoporteuse et il n'y a pas eu d'essais pour démontrer sa faisabilité. Mais, moyennant adaptation des paramètres du système, la réception sur antenne mobile pourrait se révéler réalisable.

Les Chapitres 4 et 5 contiennent des informations détaillées sur les catégories de réception et les valeurs minimales requises du niveau médian des signaux.

On ne trouvera pas dans ce Manuel d'indications sur les niveaux de signal minima nécessaires pour les récepteurs de télévision numérique. Le lecteur pourra consulter la Recommandation UIT-R BT.1368, où il trouvera les données les plus récentes sur ce sujet ainsi qu'une description de la méthode utilisée pour obtenir les valeurs indiquées dans cette Recommandation. Toutefois, à l'heure où ces lignes sont écrites, il semble probable que les niveaux de signal nécessaires pour la réception mobile seront du même ordre que ceux nécessaires pour la réception sur antenne portative à l'extérieur des bâtiments.

2.4 Spécifications du service

2.4.1 Possibilités du service numérique

Les services de télévision numérique de Terre présentent à la fois des avantages et des inconvénients par rapport aux services de télévision analogique, avantages et inconvénients qui sont liés, de diverses manières. La caractéristique de défaillance brusque de coupure abrupte des systèmes numériques, comparée à la dégradation progressive typique des systèmes analogiques, constitue un désavantage. En effet, il faut alors prendre un soin particulier pour qu'un fort pourcentage de téléspectateurs reçoivent un service satisfaisant. Dans la pratique, cela signifie que les limites de couverture doivent être définies pour un grand pourcentage d'emplacements, en termes de niveaux minimaux de signal nécessaires pour assurer un service satisfaisant et en termes de protection contre le brouillage. En contrepartie, la qualité du signal numérique est maintenue jusqu'à la limite de couverture.

Les systèmes numériques peuvent théoriquement fournir une qualité de réception supérieure à celle des systèmes analogiques dans les mêmes conditions de propagation, de largeur de bande de transmission et de puissance apparente rayonnée. Il pourrait toutefois être nécessaire de renoncer à une partie de cette qualité de réception additionnelle afin d'obtenir une plus grande capacité de transmission dans un canal de largeur déterminée. Cette plus grande capacité pourrait servir à la fourniture de services de plus haute définition, de programmes plus nombreux ou de fonctions additionnelles (comme des données ou des informations sonores supplémentaires) dans certains programmes. Une autre approche constituerait à faire un compromis entre la qualité et la quantité du service afin d'obtenir un système plus robuste qui pourrait, par exemple, servir à la prestation d'un service destiné à des récepteurs portables avec antennes rapportées ou incorporées.

La souplesse inhérente aux transmissions numériques présente de nombreux avantages par rapport aux systèmes analogiques utilisant un «format fixe». Le nombre de configurations possibles de systèmes numériques rend toutefois difficile la comparaison directe des possibilités des systèmes analogiques et des systèmes numériques conçus pour occuper la même largeur de canal. Ces

difficultés sont accrues par le fait que certains systèmes numériques peuvent effectuer une reconfiguration dynamique en fonction des besoins variables des radiodiffuseurs. Quoiqu'il en soit, voici certaines caractéristiques s'appliquant à la majorité des systèmes. Les systèmes numériques:

- peuvent offrir plus de flexibilité pour la prestation des services télévisuels de Terre;
- peuvent offrir une plus grande capacité de programmation pour une attribution de fréquences donnée;
- peuvent offrir une plus grande qualité de réception;
- peuvent présenter une plus grande résistance aux dégradations dues au retard des signaux;
- peuvent permettre une réception satisfaisante au moyen de récepteurs avec antenne rapportée ou incorporée;
- peuvent utiliser des puissances apparentes rayonnées un peu plus faibles.

Il faut par contre relativiser certaines de ces caractéristiques. L'amélioration de l'efficacité d'utilisation du spectre et les plus faibles puissances rayonnées résultent de rapports C/N et de rapports de protection plus faibles que pour les systèmes analogiques. L'utilisation de décalages de précision en transmission analogique peut donner des rapports de protection comparables à ceux des systèmes numériques destinés à fournir une réception de qualité élevée. Dans ce dernier cas, les économies réalisées sur le plan de la puissance d'émission peuvent être assez faibles si l'on souhaite porter la couverture à un très fort pourcentage d'emplacements. En outre, l'utilisation de techniques d'annulation des images fantômes peut réduire la sensibilité des systèmes analogiques à ce type de dégradation. Néanmoins, l'un dans l'autre, l'utilisation des systèmes télévisuels numériques présente des avantages considérables par rapport aux systèmes analogiques équivalents.

2.4.2 Possibilités des réseaux numériques

La pleine gamme de possibilités des réseaux de télévision numériques ne pourra être réalisée que lorsqu'il ne sera plus nécessaire que les services analogiques et numériques partagent le spectre (voir les Chapitres 8 et 10). Si l'on part de l'hypothèse que les services de télévision numérique auront l'usage exclusif d'une attribution spécifique du spectre, la souplesse intrinsèque et le plus haut degré d'efficacité d'utilisation du spectre des systèmes de télévision numérique de Terre (en comparaison des systèmes analogiques) permettent d'envisager une gamme de configurations de réseaux beaucoup plus vaste qu'en télévision analogique. La possibilité de créer des RFU dans certaines circonstances constitue une des principales différences. Cela mène à une répartition initiale des réseaux entre réseaux classiques et réseaux RFU, bien qu'il existe des ressemblances et des chevauchements importants entre ces deux types.

La planification des réseaux classiques fait appel à des principes semblables à ceux mis en jeu à l'heure actuelle pour les réseaux analogiques, que ces derniers soient conçus en vue d'assurer la couverture de stations individuelles, de régions ou encore de pays entiers. Il est probable que des sites d'émetteurs analogiques à ceux utilisés à l'heure actuelle seront utilisés afin d'obtenir des contours de couverture semblables. Les principales différences avec les réseaux analogiques existants seront des distances plus petites séparant les émetteurs dans un même canal et moins de contraintes dans les relations entre canaux dans le cas de zones de couverture se chevauchant (que les émetteurs se trouvent nominalelement au même endroit ou non). Dans la pratique, ces différences apparemment minimales auront des conséquences considérables en raison de l'augmentation potentiellement importante de la capacité du spectre disponible. Cela entraînera une grande augmentation du nombre de programmes disponibles ou une réduction de la partie du spectre attribuée à la télévision.

La mise en place de RFU sur une grande échelle suppose l'utilisation d'un système à plusieurs porteuses (comme les systèmes MRFO). En outre, il existe des différences majeures entre les principes de base de la planification de ces réseaux et ceux des systèmes analogiques. S'il s'agit de desservir des zones de moyenne ou de grande étendue avec des programmes identiques, l'ensemble des émetteurs d'un réseau complet peuvent être exploités sur la même fréquence bien que des contraintes importantes s'imposent sur le plan de la synchronisation de la programmation. A l'évidence, l'utilisation d'une seule fréquence pour assurer la couverture d'une grande zone entraîne une économie substantielle sur le plan du spectre. Dans le cas où plusieurs programmes sont transmis dans un seul canal, ces économies peuvent être encore plus grandes, quoiqu'un tel usage nécessite un meilleur rapport C/N et des rapports de protection plus élevés, ce qui amoindrit les économies apparentes dans une certaine mesure. De plus, il est nécessaire d'examiner attentivement les exigences en matière de durée de symbole et d'intervalle de garde si l'on veut réaliser tous les avantages possibles du RFU. Il faut aussi se résigner à renoncer aux «décrochages» des programmes pour certaines parties de la zone considérée.

Il existe plusieurs variantes des RFU permettant d'assurer la couverture de grandes zones, mais leurs différences apparentes sont moins importantes qu'il n'y paraît. La principale différence réside dans l'espacement entre sites émetteurs. Une des solutions extrêmes consisterait à établir un réseau basé sur les sites actuellement utilisés pour des services analogiques, ces sites pouvant être distants de quelque 80 km les uns des autres. A l'autre extrémité, on aurait un réseau très dense dont les émetteurs seraient distants de 10 à 20 km seulement les uns des autres. Dans la pratique, tout réseau réel serait constitué d'éléments de ces deux cas. Même un réseau basé principalement sur des sites actuels d'émetteurs de stations analogiques aurait probablement besoin de stations relais relativement peu espacées. Inversement, un réseau dense présenterait vraisemblablement des «vides» où la densité démographique est trop faible pour justifier économiquement la construction de quelques stations. Il est faux de penser que l'usage de RFU implique nécessairement la couverture de grandes zones. Un autre usage des RFU serait restreint aux zones urbaines afin de fournir les intensités élevées de signal nécessaires pour la réception par des stations portables. Dans ce cas, il pourrait y avoir un RFU dans chaque zone urbaine, une méthode classique de planification étant employée pour fournir différents services dans des zones urbaines distinctes. Un des aspects de l'usage des RFU pourrait s'étendre à des systèmes autres que les seuls systèmes à plusieurs porteuses. Si des égaliseurs à retard sont utilisés avec un système à une seule porteuse, il devient possible d'utiliser une seule fréquence pour une station principale et ses relais qui se trouvent à proximité afin d'étendre la couverture. Il faut cependant tenir compte d'une des exigences normales des égaliseurs à retard: ces dispositifs exigent qu'il y ait une différence suffisante en amplitude entre le signal principal et toute composante retardée. Si c'est le cas, il peut y avoir peu ou pas de chevauchement de couverture entre la zone de service de la station principale et celles de tous ses relais, ou encore entre les zones de couverture de toutes ses stations relais.

On trouvera des informations détaillées sur la planification des réseaux dans le Chapitre 6.

2.4.3 Disponibilité du service

Les systèmes de télévision numérique ont une caractéristique qui exerce une influence sur les facteurs de planification: il s'agit de la dégradation rapide qui intervient entre le point où un défaut de l'image est visible pour la première fois et le point où l'image est inutilisable. Avec ce facteur de dégradation, qui est de l'ordre de 1 dB, il pourra être nécessaire de faire une analyse critique des critères de planification (disponibilité et qualité de service) dans la perspective de reproduire, autant que possible, la couverture réalisable actuellement en analogique.

La disponibilité du service en termes de temps et d'emplacements est un facteur qu'il faut choisir de façon telle que le service de télévision numérique nécessaire puisse être fourni dans les meilleures conditions d'efficacité et de viabilité. Les caractéristiques d'émission et de réception d'un système de télévision numérique diffèrent de celles d'un système analogique. L'opinion actuelle est que la

disponibilité en temps et en emplacements devra être meilleure que dans la planification du service analogique si l'on veut fournir un service de télévision numérique acceptable. Il faudra, pour cela, étudier de très près la couverture ou la disponibilité du service: on admet généralement qu'une disponibilité en temps et en emplacements de 90% voire de 99%, sera nécessaire.

S'agissant de la couverture, on a mis en évidence une condition qui devra être satisfaite par la télévision numérique, à savoir que sa couverture devra égaler celle que réalisent actuellement les services analogiques dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques attribuées à la télévision. Une réponse devra être donnée à la question suivante en ce qui concerne la planification de la couverture de la télévision numérique: quels objectifs de *disponibilité de service* faut-il spécifier, à la limite de la zone de couverture protégée, ou au voisinage de cette limite, pour obtenir une disponibilité «équivalente» à celle d'un service analogique? La planification du service analogique se fait sur la base d'une disponibilité d'au moins 50% des emplacements et de 90% à 99% du temps; toutefois, en raison de la caractéristique de dégradation progressive de ce service, on a une statistique de disponibilité de service beaucoup plus élevée en bordure de la zone de couverture, ou au voisinage. Si l'on se fixe comme objectif de reproduire avec une station de télévision numérique la couverture réalisable en analogique, il faudra prévoir une plus grande marge de propagation, parce que le seuil d'interruption de service intervient brusquement en télévision numérique.

La disponibilité de service peut influencer sur le niveau de puissance d'émission nécessaire pour obtenir la disponibilité souhaitée sur la distance de couverture requise. Etant donné que la disponibilité de service augmente en termes d'emplacements ou de temps, la valeur requise de la puissance rayonnée équivalente augmente également, de même que les distances de séparation nécessaires pour la protection contre les brouillages entre le service numérique et le service analogique.

On trouvera des informations détaillées sur ce sujet dans les Chapitres 3 et 7.

2.5 Problèmes de brouillage

2.5.1 Brouillage de l'analogique par le numérique

Lorsque la mise en place du service de DTTB est envisagée dans un contexte de partage avec les services analogiques existants, il est nécessaire de définir le degré de dégradation acceptable que peuvent subir les services analogiques en raison du brouillage dans le même canal (CCI) et du brouillage dans le canal adjacent (ACI). En général, le spectre d'émission numérique présente des caractéristiques semblables au bruit gaussien. L'effet du brouillage dans le même canal est donc de relever le seuil de bruit des récepteurs analogiques, ce qui entraîne une diminution de la qualité de l'image (échelle à 5 notes de l'UIT) pouvant être obtenue à la limite de la zone de service analogique. De manière générale, la planification vise à limiter cette baisse de qualité causée par le brouillage dans le même canal de l'analogique par le numérique, où la norme actuelle est une qualité de 4,0 (brouillage continu) et de 3,0 (brouillage type troposphérique).

2.5.2 Brouillage du numérique par le numérique

Etant donné le caractère de bruit du signal numérique émis, la vulnérabilité des systèmes numériques au brouillage numérique dans le même canal est presque identique à leur vulnérabilité au bruit thermique: la vulnérabilité augmente lorsque l'ordre de modulation augmente, en passant de la MDP-4 à des modulations d'ordre plus élevé comme la MAQ-16 et la MAQ-64 (augmentation théorique approximative de 7 dB et de 13 dB, respectivement). Par contre, l'augmentation de la capacité de transmission réalisée avec les modulations d'ordre plus élevé permettra l'utilisation de méthodes très évoluées de gestion des erreurs, qui compensent cette imperfection et améliorent les performances globales.

2.5.3 Brouillage du numérique par l'analogique

Les principales sources de brouillage «analogique à numérique» dans le même canal sont centrées sur les fréquences sous-porteuses image, son et couleur du système analogique. En principe, ce brouillage relativement intense en «bande étroite» peut présenter de sérieux inconvénients pour la transmission numérique, les procédés évolués de gestion des erreurs décrits dans la Partie 1 du Manuel permettent de combattre efficacement ce type de brouillage et renforcent les performances des systèmes. Comme dans le cas du brouillage «numérique-numérique», les performances finales dépendront du niveau de modulation choisi, de la partie de la capacité de transmission consacrée à la correction des erreurs ainsi que, dans une certaine mesure, des caractéristiques particulières du système de modulation, qu'il soit à une seule porteuse ou à plusieurs porteuses.

On trouvera dans le Chapitre 7 des informations détaillées sur le calcul des brouillages.

2.6 Influence des caractéristiques du système de réception

Les caractéristiques du système de réception génèrent un certain nombre de facteurs qui influent sur la planification des allotissements ou des assignations. Les paramètres les plus importants sont le facteur de bruit du système de réception, la division entre bruit et brouillage à l'entrée du récepteur et les rapports de protection (notamment dans le même canal et le canal adjacent) nécessaires pour l'obtention d'une réception exempte de brouillage, aussi bien en analogique qu'en numérique.

Près de la limite de couverture, le facteur de bruit du récepteur a une influence directe sur la valeur requise du champ et, par voie de conséquence, sur la puissance d'émission requise qui en résulte. Pour la planification de la télévision numérique, un système de réception type peut être composé d'une antenne, d'un câble d'interconnexion et d'un récepteur – ou des mêmes éléments complétés par un préamplificateur à faible bruit monté sur l'antenne. Dans la première de ces configurations, le facteur de bruit du récepteur et les pertes dans le câble d'interconnexion influent sur la valeur requise du champ. Dans le second cas, avec préamplificateur à faible bruit, le facteur de bruit de ce préamplificateur (de l'ordre de 5 dB) a une influence majeure sur la détermination du champ nécessaire. L'influence des pertes dans la ligne et du facteur de bruit du récepteur est réduite par le gain du préamplificateur. D'une manière générale, la configuration avec préamplificateur s'accommode d'un champ plus faible que la configuration avec récepteur seulement.

Il faut citer un autre facteur clé qui influe sur la planification des allotissements ou des assignations. C'est la combinaison de la valeur requise du rapport C/N aux bornes de l'antenne du récepteur de télévision et de la valeur requise du rapport C/I dans le même canal. La prise en compte du rapport C/N , du gain de l'antenne de réception, du facteur de bruit et de la qualité de signal souhaitée permet de spécifier la valeur requise du champ pour le système de réception. Le rapport C/I dans le même canal, associé à la discrimination de directivité de l'antenne de réception, détermine la valeur requise de la séparation (ou de la protection) dans le même canal. En télévision numérique, le bruit et le brouillage numérique dans le même canal sont additifs parce que le comportement du brouillage est semblable à celui du bruit. En conséquence, il existe un rapport minimum $C/(N + I)$ à l'entrée du récepteur qui doit être respecté si l'on veut obtenir une valeur de seuil spécifiée de la qualité des images, généralement appelé seuil de visibilité. Une fois cette valeur déterminée, il faut répartir la valeur seuil de $C/(N + I)$ entre les rapports C/N et C/I . Dans l'hypothèse d'une répartition égale entre le bruit et le brouillage, la valeur de $C/N = C/I$ sur le contour protégé de la télévision numérique devrait être supérieure d'environ 3 dB à la valeur au seuil de visibilité.

On trouvera dans le Chapitre 3 des informations détaillées sur la sommation du brouillage et du bruit.

2.7 Rapports de protection

Des rapports de protection pour plusieurs situations de brouillage sont nécessaires dans les cas suivants:

- télévision numérique brouillée par la télévision numérique;
- télévision analogique brouillée par la télévision numérique;
- télévision numérique brouillée par la télévision analogique.

Les rapports de protection utilisés dans la planification se fondent généralement sur les résultats de mesures et d'essais appliqués au système de télévision numérique. Ce sont les rapports de protection pour le même canal et pour le canal adjacent qui influent le plus sur la planification, sur les caractéristiques des systèmes et sur l'implantation des stations d'émission. Il faut veiller à ce que le rapport de protection pour le canal adjacent soit tel qu'il assure la protection non seulement contre le signal brouilleur du canal adjacent mais également pour le spectre adjacent hors bande de ce signal (qui se présente comme un brouillage cocanal du signal utile).

On ne trouvera pas dans ce Manuel de valeurs des rapports de protection. La raison en est que ces valeurs sont appelées à varier considérablement au cours des prochaines années, à mesure qu'on recueillera des informations sur le fonctionnement des récepteurs de la pratique (récepteurs grand public). S'agissant des rapports de protection pour la télévision analogique et la télévision numérique, nous renvoyons le lecteur respectivement à la Recommandation UIT-R BT.655 et à la Recommandation UIT-R BT.1368.

2.8 Emission

Il est à prévoir que les radiodiffuseurs voudront utiliser la plus grande partie possible de leur infrastructure d'émission. En particulier, les sites des émetteurs et les mâts d'antenne représentent un investissement lourd qu'il conviendra de réutiliser dans toute la mesure du possible. Cela devrait être possible dans les cas où l'on souhaitera obtenir approximativement la même zone de couverture que pour les actuels services analogiques. Une certaine réutilisation des installations existantes pourrait être souhaitable même pour les nouveaux services, à la fois pour atténuer l'impact sur l'environnement et pour abaisser les coûts.

La cohabitation pacifique des services de télévision analogique et numérique revêt une importance capitale. Elle influera profondément sur la réutilisation des actuels sites d'émetteur et mâts d'antenne, et peut-être même sur la réutilisation des antennes actuelles de la télévision analogique.

Les installations d'émission existantes de la télévision analogique sont extrêmement variées et il est probable qu'il en sera au moins de même pour celles de la télévision numérique. Dans ces conditions, il est impossible d'énoncer des lignes directrices précises en cette matière. Chaque cas d'espèce devra être traité individuellement.

On trouvera dans le Chapitre 9 des informations détaillées sur des exemples spécifiques de problèmes d'émission.

CHAPITRE 3

SOMMATION DES SIGNAUX DE PROPAGATION

3.1 Prévision du niveau des signaux en 50% des emplacements

Dans un certain nombre de pays, on dispose de méthodes de prévision de la propagation dans lesquelles on utilise des informations fournies par une base de données relatives au terrain. Ces méthodes permettent d'améliorer grandement l'exactitude des prévisions par rapport à des méthodes plus simples comme celle de la Recommandation UIT-R P.370¹. On a constaté cependant que ces méthodes plus récentes ne peuvent pas être appliquées universellement, en raison de l'emploi dans chacun des programmes informatiques, de facteurs de correction empiriques qui améliorent les résultats pour le type de terrain existant dans tel ou tel pays.

L'UER a effectué des essais pour déterminer les différences qui s'introduisent dans ces conditions (en comparant les prévisions et les mesures). On a constaté qu'aucun des programmes informatiques disponibles ne donne systématiquement de meilleurs résultats qu'une méthode simple comme celle de la Recommandation UIT-R P.370. Cette dernière méthode, de nature essentiellement statistique, permet de tracer des courbes qui devraient donner des résultats raisonnables pour le type de terrain que l'on rencontre dans beaucoup de régions du monde. La Recommandation UIT-R P.370 présente aussi l'avantage d'avoir été adoptée sur le plan international, pour utilisation dans le cadre de conférences, par exemple.

On notera avec intérêt ce qui suit: des expériences récentes ont montré que s'agissant des signaux T-DAB, la Recommandation UIT-R P.370 peut fournir une méthode de prévision de la propagation plus satisfaisante que certaines des méthodes plus complexes faisant appel à des bases de données relatives au terrain. Les versions T-DAB et DVB-T de la télévision numérique de Terre étant des systèmes MRFO, il semble probable que la Recommandation UIT-R P.370 (et la Recommandation UIT-R P.1546 qui la remplace) soit de nature à fournir une méthode raisonnable de prévision de la propagation pour cette télévision. Il ne faut pas perdre de vue, cependant, que la Recommandation UIT-R P.370 donne une méthode statistique et que cette méthode ne permet pas de prévoir les zones où la réception est médiocre en raison de l'abaissement du niveau des signaux dû à la présence d'obstacles sur le trajet de propagation. En fait, on a constaté expérimentalement que la mesure en 50% des emplacements et la prévision selon la Recommandation UIT-R P.370 présentent une différence dont l'écart type est d'environ 13 dB. Cette valeur élevée indique que, du point de vue de l'exactitude de la prévision, il n'est peut-être pas très important de connaître la valeur exacte de la variation des signaux MRFO en fonction des emplacements: il est assez indifférent que cette variation soit de 4 dB ou de 7 dB. Ce point est traité plus en détail aux § 3.2 et 3.3.

Il existe de très grandes différences entre les conditions de propagation que l'on trouve sur les trajets terrestres et les trajets maritimes. Il faut par conséquent introduire une ligne côtière (éventuellement sous une forme simplifiée) dans les calculs prévisionnels de la propagation, pour tenir compte de ces différences dans le calcul des niveaux de brouillage.

¹ Cette Recommandation de l'UIT-R a été remplacée par la Recommandation UIT-R P.1546 pendant l'élaboration de ce Manuel. Les observations formulées dans ce Manuel à propos de la Recommandation UIT-R P.370 s'appliquent également à la Recommandation UIT-R P.1546.

3.1.1 Prévision du niveau des signaux utiles

Aucun facteur particulier n'est à prendre en compte lorsqu'on fait la prévision du niveau des signaux *utiles* dans le cas d'un trajet émetteur-récepteur selon la méthode la Recommandation UIT-R P.370. Les valeurs correspondant à 50% du temps conviennent bien dans ce cas, car ce pourcentage de temps s'applique aussi à la spécification de 99% du temps pour les signaux utiles. Pour les courtes distances considérées (jusqu'à environ 60 km), on a des différences négligeables entre les valeurs du niveau des signaux correspondant respectivement   50% et   99% du temps. En revanche, il existe des différences entre les conditions de propagation sur les trajets terrestres et sur les trajets maritimes, d'où la nécessité de tenir compte de la nature de chaque trajet de propagation: trajet entièrement terrestre, entièrement maritime ou mixte terrestre-maritime.

Si l'on dispose des informations correspondantes, la Recommandation UIT-R P.370 permet de faire une correction basée sur l'angle de dégagement du terrain pour le trajet allant d'un point de réception dans la direction de l'émetteur.

Dans les prévisions du niveau des signaux faisant appel à une base de données relatives au terrain, on tiendra compte de toutes informations nécessaires pour le modèle utilisé. Comme indiqué plus haut, on peut s'attendre que la valeur prévue pour un trajet donné dépende de ce modèle.

3.1.2 Prévision du niveau des signaux brouilleurs

Dans les processus de planification et de coordination, on a besoin de faire la prévision du niveau du champ brouilleur produit par une station d'émission dans la zone de service d'une autre station. Pour calculer le niveau du champ brouilleur, il convient d'utiliser les courbes pour 1% du temps qui figurent dans la Recommandation UIT-R P.370 (ou dans la Recommandation UIT-R P.1546). Toutefois, d'autres méthodes peuvent être appliquées, sous réserve de l'accord des pays concernés.

L'idéal serait d'effectuer le calcul pour des points qui définissent la zone de couverture de la station à protéger, mais cela n'est pas possible, ou nécessaire, dans certaines circonstances. On peut distinguer deux cas:

a) *Prévision pour des points définissant la zone de service*

En règle générale, les prévisions des champs brouilleurs seraient faites pour des points se trouvant à la périphérie de la zone de service de la station à protéger. Il est préférable que ces points soient spécifiés ou calculés sur 36 ou 12 rayons équidistants partant de l'émetteur. La correction en fonction de l'angle de dégagement du terrain, décrite dans la Recommandation UIR-T P.370 (et dans la Recommandation UIR-T P.1546) peut être prise en compte dans le calcul des champs brouilleurs en ces points, si l'on possède suffisamment de données concernant le terrain local. Si les points limites ne sont pas calculés, mais spécifiés, il n'est pas nécessaire qu'ils soient situés sur des rayons équidistants.

b) *Prévision pour l'emplacement de l'émetteur*

Dans certains cas, il n'est pas possible, ou nécessaire, de définir la zone de service comme il a été indiqué dans le paragraphe pr c dent. Ce serait le cas, par exemple, si la station à protéger est une station à faible puissance dont le rayon de couverture est très petit. Définir la zone de service et calculer les niveaux de brouillage en de nombreux points obligerait à faire des calculs inutiles. Dans un cas de ce genre, on peut considérer que l'emplacement de la station d'émission est représentatif de la zone de service à protéger, et la prévision du champ brouilleur peut être faite en ce point. Toutefois, comme la hauteur du terrain à l'emplacement de l'émetteur ne serait pas représentative de la zone à protéger, il n'y a pas lieu de faire des corrections en fonction de l'angle de dégagement du terrain.

3.2 Statistiques des emplacements

Dans une petite zone, par exemple de 100 m × 100 m, on observe une variation aléatoire du niveau du signal en fonction de l'emplacement, variation due aux irrégularités locales du terrain. Les statistiques de ce type de variation se caractérisent généralement par une distribution log normale des niveaux des signaux. Des mesures récentes portant sur des signaux numériques ont mis en évidence un écart type d'environ 5,5 dB qui dépend, dans une certaine mesure, de l'environnement de l'installation de réception.

On ne saurait affirmer que l'on possède déjà des résultats de mesure suffisamment nombreux pour justifier *pleinement* telle ou telle valeur de l'écart type de la variation en fonction des emplacements pour les signaux de télévision numérique. Les résultats disponibles indiquent cependant que cet écart type est probablement voisin de 5,5 dB, au moins pour les trajets extérieurs aux bâtiments. Toutes les valeurs données dans ce Manuel en relation avec cette couverture «extérieure» seront rapportées à un écart type de 5,5 dB. L'écart type est plus grand pour la réception à l'intérieur; ce problème est traité en détail dans le Chapitre 5. On adopte 9 dB comme valeur de la différence entre 50% et 95% des emplacements, et 2,9 dB pour la différence entre 50% et 70% des emplacements. Il faut souligner que ces valeurs ne tiennent pas compte des imprécisions inhérentes à toute méthode de prévision de la propagation.

Si le signal utile se compose de plusieurs signaux individuels provenant d'émetteurs différents, l'écart type résultant devient variable et sa valeur dépend de l'intensité des signaux composants. Il en résulte que la différence entre 50% et 70 ou 95% des emplacements est elle aussi variable, mais elle restera toujours inférieure à celle d'un signal composant. Cette question est traitée plus en détail au § 6.3.

3.3 Calcul de la zone de couverture pour la télévision numérique

3.3.1 Nécessité d'appliquer des méthodes de calcul complexes

Les principales questions à résoudre lorsqu'on cherche à réaliser de nouveaux réseaux de télévision numérique de Terre concernent l'évaluation de la zone de service et la couverture de la population. Pour faire ces évaluations, on effectue une estimation du niveau du ou des signaux utiles et du niveau des signaux brouilleurs. Nous verrons, au § 3.3.2, que la réception numérique se bloque rapidement lorsque le niveau du signal utile s'abaisse en dessous de son «minimum»; dans ces conditions, la valeur cible pour le pourcentage des emplacements situés nominale² au bord de la zone de service doit, dans le cas des systèmes numériques, être très supérieure aux 50% des emplacements considérés pour les systèmes de télévision analogique. On mentionne généralement des valeurs comprises entre 70% et 95% pour les transmissions télévisuelles numériques (voir le Chapitre 4). Dans ces conditions, certains des outils les plus simples utilisés pour les évaluations de la couverture en télévision analogique ne donnent pas entière satisfaction et il est nécessaire de se tourner vers des calculs plus complexes.

3.3.2 Influence de la caractéristique de défaillance rapide

Lorsqu'on évalue la zone de couverture du service de télévision analogique en utilisant les outils de prévision habituels, la valeur du champ spécifiée en bordure de la zone de couverture est une valeur moyenne. Elle représente la moyenne de toutes les valeurs effectives du champ qui ont pu être mesurées à l'intérieur d'un petit territoire (généralement 100 m × 100 m). Cela signifie que, dans ce petit territoire, la moitié environ des valeurs effectives du champ sont inférieures à cette moyenne et

² Le terme «bord» s'entend de *tout* passage entre une zone couverte et une zone non couverte. Ces bords peuvent se trouver à la limite extérieure d'une zone couverte ou aux limites de toutes zones non couvertes pouvant exister à l'intérieur de l'ensemble de la zone et résultant généralement d'un effet d'écran local sur le trajet du signal utile.

la moitié environ lui sont supérieures. Supposons que, pour la télévision analogique, on spécifie 67 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) comme limite inférieure de la moyenne; dans ce cas, les plus petites valeurs du champ se trouveront à l'intérieur de la zone de couverture. Toutefois, si 67 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) correspond à la note 4 de qualité de l'image sur l'échelle de l'UIT, une valeur plus petite du champ donnera une qualité un peu inférieure, en raison de la dégradation progressive de la réception en analogique en présence de bruit ou de brouillage. Une diminution d'environ 6 dB du rapport C/N ou C/I entraîne la perte d'une note de qualité de l'image. Ainsi, au bord de la zone de couverture, même si la valeur effective du champ est inférieure à la valeur limite spécifiée, on continuera à recevoir des images, mais des images de qualité inférieure. On peut dire que l'hypothèse spécifique pour la télévision analogique est que la qualité «moyenne» correspond à la note 4 en bordure de la zone de couverture.

Dans le cas de la télévision numérique, on sait que le comportement du récepteur est entièrement différent. Lorsque le niveau du signal s'abaisse et que le rapport C/N ou C/I tombe en dessous d'un «minimum» donné, l'image disparaît complètement quand le niveau du signal subit une réduction supplémentaire de moins de 1 dB environ. On appelle généralement ce phénomène la «caractéristique de défaillance rapide du système numérique» et la valeur limite du champ est appelée champ minimum. Si on adoptait pour la télévision numérique la même définition de la couverture que pour la télévision analogique, cela signifierait que 50% des emplacements ne seraient pas desservis au bord ou au voisinage du bord de la zone de service, ou dans toutes autres zones où le niveau du signal serait réduit sous l'effet d'obstacles locaux. Cela s'explique par le fait qu'il n'y a pas de dégradation progressive dans le cas des récepteurs numériques: la qualité de l'image s'abaisse rapidement de la note 5 à la note 0, sans passer par des niveaux de qualité intermédiaires. Il est clair que la valeur de 50% des emplacements recevant une image est inacceptable; il faut choisir de plus grands pourcentages d'emplacements pour permettre la réception dans un plus grand nombre de foyers, avec une installation de réception standard.

La valeur exacte à choisir dépend du niveau de qualité de service recherché. C'est la raison pour laquelle les valeurs peuvent différer d'un pays à un autre, ou même d'un prestataire de service à un autre dans un pays donné. Néanmoins, deux valeurs, 70% et 95% des emplacements, ont été choisies aux fins des définitions de la couverture données dans le Chapitre 4.

3.3.3 Utilisation des rapports C/I et C/N

Pour évaluer la zone de couverture d'un émetteur numérique «utile», on utilise les paramètres du système choisi, en tenant compte de tous les émetteurs qui fonctionnent au voisinage de cet émetteur numérique, dans le même canal ou dans des canaux adjacents. La plupart de ces signaux brouilleront le signal numérique utile; font exception à cette règle les RFU, pour lesquels les signaux rayonnés par les émetteurs voisins peuvent avoir un effet positif. A noter que l'expression «au voisinage de» peut signifier «situés à des distances pouvant aller jusqu'à quelques centaines de kilomètres».

3.3.3.1 Cas d'un emplacement de réception individuel

Si l'on veut qu'un emplacement de réception individuel soit couvert par une émission de télévision numérique, on sait que le niveau du signal utile (dB) doit dépasser le niveau du bruit d'une certaine quantité, qui est le rapport C/N minimum. Cette condition peut s'exprimer (dB) par la formule $C > \alpha + N$, où α désigne le rapport C/N minimum, N le niveau de bruit et C le niveau du signal utile. De la même façon, pour surmonter l'effet produit par un brouilleur, le niveau du signal utile doit dépasser celui de ce brouilleur d'une certaine quantité que l'on appelle rapport de protection pour le type de brouilleur en question. Cela s'exprime aussi (dB) par $C > \beta + I$, où β désigne le rapport de protection (rapporté au C/I minimum). La somme $\beta + I$ (rapport de protection + champ du brouilleur) est souvent appelée champ perturbateur. (Il peut être nécessaire, dans la pratique, de tenir compte également de la discrimination de l'antenne de réception à l'encontre du signal brouilleur.)

Les brouilleurs sont de nature diverse et ont des largeurs de spectre différentes, ce qui fait qu'ils agissent de diverses manières sur les porteuses des signaux MRFO; en conséquence, la valeur du rapport de protection varie considérablement d'un type de brouilleur à un autre. En laboratoire, on évalue les rapports de protection en faisant l'hypothèse qu'il y a une seule source de brouillage (le bruit ou un signal brouilleur seulement).

En réalité, le signal utile est perturbé par le bruit et, éventuellement, par plusieurs brouilleurs qui peuvent être de types différents. Il faut par conséquent comparer le niveau du signal utile avec une combinaison de signaux brouilleurs. Il est clair que, vu la nature diverse des signaux, il n'est pas possible de comparer directement la puissance du signal utile avec la somme des puissances du bruit et des brouilleurs.

Il faut donc éviter d'employer la notation $C/(N + I)$, parce que le terme $(N + I)$ pourrait être interprété comme l'addition de la puissance du bruit et de la puissance de chaque brouilleur. La valeur ainsi obtenue n'aurait pas de sens. Les seules grandeurs pouvant être comparées au signal utile sont les champs perturbateurs $(\beta + I)$.

Dans le cas particulier considéré ici (un seul emplacement de réception), les niveaux des signaux sont des valeurs réelles. Cela étant, la condition de bonne réception s'exprime simplement par:

$$\Sigma P_C \geq P_N + \Sigma P_{(\beta + I)}$$

où:

ΣP_C : puissance des signaux utiles

P_N : équivalent puissance de bruit

$\Sigma P_{(\beta + I)}$: puissance des champs perturbateurs

toutes les puissances étant exprimées en valeurs arithmétiques.

3.3.3.2 Cas d'une petite zone

Il n'est pas possible, dans la pratique, de connaître les valeurs réelles du champ en chaque emplacement de réception, pour appliquer la formule ci-dessus et déterminer avec précision la zone de couverture. Les seules grandeurs pouvant être évaluées sont les moyennes des champs dans de petites zones (en général, 100 m \times 100 m).

Le problème est alors de savoir si une petite zone donnée se trouve à l'intérieur ou à l'extérieur d'une zone de couverture, ce qui conduit à calculer la probabilité de bonne réception dans cette zone. Cette probabilité représente le pourcentage d'emplacements de réception où le signal reçu est satisfaisant (c'est-à-dire où la puissance de ce signal est supérieure à la somme des puissances du bruit et du champ perturbateur) à l'intérieur de la petite zone. Une petite zone est située à l'intérieur de la zone de couverture globale si la probabilité est supérieure à une certaine valeur seuil, 70% ou 95% (pour les types de couverture définis dans le Chapitre 4).

Dans le calcul de la probabilité, on fait intervenir les valeurs fixes appropriées de trois grandeurs: le niveau de bruit, les rapports de protection pour chaque type de brouilleur et les champs, qui sont des variables aléatoires. A cela s'ajoute la prévision du niveau moyen du champ utile et de chaque signal brouilleur, par application de la méthode de prévision de la Recommandation UIT-R P.370 (ou de la Recommandation UIT-R P.1546) ou utilisation de modèles de prévision faisant appel à des bases de données relatives au terrain.

Il convient de rappeler, cependant, que la puissance utile et la puissance perturbatrice sont des variables aléatoires dont on connaît uniquement les écarts types et les moyennes. Pour cette raison, la formule donnée plus haut ne doit pas être appliquée seulement aux moyennes de ces puissances. Il est nécessaire, par conséquent, de recourir à des modèles mathématiques de la distribution du champ en fonction des emplacements et d'utiliser des méthodes mathématiques pour obtenir le résultat de la combinaison de plusieurs signaux à distribution aléatoire.

3.3.4 Méthodes de calcul

Le principe de base à appliquer dans l'évaluation d'une zone de service est le suivant: faire l'estimation de la valeur moyenne et de l'écart type du champ utile et du champ brouilleur pour un grand nombre de points (emplacements) de mesure situés dans la zone de service présumée; avec les valeurs ainsi obtenues, calculer le pourcentage d'emplacements desservis. La méthode peut être appliquée dans plusieurs directions rayonnant à partir de l'emplacement de l'émetteur – par exemple, tous les 10° – ou, dans quelques cas, avec un quadrillage plus dense des points de mesure.

En télévision analogique, des valeurs égales pour le champ du signal utile et pour le champ perturbateur correspondent à la couverture de 50% des emplacements. Des méthodes différentes ont été développées pour calculer le niveau du signal perturbateur équivalent lorsqu'on est en présence de plusieurs signaux brouilleurs. Ces méthodes sont décrites dans le Rapport UIT-R BS.945. Dans le cas d'un réseau RFU, le signal utile peut aussi être formé de plusieurs signaux composants.

3.4 Combinaison des niveaux des signaux pour les évaluations de la couverture

3.4.1 Introduction

Une des questions à résoudre est de savoir comment combiner les signaux brouilleurs lorsqu'il y en a plus d'un et comment prendre en compte l'effet du bruit. On trouvera ci-après la description de quelques-unes des méthodes de calcul qui permettent de répondre à cette question. Il s'agit de méthodes statistiques qui nécessitent un traitement informatique et qui font appel à des modèles décrivant la situation réelle. Dans toutes ces méthodes, à l'exception de la méthode de la sommation des puissances, l'hypothèse est que les champs ont une distribution log-normale en fonction des emplacements.

La première méthode est une méthode numérique avec laquelle on peut obtenir la précision requise, mais au prix d'un long temps machine. Les autres méthodes sont des approximations, qui sont présentées dans l'ordre de complexité croissante, ce qui correspond à un temps machine croissant.

On notera ce qui suit: il peut exister une certaine corrélation entre les divers signaux – utiles et brouilleurs – mais aucune des méthodes décrites ci-après ne prévoit le traitement de la corrélation dans sa version d'origine. Certaines d'entre elles, cependant, peuvent être élargies pour inclure la corrélation. L'effet de la corrélation varie avec les conditions de réception. Cet effet peut être une augmentation ou une diminution de la couverture, selon les caractéristiques particulières de la corrélation.

3.4.2 Méthode de Monte Carlo

Hormis une méthode déterministe (intégration numérique), l'approche Monte Carlo est la méthode la plus précise dont on dispose actuellement pour évaluer la probabilité de couverture. Avec la valeur moyenne et l'écart type de la distribution de chaque signal, il est possible de simuler la situation pour un grand nombre d'emplacements de réception dans une petite zone (par exemple, 100 m × 100 m). On effectue cette simulation en générant une valeur aléatoire du champ utile et une valeur aléatoire pour chaque brouilleur. Pour chaque combinaison, on peut vérifier si l'emplacement de réception est desservi, ou non: pour ce faire, on compare la puissance du signal utile à la somme des puissances du bruit et des champs perturbateurs.

En répétant la simulation pour de nombreuses combinaisons de signaux utiles et de signaux brouilleurs, on peut obtenir la probabilité de couverture pour une petite zone donnée. La précision de la méthode est d'autant meilleure que le nombre de combinaisons est plus élevé, mais ce processus peut nécessiter de longs temps machine. De surcroît, le processus doit être répété avec un grand nombre de petites zones pour représenter la zone de couverture globale.

3.4.3 Méthode de la sommation des puissances

Cette méthode a été utilisée dans plusieurs conférences de l'UIT pour faire l'évaluation de brouillages multiples. La somme des niveaux des divers signaux est calculée par le moyen d'une sommation non statistique des puissances de ces signaux. Pour le signal brouilleur, les puissances correspondant aux valeurs moyennes des divers champs perturbateurs sont additionnées avec la puissance du champ minimum (qui représente l'apport de bruit). Dans le cas d'un signal utile dans un réseau RFU, on additionne les puissances des divers champs utiles. On obtient une couverture de 50% des emplacements si la somme des niveaux des signaux brouilleurs est égale à la somme des niveaux des signaux utiles.

En télévision numérique, il faut ajouter une marge au champ perturbateur pour obtenir un pourcentage de couverture des emplacements supérieur à 50%. Cette marge est liée à la valeur cible du pourcentage des emplacements mais sa valeur n'est pas calculée par la méthode de sommation des puissances. On utilise le plus souvent une valeur déterminée à partir de l'écart type d'un signal unique.

La méthode donne des résultats acceptables pour une valeur cible de 50% des emplacements, mais elle est peu performante pour les pourcentages plus élevés en raison de sa nature non statistique. Les formules détaillées sont données dans l'Annexe 1 au présent Chapitre.

3.4.4 Méthode multiplicative simplifiée

La méthode multiplicative simplifiée est un procédé de calcul statistique qui a aussi été utilisé pour évaluer les brouillages multiples, par exemple lors de la Conférence régionale pour la planification de la radiodiffusion sonore en ondes métriques (Genève, 1984).

Cette méthode donne la probabilité de couverture dans le cas de plusieurs signaux brouilleurs obéissant à des distributions log-normales dont on connaît les valeurs moyennes et les écarts types. On détermine la zone de couverture en calculant la probabilité pour plusieurs emplacements. Le contour de cette zone est constitué par l'ensemble des emplacements où la probabilité de couverture a la valeur requise.

Comme l'effet du bruit n'est pas pris en compte dans le traitement statistique, on peut prévoir une surestimation de la couverture si le niveau des brouilleurs est faible. Il est possible, cependant, d'ajouter l'effet du bruit à la fin du calcul.

Cette méthode est décrite en détail dans le Doc. Tech. 3254 de l'UER. On notera qu'elle n'est pas applicable aux RFU car elle est incapable de traiter une multiplicité de signaux utiles.

3.4.5 Méthode log-normale (LNM)

La méthode log-normale est une méthode d'approximation pour le calcul statistique de la distribution de la somme de plusieurs variables obéissant à une distribution log-normale. Dans un calcul de couverture, elle donne la probabilité de couverture pour une petite zone. L'hypothèse de base de la méthode est que les distributions résultantes des sommes des champs utiles et des champs brouilleurs sont aussi log-normales. L'application de la méthode se fait en plusieurs étapes. On calcule tout d'abord les distributions des champs composites utiles (C) et brouilleurs (NF), après

quoi on évalue les distributions correspondantes de C/NF et de C/N . Enfin, on combine ces distributions pour obtenir la probabilité de couverture. La méthode LNM est capable, jusqu'à un certain point, de traiter différents écarts types des distributions de champs uniques.

On peut introduire un facteur de correction pour améliorer la précision de la méthode LNM dans la région des grandes probabilités (c'est-à-dire des couvertures étendues). Cette version de la méthode a reçu le nom de k -LNM.

On trouvera dans l'Annexe 2 du présent Chapitre les formules détaillées des méthodes LNM de base et k -LNM. Une version simplifiée du LNM de base est décrite dans le rapport UIT-R BS.945. (Cette méthode ne doit pas être confondue avec la «méthode log-normale simplifiée» qui s'applique seulement aux calculs relatifs à une couverture de 50% et qui, de ce fait, est sans utilité pour la planification de la télévision numérique.)

3.4.6 La méthode t -LNM

La méthode t -LNM est une méthode d'approximation numérique qui permet le calcul statistique de la distribution de la somme de plusieurs variables à distribution log-normale. De structure analogue à celle de la méthode LNM de base, elle repose sur la même idée, à savoir que la distribution de la somme de deux variables log-normales est elle-même log-normale. En revanche, les paramètres de la distribution de la somme sont calculés de façon différente; ils sont donc différents de ceux de la LNM de base.

Cette méthode se caractérise par une meilleure précision dans la région des grandes probabilités (c'est-à-dire des couvertures étendues), si on la compare aux méthodes de base et k -LNM, mais au prix d'un traitement mathématique plus complexe. La méthode t -LNM permet de traiter différents écarts types des champs individuels avec peu de restrictions. Le cas particulier du bruit peut être considéré comme le cas d'un signal brouilleur dont l'écart type serait égal à 0 dB.

La méthode est décrite dans l'Annexe 3 du présent Chapitre.

3.4.7 La méthode de Schwartz et Yeh

Il s'agit d'une méthode par itération pour calculer les caractéristiques de la résultante de N brouilleurs. L'hypothèse est que la combinaison de deux variables log-normales obéit elle aussi à une distribution log-normale (approximation classique) et la méthode donne les formules qui permettent de calculer la résultante de deux variables. Lorsqu'on a plus de deux signaux, un processus d'itération est appliqué. L'approche générale est très voisine de celle de la méthode t -LNM et les deux méthodes ont des précisions élevées qui sont comparables, raison pour laquelle nous n'entrerons pas ici dans les détails.

ANNEXE 1

DU CHAPITRE 3

Méthode de la somme des puissances

La méthode de la somme des puissances permet de faire le calcul approché de la valeur moyenne d'un champ somme. Si l'on désigne par \bar{F} la valeur moyenne du champ (logarithmique) d'un signal individuel, exprimée en dB ($\mu\text{V/m}$), sa puissance P (en unités arbitraires) est donnée par:

$$P = 10^{\frac{\bar{F}}{10}}$$

Pour n champs individuels on fait la sommation des puissances respectives:

$$P_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n P_i$$

et la valeur moyenne \bar{F}_{Σ} du champ (logarithmique) résultant de la somme est donnée par:

$$\bar{F}_{\Sigma} = 10 \log_{10}(P_{\Sigma})$$

ANNEXE 2

DU CHAPITRE 3

Méthode LNM de base et méthode *k*-LNM

Le processus repose sur l'idée suivante: décrire la distribution de la somme de deux variables statistiques à distribution log-normale par une nouvelle distribution log-normale. Les paramètres de cette nouvelle distribution sont déterminés par la condition suivante: la valeur moyenne et l'écart type de la nouvelle distribution (approximative) doit être identique à ceux de la distribution vraie de la somme:

$$M_{power}^{approx} = M_{power}^{true}, \quad S_{power}^{approx} = S_{power}^{true}$$

M et S désignant la valeur moyenne et l'écart type des distributions respectives.

L'hypothèse étant que la distribution approximative obtenue pour la somme est log-normale, celle-ci peut être combinée à nouveau avec une troisième distribution log-normale, et ainsi de suite, ce qui permet de construire une distribution approximative de n variables statistiques obéissant à des distributions log-normales. Le procédé peut être exécuté analytiquement.

Etant donné:

n champs logarithmiques F_i à distribution gaussienne (paramètres $\bar{F}_i, \sigma_i, i = 1 \dots n$).

Trouver les paramètres de la distribution somme log-normale approximative:

1. Convertir $\bar{F}_i, \sigma_i, i = 1 \dots n$, de l'échelle en dB à l'échelle en népers (cela évite d'avoir à traîner des constantes intempestives dans le calcul):

$$X_{népers} = \frac{1}{10 \log_{10}(e)} * X_{dB}$$

2. Evaluer les valeurs moyennes M_i et les variances S_i^2 des n champs:

$$M_i = e^{\bar{F}_i + \frac{\sigma_i^2}{2}}, \quad S_i^2 = e^{2\bar{F}_i + \sigma_i^2} * \left(e^{\sigma_i^2} - 1 \right) \quad i = 1 \dots n$$

3. Déterminer la valeur moyenne M et la variance S^2 de la distribution du champ somme:

$$M = \sum_{i=1}^n M_i, \quad S^2 = \sum_{i=1}^n S_i^2$$

4. Déterminer les paramètres σ_{Σ} et \bar{F}_{Σ} de la distribution somme log-normale approximative:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \log_e \left(k \frac{S^2}{M^2} + 1 \right), \quad \bar{F}_{\Sigma} = \log_e(M) - \frac{\sigma_{\Sigma}^2}{2} \quad i = 1 \dots n$$

k étant un facteur de correction dont la valeur est comprise entre 0 et 1.

5. Convertir \bar{F}_{Σ} et σ_{Σ} de l'échelle des népers à l'échelle des dB:

$$X_{\text{dB}} = 10 \log_{10}(e) * X_{\text{népers}}$$

La méthode k -LNM présente un inconvénient, à savoir que le facteur de correction k dépend du nombre, des puissances et des variances des champs considérés. Pour obtenir des résultats optima, il faudrait utiliser une table d'interpolation, mais cela ne convient pas dans une méthode heuristique telle que k -LNM. Aussi, si l'on veut préserver la simplicité et le caractère analytique de l'approximation, on choisira seulement une valeur moyenne de k , extraite d'un échantillon de configurations représentatives des champs. Le prix à payer pour cette simplification est une erreur de quelques dB sur le fractile 1% de certaines configurations, assez représentatives. La valeur $k = 0,5$ représente un compromis acceptable pour la sommation de champs avec écarts types compris entre 6 et 10 dB. Pour des écarts types plus petits, on utilisera une valeur plus élevée de k , par exemple $k = 0,7$. Si l'on pose $k = 1,0$, la méthode k -LNM devient identique à la méthode LNM de base décrite dans le Rapport UIT-R BS.945.

ANNEXE 3

DU CHAPITRE 3

La méthode t -LNM (V2)

1 Introduction

On trouvera dans cette Annexe la description d'une méthode de calcul du champ somme à partir des paramètres des champs composants (moyenne, variance). Cette méthode permet de réduire le volume des calculs par rapport aux versions précédentes de la méthode t -LNM. On a conservé la structure principale du calcul du champ somme en combinant le $n^{\text{ième}}$ champ composant avec la somme des champs 1 à $n-1$ au moyen de tables d'interpolation. On a choisi judicieusement une approximation analytique de l'expression de la somme de deux champs; en utilisant les propriétés de cette approximation, on a pu calculer les tables d'interpolation pendant le temps machine et remplacer les deux étapes d'interpolation trilineaires par trois interpolations bilinéaires. Cela réduit presque de moitié le nombre d'opérations nécessaires, par rapport à la version trilineaire double de t -LNM (V1).

2 L'algorithme t -LNM (V2)

Soit f_1 et f_2 les niveaux d'intensité (non corrélés et à distribution normale) des deux champs à combiner. Le champ somme correspondant est donné par:

$$f = \log_e(e^{f_1} + e^{f_2}) \quad (1)$$

ce qui peut se mettre sous la forme:

$$f = \frac{1}{2}(f_1 + f_2) + \log_e \left(e^{\frac{x}{2}} + e^{-\frac{x}{2}} \right) \quad (2)$$

où:

$$x = f_1 - f_2 \quad (3)$$

De l'équation (2), on déduit que la valeur moyenne $\langle f \rangle$ du champ somme a pour expression:

$$\langle f \rangle = \frac{1}{2}(\langle f_1 \rangle + \langle f_2 \rangle) + U(\bar{x}, \sigma_x) \quad (4)$$

où $\langle f_1 \rangle$ et $\langle f_2 \rangle$ sont les valeurs moyennes de f_1 et f_2 , respectivement, et:

$$U(\bar{x}, \sigma_x) := \left\langle \log_e \left(e^{\frac{x}{2}} + e^{-\frac{x}{2}} \right) \right\rangle \quad (5)$$

Pour plus de commodité, on utilisera \bar{f} au lieu de $\langle f \rangle$ dans certaines des équations qui suivent.

Il est clair que $U(\bar{x}, \sigma_x)$ dépend uniquement des paramètres de la distribution de x ; par hypothèse, x obéit à une distribution normale dont la moyenne $\bar{x} = \bar{f}_1 - \bar{f}_2$ et la variance $\sigma_x^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2$. La variance de f s'écrit:

$$\langle f^2 \rangle - \langle f \rangle^2 = \frac{1}{4} \sigma_x^2 + V(\bar{x}, \sigma_x) - [U(\bar{x}, \sigma_x)]^2 + \tilde{W}(\bar{x}, \sigma_1, \sigma_2) \quad (6)$$

où:

$$V(\bar{x}, \sigma_x) = \left\langle \left[\log_e \left(e^{\frac{x}{2}} + e^{-\frac{x}{2}} \right) \right]^2 \right\rangle \quad (7)$$

et

$$\tilde{W}(\sigma_1, \sigma_2) = \langle (f_1 - \bar{f}_1 + f_2 - \bar{f}_2) \times \log_e \left(e^{\frac{x}{2}} + e^{-\frac{x}{2}} \right) \rangle \quad (8)$$

En choisissant convenablement les coefficients A, B et C, on obtient l'approximation suivante pour le terme $\ln(e^{\frac{x}{2}} + e^{-\frac{x}{2}})$:

$$\log_e \left(e^{\frac{x}{2}} + e^{-\frac{x}{2}} \right) = \frac{1}{2} |x| + C e^{-A|x| - Bx^2} \quad (9)$$

Les erreurs d'approximation absolue et relative sont inférieures à 7×10^{-3} ; on a les erreurs maxima pour x compris dans l'intervalle $[-4, 4]$, lorsque $A = 0,685437037$, $B = 0,08198801$ et $C = 0,686850632$. Pour déterminer les valeurs moyennes, on porte l'approximation (9) dans les expressions (5), (7) et (8). On trouve:

$$U(\bar{x}, \sigma_x) = \bar{x} \left[\Phi \left(\frac{\bar{x}}{\sigma_x} \right) - \frac{1}{2} \right] + \frac{\sigma_x}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\bar{x}^2}{2\sigma_x^2}} + \frac{C e^{-\frac{\bar{x}^2}{2\sigma_x^2}}}{\sqrt{1+2B\sigma_x^2}} \left[e^{\frac{K_+^2}{2}} \Phi(-K_+) + e^{\frac{K_-^2}{2}} \Phi(K_-) \right] \quad (10)$$

où:

$$K_{\pm} = \frac{\bar{x} / \sigma_x \pm A\sigma_x}{\sqrt{1+2B\sigma_x^2}} \quad (11)$$

le facteur $\Phi(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y dm e^{-\frac{m^2}{2}}$ étant la distribution normale normalisée cumulée.

V est donné par:

$$\begin{aligned}
 V(\bar{x}, \sigma_x) = & \frac{1}{4}(\bar{x}^2 + \sigma_x^2) + \frac{C \sigma_x}{1 + 2B \sigma_x^2} e^{-\frac{\bar{x}^2}{2\sigma_x^2}} \times \\
 & \left[\sqrt{\frac{2}{\pi}} - K_+ e^{\frac{K_+^2}{2}} \Phi(-K_+) + K_- e^{\frac{K_-^2}{2}} \Phi(K_-) \right] + \frac{C^2}{\sqrt{1 + 4B\sigma_x^2}} e^{\frac{-2B\bar{x}^2 + 2A^2 \sigma_x^2}{1 + 4B\sigma_x^2}} \times \\
 & \left[e^{\frac{2A\bar{x}}{1 + 4B\sigma_x^2}} \Phi\left(-\frac{\bar{x}/\sigma_x + 2A\sigma_x}{\sqrt{1 + 4B\sigma_x^2}}\right) + e^{\frac{-2A\bar{x}}{1 + 4B\sigma_x^2}} \Phi\left(\frac{\bar{x}/\sigma_x - 2A\sigma_x}{\sqrt{1 + 4B\sigma_x^2}}\right) \right] \quad (12)
 \end{aligned}$$

et \tilde{W} s'écrit finalement:

$$\tilde{W} = (\sigma_1^2 - \sigma_2^2) W(\bar{x}, \sigma_x) \quad (13)$$

où:

$$\begin{aligned}
 W(\bar{x}, \sigma_x) = & \Phi\left(\frac{\bar{x}}{\sigma_x}\right) - \frac{1}{2} + C e^{-\frac{\bar{x}^2}{2\sigma_x^2}} \times \\
 & \left\{ \frac{1}{\sigma_x(1 + 2B\sigma_x^2)} \left[K_+ e^{\frac{K_+^2}{2}} \Phi(-K_+) + K_- e^{\frac{K_-^2}{2}} \Phi(K_-) \right] \right. \\
 & \left. - \frac{\bar{x}}{\sigma_x^2 \sqrt{1 + 2B\sigma_x^2}} \left[e^{\frac{K_+^2}{2}} \Phi(-K_+) + e^{\frac{K_-^2}{2}} \Phi(K_-) \right] \right\} \quad (14)
 \end{aligned}$$

On tabule les fonctions U , V et W , ce qui ne nécessite pas un long temps de calcul, du fait des nombreux termes semblables qui figurent dans les équations (10), (12) et (14). Il est alors très simple de combiner les deux champs, en calculant tout d'abord \bar{x} et σ_x , en cherchant ensuite les valeurs correspondantes des fonctions U , V et W par interpolation bilinéaire dans les tables respectives, enfin en calculant le niveau moyen du champ somme à l'aide de l'équation (4) de la variance, soit:

$$\langle f^2 \rangle - \langle f \rangle^2 = \frac{1}{4} \sigma_x^2 + V(\bar{x}, \sigma_x) - [U(\bar{x}, \sigma_x)]^2 + (\sigma_1^2 - \sigma_2^2) W(\bar{x}, \sigma_x) \quad (15)$$

CHAPITRE 4

COUVERTURE

4.1 Définitions de la couverture pour la réception fixe, portable et mobile

4.1.1 Introduction

Des définitions sont nécessaires pour la couverture d'une station émettrice de télévision de Terre ou d'un groupe de ces stations. Ces définitions peuvent reposer essentiellement sur des critères techniques mais on doit pouvoir les utiliser facilement à des fins non techniques.

La remarque qui précède est valable pour les émissions de télévision analogique tout autant que pour les émissions numériques. Toutefois, le cas des stations analogiques est relativement facile à traiter car la ligne qui définit le bord d'une zone de couverture est assez «floue» et il est inutile de localiser cette ligne avec trop de précision dans une zone quelle qu'elle soit. En fait, dans de nombreux cas, il n'est pas vraiment possible d'être précis.

Dans le service de télévision numérique, les couvertures sont caractérisées par un passage extrêmement rapide d'une réception presque parfaite à l'absence totale de réception. Il est donc beaucoup plus délicat de définir les zones qui seront couvertes et celles qui ne le seront pas. Or, du fait de ce passage très rapide dans le système DVB-T, on a une augmentation des coûts si l'objectif de couverture dans une petite zone (de 100 m × 100 m, par exemple) est fixé trop haut. Il en est ainsi parce qu'il est nécessaire, soit d'augmenter les puissances d'émission, soit de mettre en oeuvre un plus grand nombre d'émetteurs pour pouvoir garantir la couverture des derniers pour cent des petites zones les plus mal desservies.

Pour cette raison, on définit comme étant «bonne» une couverture dans laquelle 95% des emplacements situés dans une petite zone sont couverts. Selon le même critère, on définit comme «acceptable» une couverture dans laquelle 70% des emplacements d'une petite zone sont couverts.

Les définitions ne visent pas à décrire la zone dans laquelle la couverture est réalisée dans les conditions du cas le plus défavorable. Elles donnent une description de la zone où une couverture «bonne» ou «acceptable» devrait être obtenue dans des conditions pratiques représentatives.

Il faut se rappeler que, dans une situation donnée, il pourrait être possible d'améliorer la réception:

- en trouvant un meilleur emplacement pour l'antenne de réception;
- en utilisant une antenne de réception (plus) directive ayant un gain plus élevé;
- en utilisant un amplificateur avec antenne à faible bruit (dans le cas de la réception sur antenne fixe).

4.1.1.1 Réception sur antenne fixe

La réception sur antenne fixe est définie comme la réception dans laquelle on utilise une antenne réceptrice directive montée au niveau des toits.

On fait l'hypothèse que l'on se trouve dans les conditions de réception quasi optimales (dans un volume relativement petit sur le toit) lorsque l'antenne est installée.

Dans le calcul du champ pour la réception sur antenne fixe, on considère comme représentative une hauteur d'antenne de réception de 10 m au-dessus du niveau du sol.

4.1.2 Réception sur antenne portative

On a les définitions suivantes pour la réception sur antenne portative:

- classe A (à l'extérieur des bâtiments): réception dans laquelle un récepteur portatif avec antenne rapportée ou incorporée est utilisé à l'extérieur d'un bâtiment à une hauteur d'au moins 1,5 m au-dessus du niveau du sol;
- classe B (rez-de-chaussée, à l'intérieur): réception dans laquelle un récepteur portatif avec antenne rapportée ou incorporée est utilisé dans une pièce à l'intérieur d'un bâtiment, à une hauteur d'au moins 1,5 m au-dessus du niveau du sol:
 - au rez-de-chaussée;
 - avec la présence d'une fenêtre percée dans un mur de façade.

La réception sur antenne portative à l'intérieur des bâtiments, au premier étage ou aux étages plus élevés, sera considérée comme une réception de classe B, moyennant des corrections appliquées au niveau des signaux. Toutefois, il est vraisemblable que la réception au rez-de-chaussée sera le mode de réception le plus répandu.

Dans les deux catégories A et B définies ci-dessus, on fait les hypothèses suivantes:

- on trouvera les conditions de réception optimales en déplaçant l'antenne de 0,5 m au maximum dans n'importe quelle direction;
- le récepteur portatif n'est pas déplacé pendant la réception, ni les objets de grande taille situés près du récepteur;
- il n'est pas tenu compte des cas extrêmes, par exemple la réception dans des locaux complètement blindés.

4.1.3 Réception mobile

La réception mobile est définie comme la réception dans laquelle on utilise une antenne non directive montée au niveau du toit d'un véhicule en mouvement.

S'agissant des effets locaux de la réception, on considère que le facteur prédominant est constitué par les marges de protection contre les évanouissements dans des canaux du type Rayleigh. Ces marges dépendent de la fréquence et de la vitesse du véhicule. Leur valeur est donnée par la différence entre les rapports C/N requis respectivement pour un canal de type gaussien et pour un canal de type Rayleigh.

Concernant les autres marges, on peut leur donner les mêmes valeurs que pour la réception sur antenne portative à l'extérieur des bâtiments.

On trouvera dans le Tableau 4.1 les spécifications adoptées au Japon pour la réception sur antenne portative dans chacune des bandes.

TABLEAU 4.1
Réception mobile

	Bande	Bande	Bande	Bande
	65 MHz	200 MHz	500 MHz	800 MHz
Gain dû à la hauteur ⁽¹⁾	-10 dB	-10 dB	-12 dB	-12 dB
Gain d'antenne	-2,2 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Directivité de l'antenne	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Pertes dans la ligne d'alimentation	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Marges de protection contre les évanouissements	10,8 dB ⁽²⁾	8,8 dB ⁽²⁾	4 dB ⁽²⁾	4 dB ⁽²⁾
Champ perturbateur	7 dB	7 dB	7 dB	7 dB

(1) Pour une antenne de réception placée à 1,5 m au-dessus du niveau du sol

(2) Valeurs pour MDP-4-D: $r = 1/2$.

4.1.4 Zone de couverture

On procède par trois niveaux pour définir la zone de couverture pour chaque condition de réception:

– **Niveau 1: Emplacement de réception**

La plus petite unité est un emplacement de réception: les conditions de réception sont indiquées dans les § 4.1.2 à 4.1.4.

Un emplacement de réception est considéré comme étant couvert si le niveau du signal utile est suffisamment élevé pour surmonter le bruit et le brouillage pendant un pourcentage de temps donné. Une valeur égale à 99% du temps est recommandée.

– **Niveau 2: Couverture d'une petite zone**

Le deuxième niveau est celui d'une «petite zone» (dimensions types 100 m × 100 m).

Dans cette petite zone, le pourcentage d'emplacements couverts est indiqué.

La couverture de cette petite zone est classée comme suit:

«**Bonne**» si 95% au moins des emplacements de réception dans cette zone sont couverts;

«**Acceptable**» si 70% au moins des emplacements de cette zone sont couverts.

– **Niveau 3: Zone de couverture**

La zone de couverture d'un émetteur ou d'un groupe d'émetteurs est constituée par la somme des diverses petites zones dans lesquelles un pourcentage de couverture donné (70% ou 95%) est réalisé.

4.1.5 Exemples d'usage de la pratique

Dans le cas où l'on a besoin de définitions simplifiées de la couverture d'un émetteur, une expression telle que «zone à l'intérieur de laquelle on s'attend à une réception satisfaisante sur antenne fixe» équivaut à:

- zone de couverture pour un émetteur ou un groupe d'émetteurs;
- 95% au moins des emplacements de réception situés dans chaque petite zone incluse sont couverts;
- réception sur antenne fixe.

De la même façon, l'expression «zone à l'intérieur de laquelle on s'attend à une réception acceptable en classe B sur antenne portable» équivaut à:

- zone de couverture pour un émetteur ou un groupe d'émetteurs;
- 70% au moins des emplacements de réception en rez-de-chaussée (à l'intérieur des bâtiments) dans chaque petite zone incluse sont couverts;
- réception sur antenne portable.

4.2 Antennes de réception

4.2.1 Réception sur antenne fixe

On trouvera dans la Recommandation UIT-R BT.419 les diagrammes d'antenne (directivité) à utiliser pour la planification de la télévision numérique.

Le tableau suivant donne les gains d'antenne (par rapport à un doublet demi-onde) utilisés pour déterminer la valeur médiane minimale du niveau des signaux utiles (voir le § 5.2.1):

65 MHz	200 MHz	500 MHz	800 MHz
3 dB	7 dB	10 dB	12 dB

On considère que ces valeurs sont des minima réalistes.

A l'intérieur de toute bande de fréquences, il est possible de prendre en compte la variation du gain d'antenne en fonction de la fréquence en ajoutant un terme de correction:

$$\text{Corr} = 10 \log (F_A/F_R)$$

où:

F_A : fréquence considérée;

F_R : fréquence de référence correspondante indiquée plus haut.

4.2.1.1 Pertes dans les lignes d'alimentation

Ces pertes, utilisées pour déterminer la valeur médiane minimale du niveau des signaux utiles (voir le § 5.2.1), sont les suivantes:

65 MHz	250 MHz	500 MHz	800 MHz
1 dB	2 dB	3 dB	5 dB

4.2.2 Réception sur antenne portative

4.2.2.1 Remarques générales

Les conditions de la réception sur antenne portative diffèrent des conditions de la réception sur antenne fixe aux points de vue suivants:

- absence de gain et de directivité de l'antenne de réception;
- moins de pertes dans les lignes d'alimentation;
- en général, hauteur de réception plus petite;
- affaiblissement à la pénétration dans les bâtiments, en cas de réception à l'intérieur.

On a admis par hypothèse qu'un récepteur portatif et un récepteur à antenne fixe ont le même facteur de bruit: 7 dB.

D'après les indications données dans les paragraphes qui suivent, on peut admettre que le gain d'une antenne de réception portative est de -2,2 dB en ondes métriques, et 0 dB en ondes décimétriques. Pour ces deux bandes de fréquences, on peut admettre que les pertes dans les lignes d'alimentation sont de 0 dB. Ces valeurs ont été utilisées pour déterminer la valeur médiane minimale du niveau des signaux utiles (voir le § 5.3.1).

4.2.2.2 Eléments de la réception sur antenne portative

4.2.2.2.1 Variations du niveau du signal

4.2.2.2.1.1 Généralités

Dans les variations du champ, on distingue les variations à macroéchelle (macrovariations) et les variations à microéchelle (microvariations). Les premières concernent des zones dont les dimensions linéaires vont de 10 m à 100 m, et au-delà; elles sont causées principalement par des effets d'occultation et par des réflexions dues à la propagation par trajets multiples à partir d'objets éloignés. Les microvariations, qui concernent des zones dont les dimensions sont de l'ordre d'une longueur d'onde, sont causées principalement par des réflexions dues à la propagation par trajets multiples à partir d'objets rapprochés. On peut admettre que, dans le cas de la réception sur antenne portative, il est possible d'optimiser la position de l'antenne dans la limite d'une longueur d'onde; dans ces conditions, les microvariations n'ont guère d'influence dans la planification. Un autre moyen de remédier à ces variations consiste à utiliser un récepteur fonctionnant avec diversité d'antenne.

Les macrovariations du champ sont très importantes pour l'évaluation de la couverture. En général, on devra prévoir comme objectif un pourcentage de couverture élevé, afin de compenser la grande vitesse d'extinction des signaux de télévision numérique.

4.2.2.2.1.2 Microvariations

Des mesures effectués à Eindhoven (Pays-Bas) ont montré que l'écart type de la distribution du champ à microéchelle est d'environ 3 dB. Cette valeur a été confirmée par des mesures faites au Royaume-Uni. Cela étant, on a les valeurs suivantes pour les microvariations en fonction des emplacements:

Objectif de couverture	Variation en fonction des emplacements
>95%	5 dB
>70%	1,5 dB

4.2.2.2.1.3 Macrovariations à l'extérieur des bâtiments

La Recommandation UIT-R P.370 donne 5,5 dB comme valeur de l'écart type pour les signaux à large spectre. Cette valeur est utilisée ici pour déterminer la variation en fonction des emplacements à l'extérieur des bâtiments.

On a donc les valeurs suivantes pour les macrovariations en fonction des emplacements:

Objectif de couverture	Variation en fonction des emplacements
>95%	9 dB
>70%	2,9 dB

4.2.2.2.1.4 Macrovariations à l'intérieur des bâtiments

Le facteur de variation à l'intérieur des bâtiments est la résultante de la variation à l'extérieur et du facteur de variation correspondant à l'affaiblissement dû au bâtiment (voir le § 4.2.2.4).

4.2.2.3 Affaiblissement de surélévation

Pour la réception sur antenne portative, la hauteur d'antenne de 10 m au-dessus du niveau du sol généralement adoptée pour la planification ne correspond pas à la réalité. Il faut introduire un facteur de correction pour une antenne placée près du niveau du sol. C'est la raison pour laquelle on s'est placé dans l'hypothèse d'une antenne de réception installée à 1,5 m au-dessus du niveau du sol (à l'extérieur) ou au-dessus du niveau de l'étage (à l'intérieur).

Dans la méthode de prévision de la propagation décrite par la Recommandation UIT-R P.370, l'antenne de réception est placée à une hauteur de 10 m. Afin de corriger les valeurs de prévision pour une hauteur de réception de 1,5 m au-dessus du niveau du sol, on a introduit un facteur appelé «affaiblissement dû à la hauteur». Des mesures faites aux Pays-Bas en ondes décimétriques ont mis en évidence un affaiblissement de 12 dB dû à la hauteur. Le Rapport UIT-R BS.1203 donne la valeur 10 dB pour les bandes d'ondes métriques.

4.2.2.4 Affaiblissement à la pénétration dans les bâtiments

4.2.2.4.1 Remarques générales

La réception de télévision sur antenne portative se fait à l'extérieur et à l'intérieur des bâtiments. A l'intérieur, le champ est affaibli de façon non négligeable, d'une quantité qui dépend des matériaux et du mode de construction de l'édifice. On peut s'attendre à une large gamme de valeurs de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments.

La valeur moyenne de cet affaiblissement est la différence (dB) entre le champ moyen à l'intérieur d'un bâtiment, à une hauteur donnée au-dessus du niveau du sol, et le champ moyen à l'extérieur du même bâtiment, à la même hauteur au-dessus du niveau du sol.

4.2.2.4.2 Mesures en ondes métriques

Le Rapport UIT-R BS.1203 donne les résultats de mesures effectuées au Royaume-Uni en ondes métriques pour étudier la réception des signaux de T-DAB dans les bâtiments. Ces résultats indiquent 8 dB comme valeur médiane de l'affaiblissement à la pénétration dans les bâtiments, avec un écart type de 3 dB.

4.2.2.4.3 Mesures en ondes décimétriques

Aux Pays-Bas, on a fait des mesures en émettant un signal MRFO ayant une largeur de spectre de 8 MHz et contenant 512 porteuses. Ces mesures ont été faites sur des échantillons, avec un récepteur ayant une bande passante de 12 kHz qui couvrait le canal en plusieurs échelons.

On mesurait le niveau du signal en fonction de microvariations, à l'intérieur et à l'extérieur.

On estime que la valeur de $V_{10\%}$, qui représente la puissance du signal à spectre étroit reçu dépassée en 10% des emplacements, est très étroitement liée au niveau du signal à large spectre reçu. Il semble par conséquent que les valeurs de $V_{10\%}$ pour l'intérieur, pour l'extérieur et pour les sites de mesure de référence à 10 m soient celles qui conviennent le mieux pour le calcul de l'affaiblissement et du gain.

Il apparaît que la valeur médiane $M(V_{10\%}(\text{extérieur})/V_{10\%}(\text{intérieur}))$, qui pourrait être une mesure adéquate pour l'affaiblissement à la pénétration dans les bâtiments, est de l'ordre de 6 dB. On estime que l'écart type est d'environ 6 dB.

D'autres mesures effectuées aux Pays-Bas avec émission d'un signal de 7 MHz et un récepteur ayant une bande passante de 7 MHz indiquent que l'affaiblissement à la pénétration dans les bâtiments est de l'ordre de 9 dB. Toutefois, ces mesures ont été faites dans un nombre limité d'emplacements. Les bâtiments construits en béton étaient relativement nombreux, c'est peut-être ce qui explique que la valeur médiane était un peu plus élevée.

On a fait également une estimation de l'influence des personnes qui se déplacent autour de l'antenne de réception. Les variations de niveau du signal (valeur à 10% et 90%) s'échelonnaient entre +2,6 dB et -2,6 dB. Ces variations sont relativement petites et il ne semble pas nécessaire d'en tenir compte dans la planification.

Plusieurs autres mesures ont été faites aux Pays-Bas pour déterminer:

- l'influence exercée par un mur humide;
- la variation dans le temps du signal reçu, pendant une période de 11 jours sur un trajet court.

Il est apparu qu'aucun de ces deux paramètres n'avait une influence notable sur le signal reçu.

4.2.2.4.4 Valeurs de l'affaiblissement à la pénétration dans les bâtiments aux fins de la planification

Jusqu'à ce que l'on dispose de valeurs plus sûres, on adoptera les valeurs suivantes pour cet affaiblissement, aux fins de la planification:

Bande	Valeur médiane	Ecart type
Ondes métriques	8 dB	3 dB
Ondes décimétriques	7 dB	6 dB

De toute façon, l'affaiblissement à la pénétration dans les bâtiments ne prend pas de valeurs négatives.

4.2.2.4.5 Distribution en fonction des emplacements à l'intérieur des bâtiments

Le facteur de variation à l'intérieur des bâtiments est la résultante de la variation à l'extérieur et du facteur de variation correspondant à l'affaiblissement dû au bâtiment. On estime que ces distributions ne sont pas corrélées. Il est donc possible de calculer l'écart type de la distribution du champ à l'intérieur en prenant la racine carrée de la somme des carrés des écarts types individuels. En ondes métriques, où les écarts types à macroéchelle sont respectivement de 5,5 dB et 3 dB, la valeur combinée est de 6,3 dB. En ondes décimétriques, les valeurs correspondantes sont 5,5 dB, 6,2 dB et 8,3 dB.

Cela étant, la macrovariation en fonction des emplacements à l'intérieur est, en ondes métriques:

Objectif de couverture	Variation en fonction des emplacements
>95%	10 dB
>70%	3 dB

et en ondes décimétriques:

Objectif de couverture	Variation en fonction des emplacements
>95%	14 dB
>70%	4 dB

Comme indiqué dans le Chapitre 3, dans le processus de prévision du champ total, il faut tenir compte de la variation en fonction des emplacements et de la différence entre les valeurs de prévision et les valeurs mesurées.

4.2.2.5 Propriétés des antennes de réception portatives

4.2.2.5.1 Remarques générales

Avec une antenne montée sur un toit utilisée pour la réception fixe, on peut s'attendre à avoir un gain d'environ 10 à 12 dB en ondes décimétriques. Dans le cas d'un récepteur portatif, il est probable que l'antenne sera très courte, du type incorporé et, dans le cas extrême, avec un gain de -20 dB; ou, au mieux, du type orientable monté sur le récepteur, avec un gain de quelques décibels (en ondes décimétriques).

Pour les besoins de la planification, on se place dans les hypothèses suivantes: l'antenne d'un récepteur portatif est équidirective et son gain est de 0 dB en ondes décimétriques et de $-2,2$ dB en ondes métriques. On peut supposer qu'un récepteur portatif fonctionne avec 0 dB de pertes dans la ligne d'alimentation. A titre de référence, on notera qu'une antenne montée sur un toit sera reliée à un récepteur par un câble d'alimentation dans lequel les pertes sont comprises entre 3 et 5 dB en ondes décimétriques. Ces valeurs peuvent paraître élevées pour des lignes d'alimentation relativement courtes, mais il faut prévoir une certaine marge pour les effets du vieillissement de ces lignes (par exemple, corrosion de l'écran de blindage en cuivre).

4.2.2.5.2 Mesures sur les antennes intérieures

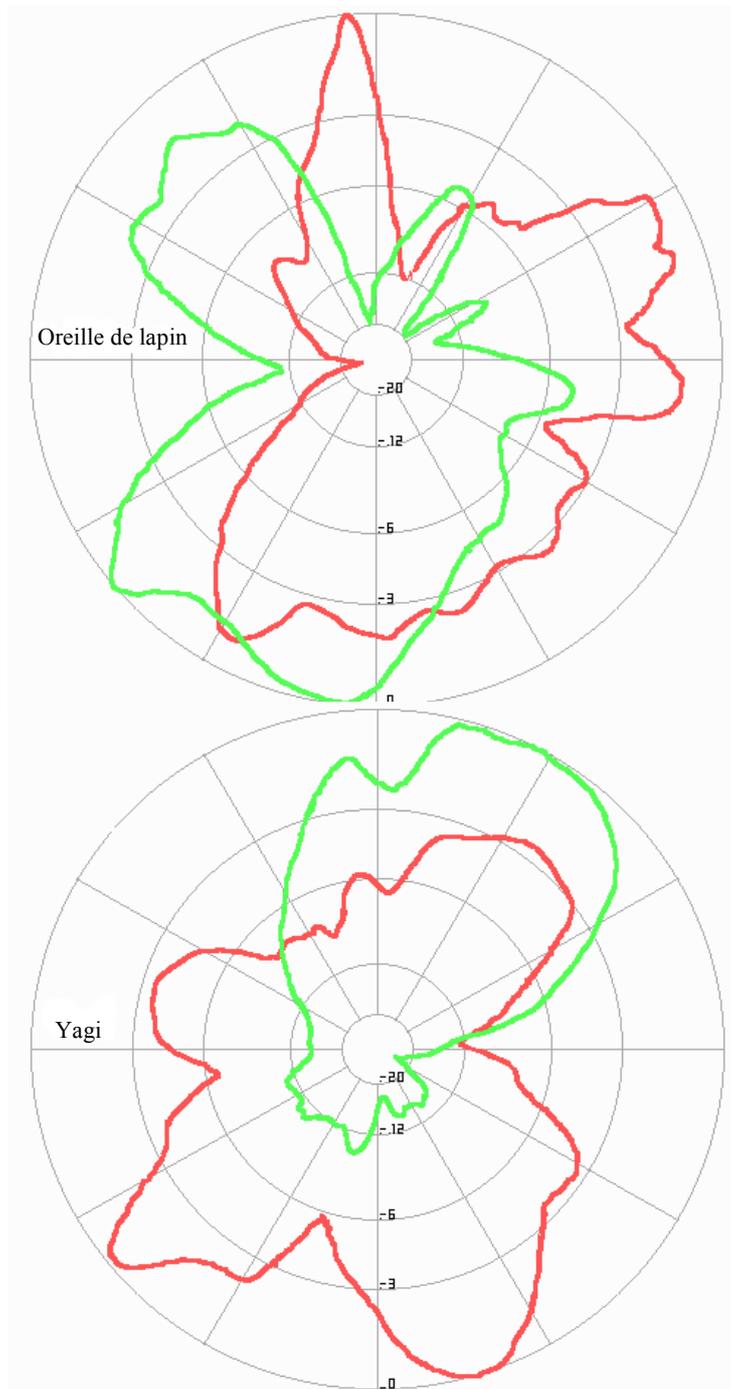
Des mesures ont été faites aux Pays-Bas pour étudier la directivité des antennes montées sur les récepteurs, dans les conditions de la pratique. Le choix s'est porté sur une antenne en «oreilles de lapin» et deux antennes Yagi à cinq éléments, de qualité moyenne. Les résultats ont montré que le gain et la directivité dépendent beaucoup de la fréquence et de l'emplacement.

Le gain variait entre -15 et $+3$ dB environ pour les Yagi, et entre -10 et -4 dB environ pour l'antenne en «oreilles de lapin».

Pour les mesures de directivité, les antennes étaient placées dans un local, près d'un mur, pour reproduire les conditions de la pratique. Les diagrammes de rayonnement variaient considérablement avec la fréquence.

La conclusion est que, dans les conditions de la pratique, l'antenne doit être orientée de manière à recueillir le signal le plus fort, plutôt que dans la direction de l'émetteur (pour autant que l'on connaisse cette direction).

Les Fig. 4.1 et 4.2 donnent des exemples de diagrammes pour les deux types d'antennes considérées, placées contre un mur. Ces diagrammes ont été mesurés aux Pays-Bas.



DTTB-04142

FIGURES 4.1 et 4.2

Exemples de diagrammes d'antennes intérieures

Des mesures effectuées par la BBC sur deux antennes intérieures du commerce ont donné de meilleurs résultats. Ces antennes avaient un gain compris entre 5 et 6 dB sur toute la largeur des bandes IV et V.

CHAPITRE 5

NIVEAUX MÉDIANS MINIMA DES SIGNAUX UTILES

5.1 Généralités

Les niveaux de signal minima qui sont nécessaires pour surmonter le bruit – généralement exprimés sous la forme de la puissance minimale à l'entrée du récepteur ou de la tension équivalente minimale correspondante à l'entrée du récepteur – ne tiennent aucun compte des effets dus à la propagation. Or, il est nécessaire de tenir compte de ces effets lorsque l'on considère la réception de la télévision dans un environnement réel.

Au § 3.3.2 et dans le Chapitre 4, il est indiqué que, en raison du passage très rapide d'une réception presque parfaite à l'absence totale de réception, il faut que la valeur minimale requise du niveau des signaux soit obtenue dans un grand pourcentage d'emplacements. Ces pourcentages ont été fixés à 95 pour une «bonne» réception et à 70 pour une réception «acceptable». On peut déterminer la valeur médiane minimale des niveaux des signaux, compte tenu des éléments caractéristiques de la propagation, pour faire en sorte que les minima soient obtenus au pourcentage spécifié d'emplacements.

Les valeurs médianes minimales des niveaux des signaux sont calculées pour:

- trois conditions de réception différentes:
 - réception sur antenne fixe;
 - réception à l'extérieur des bâtiments sur antenne portative;
 - réception à l'intérieur des bâtiments, au rez-de-chaussée, sur antenne portative;
- quatre fréquences représentant la Bande I, la Bande III, la Bande IV et la Bande V:
 - 65 MHz;
 - 200 MHz;
 - 500 MHz;
 - 800 MHz;
- cinq valeurs représentatives du rapport C/N :
 - 2 dB;
 - 8 dB;
 - 14 dB;
 - 20 dB;
 - 26 dB.

Les valeurs représentatives de C/N sont utilisées pour ces exemples. On peut obtenir des résultats pour toute variante de système en procédant par interpolation entre les valeurs représentatives applicables.

Toutes les valeurs médianes minimales du champ équivalent présentées dans ce chapitre se rapportent à la couverture obtenue avec un seul émetteur et non avec des réseaux à fréquence unique, dans lesquels il y aurait plus d'une contribution au signal utile. Cette question est traitée plus en détail dans le Chapitre 6.

On utilise les formules suivantes pour calculer la puissance surfacique médiane minimale ou le champ équivalent nécessaire pour que les niveaux de signal minima soient obtenus au pourcentage requis d'emplacements:

pour la réception sur antenne fixe (Tableau 5.1 à 5.4):

$$\Phi_{min} = P_{s\ min} - A_a + L_f$$

$$\Phi_{med} = \Phi_{min} + P_{mnn} + C_l$$

pour la réception sur antenne portative à l'extérieur des bâtiments (classe A) (Tableaux 5.5 à 5.8):

$$\Phi_{min} = P_{s\ min} - A_a$$

$$\Phi_{med} = \Phi_{min} + P_{mnn} + C_l + L_h$$

pour la réception sur antenne portative à l'intérieur des bâtiments, au rez-de-chaussée (classe B) (Tableaux 5.9 à 5.12):

$$\Phi_{min} = P_{s\ min} - A_a$$

$$\Phi_{med} = \Phi_{min} + P_{mnn} + C_l + L_h + L_b$$

en général:

$$E_{min} = \Phi_{min} + 120 + 10 \log (120\pi) = \Phi_{min} + 145,8$$

$$E_{med} = \Phi_{med} + 120 + 10 \log (120\pi) = \Phi_{med} + 145,8$$

C/N : rapport signal RF/bruit nécessaire pour le système (dB)

Φ_{min} : puissance surfacique minimum à l'emplacement de réception (dB(W/m²))

E_{min} : champ minimum équivalent à l'emplacement de réception (dB(μV/m))

L_f : affaiblissement dans la ligne d'alimentation (dB)

L_h : affaiblissement dû à la hauteur (entre 10 m et 1,5 m au-dessus du niveau du sol) (dB)

L_b : affaiblissement à la pénétration dans le bâtiment (dB)

P_{mnn} : marge pour bruit artificiel (dB)

C_l : facteur de correction pour les emplacements (dB)

Φ_{med} : valeur médiane minimum de la puissance surfacique, valeur de planification (dB(W/m²))

E_{med} : valeur médiane minimum du champ équivalent (dB(μV/m))

A_a : ouverture équivalente d'antenne (dBm²)

$P_{s\ min}$: puissance minimum à l'entrée du récepteur (dBW)

Pour le calcul du facteur de correction pour les emplacements, C_l , on admet que la distribution du signal reçu est la distribution log-normale. On notera que cet écart type concerne uniquement la statistique des emplacements et qu'il n'est pas tenu compte des incertitudes propres à la méthode de prévision de la propagation. Il pourra être nécessaire de réévaluer le facteur de correction pour les emplacements à mesure que les informations disponibles s'accroîtront.

Le facteur de correction pour les emplacements est donné par la formule:

$$C_l = \mu * \sigma$$

où:

μ : facteur de distribution, égal à 0,52 pour 70% et à 1,64 pour 95%;

σ : écart type, pris égal à 5,5 dB pour la réception à l'extérieur des bâtiments.

Le § 4.2.2.4.4 donne des valeurs de σ correspondant à la réception à l'intérieur des bâtiments.

Dans les études de planification pour la réception sur antenne portative, on considère par hypothèse un récepteur capable de traiter des signaux à large spectre. La valeur du rapport C/N nécessaire sera modérée et pourra même s'abaisser jusqu'à 2 dB pour un système particulièrement robuste. Toutefois, dans le cas des services multicanaux, il pourra être nécessaire d'utiliser des récepteurs équipés d'une antenne simple. Dans la pratique, les possibilités de réception, sur antenne portative, de signaux transmis avec de grands débits binaires et nécessitant un rapport C/N compris entre 20 et 26 dB seront très limitées, cela parce qu'il faudra un niveau de signal élevé pour surmonter le bruit.

Aux fins de ces études, on admet qu'un récepteur portatif et un récepteur fixe ont le même facteur de bruit, soit 7 dB.

5.2 Réception sur antenne fixe

Le § 4.2 donne des diagrammes d'antenne et des valeurs de gain utilisés pour déterminer la valeur médiane minimum des signaux utiles dans le cas de la réception sur antenne fixe.

5.2.1 Valeurs médianes minima de la puissance surfacique et du champ équivalent

Les tableaux qui suivent donnent les valeurs médianes minima de la puissance surfacique et du champ équivalent pour une probabilité de couverture des emplacements de 70% et 95%, dans les Bandes I, III, IV et V. Ces valeurs sont rapportées à la puissance surfacique minimum et au champ équivalent minimum à l'emplacement de réception. Pour les Bandes I et III, on a inclus une marge pour tenir compte du bruit artificiel.

TABLEAU 5.1

Valeur médiane minimum de la puissance surfacique et valeur médiane minimum du champ équivalent dans la Bande I pour une probabilité de couverture des emplacements de 70% et 95%, réception sur antenne fixe

Condition de réception: Antenne fixe, Bande I

Fréquence	f (MHz)	65				
Rapport C/N minimum nécessaire pour le système	(dB)	2	8	14	20	26
Puissance min. du signal à l'entrée du récepteur	$P_{s\ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tension équivalente min. à l'entrée du récepteur, 75 Ω	$U_{s\ min}$ (dB(μ V))	13	19	25	31	37
Affaiblissement dans la ligne d'alimentation	L_f (dB)	1				
Gain de l'antenne par rapport à un doublet demi-onde	G_D (dB)	3				
Ouverture d'antenne équivalente	A_a (dBm ²)	7,4				
Puissance surfacique min. à l'emplacement du récepteur	ϕ_{min} (dB(W/m ²))	-132,6	-126,6	-120,6	-114,6	-108,6
Champ équivalent min. à l'emplacement du récepteur	E_{min} (dB(μ V/m))	13	19	25	31	37
Marge pour le bruit artificiel	P_{mmn} (dB)	6				

Probabilité de couverture des emplacements: 70%

Facteur de correction pour les emplacements	C_l (dB)	2,9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-123,7	-117,7	-111,7	-105,7	-99,7
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	E_{med} (dB(μ V/m))	22	28	34	40	46

Probabilité de couverture des emplacements: 95%

Facteur de correction pour les emplacements	C_l (dB)	9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-117,6	-111,6	-105,6	-99,6	-93,6
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	E_{med} (dB(μ V/m))	28	34	40	46	52

Pour les canaux de 7 MHz, on retranche 0,6 dB des valeurs données dans le tableau ci-dessus pour la puissance du signal d'entrée, la puissance surfacique et le champ.

TABLEAU 5.2

Valeur médiane minimum de la puissance surfacique et valeur médiane minimum du champ équivalent dans la Bande III pour une probabilité de couverture des emplacements de 70% et 95%, réception sur antenne fixe

Condition de réception: Antenne fixe, Bande III

Fréquence	f (MHz)	200				
Rapport C/N minimum nécessaire pour le système	(dB)	2	8	14	20	26
Puissance min. du signal à l'entrée du récepteur	$P_{s\ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tension équivalente min. à l'entrée du récepteur, 75 Ω	$U_{s\ min}$ (dB(μ V))	13	19	25	31	37
Affaiblissement dans la ligne d'alimentation	L_f (dB)	2				
Gain de l'antenne par rapport à un doublet demi-onde	G_D (dB)	7				
Ouverture d'antenne équivalente	A_a (dBm ²)	1,7				
Puissance surfacique min. à l'emplacement du récepteur	ϕ_{min} (dB(W/m ²))	-125,9	-119,9	-113,9	-107,9	-101,9
Champ équivalent min. à l'emplacement du récepteur	E_{min} (dB(μ V/m))	20	26	32	38	44
Marge pour le bruit artificiel	P_{mmn} (dB)	1				

Probabilité de couverture des emplacements: 70%

Facteur de correction pour les emplacements	C_l (dB)	2,9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-122	-116	-110	-104	-98
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	E_{med} (dB(μ V/m))	24	30	36	42	48

Probabilité de couverture des emplacements: 95%

Facteur de correction pour les emplacements	C_l (dB)	9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-115,9	-109,9	-103,9	-97,9	-91,9
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	E_{med} (dB(μ V/m))	30	36	42	48	54

Pour les canaux de 7 MHz, on retranche 0,6 dB des valeurs données dans le tableau ci-dessus pour la puissance du signal d'entrée, la puissance surfacique et le champ.

TABLEAU 5.3

Valeur médiane minimum de la puissance surfacique et valeur médiane minimum du champ équivalent dans la Bande IV pour une probabilité de couverture des emplacements de 70% et 95%, réception sur antenne fixe

Condition de réception: Antenne fixe, Bande IV

Fréquence	f (MHz)	500				
Rapport C/N minimum nécessaire pour le système	(dB)	2	8	14	20	26
Puissance min. du signal à l'entrée du récepteur	$P_s \text{ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tension équivalente min. à l'entrée du récepteur, 75 Ω	$U_s \text{ min}$ (dB(μ V))	13	19	25	31	37
Affaiblissement dans la ligne d'alimentation	L_f (dB)	3				
Gain de l'antenne par rapport à un doublet demi-onde	G_D (dB)	10				
Ouverture d'antenne équivalente	A_a (dBm ²)	-3,3				
Puissance surfacique min. à l'emplacement du récepteur	ϕ_{min} (dB(W/m ²))	-119,9	-113,9	-107,9	-101,9	-95,9
Champ équivalent min. à l'emplacement du récepteur	E_{min} (dB(μ V/m))	26	32	38	44	50
Marge pour le bruit artificiel	P_{mmn} (dB)	0				

Probabilité de couverture des emplacements: 70%

Facteur de correction pour les emplacements	C_l (dB)	2,9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-117	-111	-105	-99	-93
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	E_{med} (dB(μ V/m))	29	35	41	47	53

Probabilité de couverture des emplacements: 95%

Facteur de correction pour les emplacements	C_l (dB)	9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-110,9	-104,9	-98,9	-92,9	-86,9
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	E_{med} (dB(μ V/m))	35	41	47	53	59

TABLEAU 5.4

Valeur médiane minimum de la puissance surfacique et valeur médiane minimum du champ équivalent dans la Bande V pour une probabilité de couverture des emplacements de 70% et 95%, réception sur antenne fixe

Condition de réception: Antenne fixe, Bande V

Fréquence	f (MHz)	800				
Rapport C/N minimum nécessaire pour le système	(dB)	2	8	14	20	26
Puissance min. du signal à l'entrée du récepteur	$P_{s\ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tension équivalente min. à l'entrée du récepteur, 75 Ω	$U_{s\ min}$ (dB(μ V))	13	19	25	31	37
Affaiblissement dans la ligne d'alimentation	L_f (dB)	5				
Gain de l'antenne par rapport à un doublet demi-onde	G_D (dB)	12				
Ouverture d'antenne équivalente	A_a (dBm ²)	-5,4				
Puissance surfacique min. à l'emplacement du récepteur	ϕ_{min} (dB(W/m ²))	-115,8	-109,8	-103,8	-97,8	-91,8
Champ équivalent min. à l'emplacement du récepteur	E_{min} (dB(μ V/m))	30	36	42	48	54
Marge pour le bruit artificiel	P_{mmn} (dB)	0				

Probabilité de couverture des emplacements: 70%

Facteur de correction pour les emplacements	C_l (dB)	2,9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-112,9	-106,9	-100,9	-94,9	-88,9
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	E_{med} (dB(μ V/m))	33	39	45	51	57

Probabilité de couverture des emplacements: 95%

Facteur de correction pour les emplacements	C_l (dB)	9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-106,8	-100,8	-94,8	-88,8	-82,8
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	E_{med} (dB(μ V/m))	39	45	51	57	63

5.3 Réception sur antenne portative

Le § 4.2.2 traite du gain d'antenne et des pertes dans les lignes d'alimentation pour la réception sur antenne portative.

5.3.1 Valeurs médianes minima de la puissance surfacique et du champ équivalent

Les tableaux qui suivent donnent les valeurs médianes minima de la puissance surfacique et du champ équivalent pour une probabilité de couverture des emplacements de 70% et 95%, dans les Bandes I, III, IV et V.

TABLEAU 5.5

Valeur médiane minimum de la puissance surfacique et valeur médiane minimum du champ équivalent dans la Bande I pour une probabilité de couverture des emplacements de 70% et 95%, réception sur antenne portative à l'extérieur

Condition de réception: Antenne portative à l'extérieur (classe A), Bande I

Fréquence	f (MHz)	65				
Rapport C/N minimum nécessaire pour le système	(dB)	2	8	14	20	26
Puissance min. du signal à l'entrée du récepteur	$P_s \text{ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tension équivalente min. à l'entrée du récepteur, 75 Ω	$U_s \text{ min}$ (dB(μ V))	13	19	25	31	37
Gain de l'antenne par rapport à un doublet demi-onde	G_D (dB)	-2,2				
Ouverture d'antenne équivalente	A_a (dBm ²)	2,2				
Puissance surfacique min. à l'emplacement du récepteur	ϕ_{min} (dB(W/m ²))	-128,4	-122,4	-116,4	-110,4	-104,4
Champ équivalent min. à l'emplacement du récepteur	E_{min} (dB(μ V/m))	17	23	29	35	41
Marge pour le bruit artificiel	P_{mmn} (dB)	6				
Affaiblissement dû à la hauteur	L_h (dB)	10				

Probabilité de couverture des emplacements: 70%

Facteur de correction pour les emplacements	C_l (dB)	2,9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-109,5	-103,5	-97,5	-91,5	-85,5
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	E_{med} (dB(μ V/m))	36	42	48	54	60

Probabilité de couverture des emplacements: 95%

Facteur de correction pour les emplacements	C_l (dB)	9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-103,4	-97,4	-91,4	-85,4	-79,4
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	E_{med} (dB(μ V/m))	42	48	54	60	66

Pour les canaux de 7 MHz, on retranche 0,6 dB des valeurs données dans le tableau ci-dessus pour la puissance du signal d'entrée, la puissance surfacique et le champ.

TABLEAU 5.6

Valeur médiane minimum de la puissance surfacique et valeur médiane minimum du champ équivalent dans la Bande III pour une probabilité de couverture des emplacements de 70% et 95%, réception sur antenne portative à l'extérieur

Condition de réception: Antenne portative à l'extérieur (classe A), Bande III

Fréquence	f (MHz)	200				
Rapport C/N minimum nécessaire pour le système	(dB)	2	8	14	20	26
Puissance min. du signal à l'entrée du récepteur	$P_{s\ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tension équivalente min. à l'entrée du récepteur, 75 Ω	$U_{s\ min}$ (dB(μ V))	13	19	25	31	37
Gain de l'antenne par rapport à un doublet demi-onde	G_D (dB)	-2,2				
Ouverture d'antenne équivalente	A_a (dBm ²)	-7,5				
Puissance surfacique min. à l'emplacement du récepteur	φ_{min} (dB(W/m ²))	-118,7	-112,7	-106,7	-100,7	-94,7
Champ équivalent min. à l'emplacement du récepteur	E_{min} (dB(μ V/m))	27	33	39	45	51
Marge pour le bruit artificiel	P_{mmn} (dB)	1				
Affaiblissement dû à la hauteur	L_h (dB)	10				

Probabilité de couverture des emplacements: 70%

Facteur de correction pour les emplacements	C_l (dB)	2,9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	φ_{med} (dB(W/m ²))	-104,8	-98,8	-92,8	-86,8	-80,8
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	E_{med} (dB(μ V/m))	41	47	53	59	65

Probabilité de couverture des emplacements: 95%

Facteur de correction pour les emplacements	C_l (dB)	9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	φ_{med} (dB(W/m ²))	-98,7	-92,7	-86,7	-80,7	-74,7
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements	E_{med} (dB(μ V/m))	47	53	59	65	71

Pour les canaux de 7 MHz, on retranche 0,6 dB des valeurs données dans le tableau ci-dessus pour la puissance du signal d'entrée, la puissance surfacique et le champ.

TABLEAU 5.7

Valeur médiane minimum de la puissance surfacique et valeur médiane minimum du champ équivalent dans la Bande IV pour une probabilité de couverture des emplacements de 70% et 95%, réception sur antenne portative à l'extérieur

Condition de réception: Antenne portative à l'extérieur (classe A), Bande IV

Fréquence f (MHz)	500				
Rapport C/N minimum nécessaire pour le système (dB)	2	8	14	20	26
Puissance min. du signal à l'entrée du récepteur $P_{s\ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tension équivalente min. à l'entrée du récepteur, 75 Ω $U_{s\ min}$ (dB(μ V))	13	19	25	31	37
Gain de l'antenne par rapport à un doublet demi-onde G_D (dB)	0				
Ouverture d'antenne équivalente A_a (dBm ²)	-13,3				
Puissance surfacique min. à l'emplacement du récepteur φ_{min} (dB(W/m ²))	-112,9	-106,9	-100,9	-94,9	-88,9
Champ équivalent min. à l'emplacement du récepteur E_{min} (dB(μ V/m))	33	39	45	51	57
Marge pour le bruit artificiel P_{mmn} (dB)	0				
Affaiblissement dû à la hauteur L_h (dB)	12				

Probabilité de couverture des emplacements: 70%

Facteur de correction pour les emplacements C_l (dB)	2,9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements φ_{med} (dB(W/m ²))	-98	-92	-86	-80	-74
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements E_{med} (dB(μ V/m))	48	54	60	66	72

Probabilité de couverture des emplacements: 95%

Facteur de correction pour les emplacements C_l (dB)	9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements φ_{med} (dB(W/m ²))	-91,9	-85,9	-79,9	-73,9	-67,9
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements E_{med} (dB(μ V/m))	54	60	66	72	78

TABLEAU 5.8

Valeur médiane minimum de la puissance surfacique et valeur médiane minimum du champ équivalent dans la Bande V pour une probabilité de couverture des emplacements de 70% et 95%, réception sur antenne portative à l'extérieur

Condition de réception: Antenne portative à l'extérieur (classe A), Bande V

Fréquence f (MHz)	800				
Rapport C/N minimum nécessaire pour le système (dB)	2	8	14	20	26
Puissance min. du signal à l'entrée du récepteur $P_{s\ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tension équivalente min. à l'entrée du récepteur, 75 Ω $U_{s\ min}$ (dB(μ V))	13	19	25	31	37
Gain de l'antenne par rapport à un doublet demi-onde G_D (dB)	0				
Ouverture d'antenne équivalente A_a (dBm ²)	-17,4				
Puissance surfacique min. à l'emplacement du récepteur ϕ_{min} (dB(W/m ²))	-108,8	-102,8	-96,8	-90,8	-84,8
Champ équivalent min. à l'emplacement du récepteur E_{min} (dB(μ V/m))	37	43	49	55	61
Marge pour le bruit artificiel P_{mmn} (dB)	0				
Affaiblissement dû à la hauteur L_h (dB)	12				

Probabilité de couverture des emplacements: 70%

Facteur de correction pour les emplacements C_l (dB)	2,9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-93,9	-87,9	-81,9	-75,9	-69,9
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements E_{med} (dB(μ V/m))	52	58	64	70	76

Probabilité de couverture des emplacements: 95%

Facteur de correction pour les emplacements C_l (dB)	9				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-87,8	-81,8	-75,8	-69,8	-63,8
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements E_{med} (dB(μ V/m))	58	64	70	76	82

TABLEAU 5.9

Valeur médiane minimum de la puissance surfacique et valeur médiane minimum du champ équivalent dans la Bande I pour une probabilité de couverture des emplacements de 70% et 95%, réception sur antenne portative à l'intérieur, rez-de-chaussée

Condition de réception: Antenne portative à l'intérieur, rez-de-chaussée (classe B), Bande I

Fréquence f (MHz)	65				
Rapport C/N minimum nécessaire pour le système (dB)	2	8	14	20	26
Puissance min. du signal à l'entrée du récepteur $P_{s\ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tension équivalente min. à l'entrée du récepteur, 75 Ω $U_{s\ min}$ (dB(μ V))	13	19	25	31	37
Gain de l'antenne par rapport à un doublet demi-onde G_D (dB)	-2,2				
Ouverture d'antenne équivalente A_a (dBm ²)	2,2				
Puissance surfacique min. à l'emplacement du récepteur ϕ_{min} (dB(W/m ²))	-128,4	-122,4	-116,4	-110,4	-104,4
Champ équivalent min. à l'emplacement du récepteur E_{min} (dB(μ V/m))	17	23	29	35	41
Marge pour le bruit artificiel P_{mmn} (dB)	6				
Affaiblissement dû à la hauteur L_h (dB)	10				
Affaiblissement à la pénétration dans les bâtiments L_b (dB)	8				

Probabilité de couverture des emplacements: 70%

Facteur de correction pour les emplacements C_l (dB)	3				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-101,4	-95,4	-89,4	-83,4	-77,4
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements E_{med} (dB(μ V/m))	44	50	56	62	68

Probabilité de couverture des emplacements: 95%

Facteur de correction pour les emplacements C_l (dB)	10				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-94,4	-88,4	-82,4	-76,4	-70,4
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements E_{med} (dB(μ V/m))	51	57	63	69	75

NOTE 1 – Valeurs de prévision du champ équivalent médian minimum à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements:

- 5 dB au-dessous des valeurs indiquées si la réception doit se faire dans des salles du premier étage;
- 10 dB au-dessous des valeurs indiquées si la réception doit se faire dans des salles situées plus haut que le premier étage.

Pour les canaux de 7 MHz, on retranche 0,6 dB des valeurs données dans le tableau ci-dessus pour la puissance du signal d'entrée, la puissance surfacique et le champ.

TABLEAU 5.10

Valeur médiane minimum de la puissance surfacique et valeur médiane minimum du champ équivalent dans la Bande III pour une probabilité de couverture des emplacements de 70% et 95%, réception sur antenne portative à l'intérieur, rez-de-chaussée

Condition de réception: Antenne portative à l'intérieur, rez-de-chaussée (classe B), Bande III

Fréquence f (MHz)	200				
Rapport C/N minimum nécessaire pour le système (dB)	2	8	14	20	26
Puissance min. du signal à l'entrée du récepteur $P_{s\ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tension équivalente min. à l'entrée du récepteur, 75 Ω $U_{s\ min}$ (dB(μ V))	13	19	25	31	37
Gain de l'antenne par rapport à un doublet demi-onde G_D (dB)	-2,2				
Ouverture d'antenne équivalente A_a (dBm ²)	-7,5				
Puissance surfacique min. à l'emplacement du récepteur ϕ_{min} (dB(W/m ²))	-118,7	-112,7	-106,7	-100,7	-94,7
Champ équivalent min. à l'emplacement du récepteur E_{min} (dB(μ V/m))	27	33	39	45	51
Marge pour le bruit artificiel P_{mmn} (dB)	1				
Affaiblissement dû à la hauteur L_h (dB)	10				
Affaiblissement à la pénétration dans les bâtiments L_b (dB)	8				

Probabilité de couverture des emplacements: 70%

Facteur de correction pour les emplacements C_l (dB)	3				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-96,7	-90,7	-84,7	-78,7	-72,7
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements E_{med} (dB(μ V/m))	49	55	61	67	73

Probabilité de couverture des emplacements: 95%

Facteur de correction pour les emplacements C_l (dB)	10				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-89,7	-83,7	-77,7	-71,7	-65,7
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements E_{med} (dB(μ V/m))	56	62	68	74	80

NOTE 1 – Valeurs de prévision du champ équivalent médian minimum à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements:

- 5 dB au-dessous des valeurs indiquées si la réception doit se faire dans des salles du premier étage;
- 10 dB au-dessous des valeurs indiquées si la réception doit se faire dans des salles situées plus haut que le premier étage.

Pour les canaux de 7 MHz, on retranche 0,6 dB des valeurs données dans le tableau ci-dessus pour la puissance du signal d'entrée, la puissance surfacique et le champ.

TABLEAU 5.11

Valeur médiane minimum de la puissance surfacique et valeur médiane minimum du champ équivalent dans la Bande IV pour une probabilité de couverture des emplacements de 70% et 95%, réception sur antenne portative à l'intérieur, rez-de-chaussée

Condition de réception: Antenne portative à l'intérieur, rez-de-chaussée (classe B), Bande IV

Fréquence f (MHz)	500				
Rapport C/N minimum nécessaire pour le système (dB)	2	8	14	20	26
Puissance min. du signal à l'entrée du récepteur $P_s \text{ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tension équivalente min. à l'entrée du récepteur, 75 Ω $U_s \text{ min}$ (dB(μ V))	13	19	25	31	37
Gain de l'antenne par rapport à un doublet demi-onde G_D (dB)	0				
Ouverture d'antenne équivalente A_a (dBm ²)	-13,3				
Puissance surfacique min. à l'emplacement du récepteur ϕ_{min} (dB(W/m ²))	-112,9	-106,9	-100,9	-94,9	-88,9
Champ équivalent min. à l'emplacement du récepteur E_{min} (dB(μ V/m))	33	39	45	51	57
Marge pour le bruit artificiel P_{mmn} (dB)	0				
Affaiblissement dû à la hauteur L_h (dB)	12				
Affaiblissement à la pénétration dans les bâtiments L_b (dB)	7				

Probabilité de couverture des emplacements: 70%

Facteur de correction pour les emplacements C_l (dB)	4				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-89,9	-83,9	-77,9	-71,9	-65,9
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements E_{med} (dB(μ V/m))	56	62	68	74	80

Probabilité de couverture des emplacements: 95%

Facteur de correction pour les emplacements C_l (dB)	14				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-79,9	-73,9	-67,9	-61,9	-55,9
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements E_{med} (dB(μ V/m))	66	72	78	84	90

NOTE 1 – Valeurs de prévision du champ équivalent médian minimum à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements:

- 6 dB au-dessous des valeurs indiquées si la réception doit se faire dans des salles du premier étage;
- 12 dB au-dessous des valeurs indiquées si la réception doit se faire dans des salles situées plus haut que le premier étage.

TABLEAU 5.12

Valeur médiane minimum de la puissance surfacique et valeur médiane minimum du champ équivalent dans la Bande V pour une probabilité de couverture des emplacements de 70% et 95%, réception sur antenne portative à l'intérieur, rez-de-chaussée

Condition de réception: Antenne portative à l'intérieur, rez-de-chaussée (classe B), Bande V

Fréquence f (MHz)	800				
Rapport C/N minimum nécessaire pour le système (dB)	2	8	14	20	26
Puissance min. du signal à l'entrée du récepteur $P_{s\ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tension équivalente min. à l'entrée du récepteur, 75 Ω $U_{s\ min}$ (dB(μ V))	13	19	25	31	37
Gain de l'antenne par rapport à un doublet demi-onde G_D (dB)	0				
Ouverture d'antenne équivalente A_a (dBm ²)	-17,4				
Puissance surfacique min. à l'emplacement du récepteur ϕ_{min} (dB(W/m ²))	-108,8	-102,8	-96,8	-90,8	-84,8
Champ équivalent min. à l'emplacement du récepteur E_{min} (dB(μ V/m))	37	43	49	55	61
Marge pour le bruit artificiel P_{mmn} (dB)	0				
Affaiblissement dû à la hauteur L_h (dB)	12				
Affaiblissement à la pénétration dans les bâtiments L_b (dB)	7				

Probabilité de couverture des emplacements: 70%

Facteur de correction pour les emplacements C_l (dB)	4				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-85,8	-79,8	-73,8	-67,8	-61,8
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements E_{med} (dB(μ V/m))	60	66	72	78	84

Probabilité de couverture des emplacements: 95%

Facteur de correction pour les emplacements C_l (dB)	14				
Puissance surfacique médiane min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements ϕ_{med} (dB(W/m ²))	-75,8	-69,8	-63,8	-57,8	-51,8
Champ équivalent médian min. à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements E_{med} (dB(μ V/m))	70	76	82	88	94

NOTE 1 – Valeurs de prévision du champ équivalent médian minimum à 10 m au-dessus du sol pour 50% du temps et 50% des emplacements:

- 6 dB au-dessous des valeurs indiquées si la réception doit se faire dans des salles du premier étage;
- 12 dB au-dessous des valeurs indiquées si la réception doit se faire dans des salles situées plus haut que le premier étage.

CHAPITRE 6

PLANIFICATION DES RÉSEAUX

6.1 Introduction

La télévision analogique est très développée dans de nombreuses régions du monde; dans la plupart des pays, on réalise une couverture de la population supérieure à 99%, avec au moins deux ou trois réseaux nationaux. Parallèlement, on exploite un grand nombre de réseaux locaux qui donnent une couverture moins étendue. L'utilisation de très nombreux émetteurs de télévision permet d'obtenir un grand pourcentage de couverture. Les puissances rayonnées par ces émetteurs s'inscrivent dans une large gamme de valeurs: celles-ci vont d'une puissance apparente rayonnée (p.a.r.) d'environ 1 MW pour les grandes stations desservant de vastes zones jusqu'à des p.a.r. inférieures à 1 W dans le cas de petites stations chargées de desservir, par exemple, quelques centaines de personnes.

Les systèmes de télévision analogique (PAL, SECAM) sont très sensibles aux brouillages causés par d'autres signaux de télévision analogique; ils ont besoin de grands rapports de protection dans le même canal (de l'ordre de 30 dB à 45 dB, selon la valeur de l'écart de fréquence). Par ailleurs, il est généralement impossible d'utiliser des canaux adjacents à partir d'un même site d'émission.

En outre, il n'est pas possible non plus de faire fonctionner les systèmes analogiques dans un réseau à fréquence unique (RFU), dans lequel des émetteurs voisins couvrent des zones de service en chevauchement avec le même programme et dans le même canal radioélectrique. Pour cette raison, la planification des services analogiques actuels prévoit l'exploitation de ces services dans des réseaux multifréquence (RMF), qui desservent des zones de service adjacentes avec des canaux RF différents. Le même canal RF n'est réutilisé que dans des régions séparées par une grande distance, afin d'éviter d'avoir des brouillages préjudiciables dans le même canal.

On voit, par conséquent, que la couverture de télévision est caractérisée par une utilisation intensive des canaux des bandes d'ondes métriques et décimétriques, avec de vastes zones où un canal donné ne peut pas être réutilisé par les systèmes analogiques parce que ceux-ci exigent des rapports de protection élevés. Le nombre total des canaux RF disponibles (au maximum, 10 canaux en ondes métriques et 48 en ondes décimétriques, tout au moins dans la Région 1) ne permet pas d'avoir plus de deux programmes environ en ondes métriques et trois à cinq programmes en ondes décimétriques par zone de couverture, si l'on doit mettre en place une protection poussée contre le brouillage. Le recours à des techniques de décalage de précision permettrait d'obtenir un taux plus élevé d'utilisation du spectre.

On notera que l'utilisation du spectre est plus intensive dans quelques pays, mais alors on constate généralement que nombre de programmes sont d'une qualité technique extrêmement médiocre, pour cause de brouillage ou de bruit, surtout dans les zones faiblement peuplées.

Les réseaux RMF analogiques comprennent en général un nombre relativement restreint d'émetteurs puissants, installés sur des collines ou sur des sommets montagneux lorsque cela est possible. Ils sont alimentés par des liaisons en câble ou des liaisons radioélectriques, ou encore par des satellites ou des fibres optiques. Pour tenir compte avec précision du relief du terrain (collines, montagnes, autres obstacles) ou pour améliorer la réception dans les régions à grande densité de population, ces émetteurs puissants sont complétés par de très nombreux émetteurs à plus faible puissance. Ceux-ci sont généralement alimentés par les signaux diffusés par les émetteurs puissants, ou parfois par des liaisons radioélectriques.

En conclusion, les actuels réseaux de télévision analogique utilisent un pourcentage élevé du spectre disponible dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques; ce sont des réseaux du type RMF, caractérisés par une densité d'émetteurs moyenne ou élevée. Dans chaque zone de service, de nombreux canaux radioélectriques ne peuvent pas être réutilisés pour les services analogiques à grande puissance, en raison des risques de brouillage. Etant donné que les systèmes numériques

peuvent être nettement plus résistants au bruit et au brouillage, il devrait être possible de mettre en oeuvre, dans cette partie du spectre, des services de télévision numérique, qui sont capables de fonctionner avec des p.a.r. réduites. (Il faut veiller, cependant, à ce que ces services numériques ne brouillent pas les services analogiques existants.)

Les systèmes de télévision numérique peuvent être plus performants, en radiofréquence, que les systèmes analogiques, s'agissant du rendement spectral et de la puissance nécessaire. En premier lieu, le numérique permet la multiprogrammation: dans un seul canal de 8 MHz, il est possible de transmettre, en multiplexage par répartition dans le temps, de 2 à 4 programmes de télévision à définition normalisée (TVDN), à raison d'environ 6 Mbit/s par programme. On peut aussi affecter la capacité totale (de 12 à 24 Mbit/s) à des normes de télévision de qualité plus élevée, par exemple la télévision à définition améliorée (TVDA, nécessitant environ 10 à 12 Mbit/s par programme) ou la télévision à haute définition (TVHD, environ 24 Mbit/s par programme). Les systèmes à grande capacité nécessitent évidemment des rapports C/N minima.

Les systèmes numériques peuvent être nettement moins sensibles aux effets du bruit et du brouillage, surtout si leur rendement spectral n'est pas trop élevé et si l'on adopte des techniques perfectionnées de modulation et de correction d'erreur. On a ainsi la possibilité de travailler avec de petites p.a.r. (en fonction de la modulation), ce qui réduit le brouillage causé à des services analogiques existants.

Il faut tenir compte cependant du fait que les meilleurs systèmes de modulation et de correction d'erreur ont une caractéristique de défaillance très rapide; un système numérique peut fonctionner dans des conditions de réception difficiles sans développer d'erreurs de codage, mais le service peut être interrompu brusquement par une élévation de 1 ou 2 dB du niveau de bruit ou de brouillage. Pour cette raison, il faut prévoir des marges importantes, dans les procédures de planification, afin de préserver la disponibilité du service pour un grand pourcentage d'emplacements et un grand pourcentage de temps.

Les systèmes numériques de modulation et de codage des canaux permettent de faire des compromis entre le rendement spectral et la résistance au bruit et aux distorsions. En réception fixe, par exemple, un bon rendement spectral peut être de l'ordre de 4 bit/s/Hz (correspondant à un débit binaire utile d'environ 24 Mbit/s dans un canal de 8 MHz), alors qu'en réception statique sur antenne portative, on préférerait une valeur comprise entre 1 et 2 bit/s/Hz.

Une des contraintes majeures pour l'introduction de la télévision numérique de Terre dans l'avenir immédiat est la nécessité de protéger les services analogiques existants. De plus, le service numérique doit avoir une couverture satisfaisante pour pouvoir se développer dans de bonnes conditions.

Dans beaucoup de pays, en raison d'une utilisation intensive du spectre, il est impossible d'avoir accès à des réseaux de télévision précédemment coordonnés mais inutilisés, ou à des assignations faites à des stations, du moins avec une puissance relativement élevée. Dans ces pays, il est presque indispensable d'utiliser de nouvelles assignations de canaux si l'on veut mettre en oeuvre des services numériques nouveaux.

6.2 Réseaux multifréquence

L'avantage de la planification du type multifréquence est la possibilité d'utiliser une grande partie de l'infrastructure existante des réseaux analogiques. Il en résulte des économies financières évidentes pour le radiodiffuseur, mais aussi des avantages pour le téléspectateur. Ces derniers existeront de toute façon s'il est possible d'utiliser, pour les émissions numériques à partir d'un site donné, des canaux très voisins de ceux qui servent à des transmissions analogiques à partir du même site, surtout si l'on peut recourir à la même polarisation. Les téléspectateurs pourront ainsi réutiliser leur antenne de réception et leur système d'alimentation existants. Il pourrait être nécessaire d'utiliser un diviseur ou un commutateur de signaux pour séparer les alimentations respectives des récepteurs analogiques et numériques, mais on pourrait s'en dispenser si le récepteur numérique possède des moyens de bouclage direct.

Durant la période de transition où il y a coexistence du service analogique et du service numérique, et surtout au moment de l'introduction des services numériques, il peut être important de ne pas exposer les téléspectateurs potentiels à des difficultés inutiles. A cet égard, on peut considérer comme souhaitable de ne pas les obliger à acquérir un nouveau système d'antenne de réception.

Autre aspect de la planification multifréquence: celle-ci repose sur l'hypothèse selon laquelle les services analogiques existants, qui desservent actuellement plus de 98% de la population dans beaucoup de pays, resteront en exploitation pendant de nombreuses années encore, avec relativement peu de modifications apportées aux stations analogiques durant cette période. En particulier, il est probable que les canaux et les sites d'émission ne subiront pas de modifications générales dans les réseaux analogiques.

Néanmoins, on jugera peut-être souhaitable d'apporter un nombre limité de changements aux canaux, ou même aux sites d'émission, dans certaines stations analogiques à faible puissance. Il en sera ainsi dans les cas où il pourra être démontré que ces changements auront une influence importante sur les possibilités de mise en oeuvre des stations et des services numériques.

Dans la plupart des pays, il n'y a guère de possibilités (voire aucune) de mettre en oeuvre de nouvelles stations analogiques capables de donner une large couverture de la population. Des possibilités existent pour l'introduction de nouvelles stations numériques en raison, d'une part de la meilleure immunité de ces stations à l'égard du brouillage et, d'autre part, du fait que les récepteurs numériques peuvent utiliser des signaux d'entrée plus faibles, moyennant le recours à un système approprié de télévision numérique. Même dans ce cas, ces possibilités sont limitées par la nécessité de protéger les téléspectateurs des systèmes analogiques existants contre les brouillages additionnels.

6.2.1 Planification classique des RMF

L'expression «planification classique» se rapporte à la situation dans laquelle le réseau destiné à un service numérique a une configuration semblable à celle d'un réseau pour service analogique, tout au moins pour les stations les plus puissantes. Cela signifie que les stations numériques utiliseraient essentiellement les mêmes sites d'émission que les stations analogiques, avec des hauteurs comparables pour les antennes d'émission, mais les p.a.r. seraient plus faibles.

Ces p.a.r. plus faibles s'expliquent principalement par les raisons suivantes:

- le champ minimum nécessaire est plus petit;
- nécessité de protéger les usagers actuels de la télévision analogique.

Il est vraisemblable que, dans de nombreux cas, les services numériques utiliseront des canaux très voisins des canaux des services analogiques, par exemple les canaux adjacents. Il n'est pas possible d'énoncer des généralisations quant au choix de la polarisation; on peut dire cependant que l'emploi de la même polarisation pour les services numérique et analogique aurait au moins pour conséquence que les actuelles antennes de réception domestiques pourraient être utilisées, sans modification, pour les services numériques. Comme les services seraient fournis à partir des mêmes sites et comme la p.a.r. du service numérique serait inférieure à celle du service analogique (pour les raisons données plus haut), il y aurait peu de risque de causer des brouillages par le canal adjacent aux téléspectateurs des actuels services analogiques. Si ce type de brouillage devait exister, il serait présent pendant 100% du temps, et il devrait par conséquent être éliminé. Il faut signaler que des études doivent être menées sur nombre d'aspects techniques de l'utilisation des transmissions dans des canaux adjacents à partir d'un même site.

Il est probable que les zones de couverture des services numériques seront moins étendues que celles des services analogiques, la réduction étant fonction du rapport C/N nécessaire. On peut prévoir néanmoins qu'il sera possible de réaliser des pourcentages importants de couverture de la population, à condition de pouvoir accepter une certaine dégradation du service analogique sous l'effet du brouillage dans le même canal.

Il semble peu probable que l'on puisse trouver des canaux qui permettraient de dédoubler les services analogiques existants par des services numériques sur tous les sites des émetteurs analogiques à grande puissance, cela dans tous les pays.

6.3 RFU

6.3.1 Remarques générales

Dans un RFU, tous les émetteurs utilisent le même canal. Ils ont une zone de couverture commune et ne peuvent pas être exploités indépendamment. Les concepts du RMF et du RFU reposent, en principe, sur la même topologie de réseau, à savoir la présence d'émetteurs principaux complétés, si nécessaire, par des émetteurs de complément auxiliaires.

La technique de modulation MRFO, qui permet la réception (et la sommation constructive) de plusieurs signaux RF utiles, est décrite dans la Partie 1 de ce Manuel.

6.3.2 Rendement d'utilisation du spectre

Le rendement d'utilisation du spectre est considéré comme un avantage majeur du concept RFU par rapport au RMF. Ce rendement est une caractéristique importante dans les cas où le spectre est une denrée rare, par exemple dans la phase initiale d'introduction de la télévision numérique (la plus grande partie du spectre attribué à la télévision étant encore occupée par les services analogiques), et également à long terme, où il s'agit de fournir un grand nombre de programmes afin de rendre la télévision numérique de Terre attrayante pour le consommateur.

Les services analogiques actuels sont fournis dans des RMF. Dans les bandes d'ondes décimétriques, en utilisant 40 des canaux disponibles, il est possible de fournir de 2 à 4 programmes analogiques bien protégés, avec couverture totale (le nombre exact dépendant de la situation géographique du pays). Les systèmes numériques auront un rendement supérieur. Dans le cas RMF, on peut prévoir la mise en oeuvre de 3 à 6 réseaux à couverture totale; à raison de 4 programmes par canal, on obtiendrait ainsi de 12 à 24 programmes. Dans le cas RFU, on peut prévoir un doublement ou un triplement du nombre des réseaux à couverture totale (et du nombre des programmes fournis). Si l'objectif était la couverture des seules zones à forte densité de population, on pourrait obtenir théoriquement quelque 40 canaux disponibles. Tous ces chiffres reposent sur des considérations théoriques. Il faudra vérifier, cas par cas, l'effet des conditions réelles, en prenant en compte, par exemple, les services exploités dans les pays voisins.

6.3.3 Retards dus à l'écho dans les RFU

La radiodiffusion télévisuelle de Terre dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques se caractérise par un affaiblissement et par la propagation par trajets multiples, en raison de la présence d'obstacles et de réflexions dans le milieu de propagation. Dans ces conditions, le signal capté par le récepteur est caractérisé par la présence d'une composante principale et d'un grand nombre d'échos ayant une amplitude et un retard variables (canaux de Rice). Le signal principal peut être absent dans le cas de la réception sur antenne portative (canal de Rayleigh). Le retard de ces «échos naturels» est généralement limité à 20-30 μs , ce qui correspond à des différences de l'ordre de 6 à 9 km entre les trajets de propagation.

En présence d'émetteurs principaux et d'émetteurs de complément dans les RFU, on a un environnement de propagation nettement plus critique, avec apparition d'«échos artificiels» caractérisés par une grande amplitude et de longs retards. Ces échos artificiels se superposent aux échos naturels. La gamme des valeurs des retards correspondant aux échos artificiels est proportionnelle à la distance de l'émetteur; elle est déterminée par la géométrie du réseau d'émetteurs. Par exemple, dans un grand RFU, avec une distance $D = 100$ km entre les émetteurs, la gamme des valeurs des retards est de 330 μs ; dans un réseau RFU dense, avec $D = 10$ km, cette gamme ne dépasserait pas 33 μs .

6.3.4 Gain de réseau

Dans un RFU, de nombreux sites de réception peuvent être couverts par plusieurs émetteurs. Il en résulte une certaine redondance des sources de signaux et une amélioration de la disponibilité de service, surtout quand il est nécessaire de recourir à la réception sur antenne portative. Dans ce mode de réception, en particulier, le champ rayonné par un émetteur unique subit des variations statistiques qui sont dues à la présence d'obstacles sur le trajet de propagation. Il est possible de réduire ces variations en mettant en oeuvre plusieurs émetteurs situés dans des directions différentes: quand une source est occultée, la réception peut être facile en provenance d'autres sources. C'est ce qu'on appelle le «gain de réseau» (voir aussi l'Annexe 1 au Chapitre 6). Des exemples numériques sont donnés au § 6.4.2.

Grâce au gain de réseau, il est possible d'exploiter les RFU avec des niveaux de puissance plus faibles dans les émetteurs principaux et avec une répartition du champ plus homogène que dans les réseaux RMF. Ces caractéristiques n'amélioreront guère les choses en réception fixe. En revanche, elles seront très bénéfiques dans le cas de la réception sur antenne portative, avec ses sites de réception défavorables et ses antennes de réception peu perfectionnées. La formule RFU semble être la solution la plus raisonnable lorsqu'il s'agit d'obtenir une couverture sur des zones étendues avec réception sur antenne portative.

6.3.5 Planification des réseaux RFU

Les approches RMF et RFU étant basées sur la même topologie des réseaux d'émetteurs, les RFU peuvent, en principe, utiliser la structure des réseaux RMF analogiques existants. On peut, en général, prévoir un plus petit nombre d'émetteurs de complément avec les RFU, car la répartition du champ est plus uniforme dans ces réseaux.

L'introduction de services DVB-T sur RFU se heurte à une difficulté majeure: la plus grande partie du spectre attribué à la télévision (dans certains pays, la totalité de ce spectre) est occupée par des services analogiques qui ont une structure RMF. Même si (dans un pays donné) il existe des assignations non utilisées qui pourraient être mises à la disposition de la télévision numérique, cela ne pourrait être que d'un usage limité pour l'introduction d'un service de grande étendue géographique fondé sur la structure RFU: en effet, un réseau ne peut fonctionner en mode RFU que si son canal est libre sur toute l'étendue de la zone de service. Si ce canal continue à être utilisé par des services analogiques – et il en sera probablement ainsi tant qu'un service analogique national ou régional sera en exploitation – les émetteurs analogiques concernés devront être déplacés en fréquence. Parmi ces émetteurs, il y aura des stations principales assurant une très large couverture de la population. Si l'on tient compte des efforts financiers considérables qui devront être consentis par les radiodiffuseurs et les consommateurs, on peut douter qu'il soit raisonnable de réaménager un service analogique destiné à disparaître à terme. Toutefois, il peut exister des configurations de canaux appropriées pour lesquelles cette transformation serait valable. En particulier, la formule RFU pourrait être applicable et intéressante dans le cas de réseaux desservant de petites zones avec seulement deux ou trois émetteurs à grande puissance.

Dans un certain nombre de pays, il est possible qu'un canal, ou plus, soit libéré pour la mise en oeuvre de services numériques à l'échelle nationale. Deux cas sont possibles: ces canaux ne sont pas encore attribués à la radiodiffusion télévisuelle, ou bien ils sont déjà attribués mais pas utilisés par les services de télévision. Ces pays ont une bonne chance de pouvoir mettre en place un service numérique avec RFU, à l'échelon national ou régional, ce service représentant potentiellement la mise en oeuvre d'un scénario attractif à long terme, cela dès le début. De façon générale, l'utilisation de ces canaux ne sera peut-être pas possible sur tout le territoire d'un pays, parce qu'ils seront probablement utilisés par des pays voisins pour la télévision analogique ou pour d'autres services.

6.3.6 Types de RFU

Les RFU peuvent être mis en oeuvre de diverses manières. On trouvera dans l'Annexe 2 du Chapitre 6 la définition des divers types de RFU pris en considération.

6.3.6.1 RFU sur zones étendues

Ces réseaux sont constitués par un minimum de deux et un maximum de plusieurs douzaines d'émetteurs à grande puissance, auxquels sont associés des émetteurs à moyenne et faible puissance. Ils représentent l'optimum en ce qui concerne l'exploitation du grand rendement spectral qui caractérise le mode RFU.

Si un groupe de nouvelles fréquences est attribué aux nouveaux services numériques, une procédure simple consiste à mettre en place quelques RFU nationaux, complétés par des RFU plus petits pour la programmation à l'échelon régional. Ce scénario pourrait être appliqué également dans l'évolution de la situation à long terme pour la télévision numérique, une fois que les services analogiques auront été progressivement désactivés.

D'un autre côté, dans un pays disposant de réseaux analogiques parfaitement développés, avec un petit nombre d'assignations non utilisées mais accessibles, il est peu probable que l'on puisse mettre en oeuvre de grands RFU. Une possibilité digne d'être étudiée serait de mettre en pratique des changements généraux des canaux dans les stations analogiques existantes. Il semble peu probable, cependant, que cette mesure puisse être prise dans la pratique, car elle entraînerait une désorganisation totale de la réception dans le pays concerné et dans les pays voisins.

6.3.6.2 Mini RFU

Dans un mini RFU, une station principale existante et beaucoup (éventuellement la totalité) des stations auxiliaires à faible puissance associées à la station principale utiliseraient un même canal en partage. Cette formule est intéressante au point de vue de l'économie des canaux et d'une répartition homogène du champ, mais elle soulève toute une série de problèmes techniques.

Parmi ces problèmes, il faut citer le suivant: il est probable que des téléspectateurs recevant les actuelles transmissions analogiques en provenance de la station principale résideront très près des stations relais. Les installations de ces usagers subiront vraisemblablement des brouillages causés par les transmissions numériques provenant de la station relais, si ces transmissions se font dans des canaux adjacents à ceux des services analogiques. De plus, dans le cas de la réception fixe, les antennes de réception utilisées par les téléspectateurs des services analogiques assurés par les stations relais ne conviendront peut-être pas pour la réception des nouveaux services numériques, pour cause de différences entre les canaux. En revanche, dans le cas de la réception sur antenne portative, le concept mini RFU fournit un moyen performant pour élargir la couverture de la télévision numérique.

6.4 Effets des signaux multiples

En général, la réception des services numériques est confrontée à un environnement fait de signaux multiples, de brouillages multiples et de signaux utiles multiples dans le cas des RFU. Pour pouvoir évaluer les champs résultants, utiles et brouilleurs, il faut combiner les signaux individuels. L'intensité des signaux étant décrite par des grandeurs statistiques, il faut que les signaux soient combinés statistiquement.

Fondamentalement, cela est vrai pour les statistiques se rapportant aux emplacements et pour les statistiques temporelles. Cependant, on a l'habitude de les traiter de différentes manières. Les statistiques temporelles sont prises en compte par l'utilisation de courbes de propagation du champ présentées sous forme de tableaux, pour les pourcentages de temps appropriés. Les statistiques relatives aux emplacements sont prises en compte par l'utilisation des répartitions du champ.

Dans le Chapitre 3, on a exposé les aspects généraux des statistiques de temps et d'emplacements, ainsi que les méthodes mathématiques à utiliser pour réaliser la sommation statistique. Dans la présente Section, on traitera des incidences de la sommation des signaux sur les méthodes et les paramètres de la planification.

6.4.1 Signaux individuels et marges de propagation

Les statistiques en fonction des emplacements, d'un champ individuel (logarithmique) rayonné par un émetteur sont décrites au moyen d'une distribution normale caractérisée par deux paramètres, la valeur moyenne et l'écart type. En conséquence, la distribution de la puissance du signal est la distribution log-normale.

Les objectifs de probabilité de couverture influent directement sur l'étude des paramètres de planification d'un système numérique (voir le Chapitre 4). Ces objectifs sont liés aux paramètres de la distribution du champ. La probabilité de couverture de 50% est déterminée par la valeur moyenne de la distribution; pour calculer les probabilités de couverture plus grandes (et plus petites), il faut faire intervenir la valeur moyenne et l'écart type de la distribution des signaux.

Dans le cas d'un signal unique, on connaît a priori les paramètres de la distribution. Il est facile de calculer les marges de propagation nécessaires pour les grandes probabilités de couverture (voir le Chapitre 3); par exemple, la marge de propagation pour une probabilité de 95% est donnée par $1,64 \sigma$, où σ désigne l'écart type. C'est ainsi qu'on a déterminé, dans le Chapitre 5, les champs médians minima pour la planification. Ce raisonnement s'applique également aux marges de propagation pour les rapports de protection, dans le cas d'un seul champ utile et d'un seul champ brouilleur.

6.4.2 Signaux multiples et gain de réseau

Lorsqu'on a affaire à des signaux multiples, on ne connaît plus a priori les paramètres de la distribution du signal somme. La valeur moyenne et, surtout, l'écart type dépendent dans une large mesure de la configuration du signal, qu'il s'agit de déterminer par des procédés statistiques. En conséquence, les champs minima et les marges de propagation à utiliser dans les calculs de couverture n'ont plus des valeurs fixes; ce sont des variables qui dépendent du nombre, de l'intensité et de l'étalement des champs individuels. Il est possible cependant d'identifier deux tendances générales: d'une part, la valeur moyenne du signal somme combiné est plus grande que la somme arithmétique des valeurs moyennes des signaux individuels; d'autre part, l'écart type du signal somme combiné est plus petit que celui des signaux individuels. Ces deux faits créent l'effet de gain de réseau (dans le cas des signaux utiles).

Les exemples suivants montreront l'importance des effets de la sommation des champs. Dans ces exemples, on admet par hypothèse un objectif de probabilité de couverture de 95%, avec un écart type de 5,5 dB pour les champs individuels. Les calculs sont faits pour des systèmes de réception dont les diagrammes d'antenne sont équidirectifs, ce qui permet de profiter au maximum de la diversité d'espace introduite par les échos actifs dans un RFU. Pour les systèmes de réception à antennes directives (exemple de la réception sur antennes fixes installées sur les toits), l'effet du gain de réseau se trouve réduit car les échos actifs sont atténués par la sélectivité spatiale de l'antenne.

On obtient le gain de réseau statistique maximum si les champs composants ont la même intensité. Pour trois signaux individuels, par exemple, ce gain atteint 5,1 dB. Cela signifie qu'on pourrait diviser par 3 la puissance totale dans un RFU par rapport à la couverture par un seul émetteur.

Tous les emplacements couverts par un RFU ne bénéficient pas du même avantage du fait du gain de réseau. Comme deuxième exemple, considérons un emplacement en bordure de la zone de couverture d'un RFU typique de configuration hexagonale fermée, composé de 7 émetteurs. Malgré sa situation marginale dans la zone de couverture, cet emplacement bénéficie encore d'un gain de réseau de 4 dB et le champ minimum pour la planification est réduit de la même quantité.

De la même façon, la sommation des signaux a pour effet de réduire les marges de propagation pour les rapports de protection. Considérons à nouveau un emplacement marginal dans la zone de couverture d'un RFU typique à 7 émetteurs, de configuration hexagonale fermée et supposons à présent que cet emplacement soit brouillé par un autre RFU identique, situé à la distance de réutilisation, c'est-à-dire à une distance assez courte. Ici, les effets de sommation des champs, pour les signaux utiles et les signaux brouilleurs, conduisent à une réduction d'environ 4,5 dB de la marge de propagation nécessaire. On en conclut que le RFU «utile» est capable de résister à un brouillage environ trois fois plus fort tout en réalisant l'objectif de probabilité de couverture.

Ces exemples montrent que les effets de la sommation des signaux dans un RFU peuvent influencer profondément sur la couverture d'un service numérique.

Il a été indiqué précédemment que la sommation des signaux a pour effet d'augmenter la valeur moyenne et de diminuer l'écart type de la distribution du signal somme résultant, par rapport aux résultats fournis par le traitement classique. Cette conclusion est importante parce qu'elle permet de prendre ces résultats comme limite supérieure pour les premières estimations de la planification. Moyennant l'introduction d'une marge additionnelle au titre de la mise en oeuvre, ces estimations fournissent une base adéquate pour la planification dans les cas où l'on ne dispose pas d'informations détaillées sur les caractéristiques des émetteurs d'un réseau, par exemple lorsqu'on établit un plan d'allotissement.

D'un autre côté, lorsqu'on procède à une planification détaillée – par exemple, mise en place d'un plan d'assignation ou mise en oeuvre d'un réseau d'émetteurs réel – il faut tenir compte des effets de la sommation des signaux. Dans ces conditions, les marges de propagation pour les champs et les rapports de protection minima ne constituent plus des paramètres de planification adéquats. Elles doivent être remplacées par les objectifs plus fondamentaux de probabilité de couverture. Dans le Chapitre 3, on a indiqué les relations qui existent entre ces marges et les paramètres de la distribution des champs sommes des signaux utiles et brouilleurs.

6.4.3 Brouillages multiples et autobrouillage

On tient compte des statistiques de temps relatives aux champs brouilleurs en effectuant les calculs sur la base de courbes de propagation tracées pour 1% du temps; quant aux calculs des champs utiles, ils se font sur la base de courbes de propagation tracées pour 50% (ou 99%) du temps. Les effets statistiques de la sommation des signaux pour les champs brouilleurs, par rapport aux statistiques relatives aux emplacements interviennent en principe de la même façon que dans le cas des champs brouilleurs (voir la Section précédente). Toutefois, leur incidence sur les calculs de couverture n'est pas extrêmement importante, car les caractéristiques de la distribution du champ somme sont asymétriques. Pour cette raison, il est souvent justifié de traiter les brouillages multiples par des procédures statistiques plus simples.

S'agissant des RFU, il faut comprendre que tous les émetteurs d'un réseau ne contribueront pas à la formation du signal utile. Selon les paramètres du système et du réseau – par exemple, l'intervalle de garde et les distances entre émetteurs – certains signaux peuvent devenir brouilleurs. Cet effet est appelé autobrouillage du RFU. Il est plus important dans le système DVB-T, qui a besoin d'une protection plus poussée, que dans le système T-DAB. On peut y remédier moyennant une conception minutieuse des systèmes.

Du point de vue de la sommation des signaux, les champs d'autobrouillage sont traités comme des signaux brouilleurs «normaux». On utilise des courbes de propagation établies pour 1% du temps et ces brouilleurs sont ajoutés aux autres sources de brouillage possible extérieures au RFU.

Un problème se pose, cependant, pour le traitement de la partie brouillage et de la partie signaux de contribution. En règle générale, les champs brouilleurs sont calculés sur la base de courbes de propagation pour 1% du temps, et les champs utiles sur la base de courbes pour 50% du temps. Si les deux parties sont issues du même champ, la question est de savoir si l'on doit adopter comme base du calcul les courbes 1% ou les courbes 50%. Une solution pourrait consister à utiliser les courbes 50% tant que la majeure partie du signal se comporte comme un signal de contribution sinon, on prendra les courbes de propagation pour 1% du temps comme base des calculs.

Un problème similaire se pose d'ailleurs à propos des statistiques relatives aux emplacements. Le plus souvent, les signaux utiles et les signaux brouilleurs sont traités comme des entités statistiquement indépendantes. Cela est manifestement faux si la partie brouillage et la partie signal de contribution proviennent du même champ. L'incidence de cet effet d'«autocorrélation» sur les calculs de couverture n'a pas encore été évaluée. Les études devront être poursuivies sur ce point.

6.4.4 Corrélation

On a signalé que la corrélation spatiale entre signaux radioélectriques a une importance non négligeable dans l'évaluation de la couverture des services de radiodiffusion. Toutefois, il n'existe pas encore de procédure homologuée pour l'évaluation de la corrélation.

La corrélation n'est pas fondamentalement une conséquence de la sommation des signaux, elle peut intervenir également en présence d'un seul champ utile et d'un seul champ brouilleur. Dans ce cas, la corrélation élargit la couverture pour une configuration donnée des intensités de ces deux champs.

On observe l'effet inverse en présence de signaux multiples. La corrélation entre les signaux utiles réduit le gain de réseau d'un réseau d'émetteurs et la corrélation entre les signaux brouilleurs accroît leur potentiel de brouillage. Ces deux effets diminuent la couverture pour une configuration donnée des intensités des signaux utiles et des signaux brouilleurs.

On voit qu'il y a incertitude quant à l'évaluation générale de la corrélation et que les effets produits diffèrent en ce qui concerne la couverture. Pour ces raisons, il semble justifié de ne pas en tenir compte dans les calculs de couverture tout au moins pour le moment.

ANNEXE 1

DU CHAPITRE 6

Caractérisation des RFU théoriques

Des études ont été menées pour déterminer comment les caractéristiques des systèmes de télévision numérique (intervalle de garde, rapports de protection) influent sur la disponibilité du service dans la zone de service, en fonction de la taille d'un RFU (réseau très étendu ou réseau dense). La méthode d'analyse a été définie et on a obtenu un certain nombre de résultats pour des réseaux DVB-T.

Dans un réseau à fréquence unique, tous les émetteurs utilisent exactement le même canal radioélectrique. Leurs zones de service se recouvrent partiellement et les signaux transmis sont complètement synchronisés.

Comparé à un réseau multifréquence (RMF) classique, un RFU permet d'améliorer grandement l'utilisation du spectre, mais il impose des contraintes lourdes à la conception du système d'émission. En fait, le signal utile est brouillé par les échos artificiels provenant des autres émetteurs, ces échos ayant de grandes amplitudes et introduisant de longs retards. Ces retards, qui dépendent de la différence de longueur des trajets de propagation, peuvent être compris entre des dizaines et des centaines de microsecondes, selon la distance de l'émetteur (par exemple, pour une différence de longueur de trajets de 10 km, on a un retard d'environ 33 μ s).

Ces échos dans les RFU se superposent aux échos dus aux obstacles (montagnes, collines, bâtiments) que l'on trouve souvent dans le milieu de propagation (échos dus à la propagation par trajets multiples). Les retards introduits par la propagation par trajets multiples sont généralement inférieurs à 20–30 μ s. Dans la présente Annexe, il sera question uniquement des échos artificiels dans les RFU, à l'exclusion des échos naturels par trajets multiples.

La qualité de fonctionnement d'un système de télévision numérique dans un RFU dépend en grande partie des caractéristiques d'amplitude et de retard dû aux échos. On ne considérera ici que les systèmes appliquant la modulation MRFO, associés à des dispositifs très performants de codage des canaux, capables de fonctionner dans les conditions de propagation les plus difficiles, comme on en rencontre dans les RFU. Ces systèmes peuvent traiter les échos (naturels ou artificiels) de façon telle que, jusqu'à un certain degré d'étalement des retards, tous les champs contribuent positivement à la formation du signal utile. Cela rend possible la mise en place des RFU.

On utilise un réseau uniforme en treillis, de structure semi-infinie, pour étudier les caractéristiques théoriques d'un RFU, avec en général des zones de couverture hexagonales.

On se sert le plus souvent du modèle de propagation décrit dans la Recommandation UIT-R P.370 pour évaluer le champ produit par chaque émetteur du réseau en un point de réception donné. Les valeurs moyennes des distributions du champ en fonction des emplacements sont prises sur les courbes tracées pour 50% des emplacements et 50% du temps, pour les composantes utiles du signal transmis dans le RFU. Dans le cas des signaux brouilleurs, il est plus courant d'utiliser les courbes pour 50% des emplacements et 1% du temps, qui correspondent à une plus grande dégradation. Les calculs sont faits pour un écart type de 5,5 dB de la variation en fonction des emplacements, pour les signaux individuels.

S'agissant des services DVB-T, on s'intéresse à la réception fixe (avec antennes directives installées sur les toits) et à la réception sur antennes portatives. Les courbes de propagation de la Recommandation UIT-R P.370 donnent les valeurs du champ qu'on obtient avec une antenne placée à 10 m au-dessus du niveau du sol. Ce modèle convient bien pour la réception fixe dans les services DVB-T avec antennes installées sur les toits. Pour la réception en DVB-T sur antennes portatives, on retranche environ 10–20 dB de la valeur du champ estimée avec une antenne placée à 10 m de hauteur.

Dans les services DVB-T, on exige généralement une couverture de 95% des emplacements, au moins pour la réception fixe et la réception avec antennes installées sur les toits. Il est bien connu que, dans ce domaine des probabilités élevées, le gain de réseau statistique d'un RFU fournit une grande partie de la couverture totale. En particulier pour la réception sur antennes portatives dans les zones occultées, la diversité d'espace des sources de signaux a pour effet de réduire les variations du champ et d'améliorer la couverture. Il faut par conséquent traiter les aspects statistiques de la façon la plus rigoureuse possible. Les méthodes non statistiques conduisent à sous-estimer gravement la couverture et à porter un jugement erroné sur la validité du concept RFU.

La sommation statistique des champs se fait par application d'une méthode de «Monte Carlo». Pour chaque emplacement, les composantes du signal issues des divers émetteurs sont générées de façon aléatoire, avec les distributions statistiques adéquates et, compte tenu des retards et de l'intervalle de garde du système, on obtient un rapport C/N et un rapport C/I totaux équivalents. Pour une première analyse de la qualité de fonctionnement du RFU, on peut faire l'hypothèse simplificatrice du «réseau limité par le brouillage» (c'est-à-dire en l'absence de bruit). Dans le cas d'une antenne directive installée sur un toit, on suppose que cette antenne est pointée dans la direction de l'émetteur qui donne le signal le plus fort (mais, il est possible que cette hypothèse ne soit pas appropriée dans tous les cas).

La combinaison des rapports C/N et C/I est comparée au seuil du système (pour le cas d'une propagation intense par trajets multiples, par exemple canal de Rayleigh), afin de voir si le point de réception considéré est desservi, ou non. Pour obtenir des résultats statistiquement significatifs, on répète cette opération des milliers de fois, pour chaque «petite zone» ou «pixel», et on la répète ensuite sur un quadrillage régulier superposé à l'ensemble de la zone de service.

Avec cette méthode, on peut obtenir la probabilité de couverture pour la zone de service et les valeurs totales du pourcentage d'emplacements desservis. Le pourcentage d'emplacements desservis dans le pixel le plus défavorable est un indicateur important de la qualité de fonctionnement du réseau. Une autre façon de quantifier la qualité de fonctionnement est de déterminer le pourcentage des pixels pour lesquels un objectif de couverture donné a été atteint.

Cette analyse permet d'optimiser les caractéristiques du système (intervalle de garde, valeur seuil de C/N et de C/I) pour une configuration de réseau théorique (distance des émetteurs, hauteur d'antenne). Elle peut permettre aussi de choisir les caractéristiques d'un réseau, connaissant le système de modulation numérique et de codage.

ANNEXE 2

DU CHAPITRE 6

Définitions relatives aux stations d'émission et aux RFU pour les services de télévision numérique

Stations d'émission pour les services numériques

Station à grande puissance

Station dont la p.a.r. est supérieure à 10 kW et dont l'antenne a une hauteur équivalente généralement supérieure à 150 m.

Station à puissance moyenne

Station dont la p.a.r. est comprise entre 100 W et 10 kW (inclusivement) et dont l'antenne a une hauteur équivalente généralement comprise entre 75 et 150 m.

Station à faible puissance

Station dont la p.a.r. est inférieure à 100 W et dont l'antenne a une hauteur équivalente généralement inférieure à 75 m.

RFU

RFU à grande zone de couverture

RFU comprenant plusieurs stations à grande puissance, associées à des stations à puissance moyenne et des stations à faible puissance, et desservant généralement une zone de couverture composite de superficie supérieure à environ 10 000 km².

Mini RFU

Une station à grande puissance, associée à au moins une (et probablement plusieurs) station(s) à puissance moyenne ou à faible puissance.

RFU national

RFU couvrant la totalité du territoire d'un pays.

RFU régional ou local

RFU couvrant une partie du territoire d'un pays.

CHAPITRE 7

MÉTHODES DE PLANIFICATION

7.1 Introduction

La planification des services de télévision numérique de Terre peut se faire sur la base des assignations et/ou des allotissements. On trouvera ci-après la description des méthodes appliquées dans les deux cas. Ces méthodes peuvent être utilisées pour préparer une conférence internationale de planification et aussi pendant le déroulement de cette conférence. Ce chapitre traite aussi de la planification d'une station individuelle (ou d'un groupe de stations) devant assurer la couverture d'une zone spécifiée.

7.1.1 Planification sur la base des assignations pour la télévision numérique de Terre

Dans le passé, la planification de la télévision de Terre en Europe se faisait dans le cadre de conférences qui traitaient des assignations de fréquence. Dans ce genre d'exercice, il faut procéder à un important travail de planification de stations individuelles, à titre de préparation d'une conférence de planification. Stockholm 1952 et Stockholm 1961 ont été deux conférences de ce type. Les radiodiffuseurs européens ont acquis une grande expérience de la planification par les assignations, d'autant plus que les méthodes et les critères de planification de la conférence de 1961 sont toujours appliqués dans la planification de la télévision analogique.

La planification par les assignations est la méthode appropriée pour la télévision numérique de Terre dans les cas suivants:

- un radiodiffuseur souhaite utiliser une infrastructure de transmission existante pour des raisons d'ordre environnemental et économique;
- nécessité de partager le spectre avec des transmissions existantes de télévision analogique dans le même pays;
- des assignations «numériques» sont envisagées.

Une fois le plan d'assignations établi, les emplacements et les caractéristiques des émetteurs de la zone de planification sont connus et les émetteurs peuvent être mis en service sans autre coordination.

7.1.2 Planification sur la base des allotissements pour la télévision numérique de Terre

Au cours des dernières années, on s'est beaucoup intéressé à l'autre possibilité pour obtenir des allotissements dans le cadre d'une conférence, ce qui s'explique en partie par les possibilités offertes par les RFU. Les conditions les plus favorables pour la planification par les allotissements pour les RFU sont probablement celles où le spectre est disponible, ou peut être mis à disposition, dans une vaste région ou sur tout le territoire d'un pays. Les allotissements peuvent aussi être pris en considération pour la planification des RMF si un pays ne projette pas d'utiliser des sites d'émetteur particuliers et souhaite conserver une certaine souplesse pour le long terme.

Dans la planification par les allotissements, un canal est «donné» à une administration pour assurer la couverture de tout ou partie du territoire relevant de sa juridiction. Toutefois, comme il n'existe pas de définition agréée de termes tels que «national» ou «régional», il faut appliquer ces termes avec prudence. Au stade de la planification par les allotissements, on ignore généralement quel sera l'emplacement exact des sites des émetteurs, ainsi que les caractéristiques exactes des émissions. Les seuls paramètres connus sont une définition de la zone à couvrir et le canal à utiliser. Aussi, pour pouvoir effectuer les exercices de planification, il faut définir quelques conditions de référence suffisamment réalistes pour les émissions, qui permettront de faire, le cas échéant, les calculs de compatibilité nécessaires.

Pour la mise en oeuvre de réseaux dans le cadre d'un allotissement, il faut décomposer l'allotissement en assignations individuelles pour les émetteurs.

7.1.3 Contraintes de planification pour la coordination

Les contraintes s'appliquant à la coordination sont les mêmes dans la planification par les allotissements et par les assignations. Ce sont:

- la compatibilité avec les services de télévision analogique existants;
- la compatibilité avec d'autres services (Chapitre 8);
- la protection mutuelle des allotissements ou des assignations de la télévision numérique.

7.2 Planification de la télévision numérique aux Etats-Unis d'Amérique

De nombreuses considérations interviennent dans la planification des services de radiodiffusion télévisuelle numérique par voie hertzienne de Terre (DTTB, *digital terrestrial television broadcasting*). La planification peut se faire par le biais des assignations et/ou des allotissements. Il y a lieu de prendre en compte des variables géographiques telles que les zones frontalières et la topographie du terrain. Dans plusieurs régions du monde, la planification est subordonnée seulement aux besoins des administrations individuelles, compte tenu également d'une planification bilatérale dans les zones frontalières. Sur la base de ces facteurs, et d'autres, on a mis au point et utilisé un certain nombre de méthodes pour optimiser la planification par les assignations et les allotissements de fréquences.

Pour accomplir cette tâche, on a élaboré aux Etats-Unis d'Amérique une méthodologie de recherche opérationnelle complexe sur la base de laquelle ont été développés des logiciels informatiques qui ont permis d'optimiser l'allotissement de canaux pour la DTTB. Ces logiciels contiennent des méthodes pour le calcul des zones de service escomptées et pour la quantification des effets des brouillages à l'intérieur des services. Ils peuvent être utilisés dans le contexte de l'évolution d'un service analogique vers un service numérique.

Compte tenu de ces besoins, on a élaboré un modèle informatique qui permet d'optimiser et d'équilibrer plusieurs objectifs fondamentaux. Ce modèle a été utilisé pour établir un plan d'allotissement destiné à la DTTB, qui tient compte également des assignations existantes de la télévision analogique. Le logiciel intègre une méthode d'optimisation de la recherche opérationnelle appelée «recuit simulé». Cette méthode repose sur un système de pénalités qui sont appliquées dans les cas où les objectifs spécifiés ne sont pas atteints. Pour créer une situation optimale, la méthode du recuit simulé cherche à minimaliser la somme de ces pénalités, ou «coûts». Il est possible ainsi de définir et de quantifier les coûts dans diverses conditions.

Le modèle informatique permet de calculer et d'analyser rapidement la couverture de la zone de service réalisée par des systèmes de télévision analogique et numérique (NTSC et ATSC, respectivement, aux Etats-Unis d'Amérique), aussi bien en cumul global qu'individuellement pour chaque station. Il serait possible de modifier le plan pour prendre en compte d'autres systèmes de télévision analogique et numérique. La zone de service effective d'une station analogique est définie comme la zone située à l'intérieur du contour de service estimé de la station, diminué par l'effet des brouillages éventuels; elle se calcule en fonction de l'emplacement de l'émetteur, de la puissance et de la hauteur de l'antenne. La zone de service d'une station numérique est la zone contenue dans le contour de service de la station limité par le bruit, diminué par l'effet des brouillages qui s'exercent dans ce contour. Dans les calculs de couverture d'une station numérique, on adopte les mêmes emplacements et les mêmes hauteurs d'antenne que pour la station analogique correspondante. Ces calculs sont faits avec une puissance rayonnée généralement suffisante pour obtenir une couverture limitée par le bruit qui soit égale ou inférieure à la couverture de la station analogique correspondante.

Dans certaines circonstances, la meilleure méthode pour réaliser l'allotissement des canaux dans des situations locales particulières est de procéder cas par cas. Sur cette base, le logiciel est capable de fusionner des structures locales spécifiques pour établir des tableaux complets et, si nécessaire, modifier d'autres allotissements afin d'équilibrer les conceptions de base spécifiées. Cela permet de prévoir des accords d'association d'allotissements qui peuvent être négociés et conclus par les radiodiffuseurs.

Aux Etats-Unis d'Amérique, on prévoit à court terme la cessation de la radiodiffusion télévisuelle analogique. Les problèmes posés par la protection des zones de service des futurs émetteurs numériques et par l'octroi de licences aux nouveaux services ont été étudiés. Par exemple, on peut envisager des compromis entre la puissance rayonnée par les nouvelles installations numériques et la mesure dans laquelle ces installations seront protégées des brouillages après la cessation des services analogiques. La radiodiffusion numérique présente un avantage appréciable: il est possible d'élaborer des plans d'assignations ou d'allotissements utilisant plus efficacement un spectre de fréquences qui n'était pas disponible auparavant parce qu'il fallait protéger les canaux dits tabous qui sont associés à la télévision analogique. Lorsqu'il est mis fin à un service analogique, il devient possible de faire de nouvelles attributions de spectre à d'autres services et de décider des compromis pour la construction des installations numériques. Aux Etats-Unis d'Amérique, on a défini un spectre «central» composé des canaux de 2 à 51, chaque canal ayant une largeur de 6 MHz. Un processus a été mis en place afin de récupérer les fréquences des canaux de 52 à 69 pour servir à d'autres fins.

Le plan d'allotissement satisfait les besoins de tous les actuels radiodiffuseurs qui remplissent les conditions requises; il reproduit les zones de service existantes et permet une gestion rationnelle et efficace du spectre. Ce plan a été conçu pour faciliter la récupération rapide de 60 MHz de spectre dans les canaux de 60 à 69 et la récupération ultérieure d'une tranche supplémentaire de 78 MHz à la fin de la période de transition. Des études de développement de haut niveau sont en cours aux Etats-Unis d'Amérique dans ce domaine et des décisions vont être prises sur l'utilisation de cette partie du spectre (canaux de 60 à 69). Les autorités américaines ont affecté 24 MHz à des utilisations pour la sécurité publique et étudient actuellement l'affectation de tout ou partie des 36 MHz restants.

Le plan de fréquences des Etats-Unis d'Amérique (The U.S. DTV Table of Allotments) attribue des canaux de télévision numérique à tous les radiodiffuseurs qui remplissent les conditions requises, à savoir: ceux qui détiennent des licences les autorisant à exploiter une station de radiodiffusion télévisuelle assurant un service complet et ceux qui détiennent un permis pour la construction d'une telle station. Ces critères d'admissibilité viennent compléter l'admissibilité initiale énoncée dans la loi nationale. Ces dispositions ont été prises afin de garantir un passage sans à-coups à la télévision numérique, en veillant à ce que tous les radiodiffuseurs remplissant les conditions requises pour un service complet soient en mesure de fournir des services numériques.

Tous les radiodiffuseurs remplissant les conditions requises ont reçu un canal qui leur permettra de fournir un service de télévision numérique dans une zone en général comparable à une zone de service actuelle de la télévision analogique; cela étant, la reproduction de service n'est plus requise. Si tels ou tels radiodiffuseurs choisissent cette formule, ils pourront construire des stations de télévision numérique qui ne permettront pas de reproduire la couverture actuelle du service analogique, mais s'ils choisissent cette option, ils ne seront pas protégés au-delà de la limite définie pour la nouvelle zone du service numérique. Dans un premier temps, les radiodiffuseurs ont reçu des canaux de télévision numérique qui permettront de reproduire les zones de service de leurs stations actuelles après la fin de la période de transition, c'est-à-dire après la cessation de l'exploitation des stations de télévision analogique. Plus de 50% de tous les opérateurs ont reçu un canal numérique qui assure une reproduction de 100% pendant la période de transition et plus de 93% d'entre eux ont reçu un canal qui assure une reproduction d'au moins 95% pendant la même période.

7.3 Planification de la télévision numérique en Europe

Il est vraisemblable que, pour l'avenir assez proche, la planification de la télévision numérique de Terre en Europe devra se faire sur une base mixte: planification par les assignations et planification par les allotissements. Les renseignements donnés dans les § 7.4 à 7.9 traduisent des conceptions développées en Europe essentiellement pour la planification par les assignations; cette information serait valable également dans d'autres régions du monde avec peu de modifications.

7.4 Eléments de la planification

7.4.1 Critères de planification

Les critères de planification comprennent les éléments suivants:

- rapports de protection (Chapitre 2);
- pourcentage de temps pour lequel la protection est requise (Chapitre 4);
- pourcentage d'emplacements pour lequel la protection est requise (Chapitre 4);
- niveaux des signaux et valeurs du rapport C/N (Chapitre 5).

La gamme des valeurs de C/N étudiées pour différents systèmes numériques et pour leurs variantes est très étendue; les différences entre certaines de ces valeurs sont inférieures à la précision intrinsèque des méthodes disponibles de prévision de la propagation (y compris les hypothèses nécessaires dans le cas de la réception sur antennes portatives). Pour planifier l'introduction de la télévision numérique, il est généralement nécessaire de limiter les études de planification intérimaires à un sous-ensemble représentatif de valeurs de C/N .

7.4.2 Méthodes de prévision de la propagation

La Recommandation UIT-R P.370 décrit la méthode de prévision du niveau des signaux pour des émetteurs individuels. La méthode statistique est décrite au § 3.4 pour les RFU.

7.4.3 Combinaison de plusieurs signaux

Les méthodes permettant de combiner les signaux utiles et les signaux brouilleurs sont décrites au § 3.4.

7.4.4 Bases de données pour la planification

Pour l'essentiel, la radiodiffusion télévisuelle numérique de Terre sera logée dans les mêmes bandes de fréquences que la télévision analogique. Pour faciliter cette cohabitation, il faudra effectuer de nombreux calculs de compatibilité dans le cadre des études de planification et dans la coordination subséquente. Ces calculs nécessitent des bases de données contenant les informations suivantes:

- stations d'émission analogiques;
- assignations aux stations d'émission numériques;
- plans d'allotissement indiquant, par exemple, les zones devant être couvertes;
- informations sur d'autres services.

7.5 Procédures pour la protection des services de télévision analogique

Il faut veiller à ce que les services de télévision analogique existants et en projet continuent d'être protégés. Cela s'applique aussi bien à la planification par les assignations qu'à la planification par les allotissements pour la télévision numérique. Dans les deux cas, avant de choisir un canal pour un service de télévision numérique, il faut déterminer l'étendue de la zone de couverture pour chaque station analogique soumise à la coordination. Pour ce faire, on peut soit effectuer le calcul décrit au § 7.7, soit déterminer des points de mesure limites dans des cas spéciaux. On aurait recours, par exemple, à cette dernière procédure dans les cas suivants: le contour d'une zone de couverture

calculée coupe une frontière nationale; ou zone de couverture située dans une région montagneuse où l'on ne peut pas espérer des résultats précis avec les méthodes de prévision de la propagation fondées sur la Recommandation UIT-R P.370.

7.6 Définition des points de mesure

Les points de mesure nécessaires se rangent dans deux catégories, l'une représentant la zone de couverture pour une station donnée, ou un RFU, l'autre représentant les frontières du pays.

Tous les points de mesure sont définis par leurs coordonnées géographiques.

7.6.1 Points de mesure représentant des zones de couverture

L'emplacement de l'émetteur se trouvera normalement à l'intérieur du contour décrit par les points de mesure. Dans certains cas particuliers, cependant, l'émetteur pourra être situé à l'extérieur de cette surface.

Pour les petites stations – stations dont la zone de couverture a une largeur inférieure à 5 km, par exemple – on peut se contenter d'un seul point de mesure, situé à l'emplacement de l'émetteur. Cependant, il est possible de définir jusqu'à 36 points de mesure, si nécessaire. Dans le cas d'un seul point de mesure, on n'appliquera pas l'hypothèse de l'antenne de réception directive.

Pour les stations dont la zone de couverture a une largeur égale ou supérieure à 5 km, on peut utiliser jusqu'à 36 points de mesure. Ces points peuvent être placés sur des rayons espacés de 10°.

Si le périmètre de la zone de couverture coupe la frontière d'un pays, les points de mesure dans cette zone sont placés à l'intersection d'un rayon et de la ligne frontière, à moins que les administrations concernées n'en décident autrement d'un commun accord.

7.6.2 Points de mesure sur la frontière d'un pays

On peut utiliser un plus grand nombre de points de mesure pour représenter la frontière d'un pays.

L'emplacement de ces points sera fixé d'un commun accord par les pays situés de part et d'autre de la frontière. Les points en question seront utilisés, si nécessaire, comme points de mesure frontières par tous les autres pays.

L'ensemble des points de mesure représentant la frontière d'un pays doit être un ensemble individuel complet. Il doit en être de même pour un ensemble de points représentant une zone de couverture.

7.6.3 Disponibilité des emplacements des points de mesure

Les emplacements des points de mesure, c'est-à-dire leurs coordonnées géographiques, doivent être accessibles en permanence à toutes les administrations concernées, afin de faciliter le calcul des brouillages causés à l'intérieur d'autres pays ou à l'intérieur de zones de couverture situées dans d'autres pays.

7.7 Calcul de l'emplacement des points de mesure représentant des zones de couverture

Deux éléments sont nécessaires pour le calcul de la zone de couverture d'une station de télévision fonctionnant sur un canal donné:

- les paramètres d'une station d'émission (coordonnées, hauteur de l'antenne, puissance rayonnée, etc.) servant au calcul du signal utile;
- les paramètres du système, tels que les rapports de protection, servant à calculer les divers champs perturbateurs, le champ utile et le champ médian minimum.

Ces calculs doivent prendre en compte:

- le brouillage imputable aux assignations faites à la télévision analogique;
- le brouillage imputable aux assignations faites à la télévision numérique.

Le champ perturbateur individuel, E_n , est la somme du signal brouilleur, du rapport de protection applicable et de la discrimination de l'antenne de réception. Son expression est la suivante:

$$E_n = E + PR + A$$

où:

- E : champ du signal brouilleur. On choisira le pourcentage de temps approprié en fonction du signal utile (voir la Note 1);
- PR : rapport de protection applicable (voir la Note 1);
- A : discrimination de l'antenne de réception (compte tenu de la discrimination de polarisation), ($A \leq 0$);

Toutes ces grandeurs sont exprimées en dB ou en dB(μ V/m).

NOTE 1 – Dans le cas d'un service numérique «utile», on choisira le champ du service brouilleur correspondant à 1% du temps et 50% des emplacements. Dans le cas d'un service analogique «utile», on choisira le plus grand des deux champs suivants: champ du signal brouilleur correspondant à 1% du temps et 50% des emplacements, avec le rapport de protection correspondant au brouillage troposphérique; champ du signal brouilleur correspondant à 50% du temps et 50% des emplacements, avec le rapport de protection correspondant au brouillage continu.

Le champ utilisable est la valeur minimum du champ nécessaire pour l'obtention d'une qualité de réception souhaitée, dans des conditions de réception spécifiées, en présence de brouillage et de bruit naturel et artificiel. Le calcul du champ utilisable se fait par combinaison des divers champs perturbateurs et du champ médian minimum en tenant compte des effets de la variation de l'emplacement des signaux utile et brouilleur. Pour effectuer cette combinaison, on peut utiliser la méthode de sommation des puissances ou l'une des méthodes statistiques décrites en détail dans le Chapitre 3.

Cela étant, la détermination des points de mesure représentant une zone de couverture peut se faire en trois étapes:

Etape 1 Calcul de la zone de couverture limitée par le bruit

En appliquant la procédure de la Recommandation UIT-R P.370, on trouve l'emplacement des points de mesure limités par le bruit, qui représentent la zone pouvant être desservie en l'absence de brouillage. En se fondant sur la p.a.r. et sur la hauteur équivalente d'antenne, on peut établir une approximation de cette zone au moyen d'un maximum de 36 rayons. Sur chaque rayon, on détermine le point où le champ de l'émetteur «utile» est égal au champ médian minimum.

Etape 2 Identification des brouilleurs

Pour chaque station «utile» et chaque point de mesure déterminé à l'Etape 1, on calcule l'incidence des brouillages dus à d'autres émetteurs: brouillage dans le même canal, brouillage par le canal adjacent et brouillage par le canal conjugué. On détermine tout d'abord le sous-ensemble des brouilleurs possibles. C'est le sous-ensemble des stations capables de produire un champ perturbateur dont le niveau se situe à 15 dB au plus au-dessous du champ médian minimum en tout point de mesure limité par le bruit qui a été déterminé dans l'Etape 1. (On a choisi la valeur 15 dB pour être sûr de prendre en compte tous les signaux qui pourraient élever de plus de 0,3 dB le niveau du champ utilisable. On pourrait aussi utiliser toute autre valeur acceptée par les administrations concernées.)

Etape 3 Calcul des points de mesure pour la couverture limitée par le brouillage

Le champ perturbateur individuel, E_n , produit par chacune des stations brouilleuses faisant partie du sous-ensemble de brouilleurs considéré, est calculé pour chacun des points de mesure limités par le bruit qui ont été déterminés dans l'Etape 1 (voir la Fig. 7.1). Le champ utilisable est calculé pour chacun de ces points de mesure.

En l'absence de brouilleurs, le champ utilisable en un point de mesure est égal au champ médian minimum. Il est inutile de poursuivre le calcul, le rayon de couverture est celui de l'Etape 1 (voir aussi la Fig. 7.1).

Si le champ utilisable en un point de mesure est supérieur au champ médian minimum plus la correction combinée pour les emplacements, il faut trouver le nouveau rayon de couverture, dans la direction correspondante, où le champ de la station «utile» est égal au champ utilisable.

En général, le rayon de couverture ainsi calculé n'est pas égal au rayon calculé précédemment pour la même direction, ce qui fait varier le champ perturbateur. Pour cette raison, on répète l'opération décrite dans le paragraphe précédent pour obtenir une bonne approximation du rayon de couverture requis dans chaque direction.

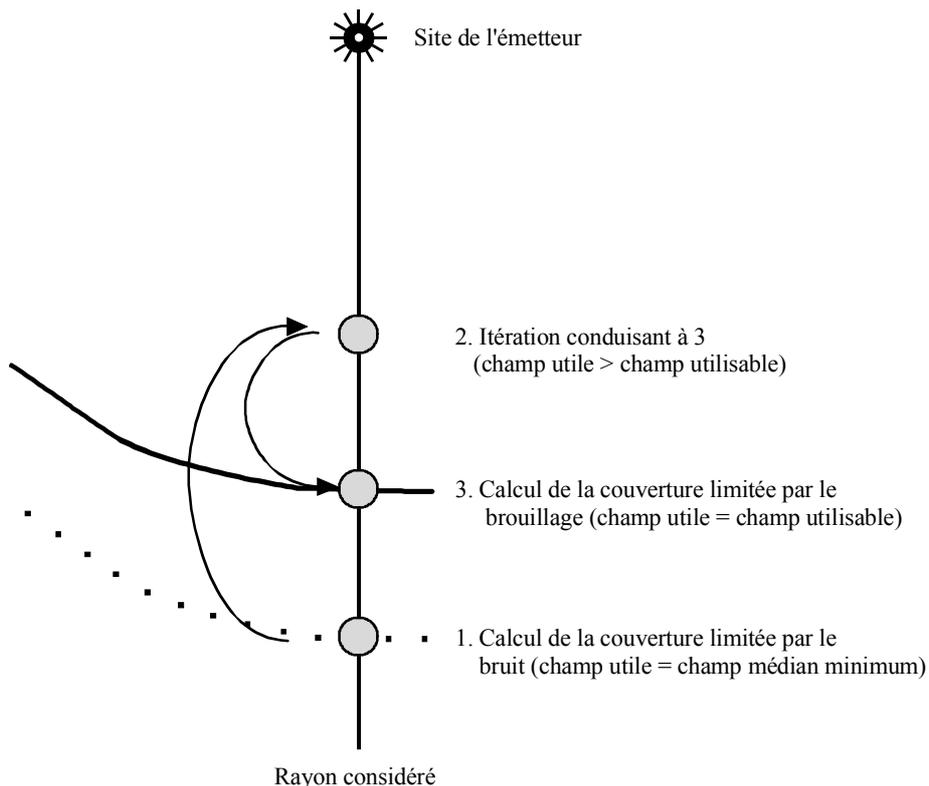


FIGURE 7.1

DTTB-07.1

Calcul de l'emplacement des points de mesure pour la couverture limitée par le brouillage

On notera qu'une station donnée aura généralement des zones de couverture différentes selon les canaux considérés. Ce fait peut être important lorsqu'on examine les couvertures respectives du service numérique et du service analogique.

7.8 Méthode de combinaison des signaux (méthode de sommation des puissances)

Dans la méthode de sommation des puissances, les divers champs sont combinés de façon telle que la puissance du champ résultant est égale à la somme des puissances des champs composants. Si l'on désigne par E_i le champ (logarithmique) d'un signal composant, exprimé en dB(μ V/m), le champ combiné, E_Σ est donné par:

$$E_\Sigma = 10 \log_{10} \left(\sum_{i=1}^n 10^{\frac{E_i}{10}} \right)$$

où n désigne le nombre de champs composants.

7.9 Méthodes de planification pour les assignations de la télévision numérique

On trouvera dans cette section la description d'une méthode qui permet de trouver des canaux **potentiellement** disponibles pour des émetteurs de télévision numérique nouveaux dans le cas de la planification des RMF. L'idée de base est de déterminer la puissance qui peut être rayonnée dans chaque canal sans causer des brouillages excessifs (au-delà d'une augmentation prédéterminée, par exemple de 0,3 dB) aux services analogiques existants, ou une augmentation équivalente pour les services numériques. Les résultats fournis par les méthodes décrites aux § 7.9.1 et 7.9.2 peuvent être utilisés pour identifier les canaux capables de fournir une couverture numérique utile à partir de tout site d'émetteur.

Le canal ou les canaux à utiliser dans ce site, plutôt que dans tout autre site voisin, devra (devront) être choisi(s) dans un processus de coordination. Dans ce processus, on devra tenir compte également des brouillages mutuels qui pourraient survenir entre des émetteurs de télévision numérique susceptibles d'utiliser le même canal.

Une autre méthode, apparentée cependant à la précédente consisterait à déterminer les canaux et les caractéristiques des stations pour un groupe d'assignations numériques incluses dans un mini RFU. Le principe de base est le même que celui exposé ci-dessus, mais le traitement concret est beaucoup plus complexe.

Bien entendu, les caractéristiques des stations déterminées selon le § 7.9.1 et adoptées dans un processus de coordination pourraient servir de base pour la mise en oeuvre d'un mini RFU, à condition que celui-ci n'ait pas un potentiel de brouillage plus important (dans tous les points de mesure agréés pour d'autres stations dans le cadre du processus de coordination).

7.9.1 Détermination des caractéristiques d'une station de télévision numérique

Pour un site d'émission donné, il faut déterminer les caractéristiques suivantes d'une station de télévision numérique:

- le ou les canaux;
- la polarisation;
- la hauteur équivalente de l'antenne d'émission au-dessus du niveau moyen du terrain;
- la p.a.r. maximum;
- le diagramme de rayonnement horizontal.

Les données sur la hauteur équivalente de l'antenne et le diagramme de rayonnement doivent être recueillies à des intervalles de 10° à partir du nord vrai.

De nombreuses itérations pourront être nécessaires pour choisir les caractéristiques qui donneront la couverture maximale du service numérique, sans causer des brouillages inacceptables à des stations de télévision analogique existantes et à d'autres services.

Pour un choix particulier (ou un choix à titre d'essai) du canal et de la polarisation, il faut déterminer la puissance rayonnée maximale admissible du service numérique.

Pour chaque station de télévision analogique susceptible d'être brouillée par la station DVB-T ayant les caractéristiques proposées, il y a lieu de dérouler le processus suivant:

Etape 1: en chaque point représentant la zone de couverture de la station analogique, on calcule la somme des puissances des champs perturbateurs des autres stations analogiques en service. Ces valeurs ont déjà été déterminées dans les procédures décrites au § 7.7.

Etape 2: aux mêmes points, on calcule le champ perturbateur combiné de la station DVB-T proposée et des stations de télévision analogique en service.

Etape 3: on compare les champs perturbateurs combinés, calculés comme indiqué ci-dessus. Si on note une augmentation ne dépassant pas une valeur convenue, par exemple 0,3 dB, la p.a.r. de la station numérique est considérée comme acceptable (aux fins de l'établissement d'une liste de canaux potentiellement disponibles). Dans le cas contraire, on ajuste la p.a.r. pour obtenir un niveau de brouillage acceptable.

Il est possible ainsi de déterminer la puissance rayonnée admissible maximum de la station de télévision numérique dans toutes les directions.

7.9.2 Détermination de la taille des zones de couverture de la télévision numérique

Une fois établies les caractéristiques de la station numérique, sa couverture peut être calculée pour une certaine version de système numérique nécessitant une valeur spécifiée du rapport C/N . Dans ce calcul, on tiendra compte:

- des brouillages causés par des stations de télévision analogique dans la zone de couverture potentielle de la station numérique;
- des brouillages causés par d'autres services de télévision numérique;
- des brouillages causés par d'autres services.

Pour ce faire, on utilisera les méthodes de sommation des signaux décrites dans le Chapitre 3. Une fois le calcul effectué, on obtient, pour chaque petite zone, le pourcentage d'emplacements desservis. Il est possible aussi de calculer la zone de service numérique en appliquant la méthode décrite au § 7.7

7.9.3 Détermination des caractéristiques d'un groupe de stations de télévision numérique dans un mini RFU

Le principe de base serait le même que celui exposé au § 7.9.1 et on ne répétera pas ici les indications données dans ce paragraphe. Il est nécessaire, aux fins de traitement informatique, d'identifier l'ensemble des sites d'émetteur considérés comme constituant un mini RFU. Comparé au processus qui a été décrit au § 7.9.1, on a un surcroît de complexité car il faut considérer une multiplicité de combinaisons de niveaux de puissance rayonnés par les émetteurs du mini RFU. Il serait nécessaire de faire un choix entre les nombreuses combinaisons, pour chaque canal possible, en considérant la couverture qui serait réalisable avec la combinaison étudiée. On ferait appel pour cela à un processus d'itération dans lequel des résultats informatiques intermédiaires seraient étudiés afin de déterminer la combinaison de niveaux de puissance numérique pouvant être considérée comme optimale pour chaque canal.

7.10 Protection des services de télévision numérique

Il y a défaillance rapide de la réception numérique lorsque le niveau du signal utile passe en dessous de sa valeur «minimale». Pour cette raison, l'objectif en matière de pourcentage d'emplacements nominalement couverts en limite de la zone de couverture – le terme limite désignant le passage entre une zone couverte et une zone non couverte – doit être beaucoup plus élevé pour les systèmes numériques que pour les systèmes de télévision analogique. Aux fins de la coordination, les administrations concernées devraient fixer d'un commun accord les conditions de référence, y compris le pourcentage d'emplacements.

Les conditions de réception dans la mise en oeuvre **effective** d'un service de télévision numérique peuvent différer des conditions de réception de **référence** fixées d'un commun accord. Cela étant, les points de mesure représentant une assignation numérique ne se situent pas forcément sur la limite de la zone de couverture effective correspondant à ladite assignation. Les points de mesure peuvent se trouver à l'intérieur ou à l'extérieur de cette zone de couverture effective.

CHAPITRE 8

INTERACTION AVEC D'AUTRES SERVICES

8.1 Observations générales

Les activités de radiodiffusion n'ont pas l'exclusivité de l'accès aux bandes de fréquences attribuées au service de radiodiffusion. Il existe un certain nombre de situations de partage, qui varient d'un pays à un autre, s'agissant de l'«autre service» en cause et du statut de ce service dans le Règlement des radiocommunications. Dans certains cas, ce statut peut se trouver en cours d'évolution, par exemple pour passer de la catégorie «permis» à la catégorie «primaire». Nous ne nous intéresserons pas ici directement au statut, ni au droit à la protection. Il est clair, cependant, que l'on a besoin de méthodes pour calculer les brouillages mutuels potentiels avec le service de radiodiffusion. Ce processus de calcul est compliqué par la nécessité de considérer les assignations ou les allotissements comme la base de la planification de la télévision numérique. On a, là aussi, une difficulté qui doit être résolue dans la planification des services de télévision (en d'autres termes, l'interaction entre services de télévision), indépendamment des brouillages mutuels avec d'autres services.

8.2 Stations des autres services

Que la planification soit faite sur la base des assignations ou des allotissements de la télévision numérique, il est essentiel d'avoir une définition claire des spécifications des autres services, cela à trois points de vue: leur sensibilité aux brouillages, la protection qui leur est nécessaire et leur aptitude à causer des brouillages. Dans le cas d'un service caractérisé par la réception seulement, comme la radioastronomie, l'aptitude à causer des brouillages à la télévision peut être considérée comme nulle.

8.2.1 Protection nécessaire des autres services

Outre les éléments évidents:

- fréquence centrale;
- niveau de signal à protéger;
- rapport de protection en fonction de la séparation entre les fréquences centrales des autres services et celles de la télévision numérique;
- pourcentage de temps pendant lequel la protection est nécessaire;
- orientation et discrimination des antennes de réception des autres services (s'il y a lieu).

il faut aussi déterminer la zone ou les emplacements pour lesquels la protection est nécessaire. Pour cette dernière détermination, il peut être commode de spécifier un ensemble d'emplacements de points de mesure (longitude, latitude et hauteur au-dessus du niveau du sol) représentant:

- soit la frontière de la zone à l'intérieur de laquelle la protection est nécessaire;
- soit l'emplacement exact où une installation de réception est, ou pourra être, implantée.

Afin d'éviter certaines ambiguïtés qui ont créé des difficultés par le passé, des précautions particulières doivent être prises lorsqu'on recueille des renseignements sur les caractéristiques des antennes de réception des autres services:

- dans le cas de la réception mobile, on admet qu'il n'y a ni directivité, ni discrimination de polarisation; et
- dans le cas de la réception fixe, il est nécessaire de préciser l'orientation de l'antenne de réception, ainsi que sa discrimination copolaire et contrapolaire en fonction de la direction relative.

8.3 Eléments techniques d'autres services nécessaires pour les calculs de compatibilité

Les paramètres nécessaires pour les calculs de compatibilité sont les suivants, pour les terminaux d'émission et/ou de réception:

- la modulation;
- la fréquence;
- la largeur de bande;
- la puissance rayonnée maximum;
- le diagramme de rayonnement en azimut;
- la polarisation;
- la discrimination de polarisation;
- les coordonnées et la hauteur des sites (longitude, latitude et hauteur au-dessus du niveau du sol ou de la mer, selon le cas);
- le rapport de protection en fonction de la séparation de fréquence;
- le niveau de signal minimum à protéger pour une installation donnée;
- le pourcentage de temps pendant lequel la protection doit s'exercer;
- la zone de couverture définie par les points de mesure calculés (maximum de 36 points).

8.4 Calcul de la protection des autres services

Un calcul est à effectuer pour chacun des points de mesure utilisés dans la définition de l'autre service. Ce calcul doit tenir compte:

- du rapport de protection pour la différence de fréquence entre l'autre service et le service de télévision numérique;
- du niveau du signal dû à l'assignation brouilleuse;
- le cas échéant, de la discrimination de l'antenne de réception de l'autre service (polarisation et directivité).

Si l'on dispose de l'information indiquée plus haut, il est possible de calculer le champ perturbateur (en chaque point de mesure) pour l'autre service.

Le champ perturbateur, E_n , est défini par:

$$E_n = E_i + PR + A$$

où, exprimés en dB:

E_i : valeur du champ de l'assignation DVB-T

PR : rapport de protection applicable

A : discrimination applicable de l'antenne de réception ($A \leq 0$).

Dans le cadre des discussions de coordination éventuellement nécessaires, le champ perturbateur (en chaque point de mesure) pourra être comparé au niveau de signal minimum à protéger pour l'autre service.

Le calcul du niveau des signaux brouilleurs dépend de l'autre service considéré. La Recommandation UIT-R P.1546 (ou ancienne Recommandation UIT-R P.370), pour des émetteurs individuels, ou une méthode statistique, pour les RFU, peut-être utilisée pour les autres services de Terre, compte tenu du pourcentage de temps applicable. Toutefois, des calculs faisant intervenir les conditions de l'espace libre seront nécessaires pour les services aéronautiques (ou par satellite) s'il y a visibilité directe entre le récepteur de l'autre service et l'émetteur brouilleur.

8.5 Calcul de la protection du service de télévision numérique

Un calcul est à effectuer pour chacun des points de mesure utilisés pour définir la zone de couverture d'un service de télévision numérique. Ce calcul doit tenir compte:

- du rapport de protection pour la différence de fréquence entre l'autre service et le service de télévision numérique;
- du niveau des signaux de l'émetteur de l'autre service;
- de la discrimination de l'antenne de réception du service de télévision numérique (dans le cas de la réception sur antenne fixe).

Si l'on dispose de l'information indiquée plus haut, il est possible de calculer le champ perturbateur (en chaque point de mesure) pour le service de télévision numérique.

Le champ perturbateur, E_n , est défini par:

$$E_n = E_i + PR + A$$

où, exprimés en dB:

E_i : valeur du champ de l'assignation de l'autre service;

PR : rapport de protection applicable;

A : discrimination applicable de l'antenne de réception ($A \leq 0$).

Dans le cadre des discussions de coordination, éventuellement nécessaires, le champ perturbateur (en chaque point de mesure) pourra être comparé au niveau de signal minimum du service de télévision numérique, auquel il est nécessaire d'ajouter l'effet de la variation combinée de l'emplacement des signaux utile et brouilleur.

CHAPITRE 9

EMISSION

9.1 Antennes d'émission

9.1.1 Introduction

Pour mettre en oeuvre un réseau de télévision de Terre, on a besoin évidemment d'antennes d'émission appropriées installées sur des emplacements adéquats. En général, l'ouverture la plus appropriée, sur les structures existantes, a déjà été utilisée par le service pour lequel le mât a été construit. Si l'on considère que la réalisation de nouvelles structures pour la plupart des stations sera d'un coût prohibitif, la réutilisation d'antennes existantes apparaît comme une solution extrêmement intéressante. Si cette solution n'est pas réalisable, il faudra en étudier d'autres.

Le présent Chapitre traite de la réutilisation des antennes existantes et des possibilités qui s'offrent pour monter des antennes de télévision numérique sur des structures servant déjà à la télévision analogique.

9.1.2 Description des antennes d'émission de télévision existantes

En Europe, un réseau de télévision type se compose de stations principales à grande puissance fonctionnant avec polarisation horizontale et de réémetteurs à puissance moyenne ou faible fonctionnant avec polarisation horizontale ou parfois verticale.

Les antennes d'émission sont souvent montées sur une poutre en porte à faux en haut du mât ou de la tour. Ce montage en porte à faux au lieu du montage direct sur l'ouvrage garantit que les réseaux d'éléments rayonnants sont le plus près possible les uns des autres dans le plan horizontal. Plus la distance entre les centres de phase des éléments est petite, plus le diagramme de rayonnement horizontal est uniforme (et «gérable»).

Dans la plupart des stations principales et, dans certains pays, sur beaucoup de réémetteurs, le système d'antenne tout entier est placé dans un cylindre en fibres de verre. Ce cylindre protège l'antenne des intempéries et, dans de nombreux cas, il est intégré à la structure porteuse mécanique de l'antenne.

Les antennes pour ondes décimétriques sont généralement conçues pour utiliser un ensemble spécifique de canaux répartis sur toute l'étendue de la bande décimétrique, ou groupés en sous-bandes, par exemple Bande IV, Bande V inférieure ou Bande V supérieure. Normalement, l'adaptation d'impédance pour la télévision analogique n'est satisfaisante que dans les canaux pour lesquels ces antennes ont été conçues, et à proximité immédiate de ces canaux. Il en est également ainsi, en général, même si les systèmes d'antenne sont équipés de panneaux pour émission à large bande.

9.1.3 Options pour les antennes de télévision numérique

9.1.3.1 Antenne partagée avec la télévision analogique

Cette solution est possible si:

- les émissions de télévision numérique et de télévision analogique ont la même polarisation;
- l'antenne existante aura un fonctionnement satisfaisant sur les fréquences prévues pour la télévision numérique;

- le diagramme de rayonnement de l'antenne existante est compatible avec les restrictions imposées éventuellement à la puissance rayonnée pour la télévision numérique, restrictions nécessaires pour éviter de brouiller d'autres services;
- le système d'antenne est capable de traiter la puissance totale de tous les services à assurer.

Si ces conditions sont satisfaites, il suffit de prévoir des combineurs supplémentaires.

La qualité de fonctionnement de l'antenne existante mérite un examen. Si le canal de télévision numérique est très voisin d'un des canaux «analogiques», il est presque certain que le diagramme de rayonnement sera semblable à celui de la télévision analogique. L'adaptation d'impédance devrait aussi être similaire. Pour d'autres canaux, il se peut que le diagramme de rayonnement ne soit pas très différent mais, dans de nombreux cas, l'adaptation d'impédance sera inacceptable pour la télévision analogique. En revanche, il est possible que la télévision numérique soit moins sensible à cet égard. Même si la puissance réfléchie pose problème, il n'est pas impossible que l'on puisse la détourner vers une charge. Autre solution à envisager: modifier le système d'alimentation interne de l'antenne.

Si les polarisations respectives de la télévision numérique et de la télévision analogique sont croisées, il est possible que l'on puisse réaliser des antennes nouvelles qui seront partagées par les deux services; ces antennes auraient des entrées individuelles permettant d'obtenir la polarisation verticale ou la polarisation horizontale pour l'un ou l'autre des services. L'isolation entre ces entrées pourrait être telle qu'il serait inutile d'adopter des mesures spéciales pour améliorer l'isolation. Bien entendu, il faudrait prévoir une ligne d'alimentation principale distincte pour chaque service.

9.1.3.2 Partage de l'ouverture utilisée pour la télévision analogique

Cette option consiste à construire une antenne de télévision numérique distincte dans l'ouverture déjà utilisée pour la télévision analogique. Elle présentera de l'intérêt principalement lorsque les émissions de la télévision numérique se feront avec une polarisation rectiligne différente de celle du service de télévision analogique. La question de savoir si cette option est réalisable dépend des caractéristiques de l'antenne existante. Elle ne sera pas réalisable pour certains types d'antenne (par exemple, antenne papillon). Là où elle est possible, le couplage entre les antennes (et les structures supports métalliques) doit être suffisamment faible pour qu'il n'y ait pas de brouillages mutuels avec les diagrammes de rayonnement de chaque service.

Cette option pose un problème important, celui de la place disponible pour loger une nouvelle antenne. Comme indiqué précédemment, il existe dans de nombreuses stations principales et dans de nombreux réémetteurs des cylindres en fibres de verre pour la protection contre les intempéries. Il est peu probable que l'on trouve dans les réémetteurs de cette catégorie suffisamment de place pour loger de nouvelles pièces métalliques dans ces cylindres. Les choses pourraient être un peu plus faciles dans les stations principales mais cette solution pourrait néanmoins imposer une lourde contrainte logistique à une réalisation déjà difficile par elle-même.

Une autre solution, utilisable dans certains cas, pourrait être de supprimer la moitié d'une antenne existante servant à la télévision analogique et de la remplacer par une antenne pour télévision numérique. Cette opération entraînera une diminution d'environ 3 dB du gain de l'antenne du service analogique.

On considère qu'il serait peu réaliste, pour des raisons tenant à la structure de l'ouvrage, de construire une nouvelle antenne pour télévision numérique sur la surface extérieure du cylindre en fibres de verre. Au demeurant, on aurait ainsi, entre les éléments rayonnants et l'axe de la structure, un espacement qui ne permettrait pas d'obtenir des diagrammes de rayonnements satisfaisants.

9.1.3.3 Antenne pour télévision numérique complètement séparée, occupant sa propre ouverture

Cette solution pourrait être la meilleure sur les sites où l'on dispose d'une ouverture acceptable sur une antenne existante. Dans les réseaux RMF, il est possible de réaliser le diagramme de rayonnement de la ou des nouvelles antennes en fonction des restrictions qu'il faut imposer à la puissance rayonnée pour empêcher le brouillage des services existants de télévision analogique. Si

L'ouverture disponible se trouve relativement bas sur la structure, on risque de ne pouvoir réaliser la couverture requise. Dans le cas d'une structure dont les dimensions transversales diminuent progressivement, plus l'ouverture est basse, plus la largeur frontale est grande. Les centres de phase des éléments rayonnants s'écartent de plus en plus les uns des autres; en conséquence, les minima du diagramme de rayonnement horizontal se creusent davantage, ou bien on a une antenne extrêmement complexe, donc très coûteuse. Quoi qu'il en soit, il faut mettre en balance une couverture non idéale et des solutions techniques complexes et coûteuses.

Interviennent aussi d'autres considérations d'ordre pratique dont il faut tenir compte. Il doit y avoir de la place pour pouvoir connecter les nouvelles lignes d'alimentation à l'antenne et la structure doit être assez robuste pour supporter la charge éolienne de la nouvelle antenne ainsi que les nouveaux câbles d'alimentation.

9.1.3.4 Autres considérations

Si l'on veut obtenir la même couverture en télévision numérique qu'en analogique, il faudra opérer avec les mêmes hauteurs d'antenne. Cela étant, on peut raisonnablement admettre qu'on ne disposera pas aisément de l'espace nécessaire sur la majorité des sites d'émission. Il se pourrait qu'une reconfiguration des antennes existantes fournisse l'ouverture nécessaire, mais il est peu probable que cela soit la règle.

Si l'on veut avoir la même polarisation en télévision numérique et en télévision analogique, la démarche la plus efficace pourrait être d'étudier la possibilité d'une utilisation partagée des antennes existantes. Dans certains cas, il pourrait être nécessaire de modifier les caractéristiques techniques de ces antennes pour loger le ou les nouveaux canaux. Il n'est pas certain que cela entraînerait des dépenses prohibitives.

Si la polarisation n'est pas destinée à être la même en numérique et en analogique, il conviendra d'examiner sérieusement les points suivants:

– Partage de l'ouverture

La modélisation informatique peut donner une indication sur les configurations et les interactions possibles. Toutefois, vu la complexité du problème, il faudra avoir recours aussi à des modèles et à des mesures pratiques. Ces travaux de développement sont coûteux, nécessitent beaucoup de temps et mobilisent des compétences techniques très diverses. Nous avons mentionné plus haut le problème de la place disponible à l'intérieur des cylindres en fibres de verre; on doit conclure de ces considérations que l'étude dont il est question ici risque de donner des résultats qui ne seraient pas prometteurs.

– Antenne à double polarisation

On trouve sur le marché des panneaux d'antenne se prêtant à la double polarisation (connecteurs d'entrée séparés), généralement utilisés pour la polarisation elliptique (circulaire). La mise en oeuvre d'une antenne à double polarisation pour la télévision analogique et la télévision numérique aura pour conséquence le remplacement complet de toutes les pièces de l'antenne existante. En règle générale, la différence de gain, dans chacun des plans, entre une antenne à double polarisation et une antenne à polarisation unique ne dépassera pas 1 dB. Il est possible de conserver inchangé le diagramme de rayonnement de la télévision analogique et de donner la même forme, ou une forme différente, à celui de la télévision numérique.

– Diminution de l'ouverture existante

Supposons que l'on diminue de moitié la taille de l'antenne existante et que la réduction du gain qui en résulte (3 dB) est acceptable. Dans ces conditions, il est possible de loger dans l'ouverture disponible une nouvelle antenne pour la télévision numérique, qui aura à peu près le même gain que la partie restante de l'antenne existante. Le diagramme de rayonnement horizontal pourra être identique à celui du ou des services analogiques, ou il pourra en différer afin de permettre la prise en compte, le cas échéant, des restrictions nécessaires.

On notera que les options ci-dessus nécessitent également, toutes trois, l'installation d'un jeu supplémentaire de lignes d'alimentation.

9.1.3.5 Conclusions

Si les services de télévision numérique et de télévision analogique ont la même polarisation, il est possible qu'ils puissent partager les mêmes antennes d'émission. C'est la solution à laquelle on accorde la préférence, pour des raisons tenant au coût et à la complexité de la réalisation.

Si on n'utilise pas la même polarisation pour les deux services et si on ne dispose pas de place pour une nouvelle antenne distincte destinée à la télévision numérique, il faudra procéder à d'importantes modifications des caractéristiques techniques de l'antenne existante.

Sur les sites où existe une ouverture libre adéquate, la solution optimale pourrait être la construction d'une antenne exclusive pour la télévision numérique.

9.2 Suppression des rayonnements non désirés

On trouvera dans cette section une grande quantité d'informations sur les gabarits spectraux utilisés en Europe et sur les procédés d'élaboration de ces gabarits. Ceux-ci sont spécifiques d'un environnement de planification donné et devraient être établis en conformité avec les particularités de cet environnement. Il est vraisemblable, cependant, que la méthodologie décrite ici serait transposable dans un autre environnement, sauf contraintes spéciales.

Dans la phase initiale de la télévision numérique de Terre, on devra trouver les canaux principalement parmi ceux déjà utilisés pour la télévision analogique. Dans certains cas, il faudra faire usage de canaux adjacents à des canaux déjà utilisés pour la télévision analogique. Pour éviter de brouiller les services analogiques, on considère qu'il est important de limiter le plus possible les rayonnements hors canaux des émetteurs de télévision numérique. D'où la nécessité de définir des gabarits pour ces émetteurs.

La télévision numérique utilisera un procédé de modulation extrêmement complexe, par exemple MAQ-64, MRFO. Cela exigera une excellente linéarité de fonctionnement de l'amplificateur de puissance de l'émetteur, afin d'éviter l'apparition de produits d'intermodulation.

Les bandes latérales «naturelles» du spectre MRFO peuvent (et doivent) être coupées dans un filtre approprié en FI dans les modulateurs. Cependant, ces bandes latérales réapparaîtront en RF, sous l'effet des produits d'intermodulation qui prennent naissance entre les diverses porteuses dans la chaîne d'amplification de l'émetteur. Pour obtenir un rendement raisonnable (mais cependant encore faible) de l'émetteur, il faut appliquer une précorrection générale de linéarité. On ne peut pas envisager d'utiliser sans problème, en télévision numérique, des amplificateurs très peu linéaires comme les klystrons.

Les types prédominants de produits d'intermodulation dont les fréquences tombent dans le canal de télévision numérique, ou dans son voisinage, sont les produits du troisième et du cinquième ordre. Les produits du troisième ordre sont compris dans l'intervalle:

fréquence centrale du canal $\pm 1,5$ (largeur de spectre du signal MRFO)

et ceux du cinquième ordre, dans l'intervalle:

fréquence centrale du canal $\pm 2,5$ (largeur de spectre du signal MRFO)

Les produits d'intermodulation tombant dans le canal agissent comme des brouillages causés par un émetteur de télévision numérique fonctionnant dans le même canal (réseau non RFU) et provoquent une augmentation du taux d'erreur binaire. On peut donc estimer que le niveau acceptable maximum de l'intermodulation dans le canal est numériquement égal, en première approximation, à la valeur requise minimum du rapport C/N pour le système numérique considéré. Si ce niveau maximum est atteint, il ne reste plus de marge pour le bruit ou le brouillage.

Les produits d'intermodulation tombant à l'extérieur du canal pourraient causer un brouillage à caractère de bruit dans le même canal; ce brouillage serait causé aux services existants de télévision analogique exploités dans un ou plusieurs canaux adjacents au canal de télévision numérique ou proches de ce canal. Le rapport de protection nécessaire pour le service de télévision analogique sera de l'ordre de 40 dB, la valeur exacte dépendant du système analogique utilisé. Si le signal de télévision analogique est rayonné par la même station (ou la même antenne), il est assez facile de spécifier l'affaiblissement suffisant qui doit être appliqué aux produits d'intermodulation dus à l'émetteur de télévision numérique. Si le signal analogique ne vient pas du même émetteur que le signal numérique, mais s'il couvre la même zone ou une partie de cette zone, il pourra être très difficile de réaliser l'affaiblissement qui devra être imposé aux produits d'intermodulation dus à la télévision numérique. Dans les deux cas, on a besoin de mettre en oeuvre un filtrage à l'aide d'un gabarit spectral approprié.

Si un émetteur analogique et un émetteur numérique utilisant des canaux adjacents sont copositionnés et desservent une zone commune, il faut tenir compte également des émissions hors bande de l'émetteur analogique.

En raison de la non-linéarité, principalement dans le ou les amplificateurs de puissance, la partie supprimée de la bande latérale (résiduelle) inférieure a tendance à réapparaître. Ce phénomène peut influencer sur un signal DVB-T transmis dans le canal adjacent inférieur. Dans les émetteurs de télévision analogique utilisant un amplificateur de puissance commun pour l'image et pour le son, on trouve aussi un conjugué de la ou des porteuses son au-dessous de la porteuse image.

Au-dessus de la ou des porteuses son, des produits de distorsion harmonique dus aux composantes du signal vidéo apparaissent dans le canal «analogique». Il en résulte une extension qui atteint le canal adjacent supérieur.

Des gabarits spectraux définis sont nécessaires pour la télévision analogique, afin de réaliser la compatibilité avec les canaux adjacents.

9.2.1 Gabarits spectraux asymétriques pour le système DVB-T

D'une manière générale, il est prévu que les émetteurs de télévision numérique occuperont, dans leur grande majorité, les mêmes sites que les émetteurs analogiques existants et que, dans la mesure du possible, ils fonctionneront avec la même polarisation. Sur cette base, il est possible de réaliser des gabarits spectraux pour les émetteurs numériques. Ces gabarits, qui permettent de faire face aux brouillages causés à plusieurs systèmes de télévision analogique, sont réalisés par référence aux rapports de protection connus, spécifiés pour les diverses parties du signal analogique.

Il est prévu que les émetteurs de télévision numérique fonctionneront exclusivement dans les bandes de fréquences envisagées pour la télévision. Dans la plupart des cas, il suffit de considérer la protection de la télévision analogique dans les canaux adjacents; font exception des canaux tels que les canaux 5, 21, 60 ou 69, où fonctionnent des services qui nécessitent une forte protection, sur des fréquences situées immédiatement à l'extérieur du canal de télévision. Cependant, même dans ces cas, il suffit qu'un seul côté du gabarit spectral montre la forme du gabarit dans les cas critiques; de l'autre côté, on peut avoir un affaiblissement hors bande satisfaisant pour la télévision analogique.

Les rapports de protection utilisés pour les canaux adjacents ont été repris de la publication BPN 003 de l'UER, «Technical Bases for T-DAB Services Network Planning and Compatibility with existing Broadcasting Services» avec l'hypothèse suivante: il ne s'exerce aucune influence sur la valeur du rapport de protection, que le signal numérique (MRFO) soit un signal T-DAB ou un signal DVB-T.

Les exemples présentés reposent tous sur les hypothèses suivantes:

- copositionnement de l'émetteur numérique et de l'émetteur analogique;
- absence de discrimination de polarisation;
- absence de décalage de fréquence dans les émetteurs, à l'exception des émetteurs son du système L, dans lesquels on a tenu compte d'un décalage positif de 50 kHz;
- égalité des p.a.r. de l'émetteur analogique (crête-synchro) et de l'émetteur numérique (puissance totale).

Des corrections proportionnelles doivent être appliquées si:

- les puissances rayonnées par les émetteurs de télévision analogique et numérique ne sont pas égales;
- les signaux de télévision analogique et numérique ne sont pas rayonnés avec la même polarisation, si on peut faire l'hypothèse d'une polarisation.

Les rapports de protection utilisés pour la télévision analogique sont basés sur ceux dont la valeur est donnée dans la Recommandation UIT-R BT.655; ils ont été recalculés pour le niveau de dégradation 4,5. A partir de ces rapports de protection, on a calculé la valeur maximum admissible dans une largeur de bande de 4 kHz pour un ensemble représentatif de fréquences dans le canal analogique.

La Recommandation UIT-R BS.707 renseigne sur les systèmes son utilisés. Le système MF à deux canaux décrit dans cette Recommandation sera désigné «A2» dans la suite de la présente section.

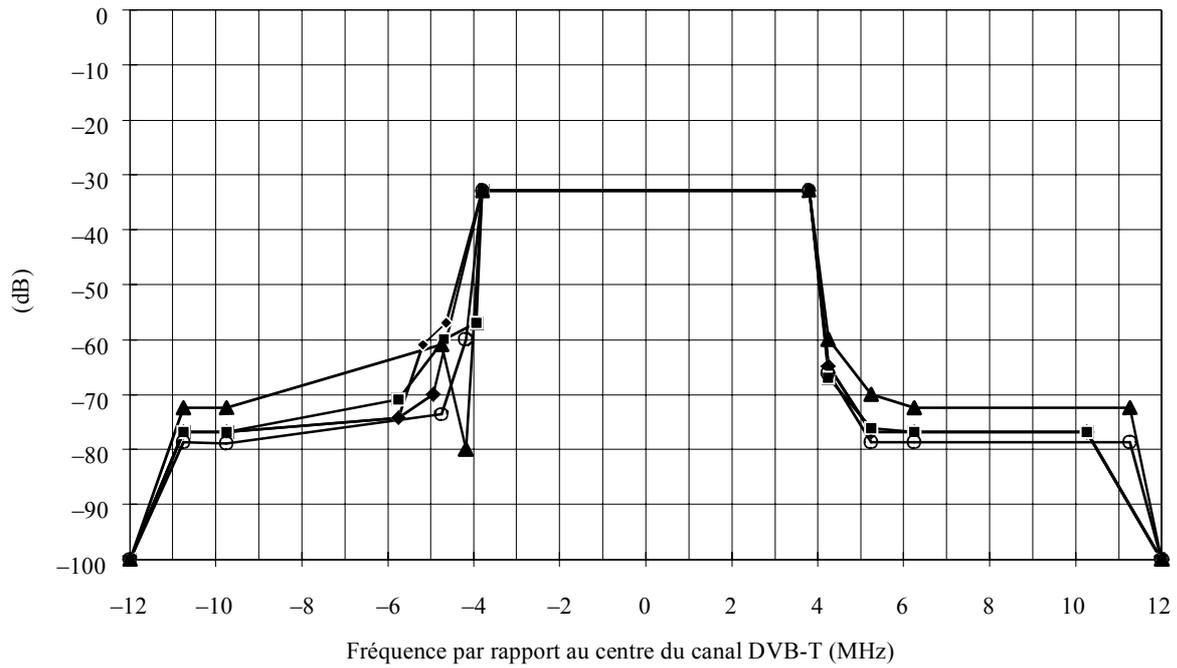
On a fixé à -100 dB le niveau relatif dans une largeur de bande de 4 kHz à la partie inférieure du canal adjacent inférieur et à la partie supérieure du canal adjacent supérieur.

Pour plus de détails sur le calcul des valeurs, voir l'Annexe 1 du Chapitre 9.

Les Fig. 9.1 et 9.2 donnent deux ensembles de gabarits spectraux pour les canaux de 8 MHz, et les Fig. 9.3 et 9.4 donnent les mêmes informations pour les canaux de 7 MHz. Les gabarits des Fig. 9.1 et 9.3 se basent directement sur les rapports de protection indiqués dans l'Annexe 1 du Chapitre 9 pour le canal adjacent inférieur. Dans le canal adjacent supérieur, la porteuse son nécessite moins de protection que les porteuses image. Cela conduit à des gabarits dans lesquels l'affaiblissement à grande distance de canal DVB-T est plus petit qu'à proximité immédiate de ce canal. Pour cette raison, les rapports de protection pour la porteuse image sont répétés sur des fréquences correspondant à la partie supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent supérieur. Toutefois, on obtient ainsi une surprotection d'environ 5 dB sur ces fréquences.

On estime que ces gabarits permettent d'obtenir la protection minimale nécessaire pour des émetteurs de télévision analogique et numérique copositionnés, dont les puissances rayonnées sont les mêmes.

Niveau de puissance mesuré dans une largeur de bande de 4 kHz; 0 dB correspond à la puissance de sortie totale



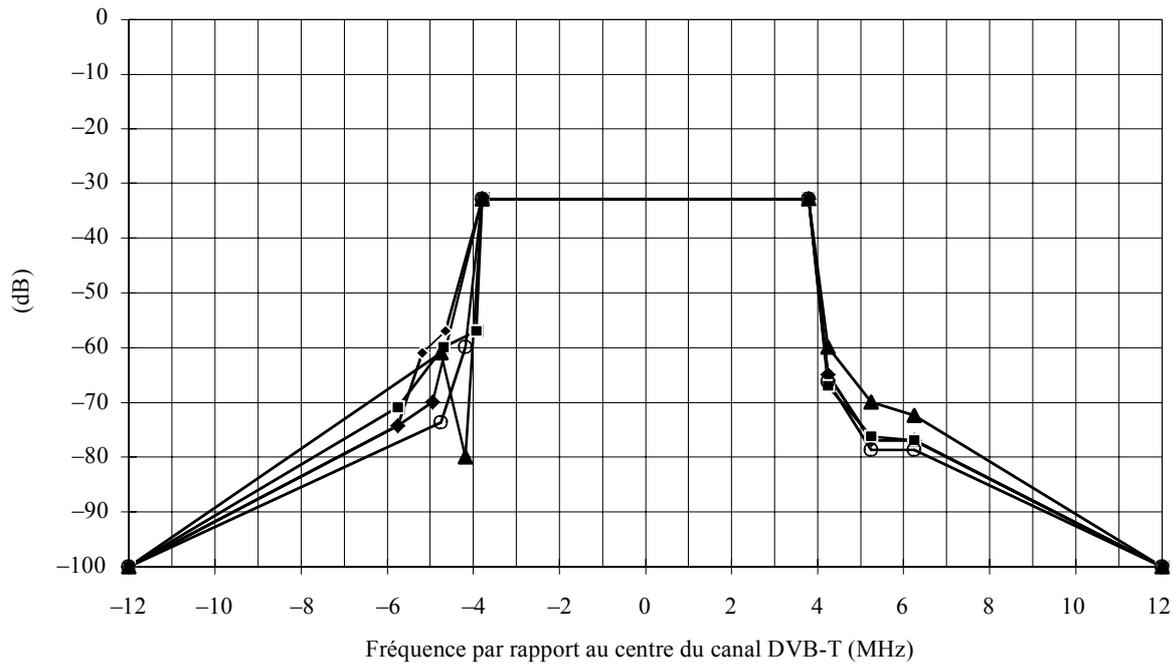
- ◆— Système G/PAL/NICAM
- ◆— Système G/PAL/A2
- Système I/PAL/NICAM
- Système K/SECAM et K/PAL
- ▲— Système L/SECAM/NICAM

Points de discontinuité										
Voir Notes de la Fig. 9.4	G/PAL/NICAM		G/PAL/A2		I/PAL/NICAM		K/SECAM K/PAL		L/SECAM/NICAM	
	Fréq. rel. (MHz)	Niveau rel. (dB)								
1	-12	-100	-12	-100	-12	-100	-12	-100	-12	-100
2	-10,75	-76,9	-10,75	-76,9	-10,75	-76,9	-10,75	-78,7	-10,75	-72,4
3	-9,75	-76,9	-9,75	-76,9	-9,75	-76,9	-9,75	-78,7	-9,75	-72,4
4	-5,75	-74,2	-5,75	-74,2	-5,75	-70,9	-4,75	-73,6	-4,75	-60,9
5	-5,185	-60,9	-5,185	N/A	-4,685	-59,9	-4,185	-59,9	-4,185	-79,9
6	N/A	N/A	-4,94	-69,9	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
7	-4,65	-56,9	N/A	N/A	-3,925	-56,9	N/A	N/A	N/A	N/A
8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8
9	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8
10	+4,25	-64,9	+4,25	-64,9	+4,25	-66,9	+4,25	-66,1	+4,25	-59,9
11	+5,25	-76,9	+5,25	-76,9	+5,25	-76,2	+5,25	-78,7	+5,25	-76,269,9
12	+6,25	-76,9	+6,25	-76,9	+6,25	-76,9	+6,25	-78,7	+6,25	-72,4
13	+10,25	-76,9	+10,25	-76,9	+10,25	-76,9	+11,25	-78,7	+11,25	-72,4
14	+12	-100	+12	-100	+12	-100	+12	-100	+12	-100

FIGURE 9.1

Gabarits spectraux pour un émetteur de télévision numérique de Terre fonctionnant dans un canal adjacent à un émetteur de télévision analogique copositionné, 8 MHz

Niveau de puissance mesuré dans une largeur de bande de 4 kHz;
0 dB correspond à la puissance de sortie totale



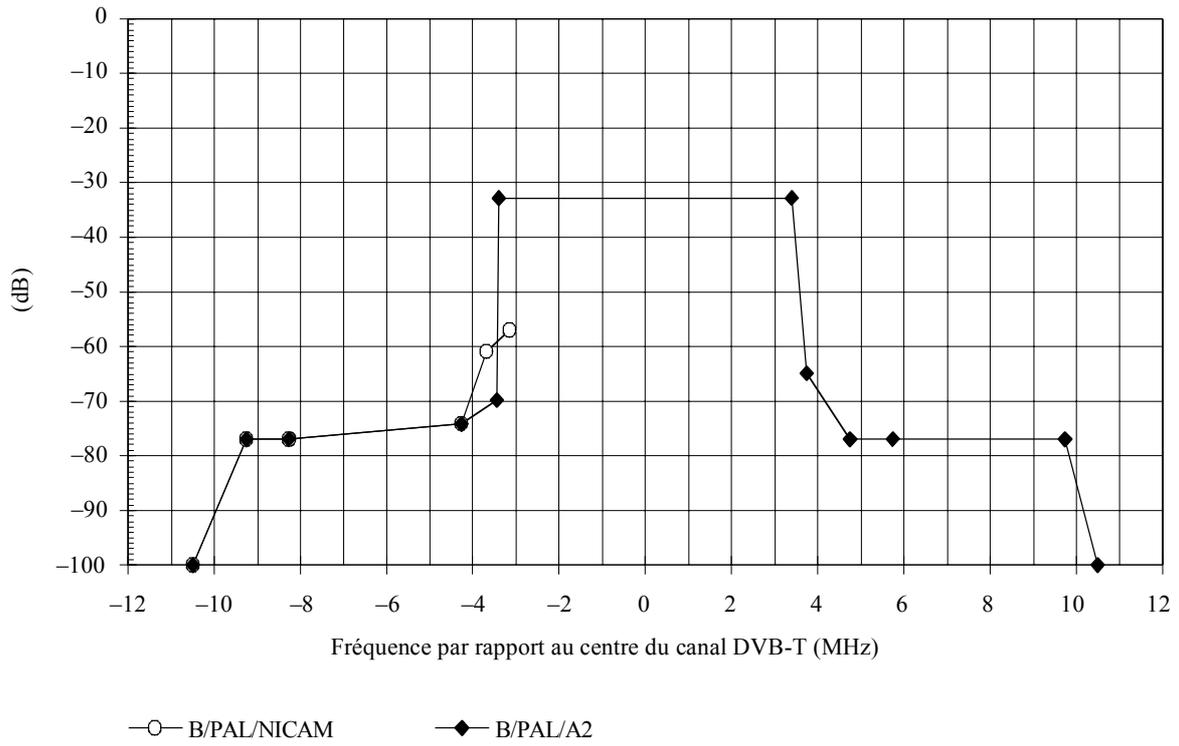
- ◆— Système G/PAL/NICAM
- ◆— Système G/PAL/A2
- Système I/PAL/NICAM
- Système K/SECAM et K/PAL
- ▲— Système L/SECAM/NICAM

Points de discontinuité										
Voir Notes de la Fig. 9.4	G/PAL/NICAM		G/PAL/A2		I/PAL/NICAM		K/SECAM K/PAL		L/SECAM/NICAM	
	Fréq. rel (MHz)	Niveau rel. (dB)	Fréq. rel. (MHz)	Niveau rel. (dB)						
1	-12	-100	-12	-100	-12	-100	-12	-100	-12	-100
4	-5,75	-74,2	-5,75	-74,2	-5,75	-70,9	-4,75	-73,6	-4,75	-60,9
5	-5,185	-60,9	-5,185	N/A	-4,685	-59,9	-4,185	-59,9	-4,185	-79,9
6	N/A	N/A	-4,94	-69,9	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
7	-4,65	-56,9	N/A	N/A	-3,925	-56,9	N/A	N/A	N/A	N/A
8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8
9	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8
10	+4,25	-64,9	+4,25	-64,9	+4,25	-66,9	+4,25	-66,1	+4,25	-59,9
11	+5,25	-76,9	+5,25	-76,9	+5,25	-76,2	+5,25	-78,7	+5,25	-69,9
12	+6,25	-76,9	+6,25	-76,9	+6,25	-76,9	+6,25	-78,7	+6,25	-72,4
13	+10,25	-76,9	+10,25	-76,9	+10,25	-76,9	+11,25	-78,7	+11,25	-72,4
14	+12	-100	+12	-100	+12	-100	+12	-100	+12	-100

FIGURE 9.2

Gabarits spectraux pour un émetteur de télévision numérique de Terre fonctionnant dans un canal adjacent à un émetteur de télévision analogique copositionné, 8 MHz

Niveau de puissance mesuré dans une largeur de bande de 4 kHz;
0 dB correspond à la puissance de sortie totale

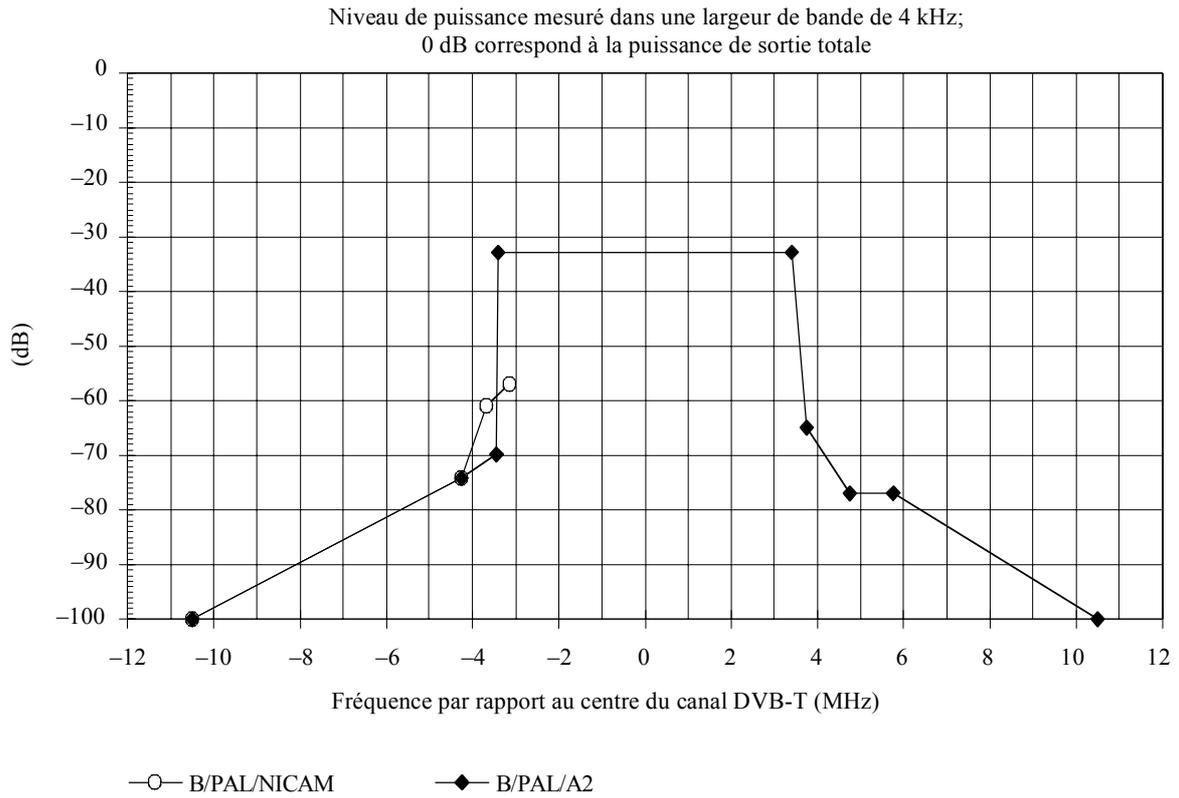


Points de discontinuité				
Voir Notes de la Fig. 9.4	B/PAL/NICAM		B/PAL/A2	
	Fréq. rel. (MHz)	Niveau rel. (dB)	Fréq. rel. (MHz)	Niveau rel. (dB)
1	-10,5	-100	-10,5	-100
2	-9,25	-76,9	-9,25	-76,9
3	-8,25	-76,9	-8,25	-76,9
4	-4,25	-74,2	-4,25	-74,2
5	-3,685	-60,9	-3,685	N/A
6	N/A	N/A	-3,44	-69,9
7	-3,15*	-56,9	N/A	N/A
8	-3,35	-32,8	-3,4	-32,8
9	+3,35	-32,8	+3,4	-32,8
10	+3,75	-64,9	+3,75	-64,9
11	+4,75	-76,9	+4,75	-76,9
12	+5,75	-76,9	+5,75	-76,9
13	+9,75	-76,9	+9,75	-76,9
14	+10,5	-100	+10,5	-100

* Le signal NICAM recouvre partiellement le signal DVB-T si le décalage relatif est inférieur à 200 kHz.

FIGURE 9.3

Gabarits spectraux pour un émetteur de télévision numérique de Terre fonctionnant dans un canal adjacent à un émetteur de télévision analogique copositionné, système B, 7 MHz



Points de discontinuité				
Voir Notes ci-dessous	B/PAL/NICAM		B/PAL/A2	
	Fréq. rel. (MHz)	Niveau rel. (dB)	Fréq. rel. (MHz)	Niveau rel. (dB)
1	-10,5	-100	-10,5	-100
4	-4,25	-74,2	-4,25	-74,2
5	-3,685	-60,9	-3,685	N/A
6	N/A	N/A	-3,44	-69,9
7	-3,15*	-56,9	N/A	N/A
8	-3,35	-32,8	-3,4	-32,8
9	+3,35	-32,8	+3,4	-32,8
10	+3,75	-64,9	+3,75	-64,9
11	+4,75	-76,9	+4,75	-76,9
12	+5,75	-76,9	+5,75	-76,9
14	+10,5	-100	+10,5	-100

* Le signal NICAM recouvre partiellement le signal DVB-T si le décalage relatif est inférieur à 200 kHz.

FIGURE 9.4

Gabarits spectraux pour un émetteur de télévision numérique de Terre fonctionnant dans un canal adjacent à un émetteur de télévision analogique copositionné, système B, 7 MHz

DTTB-09-4

Notes des Tableaux relatifs aux points de discontinuité, Fig. 9.1, 9.2, 9.3 et 9.4:

Pour des informations sur la détermination des points de discontinuité et l'affaiblissement, voir l'Annexe 1 du Chapitre 9:

- 1 Limite inférieure du canal adjacent inférieur
- 2 Porteuse image dans le canal adjacent inférieur
- 3 Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent inférieur
- 4 Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent inférieur
- 5 Limite supérieure de la largeur de bande RF de la première porteuse son dans le canal adjacent inférieur
- 6 Limite supérieure de la largeur de bande RF de la deuxième porteuse son A2 dans le canal adjacent inférieur
- 7 Limite supérieure de la largeur de bande RF du signal NICAM dans le canal adjacent inférieur
- 8 Limite inférieure de la largeur de spectre RF du signal DVB-T
- 9 Limite supérieure de la largeur de spectre RF du signal DVB-T
- 10 Bande latérale vidéo inférieure (porteuse image – 1 MHz) dans le canal adjacent supérieur
- 11 Porteuse image dans le canal adjacent supérieur
- 12 Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent supérieur
- 13 Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent supérieur
- 14 Limite supérieure du canal adjacent supérieur

Notes additionnelles:

Certaines cases des Tableaux faisant partie des Fig. 9.1, 9.2, 9.3 et 9.4 portent l'indication «N/A». Cette indication signifie que cette partie du signal de télévision analogique n'existe pas ou n'a pas d'influence sur la forme du gabarit.

On peut admettre qu'un filtre par gabarit spectral introduit une certaine sélectivité générale. En conséquence, on peut penser que, en général, des lignes droites peuvent être tracées entre les points de discontinuité représentant la limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent inférieur et le point d'extrémité situé à la limite inférieure de ce canal adjacent inférieur. De la même façon, on trace des lignes droites entre les points de discontinuité représentant les porteuses image dans le canal adjacent supérieur et le point d'extrémité à la limite supérieure du canal adjacent supérieur. Des gabarits correspondant à ceux de la Fig. 9.1, mais basés sur cette hypothèse, sont représentés dans la Fig. 9.2 pour les canaux de 8 MHz et dans la Fig. 9.4 pour les canaux de 7 MHz.

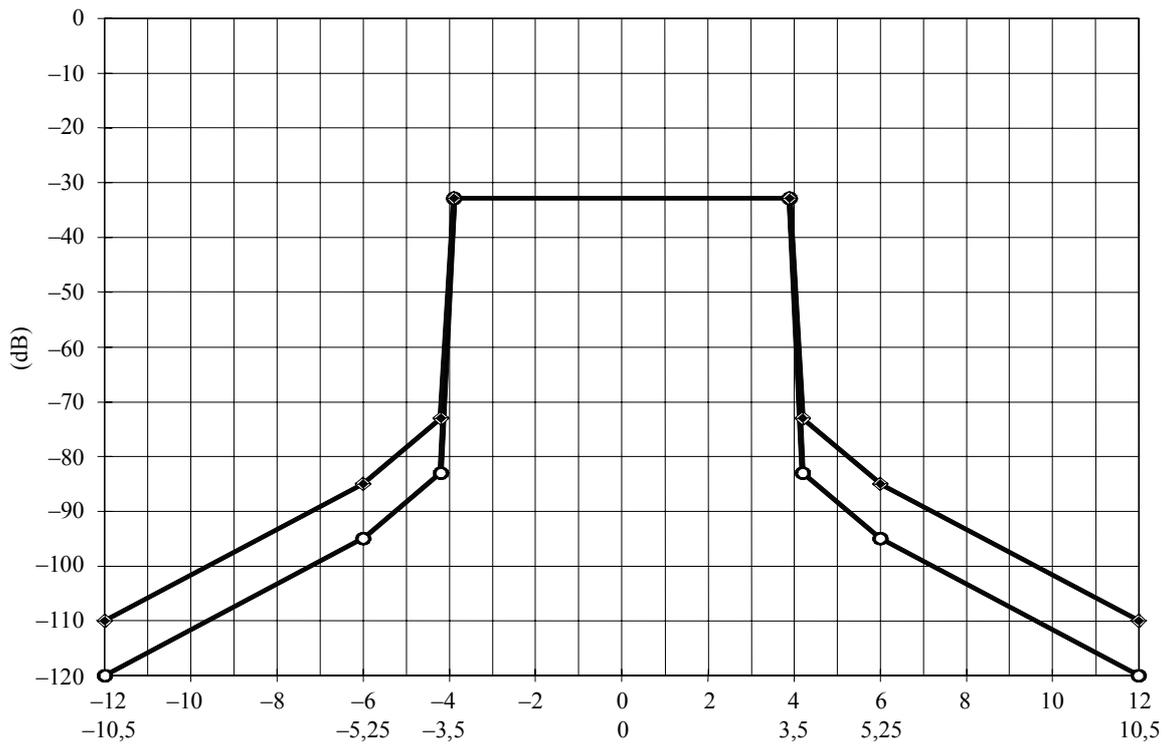
9.2.2 Gabarit spectral symétrique pour les émetteurs DVB-T fonctionnant dans des canaux de 7 MHz et de 8 MHz

Pour les émetteurs de télévision numérique utilisant les canaux adjacents à d'autres services (faible puissance ou réception seulement), ce gabarit risque de ne pas donner suffisamment d'affaiblissement du côté du canal de télévision numérique qui tombe dans la bande des fréquences de fonctionnement de l'autre service.

Dans des cas de ce genre, il faut définir des gabarits spéciaux sur la base des caractéristiques de l'autre service et de la distance comprise entre l'émetteur de télévision numérique et la zone de service (ou l'installation de réception) de l'autre service. Il faut se rappeler, cependant, que les filtres à gabarit spectral qui introduisent un plus grand affaiblissement à proximité de l'émetteur numérique seront très coûteux et entraîneront un affaiblissement d'insertion plus élevé.

La Fig. 9.5 représente deux gabarits spectraux symétriques. Le gabarit donnant un affaiblissement en bordure de 40 dB est destiné à être utilisé dans les cas non critiques; celui qui donne un affaiblissement de 50 dB est destiné aux cas sensibles.

Niveau de puissance mesuré dans une largeur de bande de 4 kHz;
0 dB correspond à la puissance de sortie totale



Fréquence par rapport au centre du canal DVB-T (MHz):
échelle supérieure: canal de 8 MHz
échelle inférieure: canal de 7 MHz
courbe supérieure: cas non critiques
courbe inférieure: cas sensibles

Points de discontinuité					
Canaux de 8 MHz			Canaux de 7 MHz		
Fréquence relative (MHz)	Cas non critiques	Cas sensibles	Fréquence relative (MHz)	Cas non critiques	Cas sensibles
	Niveau relatif (dB)	Niveau relatif (dB)		Niveau relatif (dB)	Niveau relatif (dB)
-12	-110	-120	-10,5	-110	-120
-6	-85	-9	-5,25	-85	-95
-4,2	-73	-83	-3,7	-73	-83
-3,9	-32,8	-32,8	-3,35	-32,8	-32,8
+3,9	-32,8	-32,8	+3,35	-32,8	-32,8
+4,2	-73	-83	+3,7	-73	-83
+6	-85	-95	+5,25	-85	-95
+12	-110	-120	+10,5	-110	-120

FIGURE 9.5

Gabarits spectraux symétriques pour cas non critiques et pour cas sensibles

DTTB-09-5

Le gabarit pour les cas non critiques est à utiliser également pour mesurer les rapports de protection dans le cas de la télévision analogique brouillée par un système DVB-T.

La forme des gabarits a été établie sur la base des éléments suivants:

- le spectre naturel d'un signal MRFO 7,6 MHz (pour canaux de 8 MHz) et d'un signal MRFO 6,7 MHz (pour canaux de 7 MHz);
- la réponse en amplitude d'un filtre FI d'ondes acoustiques de surface;
- l'amplificateur de puissance de l'émetteur produit de l'intermodulation à l'extérieur du canal, à un niveau qui est limité par la quantité d'intermodulation acceptable à l'intérieur du canal;
- le gabarit pour les cas sensibles intègre également la réponse en amplitude d'un filtre passe-bande à six cavités monté à la sortie de l'émetteur.

9.3 Télévision analogique

En se fondant sur les données du Règlement des radiocommunications (Article 3 et Appendice 3) et de la Recommandation UIT-R BT.470, on a établi des gabarits spectraux pour plusieurs systèmes de télévision analogique en service.

Pour les émetteurs fonctionnant entre 30 MHz et 235 MHz, la puissance de brouillage mesurée aux bornes de sortie de l'émetteur doit être affaiblie d'au moins 60 dB par rapport à la puissance de sortie moyenne et ne doit pas dépasser de 1 mW. La limite supérieure est ainsi proportionnelle pour les émetteurs dont la puissance de sortie atteint 1 kW et elle est fixe pour les puissances de sortie plus élevées.

Pour les émetteurs fonctionnant entre 235 MHz et 960 MHz, la puissance de brouillage mesurée aux bornes de l'émetteur doit être affaiblie d'au moins 60 dB par rapport à la puissance de sortie moyenne et ne doit pas dépasser 20 mW. La limite supérieure est ainsi proportionnelle pour les émetteurs dont la puissance de sortie atteint 20 kW et elle est fixe pour les puissances de sortie plus élevées.

La puissance moyenne d'un émetteur de télévision dépend beaucoup du contenu de l'image. Dans le cas des émetteurs fonctionnant avec modulation négative, la puissance moyenne maximum correspond à la situation «noir avec synchronisation», sans piédestal, lorsque la puissance moyenne du signal d'image est inférieure de 2,5 dB à la puissance de synchronisation de crête. On obtient ainsi un affaiblissement hors bande de 62,5 dB par rapport à la puissance de synchronisation de crête pour les émetteurs fonctionnant dans la gamme des puissances «proportionnelles».

Pour les émetteurs à modulation positive, la puissance moyenne maximum correspond à une image composée entièrement d'éléments blancs, lorsque la puissance moyenne du signal d'image est inférieure de 1,2 dB à la puissance de sortie nominale de l'émetteur.

Si l'on considère les produits d'intermodulation entre la porteuse image et la ou les porteuses son, on adopte comme référence la somme des puissances de toutes ces porteuses.

Lorsqu'on prend en compte des valeurs types du gain d'antenne et des pertes dans la ligne d'alimentation de l'antenne, les puissances de sortie d'émetteur jusqu'à 1 kW correspondent à des puissances rayonnées allant jusqu'à 10 kW et la limite fixe de 1 mW correspond à une p.a.r. de

10 mW. En ondes décimétriques, ces valeurs deviennent respectivement 400 kW et 400 mW. On admet par hypothèse que la plupart des systèmes d'antenne auront le même gain, ou presque, dans les canaux adjacents que dans le canal utilisé. On admet par ailleurs que les diplexeurs intégrés à la ligne d'alimentation n'apportent aucune contribution à l'affaiblissement des émissions non désirées dans les canaux adjacents.

Au stade actuel, on considère exclusivement les émetteurs analogiques fonctionnant en ondes décimétriques. Au total, 4479 stations à ondes décimétriques sont énumérées dans le Plan ST61 d'origine. Ces stations se répartissent entre les catégories suivantes:

2041 stations	p.a.r. \leq 400 kW
818 stations	400 kW < p.a.r. \leq 500 kW
1 589 stations	500 kW < p.a.r. \leq 1 mW
31 stations	p.a.r. > 1 mW (maximum = 2 mW)

On voit que la limite de 400 kW s'applique à moins de la moitié des stations. Pour les stations dont p.a.r. > 400 kW, l'affaiblissement hors bande sera augmenté en conséquence (7 dB de plus pour 2 mW).

9.3.1 Largeur de bande de référence pour les gabarits spectraux de la télévision analogique

De façon générale, on considère qu'il est souhaitable d'utiliser une petite largeur de bande de référence, afin de mettre en évidence le spectre réel du signal considéré. D'un autre côté, il est nécessaire d'utiliser une largeur de bande suffisamment grande, afin de pouvoir faire une mesure réaliste du spectre RF.

Pour les systèmes DVB (et DAB), les gabarits sont fondés sur la puissance mesurée dans une largeur de bande de 4 kHz.

En télévision analogique, on utilise trois procédés de modulation différents (compte non tenu de la sous-porteuse couleur): MA, MF et MDP-4. Les composantes du signal ont des largeurs de spectre différentes et sont soumises à des modulations de repos différentes: par exemple, la porteuse image est toujours modulée par au moins un signal de synchronisation et la sous-porteuse NICAM occupe toujours une largeur de bande constante, alors que les porteuses son MF ou MA ne sont pas modulées lorsque le signal son est absent.

Des essais ont montré qu'il est possible de mesurer correctement le spectre de puissance de la porteuse image et de sa ou ses bandes latérales au moyen d'un analyseur de spectre utilisant la fonction «maintien max.» et des largeurs de bande s'abaissant jusqu'à 50 kHz. Pour une largeur de bande de résolution de 10 kHz, on obtient un niveau trop faible d'environ 0,2 dB et, pour 3 kHz, l'erreur de niveau est de l'ordre de 1 dB. Dans tous les cas, la largeur de bande vidéo de l'analyseur de spectre était de 100 kHz. On a aussi utilisé à titre de référence une largeur de bande de résolution de 300 kHz et une largeur de bande vidéo de 300 kHz. Lorsqu'on mesure le contour de la ou des bandes latérales vidéo avec de petites largeurs de bande de résolution, il est obligatoire de procéder avec un balayage très lent; la durée recommandée est de 10 s pour le balayage des fréquences vidéo entre 100 kHz et 6 MHz.

Le spectre de puissance des porteuses MF ne peut être mesuré correctement (à l'excursion maximale) que si la largeur de bande de résolution de l'analyseur de spectre est égale, numériquement, au moins à la fréquence de modulation la plus élevée, soit 15 kHz – faute de quoi le résultat dépendra de la fréquence de modulation et de l'excursion. La largeur de bande vidéo de l'analyseur doit être un peu plus grande, par exemple 30 kHz.

Il est possible de mesurer correctement les porteuses son MA même avec de très petites largeurs de bande de résolution, pourvu que la fréquence de modulation soit maintenue constante ou que le balayage soit très lent.

Pour les porteuses MDP-4, par exemple NICAM, le niveau mesuré dépend exclusivement de la largeur de bande de résolution de l'analyseur de spectre. L'échelonnabilité est possible dans les deux sens avec toute largeur de bande applicable.

Compte tenu des différences signalées ci-dessus entre les diverses composantes d'un signal de télévision analogique, on utilise une largeur de bande de référence de 50 kHz pour les gabarits destinés à la télévision analogique.

TABLEAU 9.1
Points de discontinuité pour les gabarits spectraux destinés aux systèmes
de télévision analogique, largeur de bande 50 kHz

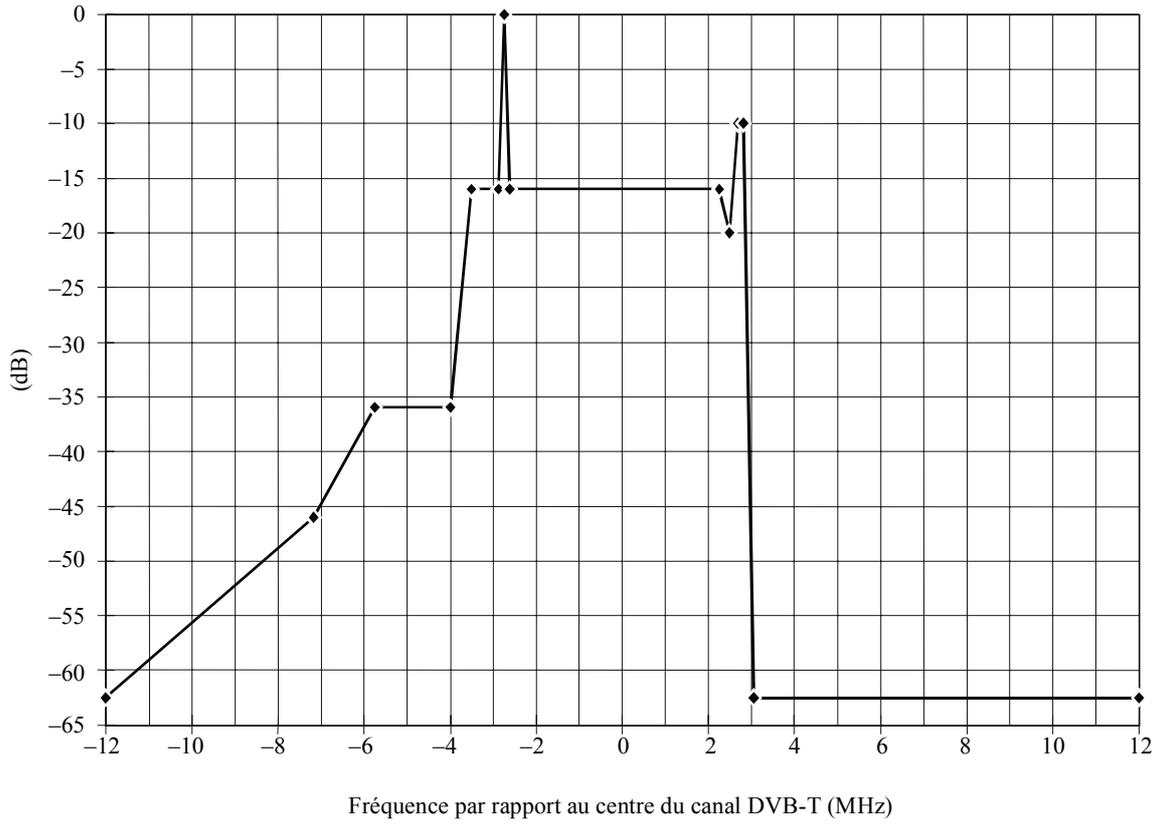
Description du point de discontinuité	Fréquence par rapport à la porteuse image dans le canal analogique (MHz)	Fréquence par rapport au centre du canal (MHz)	Système de télévision analogique G/PAL (mono), rapport V/S = 10 dB	Système de télévision analogique G/PAL/NICAM, rapport V/S = 13 dB ⁽¹⁾	Système de télévision G/PAL/A2, rapport V/S = 13 dB ⁽¹⁾	Système de télévision I/PAL/NICAM, rapport V/S = 10 dB ⁽¹⁾	Système de télévision analogique K/SECAM, rapport V/S = 10 dB	Système de télévision analogique L/SECAM, rapport V/S = 10 dB
Limite inférieure du canal de 8 MHz adjacent inférieur	-9,25	-12	-62,5	-62,5	-62,5	-62,5	-62,5	-61,2
Image de la sous-porteuse couleur, Systèmes G et I. Limite inférieure de la sous-porteuse couleur, image Système K	-4,43	-7,18	-46	-46	-46	-46,7	-46	N/A
Image de la sous-porteuse couleur, Système L	-4,3	-7,05	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	[-13] -30 = -43
Limite supérieure de l'image de la sous-porteuse couleur, Système K	-4,23	-6,98	N/A	N/A	N/A	N/A	-46	N/A
Affaiblissement de la bande latérale vidéo inférieure, Systèmes G et I	-3	-5,75	-36	-36	-36	-36,7	N/A	N/A
Affaiblissement de la bande latérale inférieure, Système L	-2,7	-5,45	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	[-13] -15 = -28
Limite inférieure du canal	-1,25	-4	-36	-36	-36	-16,7	-36	[-13]
Angle inférieur de la bande latérale résiduelle, Systèmes G et K	-0,75	-3,5	-16	-16	-16	N/A	-16	N/A
Limite inférieure du spectre du signal sync.	-0,13	-2,88	-16	-16	-16	-16,7	-16	[-13]
Porteuse image (pour le Système L, image composée entièrement (100%) d'éléments blancs	0	-2,75	0	0	0	0	0	0
Limite supérieure du spectre du signal sync.	0,13	-2,62	-16	-16	-16	-16,7	-16	[-13]
Limite supérieure de la bande latérale vidéo, Système G	5	2,25	-16	-16	-16	N/A	N/A	N/A
Intervalle entre la bande latérale vidéo et la 1ère porteuse son, Système G	5,25	2,5	-20	-20	-20	N/A	N/A	N/A
Angle inférieur de la 1ère porteuse son, Système G	5,435	2,685	-10	-13	-13	N/A	N/A	N/A
Limite supérieure de la bande latérale vidéo, Système I	5,5	2,75	N/A	N/A	N/A	-16,7	N/A	N/A
Angle supérieur de la 1ère porteuse son, Système G	5,565	2,815	-10	-13	-13	N/A	N/A	N/A
Angle inférieur du signal NICAM, Système G/NICAM	5,6	2,85	N/A	-20	N/A	N/A	N/A	N/A

TABLEAU 9.1 (fin)

Description du point de discontinuité	Fréquence par rapport à la porteuse image dans le canal analogique (MHz)	Fréquence par rapport au centre du canal (MHz)	Système de télévision analogique G/PAL (mono), rapport V/S = 10 dB	Système de télévision analogique G/PAL/NICAM, rapport V/S = 13 dB ⁽¹⁾	Système de télévision G/PAL/A2, rapport V/S = 13 dB ⁽¹⁾	Système de télévision I/PAL/NICAM, rapport V/S = 10 dB ⁽¹⁾	Système de télévision analogique K/SECAM, rapport V/S = 10 dB	Système de télévision analogique L/SECAM, rapport V/S = 10 dB
Angle inférieur de la 2ème porteuse son, Système G/A2	5,675	2,925	N/A	N/A	-20	N/A	N/A	N/A
Intervalle entre la bande latérale vidéo et la 1ère porteuse son, Système I	5,75	3	N/A	N/A	N/A	-20	N/A	N/A
Limite supérieure du spectre utilisé par le Système G/mono	5,8	3,05	-62,5	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
Angle supérieur de la 2ème porteuse son, Système G/A2	5,805	3,055	N/A	N/A	-20	N/A	N/A	N/A
Angle inférieur de la 1ère porteuse son, Système I	5,9346	3,1846	N/A	N/A	N/A	-10	N/A	N/A
Limite supérieure du spectre utilisé par le Système G/A2	5,97	3,22	N/A	N/A	-62,5	N/A	N/A	N/A
Limite supérieure de la bande latérale vidéo, Systèmes K et L	6	3,25	N/A	N/A	N/A	N/A	-16	[-13]
Angle supérieur de la 1ère porteuse son, Système I	6,0646	3,3146	N/A	N/A	N/A	-10	N/A	N/A
Angle supérieur du signal NICAM, Système G/NICAM	6,1	3,35	N/A	-20	N/A	N/A	N/A	N/A
Intervalle entre la bande latérale vidéo et la 1ère porteuse son, Systèmes K et L	6,25	3,5	N/A	N/A	N/A	N/A	-20	-20
Limite supérieure du spectre utilisé par le Système G/NICAM	6,28	3,53	N/A	-62,5	N/A	N/A	N/A	N/A
Angle inférieur du signal NICAM, Système I/NICAM	6,302	3,552	N/A	N/A	N/A	-25	N/A	N/A
Angle inférieur de la 1ère porteuse son, Systèmes K et L	6,435	3,685	N/A	N/A	N/A	N/A	-10	-10
Centre du signal NICAM, Système I/NICAM	6,552	3,802	N/A	N/A	N/A	-20	N/A	N/A
Angle supérieur de la 1ère porteuse son, Systèmes K et L	6,565	3,815	N/A	N/A	N/A	N/A	-10	-10
Limite supérieure du canal de 8 MHz	6,75	4	N/A	N/A	N/A	N/A	-54	-54
Limite supérieure du spectre utilisé par les Systèmes K et L ⁽²⁾	6,8	4,05	N/A	N/A	N/A	N/A	-62,5	-61,2
Angle supérieur du signal NICAM, Système I/NICAM	6,802	4,052	N/A	N/A	N/A	-25	N/A	N/A
Limite supérieure du spectre utilisé par le Système I/NICAM	6,94	4,19	N/A	N/A	N/A	-62,5	N/A	N/A
Limite supérieure du canal de 8 MHz adjacent supérieur	14,75	12	-62,5	-62,5	-62,5	-62,5	-62,5	-61,2

⁽¹⁾ Le rapport image/NICAM et le rapport image/deuxième porteuse son ont tous deux la valeur 20 dB.

⁽²⁾ En raison de l'utilisation de la largeur de bande de référence de 50 kHz.

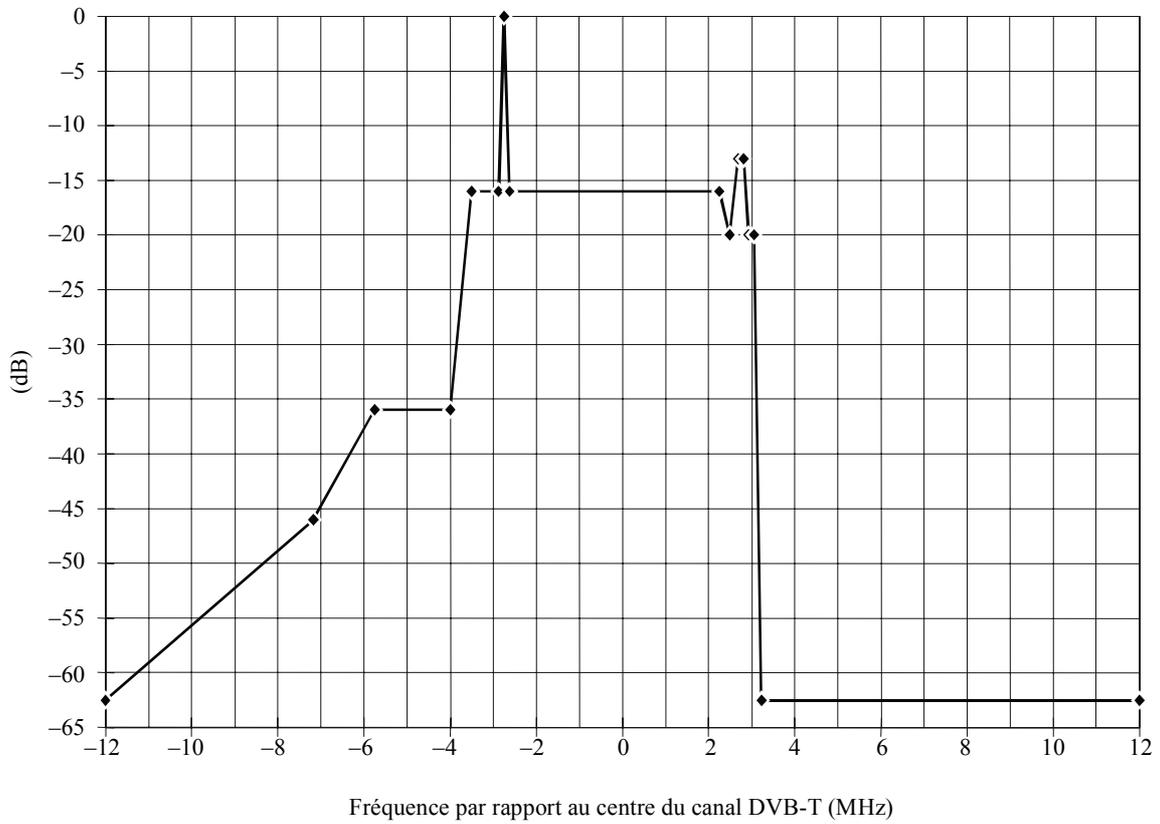


Fréquence par rapport au centre du canal DVB-T (MHz)

FIGURE 9.6

Système analogique G/PAL/mono. Rapport $V/S = 10$ dB

DTTB-09-6



Fréquence par rapport au centre du canal DVB-T (MHz)

FIGURE 9.7

Système analogique G/PAL/A2. Rapport $V/S/s = 13$ dB/20 dB

DTTB-09-7

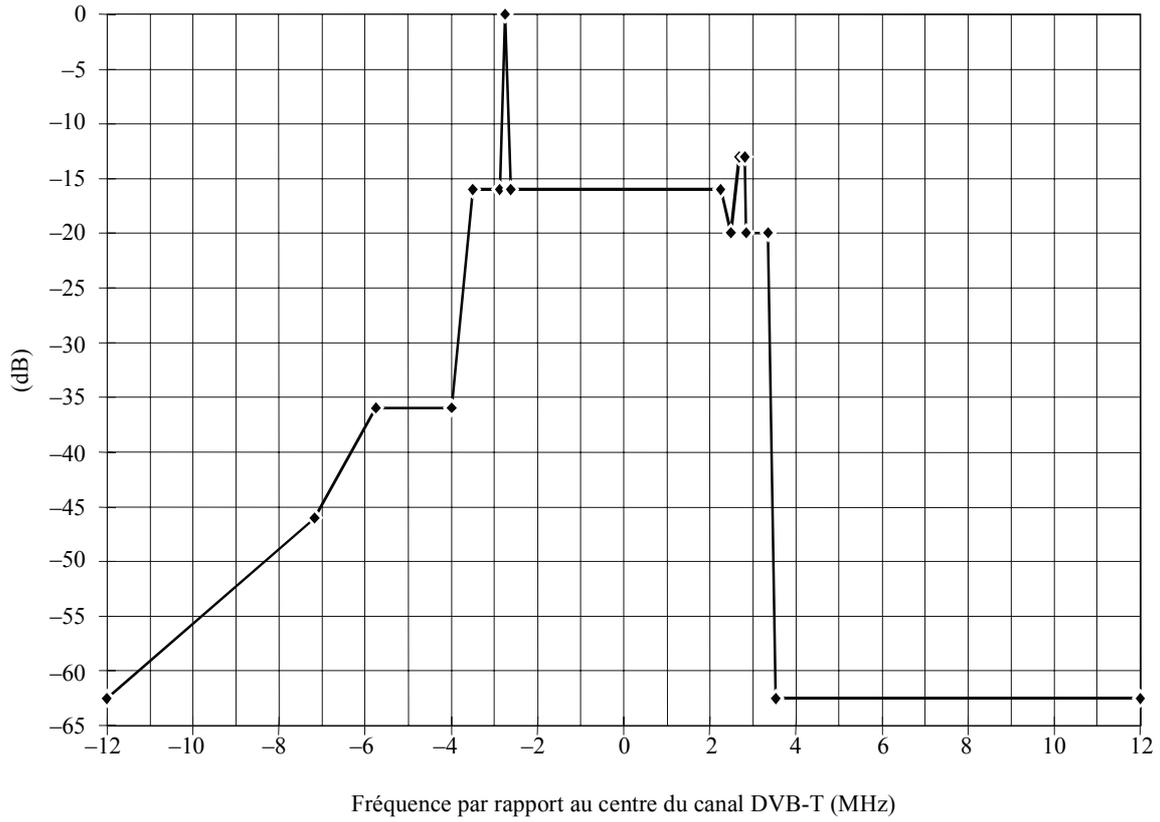


FIGURE 9.8
Système analogique G/PAL/NICAM. Rapport $V/S/N = 13$ dB/20 dB

DTTB-09-8

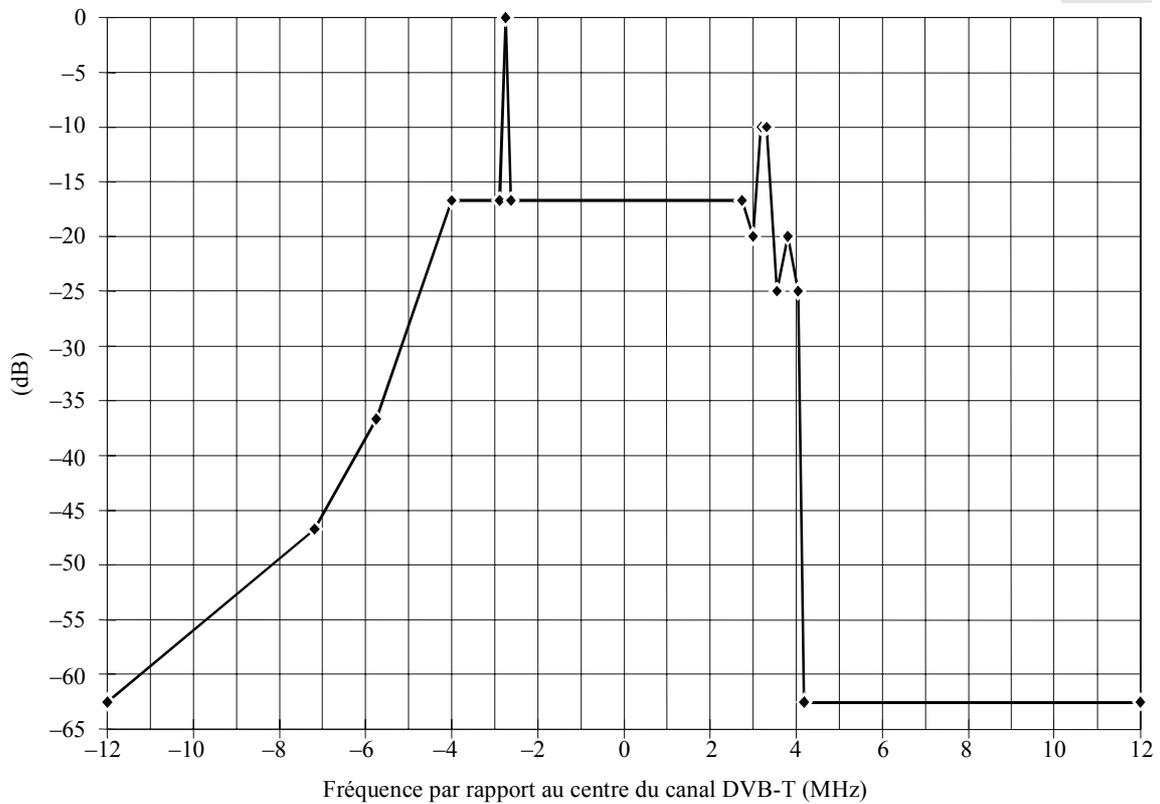


FIGURE 9.9
Système analogique I/NICAM. Rapport $V/S/N = 10$ dB/20 dB

DTTB-09-9

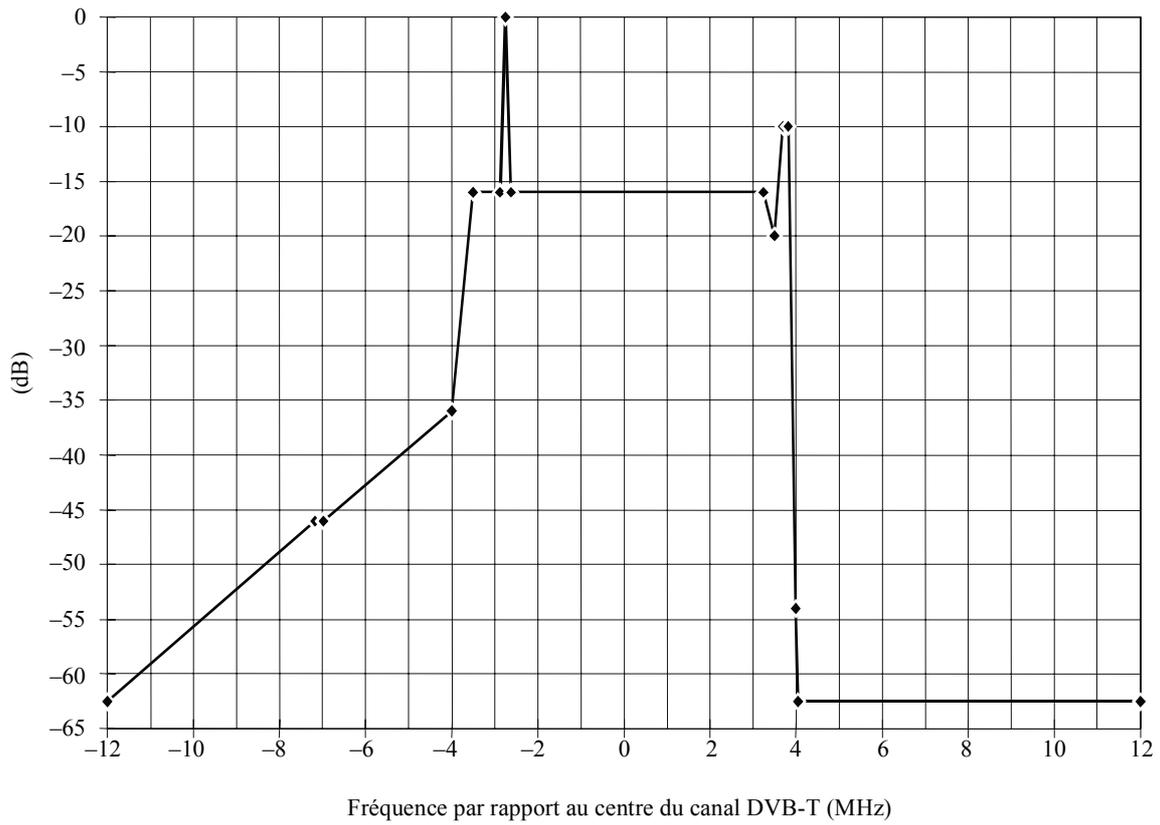


FIGURE 9.10

Système analogique K/SECAM. Rapport $V/S = 10$ dB

DTTB-09-10

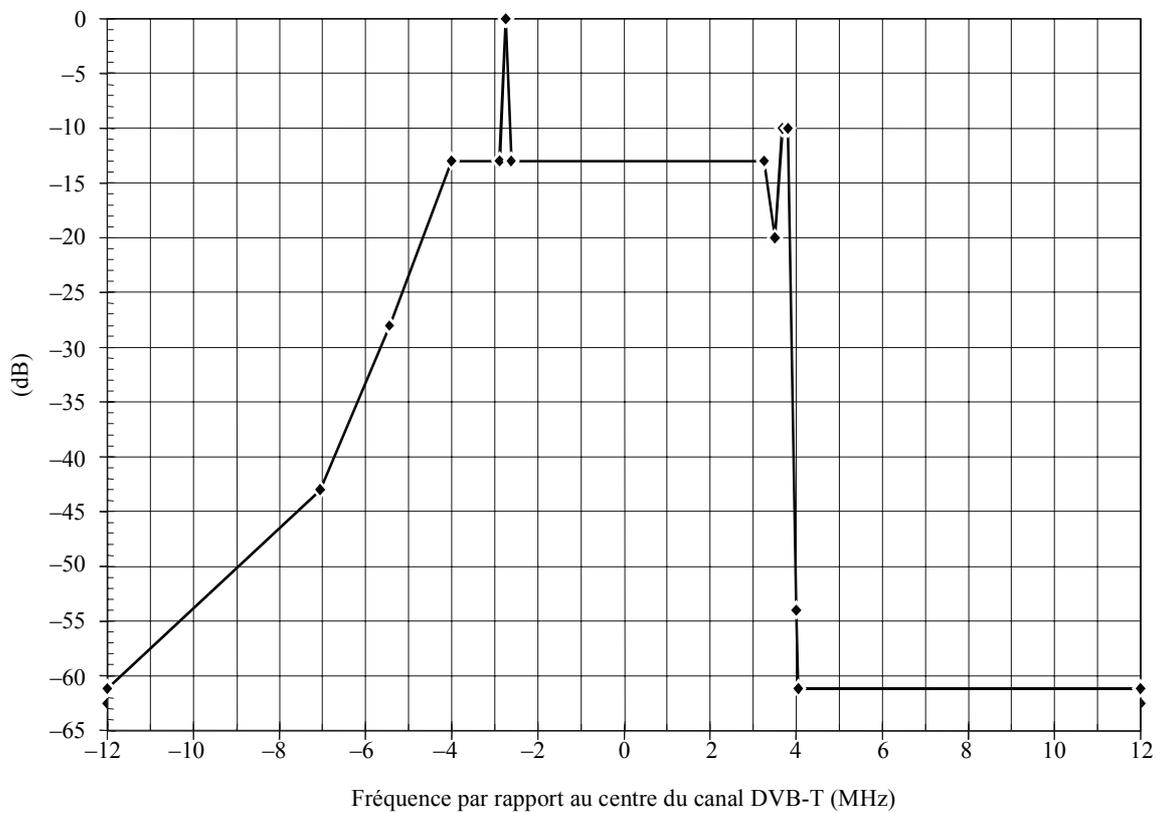


FIGURE 9.11

Système analogique L/SECAM. Rapport $V/S = 10$ dB

DTTB-09-11

9.4 Spectres mesurés de la puissance des émetteurs

Pour illustrer les caractéristiques de fonctionnement d'émetteurs types à grande puissance, on a mesuré le spectre de puissance de trois émetteurs à ondes décimétriques: deux émetteurs identiques à klystron pulsé, d'une puissance de 40 kW, fonctionnant dans des canaux différents (31 et 53), et un émetteur à tétrode de 10 kW, fonctionnant dans le canal 53. Les trois émetteurs étaient en service depuis moins de 10 ans.

Le niveau des porteuses résiduelles était fixé à 11%.

Les Fig. 9.12, 9.13 et 9.14 représentent les spectres respectifs de ces émetteurs, avec son MF et NICAM.

La «bande latérale supplémentaire» qui apparaît au-dessus de la sous-porteuse NICAM a été identifiée comme le deuxième harmonique de l'onde sinusoïdale contenue dans le signal vidéo. On voit que l'affaiblissement de ce signal parasite est nettement différent pour les deux types d'émetteur étudiés. On voit également que l'affaiblissement de la bande latérale inférieure (réinsérée) diffère entre les deux émetteurs (identiques) à klystron.

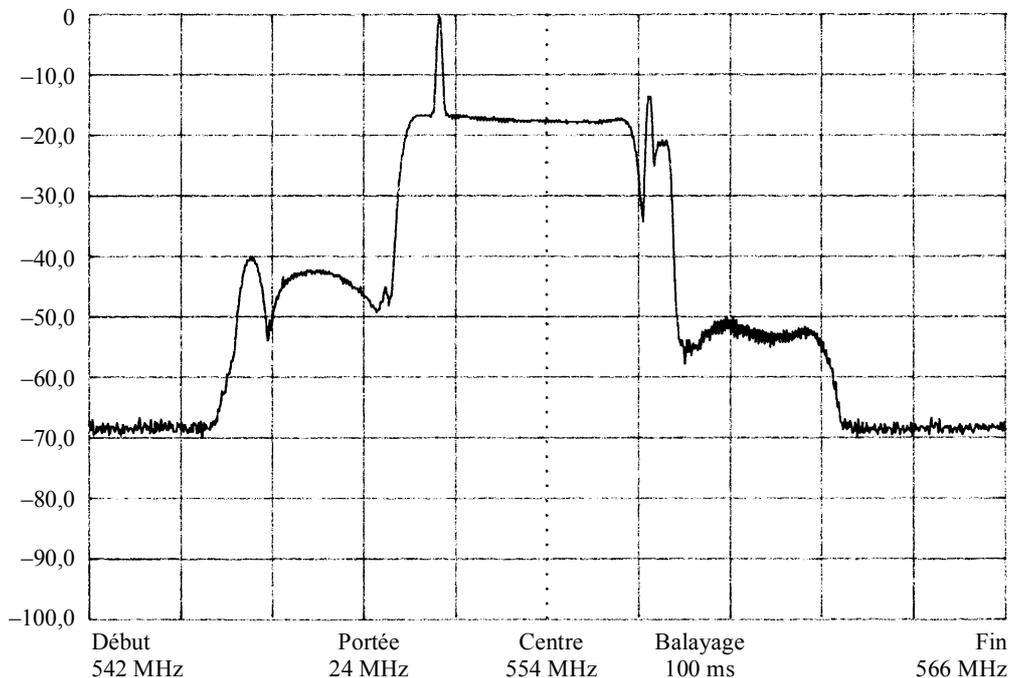


FIGURE 9.12

**Spectre de puissance d'un émetteur à klystron pulsé de 40 kW pour Système G,
avec porteuses son MF et NICAM**

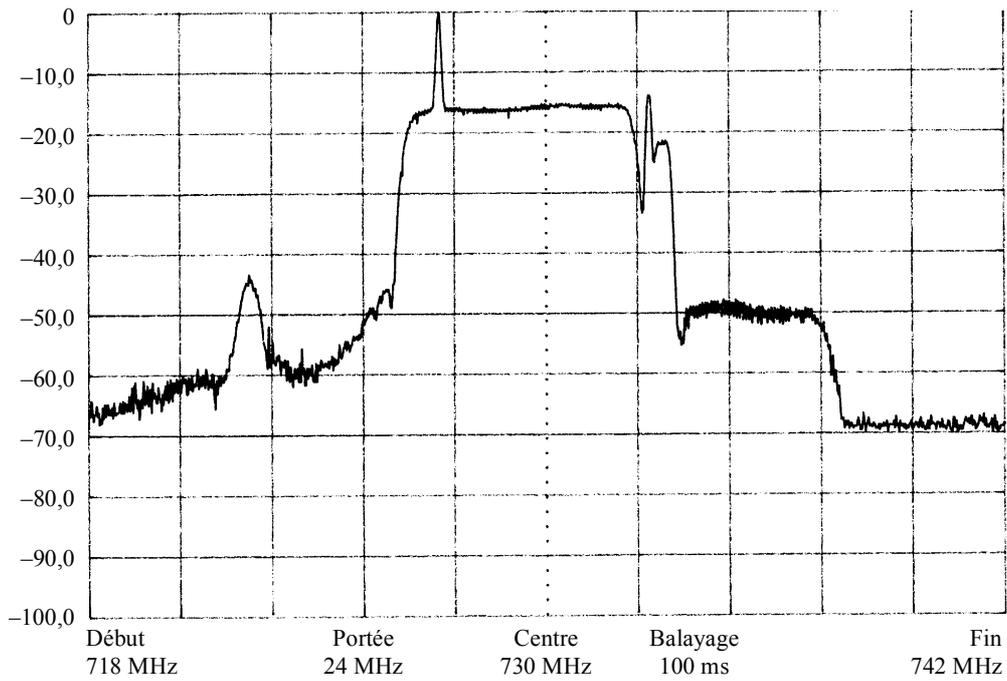


FIGURE 9.13

**Spectre de puissance d'un émetteur à klystron pulsé de 40 kW pour Système G,
avec porteuses son MF et NICAM**

DTTB-09-13

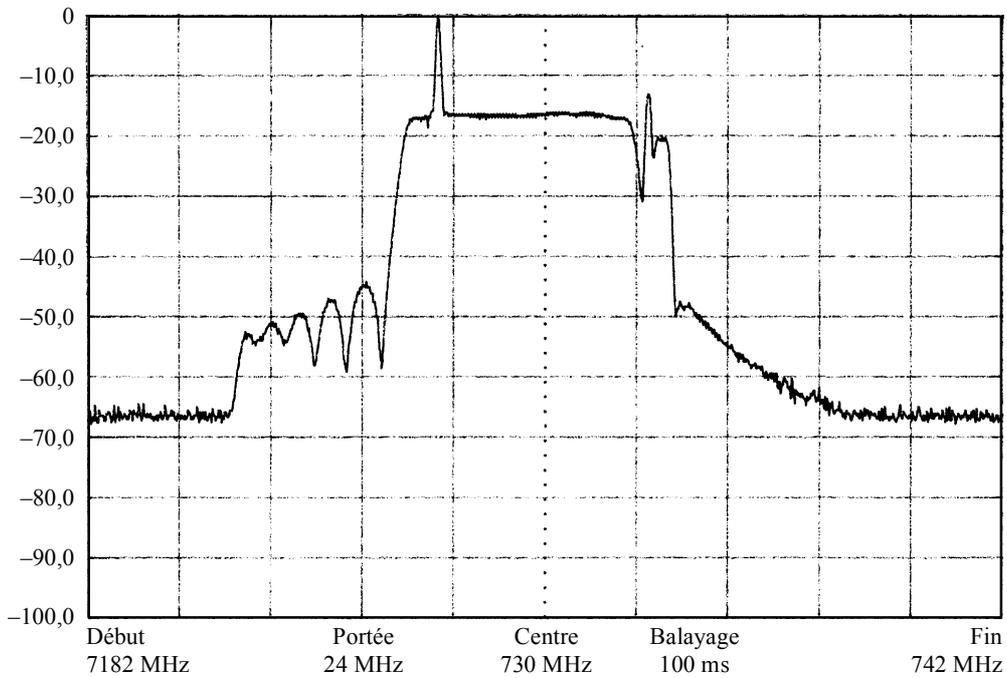


FIGURE 9.14

**Spectre de puissance d'un émetteur à tétrode de 10 kW pour Système G,
avec porteuses son MF et NICAM**

DTTB-09-14

ANNEXE 1

DU CHAPITRE 9

Calcul des valeurs du rapport de protection utilisées pour les gabarits spectraux asymétriques destinés au système DVB-T

Canaux de 8 MHz

Système G/PAL/NICAM brouillé par DVB-T

Porteuse image dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à $-10,75$ MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = $-76,9$ dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à $-9,75$ MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = $-76,9$ dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: 5 MHz

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 5)$ MHz = 6,25 MHz

correspondant à $-5,75$ MHz par rapport au centre du canal DVB-T.

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 48,3 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(48,3 + 25,9)$ dB = $-74,2$ dB

Porteuse son MF mono analogique dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: $(2 * (\Delta f + f_{mod. max})) = 130 \text{ kHz}$

Fréquence centrale de la sous-porteuse: 5,5 MHz au-dessus de la porteuse image

Limite supérieure de la bande: $(1,25 + 5,5 + (0,130/2)) \text{ MHz} = 6,815 \text{ MHz}$

correspondant à $-5,185 \text{ MHz}$ par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 35 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(35 + 25,9) \text{ dB} = -60,9 \text{ dB}$

Sous-porteuse NICAM dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: 500 kHz

Fréquence centrale de la sous-porteuse: 5,85 MHz au-dessus de la porteuse image

Limite supérieure du signal NICAM: $(1,25 + 5,85 + (0,5/2)) \text{ MHz} = 7,35 \text{ MHz}$

correspondant à $-4,65 \text{ MHz}$ par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 31 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(31 + 25,9) \text{ dB} = -56,9 \text{ dB}$

Bande latérale inférieure vidéo dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: $(1,25 - 1) \text{ MHz} = 0,25 \text{ MHz}$

correspondant à $+4,25 \text{ MHz}$ par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 39 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(39 + 25,9) \text{ dB} = -64,9 \text{ dB}$

Porteuse image dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à $+5,25 \text{ MHz}$ par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9) \text{ dB} = -76,9 \text{ dB}$

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à +6,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 5)$ MHz = 6,25 MHz

correspondant à +10,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Pris égal à la valeur correspondant à la porteuse image: -76,9 dB

Système G/PAL/A2 brouillé par DVB-T

Porteuse image dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à -10,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à -9,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: 5 MHz

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 5)$ MHz = 6,25 MHz

correspondant à -5,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 48,3 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(48,3 + 25,9)$ dB = -74,2 dB

Porteuse son MF mono analogique dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: $(2 * (\Delta f + f_{mod. max})) = 130$ kHz

Fréquence centrale de la sous-porteuse: 5,5 MHz au-dessus de la porteuse image

Limite supérieure de la bande: $(1,25 + 5,5 + (0,130/2))$ MHz = 6,815 MHz

correspondant à -5,185 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 35 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(35 + 25,9)$ dB = -60,9 dB

Le rapport de protection nécessaire étant inférieur à celui applicable à la deuxième porteuse son et la fréquence centrale étant plus éloignée du canal DVB-T, il n'est pas tenu compte de cette valeur.

Deuxième porteuse son MF analogique dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: $(2 * (\Delta f + f_{mod. max})) = 130$ kHz

Fréquence centrale de la sous-porteuse: 5,742 MHz au-dessus de la porteuse image

Limite supérieure de la bande: $(1,25 + 5,742 + (0,13/2))$ MHz = 7,06 MHz

correspondant à -4,94 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 44 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(44 + 25,9)$ dB = -69,9 dB

Bande latérale vidéo inférieure dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: $(1,25 - 1)$ MHz = 0,25 MHz

correspondant à +4,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 39 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(39 + 25,9)$ dB = -64,9 dB

Porteuse image dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à +5,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à +6,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 5)$ MHz = 6,25 MHz

correspondant à +10,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Pris égal à la valeur correspondant à la porteuse image: -76,9 dB

Système G/PAL (rapport image/son = 10 dB) brouillé par DVB-T

Pour information seulement, n'apparaît pas dans les courbes des Fig. 9.1 et 9.2

Porteuse image dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à -10,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à -9,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: 5 MHz

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 5)$ MHz = 6,25 MHz

correspondant à -5,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 48,3 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(48,3 + 25,9)$ dB = -74,2 dB

Porteuse son MF mono adjacente inférieure:

Largeur de bande: $(2 * (\Delta f + f_{mod. max})) = 130 \text{ kHz}$

Fréquence centrale de la sous-porteuse: 5,5 MHz au-dessus de la porteuse image

Limite supérieure de la bande: $(1,25 + 5,5 + (0,130/2)) \text{ MHz} = 6,815 \text{ MHz}$

correspondant à -5,185 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 34 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(34 + 25,9) \text{ dB} = -59,9 \text{ dB}$

Bande latérale vidéo inférieure dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: $(1,25 - 1) \text{ MHz} = 0,25 \text{ MHz}$

correspondant à +4,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 39 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(39 + 25,9) \text{ dB} = -64,9 \text{ dB}$

Porteuse image dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à +5,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9) \text{ dB} = -76,9 \text{ dB}$

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à +6,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9) \text{ dB} = -76,9 \text{ dB}$

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 5) \text{ MHz} = 6,25 \text{ MHz}$
correspondant à $+10,25 \text{ MHz}$ par rapport au centre du canal DVB-T

Pris égal à la valeur correspondant à la porteuse image: $-76,9 \text{ dB}$

Système I/PAL/NICAM brouillé par DVB-T

Porteuse image dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: $1,25 \text{ MHz}$

correspondant à $+5,25 \text{ MHz}$ par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: $50,3 \text{ dB}$

Correction pour largeur de bande de 4 kHz : $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Niveau relatif maximum dans 4 kHz : $-(50,3 + 25,9) \text{ dB} = -76,2 \text{ dB}$

Le rapport de protection nécessaire étant inférieur à celui applicable à la porteuse image et la fréquence centrale étant plus éloignée du canal DVB-T, la valeur du niveau relatif maximum est remplacée par celle correspondant à la porteuse image + 1 MHz : $-76,9 \text{ dB}$.

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: $2,25 \text{ MHz}$

correspondant à $-9,75 \text{ MHz}$ par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz : $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Niveau relatif maximum dans 4 kHz : $-(51 + 25,9) \text{ dB} = -76,9 \text{ dB}$

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: 5 MHz

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 5) \text{ MHz} = 6,25 \text{ MHz}$
correspondant à $-5,75 \text{ MHz}$ par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 45 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz : $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Niveau relatif maximum dans 4 kHz : $-(45 + 25,9) \text{ dB} = -70,9 \text{ dB}$

Porteuse son MF mono analogique dans le canal adjacent inférieur: (-10 dB)

Largeur de bande: $(2 * (\Delta f + f_{mod. max})) = 130$ kHz

Fréquence centrale de la sous-porteuse: 6,0 MHz au-dessus de la porteuse image

Limite supérieure de la bande: $(1,25 + 6,0 + (0,130/2))$ MHz = 7,315 MHz

correspondant à -4,685 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 34 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(34 + 25,9)$ dB = -59,9 dB

Sous-porteuse NICAM dans le canal adjacent inférieur: (-20 dB)

Largeur de bande: 550 kHz (-10 dB), utilisée pour déterminer la limite supérieure, et 364 kHz (-3 dB), utilisée pour déterminer le facteur de correction pour 4 kHz

Fréquence centrale de la sous-porteuse: 6,55 MHz au-dessus de la porteuse image

Limite supérieure du signal NICAM: $(1,25 + 6,55 + (0,55/2))$ MHz = 8,075 MHz

correspondant à -3,925 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 31 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(31 + 25,9)$ dB = -56,9 dB

Bande latérale vidéo inférieure dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: $(1,25 - 1)$ MHz = 0,25 MHz

correspondant à +4,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 41 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(41 + 25,9)$ dB = -66,9 dB

Porteuse image dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à +5,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 50,3 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(50,3 + 25,9)$ dB = -76,2 dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à +6,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 5)$ MHz = 6,25 MHz

correspondant à +10,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Pris égal à la valeur correspondant à la porteuse image + 1 MHz: -76,9 dB

Systèmes K/SECAM, K/PAL, D/SECAM et D/PAL

(Rapport image/son = 10 dB) brouillés par DVB-T

Porteuse image dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à -10,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 52,8 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) - 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(52,8 + 25,9)$ dB = -78,7 dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à -9,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 52,8 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(52,8 + 25,9)$ dB = -78,7 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: 6 MHz, utilisée pour déterminer le facteur de correction pour 4 kHz
5 MHz: point significatif sur la courbe du rapport de protection

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 6)$ MHz = 7,25 MHz
correspondant à -4,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 47,7 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(47,7 + 25,9)$ dB = -73,6 dB

Porteuse son MF mono analogique dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: $(2 * (\Delta f + f_{mod. max})) = 130$ kHz

Fréquence centrale de la sous-porteuse: 6,5 MHz au-dessus de la porteuse image

Limite supérieure de la bande: $(1,25 + 6,5 + (0,130/2))$ MHz = 7,815 MHz
correspondant à -4,185 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 34 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(34 + 25,9)$ dB = -59,9 dB

Bande latérale vidéo inférieure dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: $(1,25 - 1) = 0,25$ MHz

correspondant à +4,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 40,2 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(40,2 + 25,9)$ dB = -66,1 dB

Porteuse image sur le canal adjacent supérieur:

Largeur de bande: 6 MHz

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à +5,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 52,8 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(52,8 + 25,9)$ dB = -78,7 dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à +6,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 52,8 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(52,8 + 25,9)$ dB = -78,7 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 6)$ MHz = 7,25 MHz

correspondant à +11,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Pris égal à la valeur correspondant à la porteuse image: -78,7 dB

Système L/SECAM/NICAM brouillé par DVB-T

Porteuse image dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à -10,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 44 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(44 + 25,9)$ dB = -69,9 dB

Le rapport de protection nécessaire étant inférieur à celui applicable à la porteuse image et la fréquence centrale étant plus éloignée du canal DVB-T, la valeur du niveau relatif maximum est remplacée par celle correspondant à la porteuse image + 1 MHz: -72,4 dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à -9,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 46,5 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(46,5 + 25,9)$ dB = -72,4 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: 6 MHz

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 6)$ MHz = 7,25 MHz
correspondant à $-4,75$ MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 35 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(35 + 25,9)$ dB = $-60,9$ dB

Porteuse son MA mono analogique dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: 30 kHz

Fréquence centrale de la sous-porteuse: 6,5 MHz au-dessus de la porteuse image

Marge pour décalage positif de la porteuse son: 50 kHz

Limite supérieure de la bande: $(1,25 + 6,5 + 0,05 + (0,030/2))$ MHz = 7,815 MHz
correspondant à $-4,185$ MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 54 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(54 + 25,9)$ dB = $-79,9$ dB

Bande latérale vidéo inférieure dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: $(1,25 - 1)$ MHz = 0,25 MHz

correspondant à $+4,25$ MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 34 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(34 + 25,9)$ dB = $-59,9$ dB

Porteuse image dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à $+5,25$ MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 44 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(44 + 25,9)$ dB = $-69,9$ dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à +6,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 46,5 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(46,5 + 25,9)$ dB = -72,4 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 6)$ MHz = 7,25 MHz

correspondant à +11,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Pris égal à la valeur correspondant à la porteuse image + 1 MHz: -72,4 dB

Canaux de 7 MHz

Système B/PAL/NICAM brouillé par DVB-T

Porteuse image dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à -9,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à -8,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: 5 MHz

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 5)$ MHz = 6,25 MHz

correspondant à -4,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 48,3 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(48,3 + 25,9)$ dB = -74,2 dB

Porteuse son MF mono analogique dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: $(2 * (\Delta f + f_{mod. max})) = 130$ kHz

Fréquence centrale de la sous-porteuse: 5,5 MHz au-dessus de la porteuse image

Limite supérieure de la bande: $(1,25 + 5,5 + (0,130/2))$ MHz = 6,815 MHz

correspondant à -3,685 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 35 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(35 + 25,9)$ dB = -60,9 dB

Sous-porteuse NICAM dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: 500 kHz

Fréquence centrale de la sous-porteuse: 5,85 MHz au-dessus de la porteuse image

Limite supérieure du signal NICAM: $(1,25 + 5,85 + (0,5/2))$ MHz = 7,35 MHz

correspondant à -3,15 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

NOTE – Cette fréquence est située à l'intérieur de la largeur de bande du système DVB-T ($\pm 3,33$ MHz).

En conséquence, les valeurs données ci-après ne s'appliquent que si l'on a un décalage de plus de 200 kHz entre les émetteurs du système B analogique et ceux du système DVB-T.

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 31 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(31 + 25,9)$ dB = -56,9 dB

Bande latérale vidéo inférieure dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: $(1,25 - 1)$ MHz = 0,25 MHz

correspondant à +3,75 par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 39 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(39 + 25,9)$ dB = -64,9 dB

Porteuse image dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à +4,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à +5,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 5)$ MHz = 6,25 MHz

correspondant à +9,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Pris égal à la valeur correspondant à la porteuse image: -76,9 dB

Système B/PAL/A2 brouillé par DVB-T

Porteuse image dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à -9,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à -8,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: 5 MHz

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 5)$ MHz = 6,25 MHz

correspondant à -4,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 48,3 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(48,3 + 25,9)$ dB = -74,2 dB

Porteuse son MF mono analogique dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: $(2 * (\Delta f + f_{mod. max})) = 130$ kHz

Fréquence centrale de la sous-porteuse: 5,5 MHz au-dessus de la porteuse image

Limite supérieure de la bande: $(1,25 + 5,5 + (0,130/2))$ MHz = 6,815 MHz
correspondant à -3,685 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 35 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(35 + 25,9)$ dB = -60,9 dB

Le rapport de protection nécessaire étant inférieur à celui applicable à la deuxième porteuse son et la fréquence centrale étant plus éloignée du canal DVB-T, il n'est pas tenu compte de cette valeur

Deuxième porteuse son MF analogique dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: $(2 * (\Delta f + f_{mod. max})) = 130$ kHz

Fréquence centrale de la sous-porteuse: 5,742 MHz au-dessus de la porteuse image

Limite supérieure de la bande: $(1,25 + 5,742 + (0,13/2))$ MHz = 7,06 MHz
correspondant à -3,44 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 44 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(44 + 25,9)$ dB = -69,9 dB

Bande latérale vidéo inférieure dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: $(1,25 - 1)$ MHz = 0,25 MHz

correspondant à +3,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 39 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(39 + 25,9)$ dB = -64,9 dB

Porteuse image dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à +4,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à +5,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 5)$ MHz = 6,25 MHz

correspondant à +9,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Pris égal à la valeur correspondant à la porteuse image: -76,9 dB

Système B/PAL (rapport image/son = 10 dB) brouillé par DVB-T

Pour information seulement, n'apparaît pas sur les courbes des Fig. 9.3 et 9.4

Porteuse image dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à -9,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent inférieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à -8,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: 5 MHz

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 5)$ MHz = 6,25 MHz

correspondant à -4,25 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 48,3 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(48,3 + 25,9)$ dB = -74,2 dB

Porteuse son MF mono analogique dans le canal adjacent inférieur:

Largeur de bande: $(2 * (\Delta f + f_{mod. max})) = 130$ kHz

Fréquence centrale de la sous-porteuse: 5,5 MHz au-dessus de la porteuse image

Limite supérieure de la bande: $(1,25 + 5,5 + (0,130/2))$ MHz = 6,815 MHz
correspondant à -3,685 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 34 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(34 + 25,9)$ dB = -59,9 dB

Bande latérale vidéo inférieure dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: $(1,25 - 1)$ MHz = 0,25 MHz

correspondant à +3,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 39 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(39 + 25,9)$ dB = -64,9 dB

Porteuse image dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 1,25 MHz

correspondant à +4,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Porteuse image + 1 MHz dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence: 2,25 MHz

correspondant à +5,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Rapport de protection pour le niveau 4,5: 51 dB

Correction pour largeur de bande de 4 kHz: $10 * \log(1540/4) = 25,9$ dB

Niveau relatif maximum dans 4 kHz: $-(51 + 25,9)$ dB = -76,9 dB

Limite supérieure de la bande latérale vidéo dans le canal adjacent supérieur:

Fréquence supérieure de la bande latérale: $(1,25 + 5)$ MHz = 6,25 MHz

correspondant à +9,75 MHz par rapport au centre du canal DVB-T

Pris égal à la valeur correspondant à la porteuse image: -76,9 dB.

CHAPITRE 10

STRATÉGIES DE MISE EN OEUVRE

10.1 Introduction

L'introduction de la télévision numérique de Terre peut être considérée sous l'angle du court terme ou du long terme. Les objectifs, les contraintes et les possibilités ne sont pas les mêmes dans les deux cas; cela conduit à définir plusieurs scénarios d'introduction possibles, dont certains répondent aux objectifs à court terme et d'autres conviennent mieux au long terme. En outre, on devra établir des méthodes de transition adéquates pour le passage des scénarios à court terme aux scénarios à long terme. On trouvera plus loin la présentation des trois scénarios: court terme, phase de transition et long terme. Des informations plus complètes sont données au § 10.4.

Les conditions d'utilisation du spectre diffèrent d'un pays à un autre. En dépit de ces différences, il semble qu'il existe quelques pistes communes quant aux modalités d'introduction de la télévision numérique de Terre, quant à la manière dont elle pourra évoluer et quant à ses utilisations dans le long terme. En tout état de cause, il faut admettre que les raisonnements sur la situation à long terme relèvent plutôt de la conjecture, tant sont nombreuses les variables à prendre en compte. On s'efforcera ici de donner une vue d'ensemble, sans s'attarder aux détails concernant tel ou tel pays. Ce faisant, on établira une distinction entre les scénarios à court et moyen terme (désignés ci-après S1, S2) et les scénarios à long terme (L1, L2).

10.2 Scénarios de mise en oeuvre

10.2.1 Scénarios à court terme

Les scénarios à court terme ont trait à l'introduction de la télévision numérique de Terre au cours des quelques années à venir. Dans cette phase, la télévision numérique devra être logée dans des bandes de fréquences qui sont déjà largement utilisées pour des émissions de radiodiffusion analogique. Pour pouvoir prendre place dans l'actuel spectre «analogique», le nouveau service devra par conséquent satisfaire aux contraintes suivantes:

- adoption de l'actuelle structure en canaux, et
- protection des services analogiques existants.

De surcroît, il faut, d'une part, assurer la couverture maximale au service numérique avec la dépense minimale pour le téléspectateur désireux de recevoir ce service; d'autre part, créer une base performante pour le développement de la nouvelle technologie.

Pour toutes ces raisons, il semble raisonnable de classer les divers scénarios à court terme en fonction des caractéristiques de base des différentes contraintes spectrales auxquelles sera confrontée une stratégie d'introduction.

Jusqu'à présent, les études se sont concentrées sur les bandes d'ondes décimétriques. En effet, la Bande III (ondes métriques) présente des grilles de canaux qui diffèrent d'un pays à un autre et, de plus, elle pourrait ne pas être disponible à titre exclusif, dans l'avenir, pour la radiodiffusion télévisuelle. Certains fabricants de récepteurs de télévision estiment qu'il pourrait y avoir un surcoût dans le cas des récepteurs numériques fonctionnant avec plusieurs largeurs de canaux.

10.2.2 Scénarios à long terme

Les scénarios à long terme sont ceux du stade final de la mise en oeuvre de la télévision numérique. A ce stade, si la nouvelle technologie réussit à investir le marché, les services analogiques auront progressivement disparu et la radiodiffusion télévisuelle reposera exclusivement sur la transmission numérique.

Les scénarios peuvent être classés en fonction des différents objectifs visés par les services numériques (par exemple, zone de service, mode de service, mise en oeuvre, dépenses de maintenance, etc.). La classification se fait selon la taille de la zone souhaitée pour le service numérique (national ou local); à l'intérieur de chaque classe, on décrit des variantes basées sur les modes de service, les modes réseau et les coûts de la mise en oeuvre.

La subdivision choisie, sur la base des zones de couverture, ne doit pas être considérée comme exclusive. Elle est plutôt complémentaire car, en général, les administrations mettront en oeuvre des réseaux d'au moins deux types, et parfois des trois types indiqués, dans une structure par couches.

A long terme, on n'envisage pas un environnement mixte analogique/numérique, car cela ne favorise pas l'utilisation la plus efficace du spectre. D'un autre côté, si la technologie numérique de Terre ne recueille pas la faveur du marché, l'alternative serait la suivante: ou bien la radiodiffusion de Terre reste analogique, ou bien elle disparaît progressivement. Il n'y aurait plus alors de réception sur antenne portative et la couverture des programmes locaux et régionaux serait limitée.

10.2.2.1 Phase de transition

Les scénarios à court terme et les scénarios à long terme diffèrent les uns des autres par leurs objectifs, donc aussi par leurs caractéristiques techniques de mise en oeuvre. Il faut par conséquent analyser une troisième phase, la phase du passage de la mise en oeuvre à court terme à la mise en oeuvre à long terme. On décrit ici plusieurs manières de fournir les services numériques dans un environnement mixte, où les contraintes pesant sur la transmission numérique devraient être assouplies et où les réseaux devraient être modifiés de façon appropriée (remplacement de fréquences et modification des sites). L'assouplissement des contraintes accroîtra les possibilités de mise en oeuvre de la télévision numérique de Terre.

Par ailleurs, afin de rendre la transition plus facile pour le téléspectateur, il conviendra de doter les équipements de réception de moyens tels que le réglage d'accord automatique des récepteurs, les systèmes d'antenne de réception à large bande, etc. Cette question n'a donné lieu jusqu'à présent qu'à de rares études.

10.3 Gestion des fréquences

10.3.1 Besoins en matière de spectre

C'est en 1998 que les services de télévision numérique de Terre ont démarré en Amérique du Nord et en Europe.

En raison notamment des arrangements complexes existant dans les Bandes I et III, les études relatives à l'introduction éventuelle de la DVB-T en Europe ont porté principalement sur les possibilités offertes par la bande des ondes décimétriques. Dans les canaux de cette bande, il doit y avoir partage du spectre disponible entre les nouvelles transmissions numériques et les programmes analogiques.

A long terme, il est possible que l'on puisse adopter dans toute l'Europe une largeur de canal uniforme et un alignement uniforme des canaux pour la télévision numérique de Terre dans la bande des ondes métriques, mais rien n'est moins sûr.

10.3.2 L'enquête DSI phase II

En Europe, la CEPT a effectué sa deuxième enquête détaillée sur le spectre (DSI, *detailed spectrum investigation*) qui porte sur la gamme de fréquences 29,7-960 MHz (incluant par conséquent les bandes utilisées pour la radiodiffusion télévisuelle de Terre). L'objectif final de la DSI est l'établissement d'un Tableau commun européen d'attribution de fréquences (ECA, *European common frequency allocation table*) pour tous les pays de la CEPT. Ce processus pourrait déboucher sur des modifications des attributions de fréquences, modifications qui pourraient être appliquées vers 2008.

Le Tableau 10.1 indique de quelle façon les résultats de la DSI influent sur le statut de la télévision dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques.

TABLEAU 10.1

Propositions finales de l'enquête DSI 2

Bande de fréquences (MHz)	Propositions
47-68	Proposition de retrait de la télévision
174-216	A partager avec les services mobiles; éventuellement, modification des attributions de fréquences après la période de transition
470-862	Nouveaux canaux principalement pour la télévision numérique; après la période de transition, télévision numérique seulement

Depuis quelque temps, les services mobiles exercent de fortes pressions pour pouvoir accéder à la bande de radiodiffusion située au-dessous de 900 MHz. Des projections faites récemment par le Bureau européen des radiocommunications ont montré que les services mobiles utilisent de moins en moins les fréquences inférieures à 900 MHz; malgré cela, les pressions n'ont pas cessé.

Par ailleurs, beaucoup d'administrations et d'organisations ont présenté à la CEPT d'autres propositions au sujet de l'utilisation de cette partie du spectre. En particulier, l'UER a proposé que les gammes de fréquences 174-216 MHz et 470-862 MHz soient mises à la disposition de la télévision de Terre à titre exclusif, pour contribuer à la création de nouveaux créneaux sur le marché.

10.3.3 Court terme

Pendant la phase d'introduction du système DVB-T, on devra disposer du maximum de spectre, pour deux raisons: parce que les services de télévision analogique font actuellement un usage intensif des bandes d'ondes métriques et décimétriques, et parce que le système DVB-T devra partager ces bandes avec ces services.

Ainsi, à court terme, on aura besoin de la totalité du spectre attribué à la télévision dans les Bandes III, IV et V si l'on veut pouvoir introduire avec succès le système DVB-T, y compris les canaux qui ne peuvent pas être utilisés actuellement pour la radiodiffusion.

10.3.4 Long terme

La technologie numérique est un stimulant pour l'efficacité d'utilisation du spectre. Ainsi, selon les critères actuels et pour le long terme, on pourrait peut-être se contenter de moins de spectre pour la radiodiffusion de Terre telle que nous la connaissons aujourd'hui, et il serait possible aussi de satisfaire les besoins actuels des radiodiffuseurs européens en matière de nouveaux canaux. Dans cette hypothèse, une partie du spectre pourrait être attribuée à d'autres services.

Toutefois, la prise en compte des facteurs suivants pourrait conduire à l'utilisation complète de la plus grande partie, sinon de la totalité, du spectre disponible actuellement pour la télévision:

- il est vraisemblable que de nouveaux débouchés commerciaux, résultant de services supplémentaires, apparaîtront grâce au surcroît de souplesse apporté par la télévision numérique. Aujourd'hui, ces possibilités commerciales sont restreintes du fait des limitations de capacité et de souplesse qui caractérisent les actuels systèmes analogiques;

- avec la mise en oeuvre, souhaitable, de la TVHD dans l'avenir, lorsque des appareils à écran plat seront commercialisés à un prix raisonnable, chaque programme occupera une portion de spectre nettement plus grande;
- on peut prévoir que l'introduction des services de radiodiffusion numérique – qui sont plus «robustes» que les actuels services analogiques – s'accompagnera d'une utilisation plus large de récepteurs portatifs. Pour répondre à tous les besoins prévisibles en matière de réception sur appareils portatifs ou de réception mobile, il pourra être nécessaire d'avoir recours à une variante plus robuste du système, avec comme conséquence la nécessité d'allouer une plus grande portion de spectre à chaque programme.

Dans l'avenir, toutes ces éventualités pourraient conduire à l'utilisation complète de tout le spectre disponible actuellement pour la télévision, l'Europe étant considérée comme un tout. Toutefois, il est très difficile, sinon impossible, de prévoir aujourd'hui ce que pourrait être la tendance à long terme. Une chose est claire cependant, d'ores et déjà: il existe une forte demande pour de nouveaux services de radiodiffusion.

10.3.5 La période de transition

Plusieurs centaines de millions de récepteurs de télévision sont en service en Europe; la durée de vie d'un téléviseur moderne est d'au moins sept ans. Pour ces raisons, il est essentiel que la période de transition soit d'une durée suffisante pour empêcher toute désorganisation du service.

Cela étant, on peut raisonnablement admettre que la période de transition s'étendra sur une quinzaine d'années à partir de la date de mise en place des services numériques. Cette date ne sera pas la même dans tous les pays d'Europe. Dans ces conditions, il est facile de voir que la période de transition sera tellement longue que toute prévision relative à la période post-transition doit être considérée comme relevant plutôt de la conjecture.

Il est donc tout à fait irréaliste d'envisager une disparition rapide des actuels services analogiques. Il est possible que la phase de mise en oeuvre du système DVB-T soit proche de son terme vers l'année 2015 dans certains pays, alors même que la pénétration de la télévision numérique ne serait que partielle dans d'autres pays.

10.3.6 Quelques hypothèses

Si la réussite couronne la mise en place de la télévision numérique de Terre et si celle-ci se substitue à la télévision analogique, on pourra se pencher sur la question de l'utilisation des bandes de fréquences.

10.3.6.1 Bande I

Des mesures ont montré que les niveaux du bruit artificiel sont beaucoup plus élevés dans la Bande I (47-68 MHz) que dans les autres bandes attribuées à la télévision (Bandes III, IV et V). Par ailleurs, les émissions faites dans la Bande I sont exposées à la propagation par la couche sporadique E de l'ionosphère, qui peut être la cause de défaillances brusques dans les systèmes numériques pendant de petits pourcentages de temps. On considère par conséquent que la Bande I se prête moins bien à l'utilisation du système DVB-T que les autres bandes de télévision et qu'elle pourrait servir à de nouvelles attributions de fréquences.

Dans un certain nombre de pays, il pourrait être mis fin, à brève échéance, aux transmissions de télévision analogique dans la Bande I (en particulier dans les canaux les plus bas). Toutefois, si l'on ferme ces services prématurément, ils pourraient migrer vers les bandes d'ondes décimétriques, où ils compromettraient la mise en oeuvre du système DVB-T.

Pour des raisons d'exploitation, il pourrait donc être nécessaire de maintenir la télévision analogique dans la Bande I, en particulier dans les cas où le transfert des émetteurs dans les bandes décimétriques est soit impossible, soit préjudiciable à l'introduction du système DVB-T.

10.3.6.2 Bandes III, IV et V

Pour faciliter l'introduction de la télévision numérique de Terre, on devra utiliser pour les services DVB-T, pendant 20 ans au moins, la totalité du spectre des Bandes III, IV et V, qui est normalement attribué à la télévision analogique de Terre. En fait, ces bandes continueront d'être le support de base de nombreux services de radiodiffusion et constitueront l'élément clé des stratégies appliquées pour le passage de l'analogique au numérique.

Il faut tenir compte aussi des pressions croissantes auxquelles sera soumise l'utilisation du spectre durant la période de transition (lorsque les services analogiques coexisteront avec les services numériques, pour être finalement remplacés par ces derniers). Cela étant, il serait fort souhaitable que la radiodiffusion ait accès à certaines parties du spectre dont elle ne dispose pas actuellement dans certains pays.

S'agissant du partage des fréquences entre les services analogiques et les services numériques, la CEPT a indiqué que tout canal libéré à court et moyen terme ne devrait pas être utilisé pour étendre le domaine d'exploitation des réseaux analogiques. Cette condition pose un problème assez délicat. Des situations très différentes existent dans les divers pays d'Europe et on peut prévoir l'application de politiques dissemblables pour le démarrage du numérique. Dans ces conditions, imposer une limitation au développement de la télévision analogique est peut-être trop contraignant dans les circonstances actuelles. De façon générale, on devrait continuer à autoriser la mise en oeuvre de la télévision analogique.

A long terme, le potentiel du marché en matière de transmission dans le service de Terre sera tel qu'il ouvrira probablement de nouvelles perspectives et permettra le développement de nouveaux services que seule la transmission de Terre est capable de fournir. Aussi, malgré l'amélioration du rendement spectral, il pourrait être nécessaire de continuer à utiliser pour ces services les bandes traditionnellement attribuées au service de télévision de Terre. Il faudra prendre les décisions appropriées à la lumière des analyses périodiques de la situation qui seront faites dans l'avenir.

10.3.7 Certaines parties du spectre peuvent-elles être libérées à l'usage d'autres services?

Si l'on résume les considérations qui précèdent, on s'aperçoit qu'il est extrêmement difficile, et peut-être prématuré, de prévoir aujourd'hui, d'une part, les besoins à long terme en matière de spectre pour la télévision numérique, d'autre part, les délais nécessaires pour la pénétration de ce service.

Comme indiqué plus haut, il est possible, à l'aune des critères actuels, qu'on ait besoin de moins de spectre à l'avenir pour les systèmes DVB-T, mais il serait extrêmement hasardeux de faire dès maintenant une estimation de la largeur de spectre requise. Au cours de la période de transition, qui pourrait s'étendre assez loin, jusqu'à 2015, l'évolution permettra d'avoir une idée plus précise du nombre de services de télévision numérique de Terre, de leur nature et de plusieurs autres facteurs.

Il n'est donc pas possible, dans les circonstances actuelles, d'indiquer si une partie quelconque du spectre pourra être transférée à d'autres services. Il faudra, au cours des prochaines années, procéder à d'autres analyses périodiques de l'utilisation et des besoins de spectre pour déterminer les attributions à effectuer.

10.3.8 Conclusions

Plusieurs pays d'Europe ont introduit le système DVB-T dans les bandes d'ondes décimétriques en 1998. Pour faciliter un démarrage rapide, ces pays ont adopté des stratégies à court terme. Il faut partager le spectre entre les services analogiques de Terre et les nouveaux services de télévision numérique de Terre.

A mesure que s'accroîtra le nombre des récepteurs destinés au DVB-T, il sera possible de mettre fin aux services analogiques en retirant progressivement de l'exploitation les émetteurs et réémetteurs analogiques. Ce sera la phase de transition entre, d'une part, l'utilisation partagée du spectre par les

services analogiques et numériques et, d'autre part, l'objectif à long terme d'une télévision exclusivement numérique. Au cours de cette phase, des canaux seront libérés par la mise hors service d'émetteurs analogiques et ces canaux permettront d'étendre la couverture de la télévision numérique de Terre.

Enfin, dans un scénario à long terme, l'ensemble de la couverture sera fourni par des réseaux DVB-T fonctionnant dans les Bandes III, IV et V. Les transmissions analogiques auront cessé et le spectre ainsi libéré sera utilisé par les services numériques. Dans un pays donné, la durée nécessaire pour mener la conversion à son terme pourrait être d'environ 10 à 20 ans à partir du début de la mise en oeuvre.

Il est fort probable que l'UIT sera amenée à convoquer une conférence au milieu de la décennie actuelle pour élaborer un Plan, au moins pour la Zone européenne de radiodiffusion. Ce plan remplacerait le Plan de Stockholm 61.

10.4 Quelques scénarios de mise en oeuvre possibles

10.4.1 Pour le court terme

S'agissant de la mise en place de la télévision numérique de Terre dans l'avenir immédiat (par exemple au cours des cinq prochaines années), la principale contrainte est la protection des services analogiques existants.

Les pays d'Europe peuvent être rangés dans deux grandes catégories:

Catégorie 1

Pays disposant d'assignations actuellement inutilisées pour des stations ou même des réseaux de télévision, avec des puissances apparentes rayonnées relativement élevées, et complètement coordonnées. Les canaux correspondants seront appelés ci-après «canaux libres». Les pays qui sont en mesure d'accéder, par exemple, à des canaux au-dessus du canal 60 peuvent aussi être considérés comme appartenant à la Catégorie 1.

Catégorie 2

Pays n'ayant pas accès à des assignations de station de télévision non utilisées (avec puissance relativement élevée).

Cette distinction est commode parce que des stratégies de mise en oeuvre différentes sont possibles dans les deux cas. Toutefois, même des pays de la Catégorie 1 n'auront probablement pas accès à une portion de spectre suffisante pour satisfaire à tous leurs besoins et ils devront par conséquent entrer dans la Catégorie 2 pour certains de leurs besoins.

On distingue trois types de scénario d'introduction désignés S1 à S3. Ils correspondent aux diverses modalités d'utilisation du spectre qui doivent être prises en compte par les scénarios «numériques» d'introduction.

- S1: utilisation d'assignations existantes ou en projet;
- S2: réutilisation d'assignations existantes (utilisées);
- S3: utilisation de «canaux libres».

La division choisie entre les divers scénarios n'est pas exclusive. Les pays concernés pourront mettre en oeuvre simultanément certaines de ces méthodes, ou toutes, selon leur situation en matière d'utilisation du spectre.

10.4.1.1 Scénario court terme 1 (S1): Recours à des assignations de canaux existantes ou en projet (mais non utilisées)

Le premier scénario peut être appliqué pour les pays de la Catégorie 1.

Dans ce cas, on peut obtenir des zones de couverture étendues car la puissance rayonnée est soumise à relativement peu de restrictions. Le scénario peut donc fournir un excellent point de départ pour l'introduction du système DVB-T. Il peut constituer l'élément central d'un futur RMF numérique ou représenter, dans le cas d'un réseau complet, la base d'un scénario à long terme reposant sur des RMF.

D'une façon générale, on peut admettre que la couverture réalisable avec les assignations planifiées sera la même en numérique et en analogique. Toutefois, des précautions sont de mise dans les cas où le service analogique a été planifié avec un décalage de précision, qui a pour effet de réduire grandement les restrictions appliquées à l'émetteur analogique; et dans les cas où l'on a en vue un service numérique peu «robuste» qui aura besoin d'un haut degré de protection. Dans ces circonstances, la couverture «numérique» pourrait se trouver réduite.

Il est essentiel de considérer cas par cas les valeurs pertinentes du rapport de protection et de la p.a.r. pour les services numériques et analogiques, si l'on veut avoir l'assurance qu'une assignation existante permettra de réaliser le service numérique requis.

Les mini RFU constituent un moyen efficace de pallier ces restrictions. Le potentiel de brouillage d'un mini RFU est nettement inférieur à celui d'une configuration avec un seul émetteur.

Les mini RFU permettent aussi d'améliorer la couverture, surtout dans le cas de la réception sur antenne portable.

Les dépenses de mise en oeuvre du scénario S1 seront relativement modiques pour les radiodiffuseurs. En effet, les installations d'émission existent déjà dans presque tous les cas, si l'on opte pour la solution classique avec un seul émetteur.

Si le canal numérique est très voisin du canal analogique, il y a là un avantage financier appréciable pour les téléspectateurs, car ceux-ci peuvent utiliser le système d'antenne de réception qu'ils possèdent déjà. Cet avantage pour le consommateur peut représenter un aspect décisif pour l'évaluation d'un scénario «numérique» dans la phase d'introduction, lorsque la fourniture des services numériques n'est pas encore réalisée à cent pour cent et que, par conséquent, ces services n'ont pas encore étalé tous leurs attraits.

La solution du réseau dense accroît très sensiblement les frais de mise en oeuvre, pour les radiodiffuseurs comme pour les consommateurs, car elle oblige à installer des émetteurs supplémentaires ainsi que de nouvelles antennes de réception.

Le volume du travail de coordination sera vraisemblablement négligeable, car on utilise des canaux déjà coordonnés.

10.4.1.2 Scénario court terme 2 (S2): Réutilisation d'assignations de canaux existantes

Le scénario S2 s'applique aux pays de la Catégorie 2 qui ne disposent pas d'assignations libres et à ceux de la Catégorie 1 qui ont déjà utilisé leurs assignations libres pour leurs premiers réseaux numériques et qui recherchent d'autres canaux.

Des canaux très peu utilisés pour les services analogiques peuvent être mis à la disposition du système DVB-T, parce que ce système est plus robuste et a un potentiel de brouillage moindre. De ce fait, même si le spectre des ondes décimétriques est très saturé, il pourrait offrir quelques possibilités pour l'introduction de la télévision numérique. Il va de soi que cette situation n'est pas propice à la réalisation de grands RFU.

La mise en oeuvre d'assignations de canaux réutilisées nécessite une coordination avec les pays voisins. Toutefois, cette méthode s'intègre bien à l'utilisation du spectre telle qu'on la conçoit aujourd'hui.

Deux variantes (décrites dans ce chapitre) peuvent être envisagées pour la réception fixe:

- **scénario S2a** – utilisation de sites d'émetteur existants et, chaque fois que possible, de canaux situés près des canaux analogiques existants, pour le démarrage de la transmission numérique;
- **scénario S2b** – création de nouveaux sites d'émetteur s'ajoutant aux sites «analogiques» existants.

Cette distinction ne s'applique pas dans le cas de la réception fixe.

La faisabilité du scénario S2 dépend dans une grande mesure de la densité des actuels services analogiques; elle diffère très sensiblement d'un pays à un autre. Une fois mis en application, ce scénario peut servir de base à la réalisation d'un service numérique à long terme en mode RMF. Jusqu'à présent, le S2 est le scénario qui a été le plus étudié pour l'introduction du service en Europe.

Les principales caractéristiques du scénario S2 sont les suivantes:

a) *Protection des services analogiques existants ou en projet*

Toute nouvelle station, numérique ou analogique, a pour effet d'accroître le brouillage que subissent les téléspectateurs, ce qui se traduit par une diminution de la couverture. Pour limiter la puissance des stations numériques, on se fondera sur deux critères: le niveau de brouillage supplémentaire qui est tolérable pour les téléspectateurs «analogiques», et le pourcentage de temps pendant lequel ce brouillage est tolérable. L'étendue des zones de couverture du service numérique sera déterminée par le jeu de plusieurs facteurs:

- la puissance rayonnée par l'émetteur numérique;
- le niveau des brouillages causés par les émetteurs analogiques ou par d'autres émetteurs numériques;
- la valeur du rapport C/N nécessaire pour le service numérique.

La protection requise pour les services analogiques aura pour conséquence des limitations de la p.a.r., d'où des limitations des zones de couverture réalisables pour la télévision numérique.

b) *Réception sur antennes fixes montées sur toit et réception limitée sur antennes portatives*

La plupart des études ont montré que, au moins pendant la période de transition où les services analogique et numérique devront coexister, il est probable que les couvertures réalisables pour la réception sur antennes portatives seront assez limitées. On pourrait cependant obtenir une couverture utile dans ce cas si l'émetteur se trouve à proximité d'un centre de population.

Cela étant, le scénario de mise en oeuvre avec utilisation de sites d'émetteur existants pourrait être basé sur la réception avec antennes fixes montées sur toit. La réception sur antennes portatives est soumise à des conditions plus variables que la réception avec antennes fixes sur toit; elle dépend de la hauteur de l'antenne de réception, de l'affaiblissement à la pénétration dans le bâtiment et des variations locales du signal. Compte tenu de la situation (à l'intérieur ou à l'extérieur des bâtiments, probabilité de couverture territoriale grande ou moyenne, débit binaire nécessaire, configuration du réseau), la réception sur antennes portatives pourrait être envisagée pour un grand pourcentage de la population.

On notera ce qui suit: dans les pays où la pénétration du câble et du satellite est importante, la réception sur antennes portatives est considérée comme l'objectif primordial pour les futurs services de Terre.

c) *Changement de fréquence éventuel pour les stations analogiques à faible puissance*

Il est clair que, dans la généralité des cas, on ne pourra pas changer les canaux utilisés pour les transmissions analogiques les plus puissantes, en raison des nombreuses perturbations qui pourraient en résulter dans la réception analogique. Toutefois, certaines des limitations de p.a.r. imposées aux stations numériques pourraient découler de la nécessité de protéger des stations analogiques à faible puissance (et à couverture restreinte). En pareils cas, on pourrait envisager des changements de canaux analogiques, ce qui serait de nature à améliorer grandement la couverture numérique réalisable. A cet égard, il y a lieu de rappeler que l'on compte en Europe plus de 30 000 stations en exploitation avec une p.a.r. inférieure à 10 W, qui s'ajoutent aux 30 000 stations dont la p.a.r. dépasse 10 W.

10.4.1.3 Scénario S2a: utilisation de sites d'émetteur existants

La plupart des foyers disposent déjà d'une antenne de réception domestique qui est sélective en fréquence et orientée dans une direction et avec une polarisation particulière. Si l'on veut que les transmissions numériques soient les plus attractives possible sur le plan commercial, il est souhaitable de faciliter leur réception, par exemple sur les systèmes d'antenne existants. En effet, l'installation d'une nouvelle antenne entraîne un surcoût qui représente un inconvénient majeur pour la plupart des téléspectateurs, surtout s'il n'y a pas de programmes supplémentaires à recevoir (diffusion simultanée du service analogique).

Dans ces conditions, une bonne solution de départ consiste à utiliser, pour les programmes numériques, les sites d'émetteur servant déjà à la diffusion des programmes analogiques. De plus, les nouveaux canaux devront être proches de ceux utilisés pour les services analogiques existants et la même polarisation devra être appliquée.

Les services seront fournis à partir du même site et la puissance «numérique» serait inférieure à celle du service analogique (pour des raisons de protection). Il y aurait donc peu de risque que les téléspectateurs «analogiques» subissent des brouillages imputables aux canaux adjacents.

A noter que si l'on souhaite, dans un pays, préparer l'exploitation à long terme avec des réseaux RFU, le choix de canaux adjacents à ceux des services analogiques pourrait créer des difficultés à l'occasion du passage d'un scénario à court terme à un scénario à long terme.

10.4.1.4 Scénario S2b: création de nouveaux sites d'émetteur

Le scénario S2b est une variante de S2a. Il repose, pour l'essentiel, sur les mêmes hypothèses pour la plupart des zones, avec cependant l'addition de nouvelles stations à faible puissance dans les zones où, pour des raisons de protection des services analogiques existants, il n'est pas possible d'obtenir une couverture «numérique» suffisante à partir des sites existants.

Dans des configurations de ce genre, il est peu probable que les antennes de réception utilisées par les téléspectateurs des services analogiques puissent convenir pour la réception des services numériques assurés à partir des nouvelles stations relais. La raison en est que les canaux et les directions sont différents.

En revanche, l'avantage de ces configurations est d'atténuer l'impact des brouillages causés par le réseau numérique, ce qui permet d'étendre les zones de couverture. Toutefois, le risque subsiste de causer des brouillages aux installations des téléspectateurs «analogiques» dans certaines parties marginales de la zone de couverture desservie en analogique. En effet, il est vraisemblable que des téléspectateurs desservis en analogique à partir de la station principale se trouveront dans le voisinage des sites des nouveaux réémetteurs numériques. Les installations de ces téléspectateurs pourront être brouillées par les transmissions numériques si celles-ci empruntent des canaux adjacents à ceux des services analogiques. Cela s'explique par le niveau élevé des signaux numériques dans des zones où le signal analogique est plus faible.

Pour ce qui est des coûts de mise en oeuvre, il est clair, ces réseaux seront plus coûteux à installer que des réseaux classiques, en raison de la nécessité d'aménager des sites d'émetteur supplémentaires.

10.4.1.5 Scénario court terme 3 (S3): utilisation de «canaux libres» à l'échelon national ou régional

Dans certains pays, il sera possible de libérer un ou plusieurs canaux dans les bandes d'ondes décimétriques pour la mise en oeuvre des services numériques à l'échelon national. Deux cas sont possibles: ces canaux ne sont pas attribués actuellement à la radiodiffusion télévisuelle, ou bien ils sont attribués mais pas utilisés par les services de télévision.

Dans quelques pays européens, les canaux de 61 à 69 sont utilisés par les autorités militaires ou par les services fixes. La perspective existe, encouragée par les études de la CEPT, de voir tout ou partie de ces canaux mis à la disposition de la radiodiffusion télévisuelle numérique.

10.4.1.6 Mise en oeuvre des RFU

Ce type de situation offre une occasion unique de mettre en place un service numérique avec RFU à l'échelle nationale ou régionale. Les conditions sont ici réunies potentiellement pour l'application, dès le début, d'un scénario à long terme attractif.

En général, il ne sera pas possible d'utiliser ces canaux sur la totalité d'un territoire national, du fait de la présence de pays voisins où lesdits canaux peuvent être utilisés par des services analogiques ou autres. La coordination sera difficile en pareils cas, dans la mesure où les voisins exploitent ces canaux dans le cadre de RMF.

Comparée aux stratégies d'introduction de réseaux à un seul émetteur ou de RMF, la réception sur antennes portatives permet d'obtenir une couverture plus vaste dans un RFU, car le champ est plus homogène dans un tel réseau. En augmentant la densité d'implantation des émetteurs, par le recours à des stations à faible puissance, on aurait la possibilité d'avoir une couverture nationale ou régionale pour la réception sur antennes portatives, cela dès le début de l'opération. Il faudrait, à cette fin, prévoir de nouveaux sites d'émetteur supplémentaires, qui gonfleraient les coûts de la mise en oeuvre.

10.4.1.7 Planification classique

Si les conditions existantes ne permettent pas de mettre en oeuvre des RFU (par exemple: des pays voisins ont déjà accès aux canaux correspondants et la réalisation sur la base d'une fréquence unique pose des difficultés) ou, simplement, si le mode RFU n'est pas adopté pour le scénario à long terme, les canaux libres pourront être utilisés en mode classique.

10.4.1.8 Mise en oeuvre des RFU

Les auteurs de certaines études préconisent l'application généralisée à un stade précoce, des techniques des RFU, pour préparer l'exploitation à long terme. Le grand avantage des RFU est la possibilité d'opérer avec un petit nombre de canaux pour obtenir de grandes zones de couverture. En fait, il pourrait suffire théoriquement d'un seul canal pour un réseau national complet. De même, des RFU régionaux pourraient être envisagés dans de nombreux pays qui accordent la préférence à ce type de couverture. A cela s'ajoute le fait que la technique RFU améliore la réception sur antenne portative.

Il faut veiller, cependant, à ne pas trop privilégier cette technique. Les bandes d'ondes décimétriques sont très fortement mises à contribution par les systèmes analogiques et, dans de nombreux cas, cet encombrement empêche l'utilisation de la technique RFU ou réduit les possibilités de cette utilisation, par exemple l'emploi de canaux situés près de canaux analogiques. Dans certains cas, cette situation est de nature à faciliter l'introduction de la télévision numérique par le recours à la planification classique.

10.4.2 Long terme

L'introduction de la télévision numérique de Terre n'est pas conditionnée uniquement par de bonnes perspectives pour l'avenir proche. Elle doit aussi être analysée du point de vue de la stratégie à long terme (15 à 20 ans à partir du début de l'opération).

Il est possible, dans cette phase également, de ranger les scénarios potentiels dans trois catégories. Ceux-ci intègrent deux stratégies de maximisation différentes:

- scénario L1: maximisation de l'étendue de la couverture;
- scénario L2: maximisation du nombre des programmes sur des zones limitées;
- scénario L3: pas de transmissions numériques de Terre (mentionné uniquement pour nourrir la réflexion).

On ne traitera pas ici des compromis entre ces extrêmes.

10.4.2.1 Scénario long terme 1 (L1): maximisation de l'étendue des zones de couverture

Le scénario L1 se base sur les RFU.

10.4.2.1.1 Couvertures étendues

Comme indiqué précédemment, le grand avantage des RFU est la possibilité de couvrir de vastes zones avec un petit nombre de canaux. En fait, on pourrait se contenter en théorie d'un seul canal pour un réseau national tout entier. La planification avec RMF exigerait plusieurs canaux.

Avec un RFU, on peut réaliser une couverture nationale sur un seul et même canal, sous réserve des limitations éventuelles résultant des autobrouillages. Comme les pays voisins revendiqueront une part équitable du spectre, tous les canaux ne peuvent pas être utilisés pour la couverture nationale. L'expérience acquise dans la planification des RFU pour le système T-DAB a montré que, en Europe occidentale au moins, on a besoin de 6 ou 7 canaux pour réaliser une couverture régionale ou nationale dans tous les pays. Bien entendu, des canaux originaires de pays voisins peuvent être réutilisés pour des services locaux supplémentaires à une certaine distance de la frontière.

Pour les Bandes IV et V (canaux 21 à 60), huit (8) canaux pourraient être mis à disposition dans chaque pays pour la couverture nationale. En mode numérique avec 4 programmes par canal, on obtient ainsi 32 programmes.

10.4.2.1.2 Réception sur antennes portatives

Au lieu de mettre en place un grand nombre de programmes, on peut opter de préférence pour la réception sur antennes portatives sur une zone de grande étendue. Dans cette option, on utilise la capacité disponible pour privilégier la robustesse plutôt qu'un grand nombre de programmes.

10.4.2.1.3 Fermeture des réseaux analogiques

Dans la plupart des cas, on ne pourra trouver un canal libre sur toute l'étendue d'une vaste zone que s'il est mis fin à l'exploitation des stations analogiques fonctionnant dans ce canal. Le scénario L1 est donc un scénario simple, mais il postule la cessation des transmissions analogiques à un certain moment. Il exige aussi un volontarisme fort et une bonne gestion de la période de transition.

10.4.2.2 Scénario long terme 2 (L2): maximisation du nombre des programmes sur des zones limitées

Le scénario L2 s'applique dans les cas où le principal objectif, comme dans le scénario L1, n'est pas l'obtention de grandes zones de couverture. En fait, on peut raisonnablement se demander s'il est nécessaire d'avoir une couverture nationale complète en télévision numérique de Terre si l'on a d'autres supports de transmission comme le câble et le satellite.

Il s'agirait par conséquent de se limiter à la couverture des zones urbaines, ce qui pourrait réduire les dépenses d'investissement nécessaires. Ailleurs, le public recevrait les programmes à partir de satellites ou d'autres moyens, étant entendu que peu de systèmes en câble pénètrent dans des zones véritablement rurales.

Cela étant, le but recherché pourrait être de maximiser le nombre de programmes disponibles, surtout pour la réception sur antennes portatives.

Dans le cas des RFU desservant de vastes zones (scénario L1), il est nécessaire de répartir les canaux disponibles entre pays voisins. Cela revient à diviser l'ensemble des possibilités dans la gamme de fréquences disponible (voir plus haut).

Dans le scénario L2, pour lequel les services sont concentrés sur des zones limitées, les brouillages éventuels entre zones de service utilisant un même canal ont moins d'importance. Tous les canaux peuvent être utilisés dans ces zones limitées.

S'agissant des Bandes IV et V, environ 40 canaux pourraient être disponibles pour la couverture locale. En mode numérique avec 4 programmes par canal, on obtient ainsi 160 programmes. Il faut cependant tenir compte du fait que la présence de quatre programmes par canal a pour conséquence un débit binaire élevé, donc, près des frontières nationales, des zones plus étendues dans lesquelles les canaux devraient être partagés par les pays. Le résultat est qu'on aurait moins de programmes disponibles dans ces zones.

10.4.2.3 Scénario long terme 3 (L3): pas de radiodiffusion de Terre

Dans ce scénario, les services DVB-T ne seraient pas mis en oeuvre et les services analogiques existants seront progressivement retirés de l'exploitation. Les programmes numériques seraient fournis exclusivement par satellite ou par câble. A l'heure actuelle, il semble peu vraisemblable que ce scénario soit appliqué.

10.4.3 Période de transition

Durant la période de transition, il doit y avoir coexistence entre les services analogiques et les services numériques. Les contraintes imposées à la transmission numérique devraient décroître et les réseaux devraient être modifiés pour élargir la portée du service numérique. La principale incertitude existant pendant cette phase concerne la durée de la période de transition.

Toute réserve de capacité que l'on pourra trouver durant la période de transition sera utilisée principalement pour la transmission numérique. Dans les pays où le nombre de canaux disponibles est insuffisant, la couverture réalisable dans les services numériques sera limitée. Cette contrainte rend plus ardu le problème des dispositions à prendre pour la cessation de la période de transition.

On trouvera ci-après l'exposé de certaines dispositions qui permettent d'atténuer les contraintes imposées à la transmission numérique. Il convient de noter, cependant, qu'en cas d'augmentation du brouillage causé aux stations analogiques, la conversion de ces stations au numérique pourrait s'avérer plus difficile dans l'avenir.

10.4.3.1 Réduction de la protection du service analogique

D'une manière générale, on peut admettre que la période de transition sera caractérisée par le fait que la couverture en analogique décroîtra à mesure qu'augmentera la pénétration des récepteurs numériques. On aura ainsi la possibilité de réduire progressivement la protection de tout ou partie des émetteurs analogiques; cela permettra d'accroître la couverture en numérique selon deux procédés possibles: utilisation d'émetteurs plus puissants et/ou mise en oeuvre de nouveaux émetteurs numériques (à noter cependant que, dans certains pays, des contraintes légales pourraient interdire cette réduction de la couverture). On a là un moyen d'étendre la portée des services numériques utilisant des RMF à l'échelon national, régional ou local.

La protection de la transmission analogique existante est régulée par le jeu de trois paramètres importants:

- le niveau de dégradation du service analogique dû à la transmission numérique: le niveau de brouillage est mesuré par le biais du «champ utilisable». Par exemple, une augmentation de 3 dB correspond à une dégradation d'un demi-point sur l'échelle de qualité de l'UIT-R;

- le pourcentage de temps pendant lequel la transmission analogique est protégée: en principe, 99% du temps;
- le pourcentage des emplacements où la réception analogique est protégée dans sa zone de service: en principe, 50% (en bordure de la zone de service).

En faisant varier progressivement ces paramètres, on accroît les possibilités de mise en oeuvre de la télévision numérique de Terre. Cet accroissement pourrait être mesuré par l'augmentation en pourcentage de la population couverte.

10.4.3.2 Réduction du nombre d'émetteurs analogiques protégés

La mise hors service des émetteurs analogiques ou le changement de leurs fréquences représentent des possibilités importantes d'amélioration de la couverture en numérique. Ces mesures permettent en effet soit d'élargir la couverture des émetteurs numériques existant déjà, soit d'installer de nouveaux émetteurs numériques sur les sites des émetteurs analogiques retirés du service.

Il peut être important, par conséquent, de réduire le nombre des émetteurs analogiques à protéger, pendant la période de transition. Toutefois, il n'est pas certain que tous ces émetteurs puissent être retirés du service sans être remplacés. Cela signifie qu'il y aura des dépenses de mise en oeuvre supplémentaires pour les installations analogiques destinées à être retirées progressivement dans l'avenir proche.

On obtient une autre variante de ce scénario dans le cas où un pays décide de remplacer un service analogique national (ou régional, si la région est suffisamment étendue) par un service de Terre ou par satellite. En particulier, ce cas est susceptible de se présenter si le pays concerné souhaite fournir ce service en tant que service numérique par satellite. Le spectre libéré peut alors servir à étendre ou à mettre en oeuvre un ou plusieurs services numériques régionaux basés sur des RMF.

Le coût de mise en oeuvre de ce dernier scénario serait probablement modeste, puisque les infrastructures d'émission et les systèmes d'antenne de réception existent déjà.

La coordination avec les pays voisins, quant à elle, devrait être relativement facile car les nouveaux émetteurs numériques se substitueraient à des émetteurs analogiques déjà coordonnés.

10.4.3.3 Adaptation des RFU

Selon des principes d'évolution similaires, il est possible de transformer un RFU court terme en un RFU long terme. Dans ce cas, il pourra être nécessaire d'installer de nouveaux émetteurs pour accroître la densité du réseau, ce qui permettra d'intensifier la réception sur antennes portatives.

Ce scénario ne nécessitera pas un grand travail de coordination supplémentaire, le canal étant déjà coordonné pour la totalité de la zone de service. En revanche, on devra s'assurer que les émetteurs supplémentaires n'ont pas pour effet d'élever trop sensiblement les niveaux de brouillage.

Les dépenses de mise en oeuvre sont celles que l'on doit normalement encourir pour l'installation des RFU.

Il semble que le passage d'un RFU national court terme à un RFU régional long terme ne pose pas de problèmes. En effet, après la phase d'introduction, on dispose pour l'exploitation en numérique d'un plus grand nombre de canaux dans les zones de couverture envisagées.

10.4.3.4 Transformation des RMF en RFU

Un pays est confronté à un processus de transformation difficile s'il met en place ses services numériques sur la base de RMF mais projetée d'exploiter avec des RFU à long terme.

Un réseau ne peut fonctionner en mode RFU que si son canal est libre pour la totalité de la zone de service. Si ce canal continue à être utilisé par des services analogiques (ce qui est probable tant qu'il reste un service analogique en exploitation), les émetteurs analogiques en cause devront être décalés en fréquence.

Parmi ces émetteurs, il y aura certainement des stations principales qui réalisent une très vaste couverture de population. On peut douter qu'il soit logique (vu les dépenses importantes qui seraient imposées aux radiodiffuseurs et au public) de remanier un service analogique destiné à disparaître à brève échéance. Il peut exister, cependant, des configurations de canaux dans lesquelles cette transformation serait réalisable.

La transformation semble être moins problématique si les canaux RFU envisagés sont destinés à être utilisés intensivement par les émetteurs numériques, sur une base RMF. Il faudra transférer les émetteurs de leurs canaux RMF pour les placer dans le canal RFU. Cela entraînera quelques dépenses au titre des installations d'émission car, en général, les canaux RMF et RFU ne seront pas proches les uns des autres, et il pourrait être nécessaire de transformer les installations d'antennes de réception numériques.

S'agissant de la couverture nationale ou régionale par les RFU, ce scénario oblige à engager une coordination avec tous les pays voisins. Les approches RFU et RMF n'étant pas compatibles, au moins à grande échelle, les pays voisins devront se mettre d'accord sur l'approche à adopter. On peut prévoir qu'un vaste travail de coordination devra être accompli pour ce scénario et qu'il faudra beaucoup de bonne volonté pour son succès. Pratiquement, il faudrait prévoir une conférence régionale de planification. La préparation de cette conférence prendrait un certain temps et des accords avec des pays voisins situés dans d'autres Régions seraient nécessaires.
