



■ Union internationale des télécommunications



Manuel

Propagation des ondes radioélectriques dans le service mobile terrestre de Terre, dans les bandes d'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. Veuillez 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

***Propagation des ondes
radioélectriques dans le
service mobile terrestre
de Terre, dans les bandes
d'ondes métriques
et décimétriques***

TABLE DES MATIÈRES

	Page
AVANT-PROPOS.....	vii
REMERCIEMENTS	ix
CHAPITRE 1 – INTRODUCTION	1
1.1 Objet.....	1
1.2 Comment utiliser cet ouvrage	1
1.3 Textes applications de l'UIT-R.....	2
CHAPITRE 2 – APPLICATIONS AUX SYSTÈMES RADIOÉLECTRIQUES MOBILES TERRESTRES.....	5
2.1 Architecture générale des réseaux.....	5
2.2 Systèmes radioélectriques mobiles privés (dispatching).....	7
2.3 Réseaux publics de radiomessagerie	9
2.4 Systèmes téléphoniques publics hertziens.....	10
2.5 Systèmes téléphoniques mobiles cellulaires publics.....	12
2.6 Références bibliographiques utiles.....	15
CHAPITRE 3 – PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA PROPAGATION.....	17
3.1 Mécanismes de propagation	17
3.1.1 Espace libre	17
3.1.2 Réflexions.....	17
3.1.3 Réflexion en surface.....	18
3.1.4 Réflexion sur les bâtiments	18
3.1.5 Diffraction	19
3.1.6 Réfraction	20
3.2 Occultation et évanouissements rapides.....	20
3.2.1 Occultation	20
3.2.2 Evanouissements rapides.....	21
3.3 Statistiques de la variabilité en fonction des emplacements	21
3.4 Références bibliographiques	23

CHAPITRE 4 – TECHNIQUES DE MODÉLISATION POUR LA PRÉVISION DE LA PROPAGATION	25
4.1 Modèles point à zone généralisés.....	25
4.1.1 Les modèles d'Okumura et de Hata.....	26
4.1.2 Essais et perfectionnement des modèles empiriques généralisés du type point à zone	28
4.2 Méthodes utilisant des informations relatives au terrain et à la couverture du terrain	33
4.3 Méthodes du tracé des rayons, TGD-TUD, et méthodes de l'équation parabolique et de l'équation intégrale.....	35
4.3.1 Méthodes du tracé des rayons et de la théorie géométrique de la diffraction (TGD) - Méthode de la théorie uniforme de la diffraction (TUD).....	35
4.3.2 Méthodes de l'équation parabolique (PE).....	36
4.3.3 Méthodes de l'équation intégrale (IE)	36
4.4 Modélisation de la diffraction	37
4.4.1 Résumé de méthodes antérieures, modèles de la Terre sphérique, de l'arête en lame de couteau et des cylindres.....	37
4.4.2 La Recommandation UIT-R P.526.....	44
4.5 Considérations sur les modèles de prévision de la propagation.....	45
4.5.1 Planification des systèmes.....	47
4.5.2 Evaluation des brouillages et gestion du spectre.....	47
4.5.3 Comparaison entre mesures et prévisions	48
4.6 Références bibliographiques	48
CHAPITRE 5 – BASE DE DONNÉES RELATIVES AU TERRAIN (DISPONIBILITÉ ET UTILISATION).....	51
5.1 Altitudes du terrain.....	51
5.2 Couverture de terrain.....	53
5.3 Utilisation de bases de données dans les méthodes existantes de modélisation et de planification	55
5.3.1 Expressions métaphoriques relatives aux zones.....	56
5.3.2 Considérations sur les profils	56
5.4 Références bibliographiques	57
CHAPITRE 6 – PROPAGATION À L'INTÉRIEUR DES BÂTIMENTS, À LA PÉNÉTRATION DANS LES BÂTIMENTS ET SOUS LA SURFACE DU SOL	59
6.1 Méthodes adaptées au site.....	59

	Page
6.2 Méthodes générales indépendantes du site.....	60
6.3 Propagation mixte (intérieur-extérieur et extérieur-intérieur).....	63
6.4 Références bibliographiques	64
CHAPITRE 7 – ANTENNES	67
7.1 Emission des ondes radioélectriques.....	67
7.2 Élément rayonnant isotrope de référence et antenne doublet.....	68
7.3 Caractéristiques des antennes.....	70
7.4 Antennes des stations de base	71
7.5 Antennes des stations mobiles.....	72
7.6 Influence de l'environnement du service mobile terrestre.....	72
7.6.1 Phénomènes de dépolarisation dans l'environnement mobile terrestre.....	72
7.6.2 Gain d'antenne lié à la hauteur: station de base et terminaux mobiles.....	73
7.6.3 Corrélation et diversité spatiale.....	74
7.6.4 Gain qu'il est possible d'obtenir avec une antenne de terminal mobile à bord d'un véhicule.....	74
7.6.5 Affaiblissement dû au corps humain.....	74
7.7 Références bibliographiques	75
CHAPITRE 8 – BRUIT AMBIANT.....	77
8.1 Facteurs de qualité de fonctionnement des systèmes radioélectriques	77
8.2 Termes relatifs au bruit, considérations générales	77
8.2.1 Composantes du bruit.....	77
8.2.2 Puissance de bruit et température de bruit	77
8.2.3 Facteur de bruit.....	78
8.2.4 Facteur de bruit pour des dispositifs en série	79
8.2.5 Facteur de bruit pour les systèmes de réception.....	81
8.3 Valeurs de bruit d'antenne données dans la Recommandation UIT-R P.372.....	83
8.4 Mesures du bruit pour des applications particulières.....	85
8.5 Références bibliographiques	85
CHAPITRE 9 – CARACTÉRISTIQUES DES CANAUX POUR LES PROCÉDÉS DE MODULATION NUMÉRIQUE.....	87
9.1 Caractérisation dans le domaine temporel	87
9.2 Caractérisation dans le domaine fréquentiel	88
9.3 Caractérisation dans le domaine angulaire et spectres Doppler.....	89
9.4 Canaux WSSUS	89

	Page	
9.5	Modélisation du canal à large bande.....	90
9.5.1	Modèles de canaux adaptés au site.....	90
9.5.2	Modèles de canal: modèles généraux indépendants du site.....	90
9.6	Références bibliographiques.....	92
BIBLIOGRAPHIE.....		93
Textes UIT-R.....		93
Livres.....		93
Ensembles de données, en ligne.....		93
Monographies et rapports.....		94
Documents de conférence et articles de revues techniques.....		94
APPENDICE A – EXEMPLES PRATIQUES.....		101
A.1	Exemple d'essais et d'affinage de modèles empiriques généralisés du type point à zone (voir aussi le § 4.1.2).....	101
A.1.1	Tests des modèles (voir aussi le § 4.1.2.2).....	101
A.1.2	Choix du modèle optimum (voir aussi le § 4.1.2.2).....	103
A.1.3	Affinage des modèles (voir aussi le § 4.1.2.3).....	103
APPENDICE B – CONVERSION DES UNITÉS.....		105
B.1	Affaiblissements de propagation et champ électromagnétique.....	105
B.2	Unités décibels et échelle logarithmique.....	105
B.3	Conversion des unités.....	107
B.4	Références bibliographiques.....	107

AVANT-PROPOS

La vie moderne, que ce soit dans les pays en développement ou les pays industrialisés, repose en grande partie sur une attente des individus: l'attente de radiocommunications disponibles, mobiles et immédiates. Les organismes et les entreprises du secteur des télécommunications, dans le monde entier, doivent être capables de mettre en place une infrastructure de communications mobiles dotée de la qualité de communication requise, et d'assurer la maintenance de cette infrastructure.

La compréhension des mécanismes de la propagation dans les milieux naturels et artificiels est un élément fondamental de la culture d'un ingénieur des télécommunications. Cette connaissance est nécessaire pour planifier et optimiser les moyens techniques mis en oeuvre pour les télécommunications mobiles, afin de répondre aux besoins des usagers. Il n'est pas possible de maîtriser la variabilité – spatiale et temporelle – ni les effets produits par le terrain et la topographie, mais ces phénomènes peuvent être pris en compte à condition de connaître leur influence sur le fonctionnement des systèmes.

S'agissant des services mobiles terrestres de Terre, on a assisté ces dernières années à un accroissement extraordinaire aussi bien de la demande des usagers que de l'utilisation de ces services par ces derniers. La mise en place de réseaux mobiles de Terre a été accompagnée d'un grand nombre d'innovations techniques, parmi lesquelles il faut mentionner une meilleure compréhension de la propagation des ondes radioélectriques. L'Union internationale des télécommunications (UIT-R) a pour mission de mettre à disposition des méthodes normalisées (Recommandations) qui permettent de calculer les caractéristiques de fonctionnement des systèmes radioélectriques dans un environnement variable. Le présent Manuel de l'UIT-R expose les bases techniques sur lesquelles reposent les prévisions de la propagation radioélectrique dans les réseaux mobiles des types point à point, point à zone et point à multipoint. La considération centrale de l'ouvrage est l'utilisation des Recommandations UIT-R pour la réglementation, la planification, l'ingénierie et la mise en place des services mobiles terrestres. Le lecteur est invité à prendre contact avec l'UIT-R (<http://www.itu.int/ITU-R>) pour toutes informations complémentaires.

David G. Cole
Président de la Commission d'études 3 des radiocommunications,
Propagation des ondes radioélectriques

REMERCIEMENTS

Le texte de ce Manuel a été établi par plusieurs membres du Groupe de Travail 3K de l'UIT-R. Le Rapporteur responsable de ces travaux tient à remercier les personnes suivantes, qui ont fait des contributions importantes à l'élaboration de ce texte:

- M. Richard Biby, Etats-Unis d'Amérique
- M. Eldon J. Haakinson, Etats-Unis d'Amérique
- M. Thomas Kürner, Allemagne
- M. Paul McKenna, Etats-Unis d'Amérique
- M. Artūras Medeišis, Lituanie
- M. Ian Pullen, Royaume-Uni
- M. Mauro Soares de Assis, Brésil
- M. James Whitteker, Canada

Par ailleurs, le Rapporteur adresse ses remerciements à M. Eldon J. Haakinson et à M. Rainer Grosskopf, Présidents successifs du Groupe de Travail 3K, pour leur soutien et leurs encouragements.

Thomas N. Rubinstein
Rapporteur

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1 Objet

Le présent Manuel a pour objet d'informer l'ingénieur ou le concepteur de réseau possédant peu d'expérience, sinon aucune, de la propagation des ondes radioélectriques, sur les notions qu'il faut connaître pour comprendre comment les principes de cette propagation sont appliqués dans la conception des systèmes radioélectriques mobiles terrestres utilisés dans les services de Terre.

1.2 Comment utiliser cet ouvrage

Le Manuel s'adresse avant tout à ceux qui utilisent les Recommandations UIT-R relatives à la propagation électromagnétique et qui ont besoin d'informations additionnelles concernant les notions de base et l'application des méthodes décrites dans ces Recommandations, notamment celles qui se rapportent aux services mobiles terrestres de Terre exploités dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques. Les Recommandations UIT-R relatives à la propagation des ondes radioélectriques portent un numéro de Recommandation et un numéro de version (par exemple, P.1144-2). Dans le présent Manuel, les Recommandations seront généralement désignées sans le numéro de la version la plus récente, mais il est conseillé au lecteur de se servir de cette version la plus récente pour son travail sur le plan pratique. Les Groupes de Travail de la Commission d'études 3 ne cessent de mener des études visant à améliorer les Recommandations existantes et à élargir leur champ d'application, comme aussi à élaborer de nouvelles Recommandations. Des éléments d'information additionnels ont donc été introduits dans le texte, dans un souci de prospective.

Le **Chapitre 2** du Manuel traite des applications courantes des systèmes radioélectriques mobiles terrestres, qui se rangent dans deux grandes catégories: les systèmes véhiculaires et les systèmes portatifs. L'idée centrale de ce Chapitre est d'inscrire ces applications dans le contexte des caractéristiques prévues pour chaque application: portée(s) de communication, environnement(s) et canaux. La dernière section du Chapitre porte sur le choix des méthodes de transmission de l'information (méthodes de modulation) et sur la façon dont ces méthodes sont influencées par les caractéristiques des canaux. La lecture de ce Chapitre permettra à l'utilisateur de placer le système mobile terrestre dont il s'occupe (conception ou planification) dans le cadre de ces applications, et d'identifier les problèmes importants qui se posent à propos de son système.

Le **Chapitre 3** analyse les principes fondamentaux de la propagation des ondes électromagnétiques dans les services de Terre. La première section décrit la nature déterministe de la réflexion, de la réfraction, de la diffraction de ces ondes et de leur propagation par trajets multiples. Pour le cas d'un émetteur et d'un récepteur fixes, et d'une atmosphère bien mélangée, ces caractéristiques déterminent le champ médian à long terme (horaire) des signaux. Les deux autres sections de ce Chapitre traitent de la nature apparemment aléatoire des fluctuations du champ autour de la valeur médiane à long terme, dans le cas où un émetteur ou un récepteur mobile (ou les deux) se déplacent sur de courtes distances. La lecture de ce Chapitre renseignera l'utilisateur sur les caractéristiques de base d'un grand nombre de modèles de la propagation radioélectrique.

Le **Chapitre 4** est consacré aux techniques qui permettent de modéliser les prévisions de la propagation radioélectrique à l'extérieur des bâtiments. Ces modèles relèvent de plusieurs grandes catégories: modèles empiriques généraux indépendants du site et modèles plus déterministes adaptés au site. Ce Chapitre contient également quelques indications sur des techniques de modélisation telles que la méthode de tracé des rayons (trajectographie), les méthodes des TGD-TUD et les méthodes mettant en oeuvre des équations paraboliques et des équations intégrales. En raison de leur importance, on revient sur les méthodes de modélisation de la diffraction; enfin, une section est consacrée au choix des modèles de propagation. Le lecteur trouvera dans ce Chapitre des renseignements détaillés sur les diverses méthodes de modélisation dont on dispose pour faire des prévisions de la propagation.

Le **Chapitre 5** traite des bases de données relatives aux terrains (disponibilité et utilisation) et aux bases de données relatives aux plans d'occupation des sols et à la couverture du terrain. Ces outils sont particulièrement utiles lorsqu'on se sert d'un modèle de propagation adapté au site mais aussi pour certains types de modèles généraux indépendants du site.

Le **Chapitre 6** analyse la propagation à l'intérieur des bâtiments et la propagation des signaux qui pénètrent dans les bâtiments ou qui en sortent. Ici encore, on distingue les modèles indépendants du site et les modèles adaptés au site. Ce Chapitre s'adresse particulièrement aux utilisateurs qui recherchent des méthodes de prévision de la propagation pour ces cas, dont l'importance ne cesse de croître.

Le **Chapitre 7** traite des antennes dans leur rapport avec le problème de la propagation et le **Chapitre 8** décrit les effets du bruit radioélectrique ambiant sur le fonctionnement des systèmes de radiocommunication. Ces deux facteurs sont importants pour la conception ou la planification détaillée d'un système. Le **Chapitre 9** est consacré à la question essentielle de la fonction de transfert et de la réponse impulsionnelle des canaux pour les méthodes de modulation numérique. Ces questions sont d'une grande importance lorsqu'il s'agit de prévoir les caractéristiques de fonctionnement (taux d'erreur binaire ou taux d'erreur sur les symboles) d'un système à modulation numérique en présence de bruit et/ou de brouillage. Le Manuel se termine par une bibliographie et par deux Appendices où l'on trouvera l'exposé d'exemples pratiques, ainsi que des indications sur les conversions d'unités.

1.3 Textes applications de l'UIT-R

Les textes de l'UIT-R énumérés ci-après traitent de questions qui sont en rapport avec le sujet du présent Manuel. On trouvera à la fin du Chapitre 9 une bibliographie de textes autres que ceux de l'UIT-R.

Recommandation UIT-R P.833-3 – Affaiblissement dû à la végétation, Union internationale des télécommunications, Genève, 2001.

Recommandation UIT-R P.525-2 – Calcul de la propagation en espace libre, Union internationale des télécommunications, Genève, 2000.

Recommandation UIT-R P.341-5 – Notion d'affaiblissement de transmission pour les liaisons radioélectriques, Union internationale des télécommunications, Genève, 2000.

Recommandation UIT-R P.1058-2 – Bases de données topographiques numériques pour les études de propagation, Union internationale des télécommunications, Genève, 2000.

Recommandation UIT-R P.368-7 – Courbes de propagation de l'onde de sol entre 10 kHz et 30 MHz, Union internationale des télécommunications, Genève, 2000.

Recommandation UIT-R P.1144-2 – Guide pour l'application des méthodes de prévision de la propagation de la Commission d'études 3 des radiocommunications, Union internationale des télécommunications, Genève, 2001.

Handbook on radiowave propagation information for predictions for terrestrial path communications (Manuel sur l'information relative à la propagation des ondes radioélectriques pour les prévisions concernant les communications sur les trajets de Terre), Union internationale des télécommunications, Genève, en préparation.

Manuel sur le contrôle du spectre radioélectrique, Union internationale des télécommunications, Genève, 1995.

Recommandation UIT-R P.1407 – Propagation par trajets multiples et paramétrage de ses caractéristiques, Union internationale des télécommunications, Genève, 2000.

Recommandation UIT-R P.529-3 – Méthodes de prévision de la propagation pour le service mobile terrestre de Terre dans les bandes des ondes métriques et décimétriques, Union internationale des télécommunications, Genève, 2000. (Remplacée par la Recommandation UIT-R P.1546).

Recommandation UIT-R P.452-10 – Méthode de prévision pour évaluer les brouillages hyperfréquences entre stations situées à la surface de la Terre à des fréquences supérieures à 0,7 GHz environ, Union internationale des télécommunications, Genève, 2001.

Volume 2 du *Manuel sur les communications mobiles terrestres* – Evolution vers les IMT-2000/FSMTPT: principes et orientations, Union internationale des télécommunications, Genève, 1997.

Recommandation UIT-R P.1057-1 – Modélisation de la propagation des ondes radioélectriques: distributions de probabilité, Union internationale des télécommunications, Genève, 2001.

Recommandation UIT-R P.526-7 – Propagation par diffraction, Union internationale des télécommunications, Genève, 2001.

Recommandation UIT-R P.1411-1 – Données de propagation et méthodes de prévision pour la planification de systèmes de radiocommunication, à courte portée, destinés à fonctionner à l'extérieur de bâtiments et de réseaux locaux hertziens dans la gamme de fréquences comprises entre 300 MHz et 100 GHz, Union internationale des télécommunications, Genève, 2001.

Recommandation UIT-R P.1238-2 – Données de propagation et méthodes de prévision pour la planification de systèmes de radiocommunication destinés à fonctionner à l'intérieur de bâtiments et de réseaux locaux hertziens fonctionnant à des fréquences comprises entre 900 MHz et 100 GHz, Union internationale des télécommunications, Genève, 2001.

Recommandation UIT-R P.1406 – Effets de la propagation relatifs au service mobile terrestre de Terre dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques, Union internationale des télécommunications, Genève, 2000.

Rapport 902 du CCIR – Systèmes à lignes d'alimentation à fuite dans le service mobile terrestre.

Manuel sur les communications mobiles terrestres (Volume 3) – Radio dispatch systems (Systèmes de radiodispatching) Union internationale des télécommunications, Genève (en préparation).

Recommandation UIT-R P.372-7 – Bruit radioélectrique, Union internationale des télécommunications, Genève, 2001.

Recommandation UIT-R P.453-8 – Indice de réfraction radioélectrique: formules et données de réfractivité, Union internationale des télécommunications, Genève, 2001.

Rapport 880-1 du CCIR – Propagation à courte distance des ondes radioélectriques dans des environnements spéciaux.

Rapport UIT-R M.2014 – Systèmes mobiles terrestres numériques à haute efficacité spectrale pour le trafic de dispatching, Union internationale des télécommunications, Genève, 1998.

Recommandation UIT-R P.1546 – Méthode de prévision de la propagation point à zone pour les services de Terre entre 30 et 3 000 MHz, Union internationale des télécommunications, Genève, 2001.

Manuel sur les communications mobiles terrestres (Volume 1) – Boucle locale à accès hertzien, Union internationale des télécommunications, Genève, 1997.

CHAPITRE 2

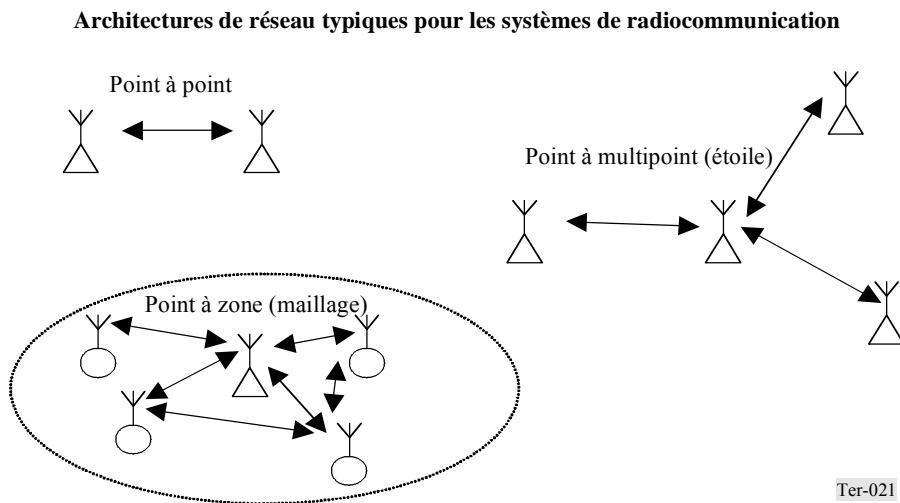
APPLICATIONS AUX SYSTÈMES RADIOÉLECTRIQUES MOBILES TERRESTRES

On trouvera dans ce Chapitre un bref exposé sur des applications typiques dans les services mobiles de Terre. Après une présentation générale de la structure des systèmes, l'exposé met en lumière les caractéristiques de ces systèmes qui peuvent influencer sur la portée, les objectifs ou le choix des études de propagation à envisager. L'accent est mis également sur la couverture nécessaire et sur la portée de communication.

2.1 Architecture générale des réseaux

Un des points fondamentaux à prendre en considération dans l'étude d'un système de radiocommunication est l'architecture générale de son réseau. Cette architecture décrit la manière dont les liaisons de communication sont établies dans le réseau et spécifie les terminaux qui communiquent les uns avec les autres. Cette analyse conduit à des conclusions de la plus haute importance s'agissant de certaines caractéristiques nécessaires (trajets de propagation, distances de communication et effets directifs). La Fig. 2.1 représente trois des architectures les plus typiques pour les réseaux de radiocommunication.

FIGURE 2.1



Les trois architectures de la Fig. 2.1 permettent de voir qu'un réseau du type point à zone peut être considéré comme le plus représentatif des systèmes mobiles terrestres. Les deux autres architectures peuvent cependant être prises en compte, elles aussi, pour certains modes de fonctionnement de ces systèmes.

Le fonctionnement de point à point est le plus typique pour les réseaux de radiocommunication fixes mais on peut également y avoir recours dans les réseaux mobiles terrestres lorsque des terminaux mobiles (transportables) fonctionnent à partir d'emplacements temporaires fixes quand ils ne se déplacent pas. Parmi les exemples de ces applications, citons les faisceaux hertziens tactiques mobiles, les systèmes temporaires de journalisme électronique, etc. Il est possible, d'ailleurs, que ce mode de fonctionnement s'étende encore dans les systèmes mobiles, à la faveur de la mise en oeuvre d'antennes orientables perfectionnées. Cette technique permet la poursuite d'un terminal distant mobile, pendant son déplacement, à l'aide du faisceau en rotation de l'antenne d'une station de base.

Ce mode de fonctionnement de point à point présente un avantage extraordinaire, à savoir la possibilité d'utiliser des antennes à effet directif très poussé, ce qui accroît la portée de communication et atténue les effets de la propagation par trajets multiples. Le trajet de propagation est alors bien défini, de sorte qu'il est souvent possible, et conseillé, d'utiliser des modèles de prévision adaptés au trajet.

L'architecture de réseau du type point à multipoint, également appelée configuration en étoile, comporte un noeud central qui joue le rôle de point de gestion et de commutation pour la communication avec les stations distantes et aussi pour les communications entre ces stations. Dans le cas où l'on a exclusivement des communications unidirectionnelles, un tel réseau devient un réseau de radiodiffusion. Le domaine privilégié des architectures en étoile est celui des réseaux fixes, mais elles sont aujourd'hui utilisées souvent dans des systèmes de radiocommunication qui se situent à la frontière entre le service fixe et le service mobile. On a un bon exemple de cette application avec les systèmes à boucle locale hertzienne (WLL, *wireless local loop*), dont la structure englobe souvent des terminaux d'utilisateur fixes et mobiles. Mais même les terminaux fixes des systèmes WLL sont mis en place selon des modalités simplifiées et souples (dans certains cas par les abonnés eux-mêmes), sans que l'on connaisse a priori l'emplacement des terminaux, ni les trajets appropriés.

On prévoit de fortes charges de trafic dans les systèmes WLL, raison pour laquelle on les place généralement dans les bandes de fréquences situées au-dessus de la gamme des ondes décimétriques. Toutefois, dans les zones à faible densité de population, ces systèmes fonctionnent souvent dans les bandes décimétriques, généralement les bandes des 900 MHz, 1,5 GHz ou 2 GHz. En pareils cas, on compte sur des distances de communication qui seront comparables, et peut-être même supérieures, à celles obtenues dans les systèmes mobiles terrestres, pouvant aller jusqu'à quelque 50-100 km. Pour cette raison – dans les cas où une couverture circulaire est nécessaire – les systèmes WLL fonctionnant en ondes décimétriques sont équipés dans leurs stations de base d'antennes directives qui sont mises en oeuvre dans plusieurs secteurs couvrant la totalité des 360°.

Cela étant, dans les prévisions de la couverture fournie par ces systèmes WLL du type point à multipoint, il est souvent possible d'appliquer des méthodes de prévision utilisées dans le cas point à zone, mais il faut alors prendre en compte un gain d'antenne plus important dans les stations de base et les stations distantes. Les antennes distantes sont placées généralement à 10 m au-dessus du sol, car ces antennes sont souvent montées sur le toit des bâtiments, à côté des antennes de réception de radiodiffusion.

L'architecture point à zone correspond au mode de fonctionnement le plus répandu pour les systèmes mobiles terrestres traditionnels. Elle garantit la couverture de toute une zone à partir d'une ou de plusieurs stations de base, l'hypothèse de départ étant la suivante: les stations mobiles peuvent apparaître, à tout instant, en tout point d'une zone de couverture donnée et peuvent maintenir un canal de communication tout en se déplaçant dans les limites de cette zone tout entière. Une telle architecture peut déboucher sur un réseau à structure maillée lorsque les stations mobiles sont capables de communiquer directement entre elles. C'est ce qui se passe dans les réseaux de radiocommunication mobiles privés de type traditionnel. Dans les réseaux cellulaires publics, les terminaux mobiles doivent passer par le noeud central pour leurs communications (en fait, par l'ensemble station de base/commutateur central du réseau); autrement dit, du point de vue réseau, ces terminaux se comportent comme s'ils se trouvaient dans une configuration en étoile. Mais même dans ce dernier cas, du point de vue de la planification des radiocommunications ces systèmes doivent être traités comme des systèmes point à zone.

Planifier les zones de couverture en mode point à zone est un exercice difficile car il est en principe impossible de prévoir le trajet exact qui sera emprunté par les ondes radioélectriques. Pour cette raison, on a généralement recours à des modèles généraux, indépendants du trajet, pour les prévisions de la propagation, avec l'hypothèse que le champ subira des variations pouvant être décrites à l'aide de méthodes statistiques. Dans ces exercices de planification, il est important de planifier en vue d'obtenir la couverture la plus fiable de la totalité de la zone de couverture visée, en réduisant à un minimum le nombre de zones d'ombre.

2.2 Systèmes radioélectriques mobiles privés (dispatching)

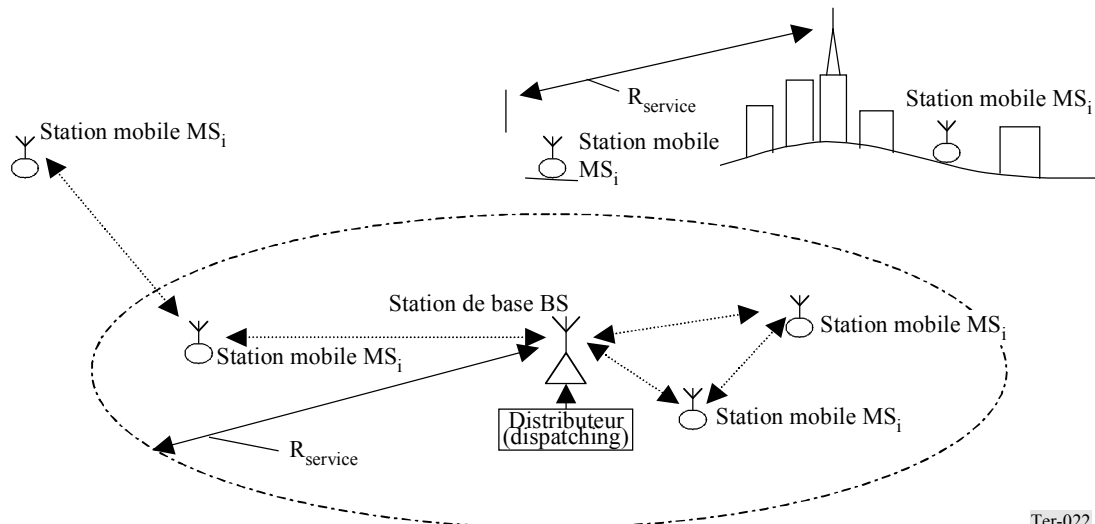
Les systèmes radioélectriques mobiles privés (PMR, *private mobile radio*), également appelés systèmes de dispatching privés, sont les plus anciens systèmes des services mobiles terrestres, encore très largement utilisés. Mis en oeuvre pour la première fois en 1929 pour les communications avec les véhicules de patrouille de la police, ces systèmes ont une architecture radioélectrique qui est restée pratiquement inchangée jusqu'à notre époque, avec toutefois, l'addition d'une dimension supplémentaire qui leur a été apportée par le partage des canaux.

La caractéristique fondamentale des systèmes PMR est l'accès instantané à un canal radioélectrique (principe de l'utilisation du bouton de conversation) et la possibilité de communiquer dans une architecture maillée. Du point de vue de la planification des radiocommunications, ces systèmes représentent généralement une ville ou une subdivision administrative un peu plus étendue (région, département, etc.). Si la zone est suffisamment petite et si elle n'est pas occultée par des obstacles topographiques, on peut utiliser un site unique, comme le montre la Fig. 2.2. Lorsque le nombre des unités mobiles et portables augmente ou s'il est nécessaire de couvrir des territoires plus étendus, on peut mettre en oeuvre des stations de base supplémentaires.

Du fait de leur simplicité et de leurs coûts d'investissement et d'exploitation relativement modestes, ces systèmes PMR ont la préférence pour les communications mobiles privées. De nos jours, ils trouvent de nombreuses applications dans les services d'urgence, les services publics, les transports, les compagnies de taxis et d'autres entreprises désireuses d'abaisser les coûts des communications mobiles. A cela s'ajoute le fait que leurs caractéristiques de fonctionnement orientées vers le dispatching répondent souvent mieux aux besoins des usagers que ne le feraient un système «biunivoque» par exemple un système téléphonique mobile public.

FIGURE 2.2

Architecture principale de base d'un système PMR

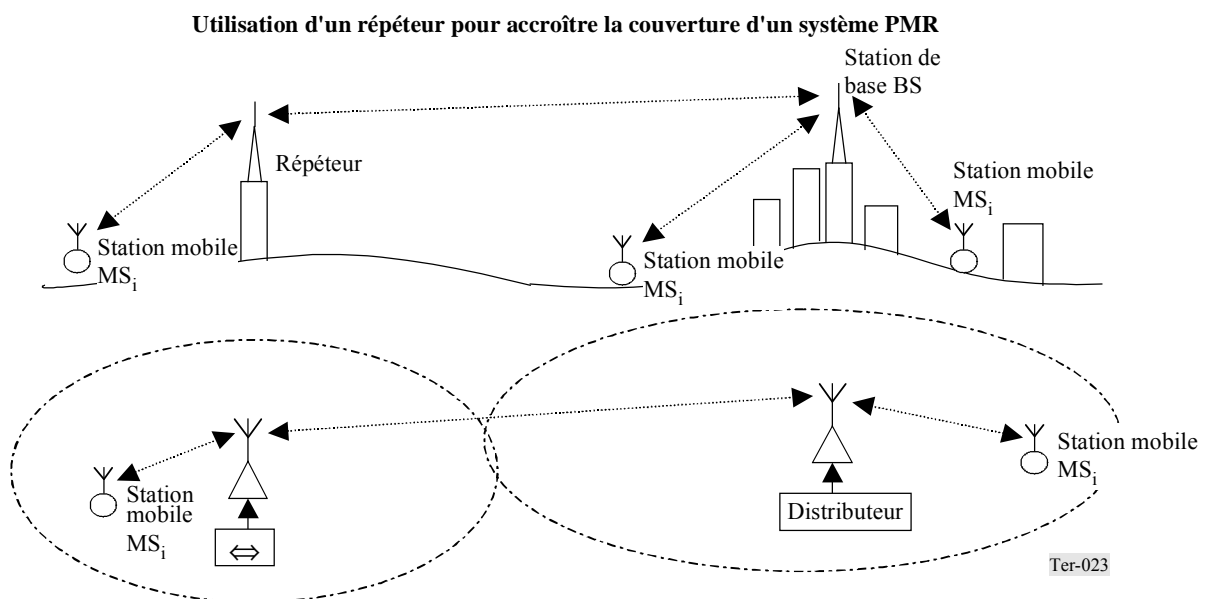


A l'origine, les systèmes PMR fonctionnaient principalement aux fréquences des bandes d'ondes métriques. Aujourd'hui, ils utilisent de nombreux secteurs des gammes métriques et décimétriques, par exemple des fréquences comprises dans les bandes des 40 MHz, 160 MHz, 450 MHz et 900 MHz. Les valeurs types de la puissance des stations de base sont comprises entre 25 et 400 W et celles des stations mobiles, entre 2 et 100 W. Dans les zones topographiquement plates, il est courant d'installer les antennes des stations de base au centre de la zone de service, en général sur le toit de bâtiments élevés dans les centres-villes, etc. Pour les villes entourées de montagnes, on a coutume d'installer les stations de base sur un sommet montagneux. Le plus souvent, les stations de base sont équipées d'antennes équidirectives; toutefois, les stations implantées sur des sommets montagneux peuvent être dotées d'antennes directives à grande ouverture de faisceau dans le plan horizontal. Avec les puissances d'émission indiquées plus haut, on peut tabler sur des rayons de zone de couverture allant de 25 à 100 km.

Grâce à leur architecture maillée, les systèmes PMR assurent des communications d'une grande fiabilité. Même quand un mobile se trouve être en un point dépourvu de couverture, une autre station mobile voisine peut agir comme un relais pour transmettre un message à la station centrale de dispatching (voir la Fig. 2.2). Néanmoins – et cela s'applique spécialement aux applications qui sont sensibles au temps de réaction total, par exemple les services d'urgence – il convient de planifier avec soin la zone de couverture des systèmes PMR, si l'on veut garantir l'étendue nécessaire de cette zone et l'élimination de tous points d'occultation éventuels.

Les systèmes PMR de base appliquent un protocole simple pour l'accès à un canal radioélectrique (qui représente, par réseau, un ou plusieurs canaux pouvant être sélectionné(s) manuellement). Pour cette raison, lorsqu'il s'agit d'agrandir les zones de couverture, on opte généralement pour une configuration avec station de répéteur (voir la Fig. 2.3). Toutefois, au stade de la planification, ces stations de répéteurs doivent être considérées selon les mêmes critères que la station de base centrale.

FIGURE 2.3



Dans les grands réseaux PMR modernes, on utilise fréquemment, de nos jours, les technologies dites du partage des canaux, qui sont conçues pour assurer aux stations mobiles un accès sans à-coups à un ensemble plus important de canaux disponibles, sans abandonner le principe fondamental d'utilisation du «bouton de conversation». Parallèlement, cette technique plus performante de sélection des canaux met en oeuvre le principe cellulaire avec installation d'une multiplicité de stations de base sur des territoires plus étendus. Cependant, même dans ces réseaux PMR à structure cellulaire appliquant le partage des liaisons, les diverses stations de base ont en général les mêmes caractéristiques que dans un réseau à une seule station, en ce qui concerne par exemple l'utilisation d'antennes équidirectives, la puissance et la portée de communication.

Les techniques de partage des canaux ont permis également le développement de systèmes tels que les réseaux PAMR (radiocommunications mobiles à accès public): il s'agit en général de réseaux identiques aux réseaux PMR à partage des canaux, avec appel sélectif, dans lesquels les opérateurs de réseau louent le temps d'émission disponible à de petites entreprises sous la forme d'un PMR virtuel.

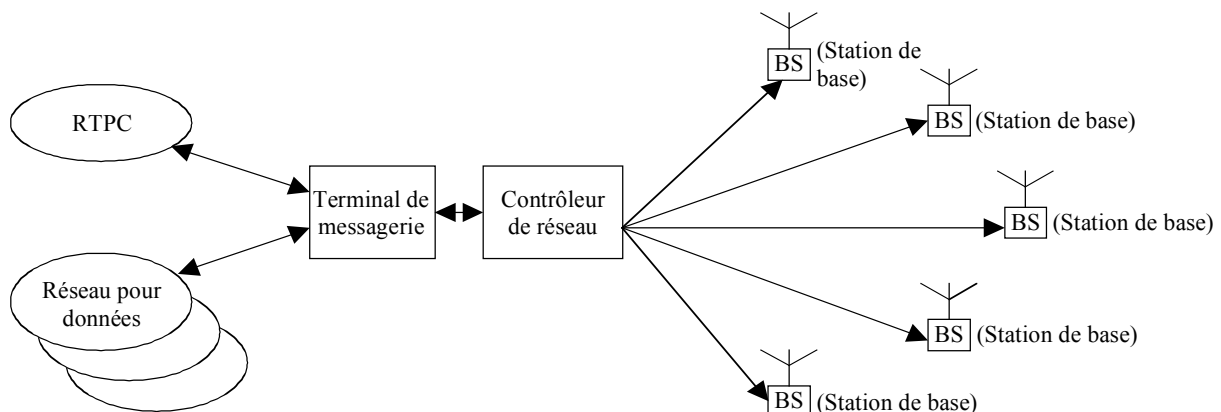
Les systèmes PMR étant utilisés principalement pour les communications vocales, ils fonctionnent le plus souvent dans des canaux de fréquences étroites (largeur des canaux: 33/25 kHz et moins). Il en résulte que les statistiques de propagation ne sont pas sélectives en fréquence et qu'on les exprime généralement en termes de variation du champ (évanouissements) en fonction du temps et des emplacements (variabilité spatio-temporelle).

2.3 Réseaux publics de radiomessagerie

Les réseaux de radiomessagerie ont été les premiers réseaux mobiles publics largement disponibles. Leur application est la transmission unidirectionnelle de messages alphanumériques. La Fig. 2.4 représente la structure de base d'un tel réseau. Les messages sont transmis par l'intermédiaire du réseau téléphonique public à commutation (RTPC) ou par une connexion directe à un réseau pour données, ou encore par ces deux moyens. Le terminal de messagerie gère les demandes de transmission de messages, qu'il place en file d'attente et qu'il restructure pour les mettre sous une forme se prêtant à la transmission. Le contrôleur de réseau réalise l'interface avec les stations de base de la radiomessagerie.

FIGURE 2.4

Structure de base d'un réseau public de radiomessagerie



Comme ces réseaux fonctionnent pour l'essentiel en mode radiodiffusion, leur planification se fait selon les mêmes modalités que pour les réseaux de radiodiffusion. Les stations de base utilisent généralement des fréquences des bandes d'ondes métriques ou décimétriques-le plus souvent à raison d'une seule fréquence pour tout un réseau-avec des puissances d'émetteur types comprises entre 100 et 400 W et des antennes équidirectives. Pour une réception fiable en dehors des bâtiments, on prévoit des zones de couverture de station de base dont le rayon est de 50 km, ou plus. La couverture à l'intérieur des bâtiments est considérablement réduite du fait des pertes qui accompagnent la pénétration des signaux dans les bâtiments. Pour cette raison, on a souvent recours à des techniques de diffusion simultanée quasi synchrone. Pour assurer une réception satisfaisante lorsque le mobile se déplace entre des zones de couverture voisines, les stations de base du réseau émettent en mode quasi synchrone. De ce fait, on a moins besoin de faire une évaluation des brouillages; il suffit par conséquent que les planificateurs des réseaux veillent à réaliser une couverture appropriée.

Du fait de leur parenté avec la radiodiffusion, les méthodes de prévision de la propagation du type général indépendant du trajet conviennent parfaitement pour la planification des zones de couverture dans les réseaux de radiomessagerie; cela s'applique aussi aux méthodes utilisées pour les services traditionnels de radiodiffusion sonore et télévisuelle. Il faut cependant veiller à faire un ajustement pour tenir compte, d'une part, de la faible hauteur des antennes de réception (on porte généralement les récepteurs de radiomessagerie à la ceinture, à 1 m environ au-dessus du sol), d'autre part, de l'affaiblissement dû au corps humain, qui est important dans le cas de ces récepteurs. Ce problème est étudié dans le Chapitre 7.

2.4 Systèmes téléphoniques publics hertziens

Les systèmes téléphoniques publics hertziens (CT, *cordless telephony*) sont dérivés des systèmes à boucle locale hertzienne (WLL) dont il a été question plus haut. La propriété caractéristique de ces systèmes CT est le fait qu'ils sont conçus pour des distances de communication très courtes et qu'ils sont capables de desservir des terminaux d'usager fixes ou mobiles. Les systèmes WLL fonctionnent normalement en configuration point à multipoint, la station de base étant installée dans les locaux du commutateur téléphonique et couvrant une vaste zone de service; à l'inverse, en général, les systèmes CT mettent en oeuvre la transmission radioélectrique uniquement dans le «dernier kilomètre» de l'installation téléphonique, ce qui revient à transférer le matériel du prolongement local (sur environ 0,1-1 km) du coffret situé sur la voie publique vers les locaux de l'abonné (voir la Fig. 2.5).

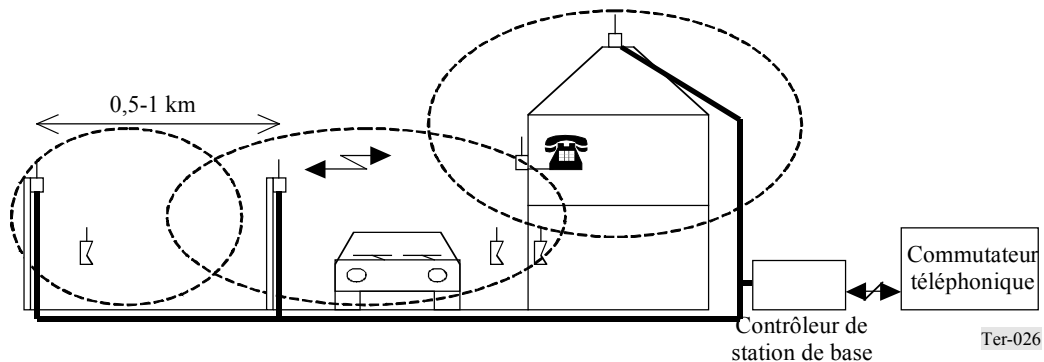
FIGURE 2.5

Système à boucle locale hertzienne fonctionnant en mode téléphonique sans fil



Dans cette architecture, on a des stations de base dont les puissances d'émission s'échelonnent entre 10 et 100 mW (allant parfois jusqu'à 0,5 W) et des portées de communication prévues ne dépassant pas 0,5-2 km. On utilise généralement un protocole de sélection automatique des canaux, permettant l'assignation dynamique des canaux libres. De ce fait, les systèmes CT se prêtent parfaitement à la mise en place des réseaux dans les structures cellulaires à forte densité avec application du principe du «réverbère» pour l'installation des stations de base à des intervalles de 0,5-1 km; voir la Fig. 2.6.

FIGURE 2.6
Installation d'un système CT public dans une zone urbaine



Les réseaux CT publics sont destinés essentiellement à être installés dans les zones urbaines, où ils peuvent être amenés à écouler des charges de trafic atteignant $10\,000\text{ E/km}^2/\text{étage}$. On notera que la charge de trafic est indiquée par étage; en effet, on admet par hypothèse que les stations de base à faible puissance créent des zones de couverture uniquement au même niveau des grands immeubles. La puissance type d'un émetteur de terminal d'utilisateur est de l'ordre de 10 mW, en version fixe comme en version mobile. Des antennes équidirectives sont utilisées de part et d'autre. Les dimensions des cellules étant petites et le protocole de l'accès hertzien étant optimisé pour des connexions de qualité interurbaine, les réseaux CT permettent généralement de réaliser le transfert des abonnés entre cellules, mais seulement aux faibles vitesses de déplacement du mobile, par exemple au maximum à 4-5 km/h (vitesse de déplacement d'un piéton).

A terme, les réseaux CT publics devraient permettre d'assurer la mobilité sans à-coup des terminaux CT entre les systèmes téléphoniques hertziens privés et leur réseau public homologue. On prévoit également que des réseaux CT publics et privés pourraient intégrer la famille universelle des systèmes de télécommunications mobiles internationales (IMT-2000).

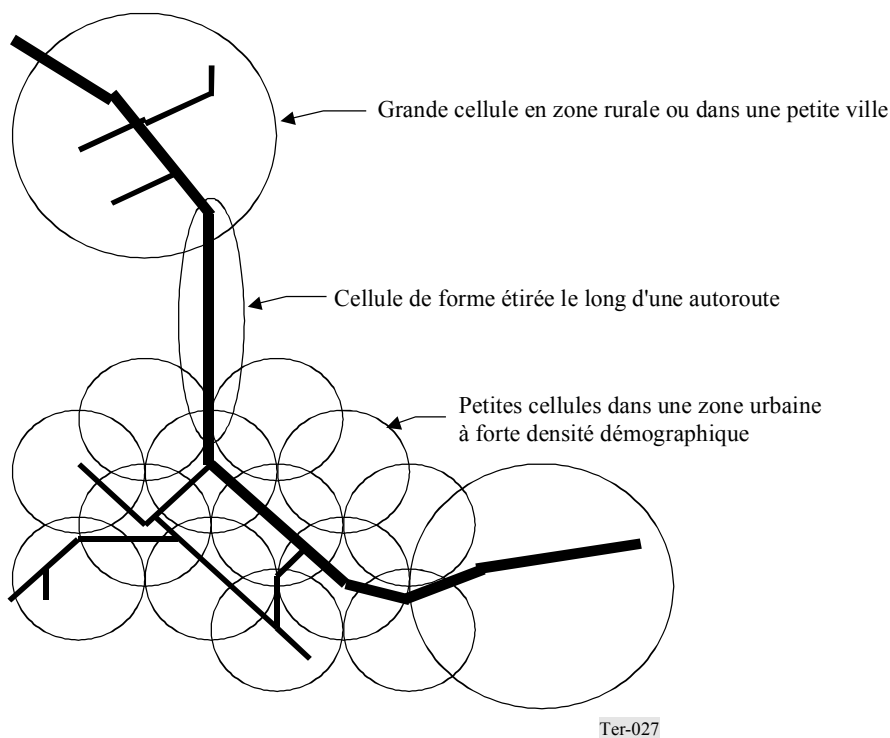
Du point de vue de la planification des radiocommunications, les réseaux CT ne nécessitent généralement pas une modélisation très poussée, parce que l'implantation des stations de base est extrêmement dense et que ces stations ont des zones de couverture qui se chevauchent. Il suffit le plus souvent d'appliquer quelques règles générales concernant la distance de propagation attendue, en fonction de la fréquence de fonctionnement, de la hauteur type des antennes et des conditions de propagation. Ces règles permettent de déterminer les distances de séparation maximales entre les stations de base, ainsi que d'autres caractéristiques pour les installations types de ces stations.

2.5 Systèmes téléphoniques mobiles cellulaires publics

Les systèmes de téléphonie mobile ont évolué progressivement à partir des systèmes PMR: dans un premier temps, les stations mobiles ont eu la possibilité de se connecter au RTPC par commutation manuelle dans le distributeur; ensuite, création de systèmes téléphoniques mobiles spécialisés type PMR, le distributeur (*dispatching*) étant remplacé par un commutateur surveillé; enfin, apparition du commutateur automatique directement relié au RTPC.

Ces réseaux téléphoniques mobiles publics, avec centres de commutation automatiques et stations de base uniques assurant une couverture radiale dans des zones métropolitaines, étaient en exploitation dans de nombreux pays en 1960-1980 (certains sont encore en service de nos jours). Toutefois, le développement de ces systèmes a été limité par une efficacité médiocre d'utilisation des canaux, dont la conséquence a été une capacité de trafic extrêmement limitée dans l'architecture PMR-cela, jusqu'à l'introduction du concept cellulaire dans les réseaux de téléphonie mobile au cours des années 80. La Fig. 2.7 donne un exemple type de réseau cellulaire.

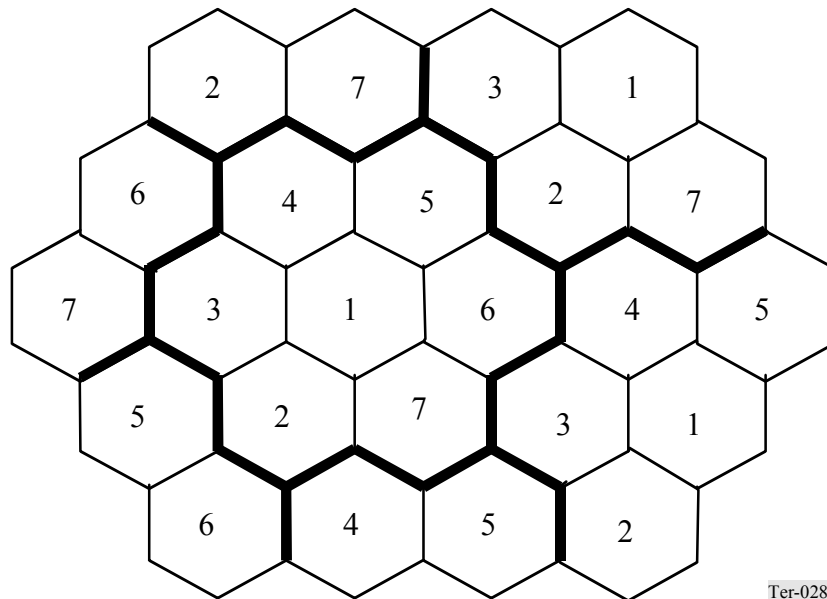
FIGURE 2.7
Exemple d'architecture de réseau cellulaire



L'exemple de la Fig. 2.7 montre comment la densité et la forme des cellules sont modulées pour tenir compte des variations de la densité des abonnés et pour s'adapter aux itinéraires les plus probables empruntés par les abonnés mobiles. De par leur nature, les diverses cellules d'un réseau mobile cellulaire sont conçues comme des unités limitées par la capacité de trafic. Cela donne une très grande souplesse d'action aux opérateurs pour la mise en place progressive de leur réseau: dans un premier temps, implantation de grandes cellules, qui seront ensuite subdivisées en cellules de plus en plus petites à mesure que le volume de trafic augmentera. Au départ, la capacité spectrale limitée des structures cellulaires pose un problème, mais à terme ce problème perd de son acuité dès l'instant où l'on a largement recours à la réutilisation des fréquences: en effet, les petites zones de couverture permettent la réutilisation de la même fréquence sur de petites distances (voir la Fig. 2.8).

FIGURE 2.8

**Exemple de schéma de réutilisation des fréquences:
7 groupes de fréquences dans une structure cellulaire**



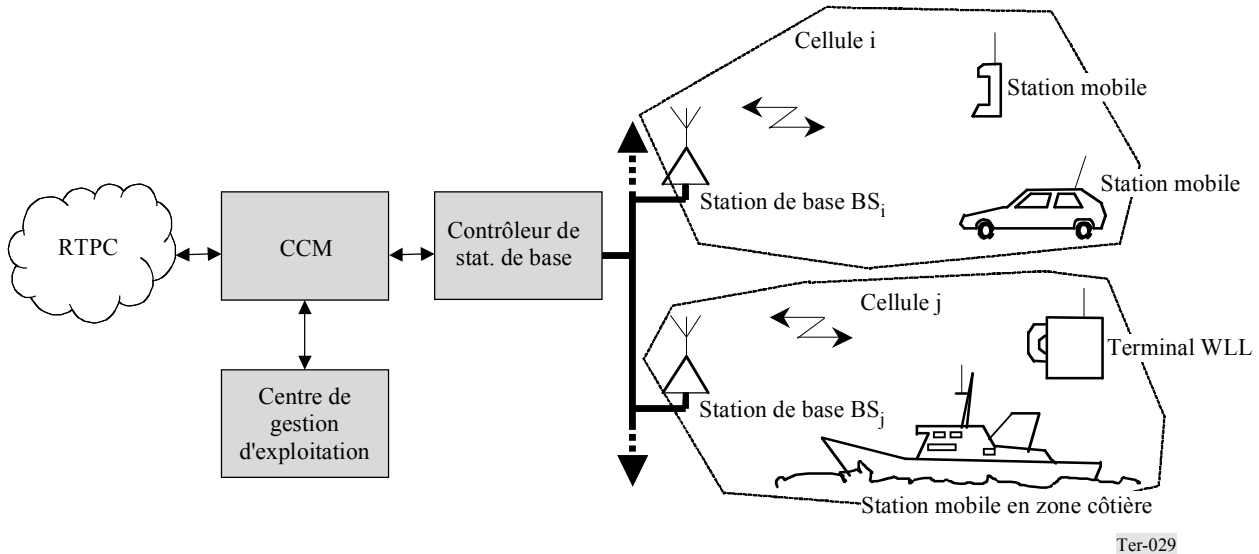
Par la suite, les techniques d'accès multiple par répartition en code (AMRC) ont permis d'établir des réseaux fonctionnant avec une fréquence unique, mais le principe de limitation de capacité dans la formation des cellules est demeuré inchangé.

Il existe actuellement trois générations de systèmes téléphoniques mobiles à structure cellulaire. Les systèmes de la première génération sont des systèmes analogiques qui mettent en oeuvre des protocoles d'accès multiple par répartition en fréquence (AMRF), avec les habituels canaux MF à bande étroite. Les systèmes de la deuxième génération sont des systèmes numériques, largement utilisés de nos jours. Ils appliquent une technique de modulation numérique et, soit l'accès multiple par répartition dans le temps (AMRT) associé à l'AMRF, soit l'accès multiple AMRC. L'utilisation des systèmes de troisième génération devrait intervenir progressivement: il s'agit d'une famille de normes variées, principalement AMRC avec duplex par répartition en fréquence (DRF) ou duplex par répartition dans le temps (DRT), mais aussi AMRF/AMRT. On les désigne collectivement par l'appellation que leur a donnée l'UIT: IMT-2000 (télécommunications mobiles internationales).

Les différences entre les divers systèmes et les diverses générations résident dans les caractéristiques suivantes: caractéristiques quantitatives et qualitatives, possibilités d'itinérance à l'intérieur des réseaux et entre les systèmes, etc. Cependant, tous les réseaux téléphoniques cellulaires sont similaires pour l'essentiel, pour les raisons suivantes: les réseaux eux-mêmes et toutes les communications à l'intérieur des réseaux sont soumis à une gestion centrale qui s'opère dans le centre de commutation mobile (CCM), et toutes les interconnexions entre les stations mobiles et le réseau, ainsi qu'entre les stations mobiles, passent par la station de base et le CCM les plus proches. La Fig. 2.9 représente l'architecture de base d'un réseau formé de systèmes téléphoniques mobiles terrestres à structure cellulaire.

FIGURE 2.9

Architecture de base d'un réseau de systèmes téléphoniques mobiles cellulaires



Les systèmes cellulaires utilisent le plus souvent des antennes directives pour réaliser la forme requise des cellules et aussi pour réduire les brouillages causés dans des cellules voisines des réseaux AMRF/AMRT. Les valeurs types des distances de communication sont les suivantes: 100-300 m pour les picocellules des zones urbaines à grande densité démographique; 0,5-1 km dans les microcellules urbaines; 1-5 km dans les macrocellules utilisées dans les villes à faible densité démographique; et 5-25 km dans les zones rurales, le long des autoroutes, etc. Dans le cas des systèmes numériques, la portée maximale de communication est souvent liée aux structures temporelles du protocole de communication: par exemple, le rythme des paquets AMRT dans un système GSM donne une portée maximale de 35 km environ. A noter par ailleurs que, sans les systèmes de téléphonie cellulaires, il faut prendre par hypothèse, dans les protocoles de communication et les modèles de répartition des canaux, une vitesse de déplacement relativement élevée pour les stations mobiles véhiculaires, comprise entre 150 et 200 km/h.

Les systèmes mobiles cellulaires posent des problèmes extrêmement difficiles aux planificateurs de réseaux, et la modélisation de la propagation représente une partie importante de ces problèmes. Il y a, d'une part, la nécessité de prendre en compte un grand nombre d'émetteurs et, d'autre part, la grande sensibilité aux erreurs de modélisation. La conséquence est la suivante: dans la planification réseau et couverture d'un système mobile cellulaire, il faut généralement utiliser des outils logiciels spécialisés, d'une grande complexité, appliqués dans une large mesure à des bases de données à grande résolution (terrain et obstacles présents sur le terrain).

Il convient de souligner qu'il y a des différences importantes de planification entre les réseaux cellulaires utilisant la technique AMRF/AMRT et ceux qui utilisent l'AMRC. Dans le cas AMRF/AMRT, l'un des principaux objectifs est la planification des fréquences basée sur les prévisions de trafic (d'où l'on déduit la taille et l'emplacement des cellules), le but étant de positionner les stations de base et de leur assigner des fréquences grâce auxquelles les brouillages mutuels dans le réseau seront réduits à un minimum. Dans les réseaux AMRC, où le fonctionnement cofréquence des stations de base avoisinantes est le mode de fonctionnement normal, le problème des brouillages est remplacé par celui de la gestion de l'énergie. La raison est la suivante: dans un réseau AMRC fonctionnant sur une fréquence unique, c'est seulement en faisant une estimation de la puissance des signaux reçus qu'une station mobile peut faire la distinction entre les différentes stations de base, et s'associer à la plus proche. La tâche qui incombe au planificateur

d'un réseau AMRC est par conséquent de faire en sorte que, dans la zone de service d'une cellule donnée, un signal en provenance de la station de base de cette cellule prédomine sur les signaux provenant d'autres cellules.

La largeur des canaux du système est une autre caractéristique à prendre en compte. La plupart des systèmes de la première génération comportent des canaux étroits (25/33 kHz) qui transmettent en modulation analogique MF; ces systèmes peuvent être modélisés comme des systèmes non sélectifs en fréquence. Les systèmes des deuxième et troisième générations transmettent des signaux à modulation numérique, dans des canaux beaucoup plus larges, pour lesquels il faut tenir compte, dans les études de propagation, de l'étalement des temps de propagation et de la sélectivité en fréquence.

2.6 Références bibliographiques utiles

- [2-1] Manuel sur les communications mobiles terrestres (Volume 1) – Boucle locale à accès hertzien, Union internationale des télécommunications, Genève, 1997.
- [2-2] Manuel sur les communications mobiles terrestres (Volume 2) – Evolution vers les IMT-2000/FSMTPT: principes et orientations, Union internationale des télécommunications, Genève, 1997.
- [2-3] Manuel sur les communications mobiles terrestres (Volume 3) – Radio Dispatch Systems (Systèmes de radiodispatching), Union internationale des télécommunications, Genève (en préparation).
- [2-4] Rapport UIT-R M.2014 – Systèmes mobiles terrestres numériques à haute efficacité spectrale pour le trafic de dispatching, Union internationale des télécommunications, Genève.

CHAPITRE 3

PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA PROPAGATION

3.1 Mécanismes de propagation

3.1.1 Espace libre

Si aucun obstacle ne s'oppose à la propagation, le champ varie selon la loi bien connue de l'inverse du carré de la distance, c'est-à-dire que la puissance reçue varie comme $1/d^2$. En termes logarithmiques, l'affaiblissement de propagation entre antennes isotropes s'exprime par $L_{bf} = 32,45 + 20 \log f + 20 \log d$, où f désigne la fréquence (MHz) et d la distance (km). Il y a variation en fonction de la fréquence parce que, pour un type d'antenne de réception donné, la taille physique, donc l'aire de captation, de l'antenne diminue quand la fréquence augmente. Pour l'antenne isotrope considérée par hypothèse pour établir la formule ci-dessus, l'aire de captation est égale à $\lambda^2/4\pi$. Pour d'autres types d'antenne, l'aire de captation est également proportionnelle à λ^2 mais le coefficient de proportionnalité est différent. On utilise parfois la formule de propagation en espace libre pour faire une estimation (très prudente) du brouillage et pour comparer avec l'affaiblissement total sur le trajet: la différence entre l'affaiblissement total sur un trajet donné et l'affaiblissement en espace libre est égale à l'affaiblissement dû au blocage par le terrain ou par d'autres obstacles.

3.1.2 Réflexions

Les coefficients de la réflexion de Fresnel, pour la réflexion d'une onde plane sur une surface plane, sont:

$$R_h = \frac{\sin \psi - \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi}} \quad (3-1)$$

en polarisation horizontale, et

$$R_v = \frac{n^2 \sin \psi - \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi}}{n^2 \sin \psi + \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi}} \quad (3-2)$$

en polarisation verticale, ψ étant le complément de l'angle d'incidence, et $n^2 = \epsilon - j60\sigma\lambda$, où ϵ et σ désignent respectivement la constante diélectrique et la conductivité du matériau réfléchissant. Pour l'incidence rasante, on a $\psi \ll 1$; le deuxième terme des numérateurs et des dénominateurs est alors prédominant, et le coefficient de réflexion tend vers la valeur -1 . Cela s'applique aux deux polarisations, avec la conséquence que, dans la plupart des cas, il n'y a pas de grande différence entre les effets du sol sur les deux polarisations. En revanche, l'angle d'incidence peut prendre une valeur quelconque dans la réflexion sur les bâtiments.

Dans le cas d'un sol incurvé (convexe vers le haut), avec un rayon de courbure a , le facteur suivant est un facteur de multiplication de R_h ou R_v qui permet de tenir compte de la défocalisation de l'onde [3-1, p. 224]:

$$D = \left[1 + \frac{2d_1d_2}{a(d_1 + d_2)\sin \psi} \right]^{-1/2} \quad (3-3)$$

où d_1 et d_2 désignent les distances des antennes par rapport au point de réflexion. Si le sol est concave vers le haut ($a < 0$), cette formule permet de tenir compte d'un effet de focalisation; cependant, la focalisation n'est généralement pas très prononcée dans la pratique, parce que le sol n'a pas la forme exacte requise.

Dans le cas d'une surface réfléchissante irrégulière, avec une distribution gaussienne des hauteurs, l'onde qui subit une réflexion cohérente se trouve atténuée, le facteur d'atténuation étant [3-1, p. 246]:

$$\rho_s = e^{-(\Delta\Phi)^2/2} \quad (3-4)$$

où $\Delta\Phi = 4\pi \Delta h \sin \psi / \lambda$, avec Δh = écart type de la distribution normale des hauteurs. L'équation (3-4) est une expression quantitative du critère de Rayleigh pour la réflexion spéculaire sur une surface irrégulière. Dans l'établissement de cette formule, on n'a pas tenu compte de l'occultation d'un pic de la surface irrégulière par le pic suivant; la formule n'est donc pas applicable aux surfaces extrêmement irrégulières.

3.1.3 Réflexion en surface

Les réflexions en surface ont une grande importance lorsqu'elles se produisent sur des plans d'eau ou sur un sol régulier. L'onde directe et l'onde réfléchie peuvent produire des interférences additives ou soustractives, selon la différence de marche Δr entre les trajets de ces deux ondes. Si l'antenne de la station de base est placée à une hauteur h_b au-dessus d'un sol plat réfléchissant et l'antenne mobile à une hauteur h_m , cette différence de marche a pour expression: $\Delta r = 2 h_b h_m / d$, où d désigne la distance horizontale entre les antennes. Cette formule est valable pour $d \gg h_b$ et $d \gg h_m$, ce qui est généralement le cas. Quand d augmente, Δr diminue – parfois de plusieurs fois la longueur d'ondes – jusqu'à $\Delta r \gg \lambda$. Comme la réflexion sur le sol introduit un déphasage correspondant à environ une demi-longueur d'onde (coefficient de réflexion égal approximativement à -1), on obtient des interférences soustractives pour $\Delta r = n\lambda$, où n est un nombre entier. Il y a interférences additives quand n est un nombre semi-entier. Quand d augmente, le dernier de ces points se situe à $\Delta r = \lambda/2$, c'est-à-dire à $d = 4 h_b h_m / \lambda$, ce point étant parfois appelé point de rupture de pente [3-2]. Pour des distances plus grandes, le champ diminue comme $1/d^4$. Pour $d \gg 4 h_b h_m / \lambda$, sur une terre plane très réfléchissante, l'affaiblissement sur le trajet est donné par:

$$L_b = 120 + 40 \log d - 20 \log h_b - 20 \log h_m \quad (3-5)$$

Outre la variation en fonction inverse de la quatrième puissance de la distance, cette dernière formule montre que le champ varie linéairement ($20 \log h$) en fonction de la hauteur de l'une ou l'autre antenne. Bien que cette formule ait été établie dans un cas très théorique, l'expérience montre que la variation avec la distance et la hauteur est sensiblement la même pour un terrain non idéal. Les réflexions sur le sol ont une autre conséquence: dans les zones montagneuses, les réflexions se produisant sur une pente raide peuvent éclairer une région qui, autrement, aurait été plongée dans l'ombre, par exemple le long d'une vallée décrivant une courbe et flanquée de parois raides.

3.1.4 Réflexion sur les bâtiments

Les réflexions ont des conséquences importantes dans les zones urbanisées. A la différence des réflexions au sol, les réflexions sur les bâtiments peuvent se faire sous tous les angles d'incidence; en règle générale, on n'obtient pas une bonne approximation si l'on considère que la surface est parfaitement réfléchissante. On connaît assez bien les propriétés électriques du sol et celles des matériaux de construction. Cependant, dans la construction des bâtiments, on utilise des matériaux qui sont mélangés ou placés très près les uns des autres (par exemple, béton armé), ou des matériaux creux (par exemple, des blocs de béton) [3-3]. La surface des bâtiments peut être

suffisamment irrégulière pour réduire la réflexion spéculaire et pour diffuser les ondes. En général, on ne connaît pas dans le détail les propriétés des murs des bâtiments et l'on peut par conséquent utiliser des valeurs effectives, déterminées empiriquement. Les résultats d'une étude [3-4] donnent à penser que les valeurs effectives de la constante diélectrique relative des murs des immeubles résidentiels sont comprises entre 3 et 6. Les réflexions entre les bâtiments ont tendance à illuminer les zones d'ombre dans une certaine mesure.

3.1.5 Diffraction

La diffraction est le phénomène qui fait que les ondes, quelles qu'elles soient, se propagent autour des obstacles. La diffraction est, le plus souvent, le mécanisme de propagation le plus important sur les trajets semés d'obstacles.

On se sert souvent des zones des ellipsoïdes de Fresnel pour illustrer la diffraction dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques. Le premier ellipsoïde de Fresnel est le volume pour lequel l'excédent de longueur d'une ligne allant des antennes jusqu'à un point quelconque compris dans le volume est inférieur à $\lambda/2$, (λ = longueur d'onde). Toute section transversale du premier ellipsoïde de Fresnel est une première zone de Fresnel. Le rayon R_1 d'une première zone de Fresnel perpendiculaire à la ligne de visibilité directe a pour expression: $R_1 = \sqrt{\lambda d_1 d_2 / (d_1 + d_2)}$. On considère qu'un trajet de propagation est obstrué si le premier ellipsoïde de Fresnel n'est pas dégagé. C'est là le critère classique, mais c'est un critère modéré; en effet, les obstacles peuvent pénétrer dans la première zone de Fresnel sur une distance égale à environ 60% du rayon de cette zone sans entraîner une diminution sensible du champ. L'affaiblissement dû à la pénétration d'obstacles dans le premier ellipsoïde de Fresnel dépend de la proportion de cet ellipsoïde qui est bloquée et de la forme des obstacles. L'exemple le plus simple est fourni par une crête transversale aiguë (modélisée sous la forme d'une lame de couteau) qui bloque exactement la moitié de la première zone de Fresnel. Dans ce cas, l'amplitude du champ se trouve réduite de moitié, avec une perte de puissance de 6 dB. Un obstacle qui a une grande largeur dans la direction de la propagation introduit plus d'affaiblissement qu'un obstacle étroit. Ce phénomène est une conséquence importante de la diffraction au-dessus d'un terrain sur lequel une colline de grande largeur et de forme arrondie, ou la courbure de la surface terrestre, peut introduire un affaiblissement beaucoup plus grand qu'un obstacle étroit de même hauteur. Ces questions sont traitées de façon plus détaillée, par exemple, dans [3-5].

Les bâtiments d'une zone urbanisée présentent une surface très irrégulière à une onde qui se propage au-dessus d'eux. Mais, comme ces bâtiments s'occulent certainement les uns les autres, cette surface irrégulière ne peut pas être représentée de façon précise par le coefficient de réflexion sur surface irrégulière, coefficient donné par l'équation (3.4). Un seul bâtiment, ou quelques bâtiments peuvent être représentés par des formes massives, mais beaucoup de bâtiments sont assez bien représentés sous la forme d'une lame de couteau. Si ces derniers ont la même hauteur et le même espacement, la propagation au-dessus de ces bâtiments ressemble quelque peu à la propagation au-dessus d'un terrain ordinaire, avec une variation en fonction de la distance s'exprimant par $1/d^4$ [3-6].

Dans le service mobile terrestre, les ondes se propageant au-dessus des bâtiments doivent, tôt ou tard, se retrouver au niveau de la rue. Pour ce faire, elles se diffractent sur le toit des bâtiments les plus proches et se réfléchissent sur les bâtiments voisins. Si les bâtiments sont alignés en rangées et si les espacements ne sont pas grands dans les rangées, l'onde se dirige vers le bas après une simple diffraction sur le toit le plus proche et prend la direction de la station de base. Il peut aussi se produire une réflexion sur le bâtiment le plus proche, qui renvoie l'onde dans l'autre sens. Plusieurs diffractions et réflexions sont possibles si les dimensions et l'implantation des constructions sont

plus complexes. Dans les zones urbaines occupées par de grands immeubles, l'onde est acheminée le long de rues qui sont orientées dans la direction nominale de la propagation et le champ dans ces rues a des valeurs plus élevées que dans les rues perpendiculaires. Dans les zones suburbaines, où les grands immeubles sont moins nombreux, ces effets d'acheminement sont moins prononcés, mais l'absorption par les arbres devient importante [3-5].

Si l'antenne de la station de base se trouve au-dessous du niveau du toit des immeubles avoisinants, comme c'est souvent le cas dans les microcellules, la propagation prédominante se fait le long des rues et non plus au-dessus des toits; il peut cependant y avoir une contribution de la propagation au-dessus des toits. La propagation le long d'une rue est essentiellement la propagation d'une onde au-dessus d'une terre plane, avec un affaiblissement en $1/d^2$ ponctué par des évanouissements jusqu'à un point de rupture de pente, et un affaiblissement en $1/d^4$ au-delà de ce point. L'onde est beaucoup plus faible dans les rues perpendiculaires, mais une certaine quantité d'énergie est introduite dans ces rues par diffraction sur les angles des immeubles.

3.1.6 Réfraction

Les effets de la réfraction sont importants uniquement sur des trajets de quelques dizaines de kilomètres, ou plus. Pour cette raison, ces effets sont à prendre en considération, dans le service mobile terrestre, principalement pour l'estimation des brouillages et la réutilisation des fréquences, plutôt que pour les calculs de couverture. Pour prendre en compte la réfraction atmosphérique normale, le procédé habituel consiste à considérer que le rayon terrestre est plus grand que sa valeur réelle, avec un facteur multiplicateur $k = 4/3$. Cela tient compte de l'incurvation, vers la Terre, du trajet des ondes radioélectriques sous l'effet de la réfraction. Lorsqu'on multiplie la longueur du rayon terrestre par ce facteur, les rayons qui étaient courbés du fait de la réfraction deviennent des lignes droites et on peut développer les calculs comme s'il n'y avait pas d'atmosphère. Il existe un moyen simple pour prendre en compte la présence éventuelle d'un signal renforcé dû à des conditions atmosphériques anormales: modifier la valeur de k , augmenter cette valeur pour simuler l'augmentation de la réfraction et de l'amplitude des signaux prévisible pendant de petits pourcentages de temps. Toutefois, pour de très petits pourcentages de temps, il est préférable [3-7] de recourir à des méthodes empiriques statistiques [3-8] pour faire l'estimation de l'amplitude renforcée du signal.

3.2 Occultation et évanouissements rapides

3.2.1 Occultation

On peut utiliser une méthode déterministe pour estimer l'affaiblissement du champ dans l'ombre des grands obstacles (collines, montagnes). Cela n'est pas possible au-dessous d'une certaine dimension, qui pourrait être de plusieurs dizaines ou centaines de mètres et qui dépend de la résolution des données relatives au terrain et de la méthode utilisée. Il faut procéder statistiquement pour traiter l'occultation due à des objets plus petits que la résolution de ces données (petits accidents de terrain, arbres et bâtiments individuels). Les valeurs du champ dans l'ombre de nombreux petits obstacles obéissent à une loi de distribution log-normale, après qu'on a éliminé par filtrage les évanouissements rapides dus à la propagation par trajets multiples. La valeur médiane de la distribution peut être estimée par application de méthodes déterministes, et pour obtenir l'écart type il faut le plus souvent effectuer un grand nombre de mesures dans des situations types. Les valeurs de l'écart type s'échelonnent entre 3 et 10 dB [3-5, p. 151]. Elles ont tendance à augmenter avec la fréquence et avec l'irrégularité locale des obstacles et du terrain. On trouvera en [3-9] des formules qui permettent de faire l'estimation de l'écart type.

3.2.2 Evanouissements rapides

La propagation par trajets multiples produit deux sortes d'effets: dans les canaux à bande étroite, des évanouissements à l'échelle de quelques longueurs d'onde et, dans les canaux à large bande, une dispersion temporelle des impulsions. Ces effets peuvent être dus à la réflexion des ondes sur des parois montagneuses raides, mais ils sont imputables plus souvent à des phénomènes de diffusion et de réflexion sur des bâtiments et d'autres obstacles. Les ondes arrivent au récepteur depuis plusieurs directions; elles créent un diagramme d'interférences qui peut produire des évanouissements rapides lorsqu'il est traversé par un récepteur mobile. La distance Δr qui sépare des évanouissements successifs a pour expression $\Delta r = \lambda/[2 \sin(\theta/2)]$, où θ désigne l'angle formé par les directions des deux ondes considérées; cette distance augmente par conséquent à partir d'une demi-longueur d'onde. L'espacement d'une demi-longueur d'onde entre deux évanouissements correspond aux interférences entre deux ondes se propageant dans des sens opposés. Lorsqu'on a un grand nombre d'ondes dont les amplitudes sont comparables et qui viennent de toutes les directions, l'amplitude reçue obéit à une loi de distribution de probabilité de Rayleigh. S'il y a aussi une onde particulière (en général, l'onde directe) dont l'amplitude est très supérieure à celle de toutes les autres, l'amplitude reçue suit une distribution de Rice. Il est possible d'atténuer les effets des évanouissements dus à la propagation par trajets multiples en augmentant la puissance d'émission ou par des procédés de réception en diversité; en transmission numérique, ce résultat peut être obtenu par codage et correction d'erreur.

S'il s'agit de transmettre de l'information numérique à un débit binaire élevé, on doit s'intéresser à l'étalement du temps de propagation d'une impulsion transmise. L'effet est le même que celui obtenu quand on parle dans une salle dans laquelle le temps de réverbération est long. Après avoir prononcé chaque mot ou chaque syllabe, le locuteur doit attendre que les échos se dissipent avant de prononcer le mot suivant ou la syllabe suivante, s'il veut que le message soit compris. L'analogie radioélectrique du temps de réverbération est l'étalement du temps de propagation, qui mesure le temps pendant lequel des échos de grande amplitude sont reçus. Si cet étalement est T , le débit des bits d'information ne peut pas dépasser une valeur de l'ordre de $1/T$. Il n'est pas possible d'accroître ce débit en augmentant la puissance, car on a en même temps une augmentation de la puissance des échos. En l'absence de codage ou de réception en diversité pour remédier aux évanouissements, le débit maximum est égal à $1/8T$ [3-10, p. 340]. Pour un traitement plus complet de cette question, voir le § 9.1 de ce Manuel.

Les étalements du temps de propagation ont fait l'objet de plusieurs séries de mesures. Dans la référence bibliographique [3-10, p. 42], on mentionne des étalements moyens de $1,3 \mu\text{s}$ dans les zones urbaines et de $0,5 \mu\text{s}$ dans les zones suburbaines. Dans les zones urbaines, il y a une plus grande probabilité de forte réflexion des signaux par les grands bâtiments sur une distance de quelques centaines de mètres, ce qui donne des retards compris entre un peu plus d'une microseconde et un maximum d'environ $7 \mu\text{s}$, on observe cependant des valeurs plus petites ($< 1 \mu\text{s}$) lorsque l'antenne de la station occupe une position basse, au niveau des réverbères des rues [3-11]. On obtient parfois des retards beaucoup plus longs, généralement lorsque l'amplitude est faible. Par exemple, on a mesuré des temps pouvant aller jusqu'à $30\text{-}40 \mu\text{s}$ dans une vallée de montagne [3-12].

3.3 Statistiques de la variabilité en fonction des emplacements

En cas de blocage de la ligne de visibilité directe entre les deux antennes, et si le signal arrive après avoir subi un grand nombre de réflexions d'intensité comparable, la puissance reçue suit la loi de distribution de Rayleigh. La densité de probabilité de la puissance instantanée du signal est $r^2/2$,

(r est proportionnel à l'amplitude du signal, mais pas en décibels) lorsque la puissance moyenne est à a^2 , est donnée par la fonction suivante [3-5]:

$$P_r(r) = \frac{r}{a^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2a^2}\right) \quad (3-6)$$

Cette fonction n'est pas symétrique par rapport à son maximum, pour $r = a$. De ce fait, il n'y a pas égalité entre la moyenne, la médiane et la moyenne quadratique. Par exemple, on obtient la valeur médiane par une intégration qui donne la fonction de probabilité cumulative et en écrivant que cette probabilité est égale à 0,5, ce qui donne une valeur médiane égale à $\sqrt{\ln 2}a \approx 1,1774a$. L'écart type formel de la distribution de Rayleigh est 5,57 dB, mais il est plus judicieux d'utiliser la valeur $\sigma r = 7,5$ dB quand on combine avec des distributions log-normales [3-13].

Si l'onde directe, ou éventuellement une onde réfléchiée de grande amplitude, est nettement plus forte que les autres ondes, on peut avoir recours à la distribution de Nakagami-Rice, qui est plus générale. Cette distribution comporte un paramètre libre supplémentaire qui est le rapport K de la puissance reçue de l'onde directe à la puissance moyenne du reliquat de l'onde distribuée selon Rayleigh. Ce paramètre peut varier de zéro à l'infini selon que le signal est une onde Rayleigh pure ou une onde directe pure. La fonction de densité de probabilité a pour expression [3-5]:

$$P_r(r) = \frac{r}{a^2} \exp\left[-\frac{r^2 + r_s^2}{2a^2}\right] I_0\left(\frac{rr_s}{a^2}\right) \quad (3-7)$$

où $r_s^2/2$ désigne la puissance du signal stable de grande intensité. La fonction I_0 est la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre zéro. Pour introduire le rapport K dans cette formule, on fait la substitution $a^2 = r_s^2 / (2 \cdot 10^{K/10})$.

Dans les zones urbanisées, on considère que l'on a la distribution de Rayleigh (ou de Rice) sur une petite distance, par exemple 20 m; toutefois, la valeur médiane du signal pour les petites distances varie sur des distances plus grandes, en raison de l'occultation par divers objets, et elle est aléatoire et log-normale jusqu'à environ 100 ou 200 m. La distribution log-normale est donnée par:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3-8)$$

où x désigne le niveau du signal (dB) et σ est l'écart type (également dB) de ces niveaux. Sur cette distance plus grande, on pourrait utiliser une distribution combinée Rayleigh-log-normale pour représenter le signal instantané, mais il existe une solution plus simple [3-13]: combiner les écarts types comme s'ils étaient l'un et l'autre log-normaux et inclure d'autres distributions log-normales. Avec cette solution, l'écart type total s'exprime par:

$$\sigma_{total} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots} \quad (3-9)$$

où les divers écarts types composants peuvent être dus, selon le cas, à l'occultation, à une erreur de prévision, aux évanouissements de Rayleigh et à tous autres affaiblissements qu'il pourrait être opportun de prendre en compte séparément, par exemple les affaiblissements dus à la végétation ou aux véhicules [3-13]. S'il s'agit de faire une estimation de la fiabilité de la couverture prédite, on inclura l'écart type de l'erreur de prévision. Une distribution combinée contenant l'erreur de prévision donne une estimation de la couverture sur un ensemble de zones similaires.

Il existe une solution encore plus simple pour traiter les évanouissements de Rayleigh [3-14]: utiliser une distribution log-normale en tant que telle pour le signal médian et ajouter une marge de 6 à 10 dB pour tenir compte des évanouissements de Rayleigh. Comme l'effet de ces évanouissements dépend du système de communication, il n'est pas toujours indiqué de le prendre en compte. Un certain nombre de distributions sont décrites dans [3-15].

3.4 Références bibliographiques

- [3-1] BECKMANN, P. et SPIZZICHINO A. [1987] The scattering of electromagnetic waves from rough surfaces. Artech, Norwood, Etats-Unis d'Amérique, p. 503.
- [3-2] Recommandation UIT-R P.1411 – Données de propagation et méthodes de prévision pour la planification de systèmes de radiocommunication, à courte portée, destinés à fonctionner à l'extérieur de bâtiments et de réseaux locaux hertziens dans la gamme de fréquences comprises entre 300 MHz et 100 GHz, Union internationale des télécommunications, Genève.
- [3-3] HOLLOWAY, C. L., PERINI, P. L., DELYSER, R. R. et ALLEN, K. C. [août 1997] Analysis of composite walls and their effects on short-path propagation modeling. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 46(3), p. 730-738.
- [3-4] PIAZZI, L. et BERTONI, H. L. [mai 1999] Achievable accuracy of site-specific path-loss predictions in residential environments. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 48(3), p. 922-930.
- [3-5] PARSONS, J. D. [1992] *The mobile radio propagation channel*, Wiley, New York, Etats-Unis d'Amérique.
- [3-6] PIAZZI, L. et BERTONI, H. L. [août 1998] Effect of terrain on path loss in urban environments for wireless applications. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 46(8), p. 1138-1147.
- [3-7] HALL, M. P. M., BARCLAY, L. W. et HEWITT, M. T. [1996] Propagation of radio waves, *IEE*, Stenevage, Royaume-Uni, p. 446.
- [3-8] Recommandation UIT-R P.1546 – Méthode de prévision de la propagation point à zone pour les services de Terre entre 30 et 3 000 MHz, Union internationale des télécommunications, Genève.
- [3-9] Recommandation UIT-R P.1406 – Effets de la propagation relatifs au service mobile terrestre de Terre dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques, Union internationale des télécommunications, Genève.
- [3-10] LEE, Wm. C. Y. [1982] *Mobile communications engineering*. McGraw-Hill, New York, Etats-Unis d'Amérique, p. 464.
- [3-11] BULTITUDE, R. J. C. et BEDAL G. K. [1989] Propagation characteristics on microcellular urban mobile radio channels at 910 MHz, *IEEE J. Selected Areas Comm.*, 7(1).
- [3-12] MOHR, W. [mai 1993] Wideband propagation measurements of mobile radio channels in mountainous areas in the 1 800 MHz frequency range, *43rd IEEE Veh. Tech. Conf. Record*, p. 49-52.
- [3-13] SIWIAK, K. [1998] *Radiowave propagation and antennas for personal communications*. Artech, Boston, Etats-Unis d'Amérique, p. 418.
- [3-14] HAGN, G. H. [1980] VHF radio system performance model for predicting communications operational ranges in irregular terrain, *IEEE Trans. Comm.*, 28(9), p. 1637-1644.
- [3-15] Recommandation UIT-R P.1057 – Modélisation de la propagation des ondes radioélectriques: distributions de probabilité, Union internationale des télécommunications, Genève.

CHAPITRE 4

TECHNIQUES DE MODÉLISATION POUR LA PRÉVISION DE LA PROPAGATION

On trouvera dans ce Chapitre la description de plusieurs techniques et de modèles utilisés pour faire la prévision de la propagation des ondes radioélectriques. Le § 4.1 traite de l'utilisation de modèles empiriques généralisés du type «point à zone», parfois appelés modèles généraux indépendants du site. Pour appliquer ces modèles, il suffit d'avoir des informations générales sur la zone (par exemple, irrégularité du terrain) où les ondes se propagent; on n'a pas besoin de considérer les caractéristiques de tel ou tel trajet de propagation. On trouvera également la description de la méthode qui permet d'élargir le champ d'application du modèle empirique par le recours au procédé d'affinage (choix des paramètres optima, «*tuning*»).

Le § 4.2 décrit l'application des modèles empiriques spécifiques au terrain, également appelés modèles «point à point» ou «adaptés au site». La différence entre ces modèles et les modèles généralisés décrits en 4.1 réside dans le fait qu'on a besoin ici d'informations détaillées sur le trajet de propagation en cause. Il peut s'agir d'un simple profil du trajet à deux dimensions ou d'une base de données extrêmement détaillée relative au terrain et à la couverture dudit terrain (bâtiments, végétation, etc.). Si les données concernant le trajet sont suffisamment précises, les méthodes point à point, qui sont plus exactes, donneront le plus souvent des résultats plus précis que les méthodes point à zone, plus grossières, au prix de calculs beaucoup plus longs et beaucoup plus complexes. Il convient de noter, cependant, que l'on n'a pas toujours besoin d'une grande précision pour les services mobiles terrestres, dans lesquels les signaux reçus sont soumis à d'importantes fluctuations dues aux évanouissements.

Le § 4.3 donne un bref aperçu de diverses techniques de tracé des rayons et d'autres techniques plus rigoureuses, avec lesquelles on peut essayer de prévoir la valeur du champ par un procédé quasi déterministe: prise en compte de tous les trajets possibles des ondes radioélectriques dans un environnement de communications mobiles avec propagation par trajets multiples. Ces techniques conviennent bien dans les cas qui se présentent habituellement lorsque les antennes d'émission sont installées sous le toit des bâtiments dans les villes, ou à l'intérieur des bâtiments, et lorsque le nombre des trajets à prendre en considération est réduit du fait de la présence d'obstacles naturels environnants.

Le § 4.4 décrit la modélisation de la diffraction, qui permet de calculer l'affaiblissement du signal quand les ondes contournent des obstacles. On adopte souvent, pour ces obstacles, les approximations de simples lames de couteaux, cylindres ou sphères.

Enfin, le § 4.5 donne aux utilisateurs potentiels des indications utiles sur le choix du modèle qui conviendrait le mieux dans les travaux d'ingénierie les plus courants, comme la planification d'un réseau, l'évaluation des brouillages, les assignations ou la réutilisation des fréquences. On trouvera également des indications sur le choix d'un modèle permettant d'évaluer les campagnes de mesures visant à juger la qualité de fonctionnement des systèmes.

4.1 Modèles point à zone généralisés

Les modèles empiriques généralisés comme ceux décrits dans la Recommandation UIT-R P.1546 [4-1], qui a remplacé les Recommandations UIT-R P.370 [4-2] et UIT-R P.529 [4-3], fournissent aux ingénieurs des outils très efficaces pour la prévision du champ dans les zones de couverture des stations radioélectriques. Dans leur version de base, ces modèles

n'entraînent pas des calculs complexes et ne nécessitent pas une connaissance détaillée des trajets de propagation en cause. On peut par conséquent les utiliser sans recourir à des bases de données à grande résolution concernant le terrain, ni à des moyens de calcul de pointe.

L'expression fondamentale suivante représente la nature profonde de la plupart des modèles de prévision empiriques de la propagation:

$$E_R = -\gamma \cdot \log(R) + K(P_{BS}, f, h_{BS}, h_{MS}, \dots) \quad (4-1)$$

L'équation (4-1) signifie que le champ reçu E_R est présenté, dans les modèles empiriques, comme une fonction logarithmique de la distance R , avec intervention d'un paramètre de pente γ , à quoi s'ajoute un paramètre de décalage K , qui est lui-même fonction de quelques paramètres initiaux de la conception du réseau: puissance de l'émetteur (P_{BS}), fréquence de fonctionnement (f), hauteurs des antennes de la station de base et de la station mobile (h_{BS} et h_{MS}), etc. Les différences entre divers modèles empiriques résident le plus souvent dans l'établissement et le traitement de ces paramètres empiriques γ et K .

La Recommandation UIT-R P.1546 [4-1] donne, en dB ($\mu\text{V/m}$), des valeurs du champ électrique rapportées à une p.a.r. de 1 kW, en fonction de la longueur du trajet (de 1 à 1 000 km); ces valeurs sont données sous forme graphique (courbes) et sous forme de tableaux (valeurs numériques fixes précises). Les résultats graphiques sont présentés pour trois fréquences: 100, 600 et 2 000 MHz. En outre, les présentations graphiques et tabulaires sont établies pour huit valeurs de la hauteur de l'antenne émettrice/de base au-dessus des obstacles environnants (de 10 à 1 200 m), pour trois pourcentages de temps différents (50%, 10% et 1%) et pour des trajets terrestres et maritimes (mers chaudes et mers froides), le tout pour 50% des emplacements. La Recommandation donne aussi les valeurs maximales prévisibles du champ en fonction de la distance, de la fréquence, du pourcentage de temps et du type de trajet.

Pour la planification générale ne nécessitant pas une grande exactitude de prévision, la Recommandation UIT-R P.1546 donne des courbes du champ pour les gammes de fréquences 30-300 MHz, 300-1 000 MHz et 1 000-3 000 MHz. Cependant, à l'intention des utilisateurs qui ont besoin de plus de précision, la Recommandation décrit une méthode pas à pas qui permet d'appliquer séquentiellement avec succès l'interpolation et/ou l'extrapolation à la distance, la fréquence, la hauteur d'antenne et au pourcentage de temps; il est tenu compte aussi de pourcentages d'emplacements autres que 50% et on indique les méthodes recommandées pour calculer la valeur correspondante de l'affaiblissement de propagation. La Recommandation décrit aussi une méthode pour calculer le champ sur un trajet mixte (terrestre-maritime), dans le contexte de la méthode pas à pas). On trouvera également dans la Recommandation UIT-R P.1546 des renseignements sur les diverses corrections de la hauteur d'antenne, les interpolations, les extrapolations, le calcul du champ sur les trajets mixtes et l'affaiblissement de propagation.

Des modèles empiriques sont présentés graphiquement sous la forme d'une famille de courbes tracées statistiquement sur la base de grandes séries de mesures. La Recommandation UIT-R P.1546 [4-1] spécifie le modèle recommandé par l'UIT-R pour la propagation dans le service mobile de Terre dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques; cette spécification a été élaborée à partir du modèle de la Recommandation UIT-R P.370 [4-2] et du modèle d'Okumura [4-4].

4.1.1 Les modèles d'Okumura et de Hata

Le modèle d'Okumura est largement utilisé dans la planification des services mobiles terrestres. C'est le résultat d'une analyse méticuleuse qui a porté sur un vaste ensemble de données de mesure du champ, recueillies dans les environnements les plus variés (terrain, végétation et obstacles en zone urbaine) sur plusieurs fréquences des bandes métriques et décimétriques. Le modèle comprend

des courbes de prévision de l'intensité des signaux dans des bandes de fréquences centrées sur 150, 450, 900 et 1 500 MHz, pour des conditions de propagation typiques rencontrées à Tokyo (Japon) et autour de Tokyo au début des années 60. Des valeurs sont données pour plusieurs environnements: urbain, suburbain et terrain découvert. Il y a des corrections supplémentaires des courbes de base d'Okumura en fonction de plusieurs paramètres: divers types de terrain, degrés d'irrégularité du terrain, pente du sol, trajets terrestres et maritimes, etc. Cela rend difficile, dans la pratique, la mise en oeuvre informatique du modèle.

Ultérieurement, Hata a publié un ensemble d'équations [4-5] basé sur une version très simplifiée du modèle d'Okumura. Le modèle de Hata (appelé modèle d'Okumura-Hata) contient des formules mathématiques qui donnent des approximations des courbes initiales d'Okumura. Par ailleurs, il introduit des limitations à la gamme de fréquences acceptable (100 à 1 500 MHz), à la distance de l'émetteur (1-20 km) et à la hauteur de l'antenne d'émission (30-200 m au-dessus du terrain environnant). La limitation de distance, en particulier, réduit l'applicabilité des équations de Hata à la conception des systèmes mobiles terrestres de Terre autres que les systèmes cellulaires. De son côté, la limitation de hauteur réduit l'applicabilité de ce modèle pour les emplacements situés sur des sommets montagneux.

Les modèles d'Okumura-Hata et d'autres modèles empiriques généralisés permettent d'obtenir des prévisions raisonnablement exactes de la couverture dans les systèmes radioélectriques mobiles terrestres quand on les applique dans un environnement similaire à celui pour lequel le modèle a été développé. Il est possible d'étendre le champ d'application des modèles empiriques généraux en les adaptant avec précision à des conditions environnementales spécifiques. Cette technique sera décrite en détail dans la section suivante. Les modèles d'Okumura et d'Okumura-Hata étant des modèles de prévision du type «point à zone», ils ne doivent pas être utilisés pour des prévisions du type point à point. D'autres modèles, par exemple celui de Longley-Rice (voir le § 4.2), se prêtent mieux à la prévision des caractéristiques de fonctionnement sur certains trajets.

Le modèle d'Okumura-Hata ne possède pas l'avantage de la simplicité, c'est-à-dire la possibilité de prévoir le fonctionnement d'un système à partir d'un ensemble très limité de données d'entrée. Sa formulation simple et directe facilite son application sur de petits ordinateurs ou des tableurs. Dans ce modèle, les principaux déterminants de l'intensité du signal sont la fréquence, la puissance apparente rayonnée, la hauteur des antennes d'émission et de réception et la longueur du trajet. Le modèle d'Okumura-Hata est devenu le modèle «par défaut» pour de nombreux types d'outils de planification.

La Recommandation UIT-R P.529 [4-3] a étendu l'applicabilité des équations de Hata à la distance originale d'Okumura (100 km). Elle présente aussi des courbes de propagation en ondes métriques adaptées aux applications mobiles terrestres, sur la base des méthodes décrites dans la Recommandation UIT-R P.370. C'est ainsi qu'a été établie la Recommandation UIT-R P.1546 qui a étendu le domaine des fréquences, des hauteurs d'antenne et des distances.

Le progrès peut-être le plus important accompli avec le modèle initial d'Okumura [4-4] est la quantification des effets produits par différents types d'obstacles (en zone urbaine et végétation). Les différences peuvent être impressionnantes entre des trajets traversant des zones urbaines et des trajets passant par des zones dégagées. Par exemple, à la fréquence de 200 MHz, le niveau du signal sur un trajet en zone dégagée est supérieur d'environ 20 dB à celui d'un signal passant par une zone urbaine. Avec ce modèle, on peut aussi essayer d'expliquer la différence d'affaiblissement des signaux en fonction de l'angle vers le bas, formé par la source et les obstacles en surface.

L'utilisation d'un modèle «simple» risque de faire perdre de la précision. Une hypothèse fondamentale du modèle d'Okumura-Hata est que l'antenne d'émission a une «hauteur équivalente» au-dessus du terrain environnant. Une autre hypothèse du modèle est la présence d'une terre plate ou régulière entre l'émetteur et le récepteur. Avec le facteur terrain vallonné du modèle, on peut

essayer de tenir compte statistiquement des ondulations du terrain, mais ce facteur ne doit pas être appliqué dans le cas point à point. Le facteur crête isolée d'Okumura peut conduire à des résultats assez précis, à condition que la géométrie du trajet concorde bien avec les hypothèses du modèle. Toutefois, cette dernière hypothèse exclut la plupart des trajets de la pratique. Plus récemment, on a tenté [4-8] d'appliquer aux courbes d'Okumura des modèles plus classiques de l'affaiblissement dû à la diffraction, mais avec un succès limité.

Comme indiqué plus haut, Okumura a développé le modèle dans le but précis de prendre en compte les effets des obstacles en surface. La version Hata du modèle fait de même en incluant des Recommandations (voir la Recommandation UIT-R P.529-3 [4-3]) concernant les affaiblissements de trajet supplémentaires qui peuvent être pris en compte dans la planification des systèmes.

On peut dire, en résumé, que le modèle d'Okumura-Hata est un outil de planification largement utilisé pour les systèmes de radiocommunication mobiles terrestres. Il faut cependant être très attentif aux différences qui peuvent exister entre les situations et les environnements considérés par les auteurs du modèle et ceux afférents à la conception d'un système particulier. Les exemples traités dans les paragraphes qui suivent montrent comment il est possible de surmonter certaines difficultés rencontrées dans l'application des modèles empiriques.

Néanmoins, il peut y avoir des cas dans lesquels l'application de ces modèles se heurte à une impossibilité de principe, par exemple dans les zones montagneuses ou d'autres zones où le terrain est très irrégulier.

4.1.2 Essais et perfectionnement des modèles empiriques généralisés du type point à zone

4.1.2.1 Nécessité d'affiner les modèles empiriques

Comme leur nom l'indique, les modèles empiriques sont développés à partir de résultats de mesures du champ et sont par conséquent ajustés à l'environnement dans lequel ces mesures ont été effectuées. Cela étant, si ces modèles sont appliqués sans discernement dans des conditions d'environnement nettement différentes, on risque d'avoir une forte augmentation des erreurs de prévision. Par exemple, on peut estimer à ± 5 dB environ la précision d'un modèle empirique, convenablement affiné, dans la prévision du champ médian. Une telle précision est satisfaisante dans de nombreux cas pratiques, surtout s'il s'agit de services mobiles terrestres, dans lesquels cette précision est comparable aux variations normales du signal dues aux évanouissements et au phénomène de l'occultation. Si le même modèle général était appliqué sans discernement dans un environnement non spécifié, l'erreur pourrait atteindre environ $\pm(15...20)$ dB, ce qui est manifestement inacceptable.

Il est donc possible d'améliorer la valeur pratique et d'élargir le champ d'application des modèles empiriques généraux en les testant et en les adaptant à des conditions de propagation particulières ou à des conditions existant dans tel ou tel pays, ou telle ou telle région. Dans le paragraphe suivant, on montrera comment ces essais peuvent être effectués sous leur forme la plus simple et comment les changements nécessaires peuvent être apportés à un modèle empirique tel que le modèle d'Okumura-Hata décrit dans la Recommandation UIT-R P.529 [4-3].

4.1.2.2 Dispositif minimum pour l'essai des modèles

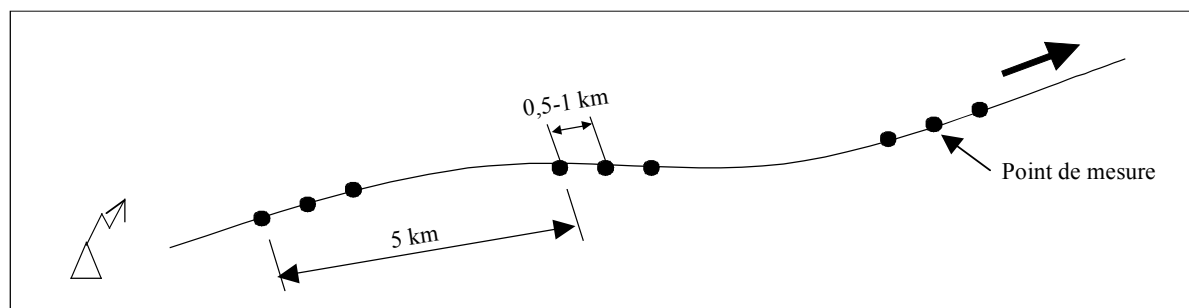
Avant d'appliquer un modèle empirique général dans une région particulière dont les propriétés sont «inconnues», il est bon de tester la performance d'un modèle que l'on choisira, ou de comparer les performances de plusieurs modèles. Ces tests seront décrits ci-après. On peut utiliser à cet effet des stations radioélectriques existantes (par exemple, stations de base de systèmes mobiles terrestres: systèmes cellulaires, radiomessagerie, etc.) comme émetteurs de référence. Pour les mesures proprement dites, il est possible de mettre en oeuvre des appareils manuels étalonnés de contrôle du

champ radioélectrique, qu'il est facile de se procurer, ou même, dans certaines conditions particulières, des appareils d'abonné utilisés dans les systèmes testés du service mobile terrestre et possédant des fonctions de contrôle du champ. Ces dispositions montrent que de telles mesures peuvent se faire assez rapidement et en mobilisant des moyens humains et financiers extrêmement modestes. Pour une description plus complète et plus détaillée des mesures du champ, on se reportera au Manuel de l'UIT sur les stations de contrôle des émissions [4-16].

Le résultat est d'autant meilleur que les mesures sont plus nombreuses mais, pour un test approximatif du modèle empirique, il peut suffire d'effectuer des mesures statiques dans les zones de couverture d'au moins deux ou trois émetteurs existants. Il importe, cependant, de bien choisir ces zones de couverture pour les tests, afin qu'elles représentent les conditions de propagation les plus typiques pour la région considérée (zones urbaines/zones suburbaines, densité de la végétation, irrégularité du terrain, etc.). Dans chacune des zones de couverture choisies, il est bon de mesurer le champ à un minimum de 15 à 20 distances de l'émetteur. Pour chacune de ces distances, l'échantillon des mesures devra comprendre au moins 5 à 10 mesures, effectuées de préférence dans des directions différentes par rapport à l'émetteur, ce qui donnera une évaluation fiable du champ médian. Si les émetteurs testés sont équipés d'antennes directives, il faut veiller à ce que tous les points de mesure soient situés dans le faisceau principal de l'antenne. L'antenne du récepteur de test sera placée à une hauteur appropriée, soit 1,5 à 2 m pour les services mobiles terrestres.

La méthode optimale consiste à faire ces mesures sur l'itinéraire radial disponible (une route, par exemple) dans la zone de couverture et en des points séparés par des distances déterminées, par exemple 1 km. La Fig. 4.1 montre un des dispositifs possibles pour le groupage des points de mesure.

FIGURE 4.1
Exemple de groupage des points de mesure sur un itinéraire radial
partant de l'émetteur de référence



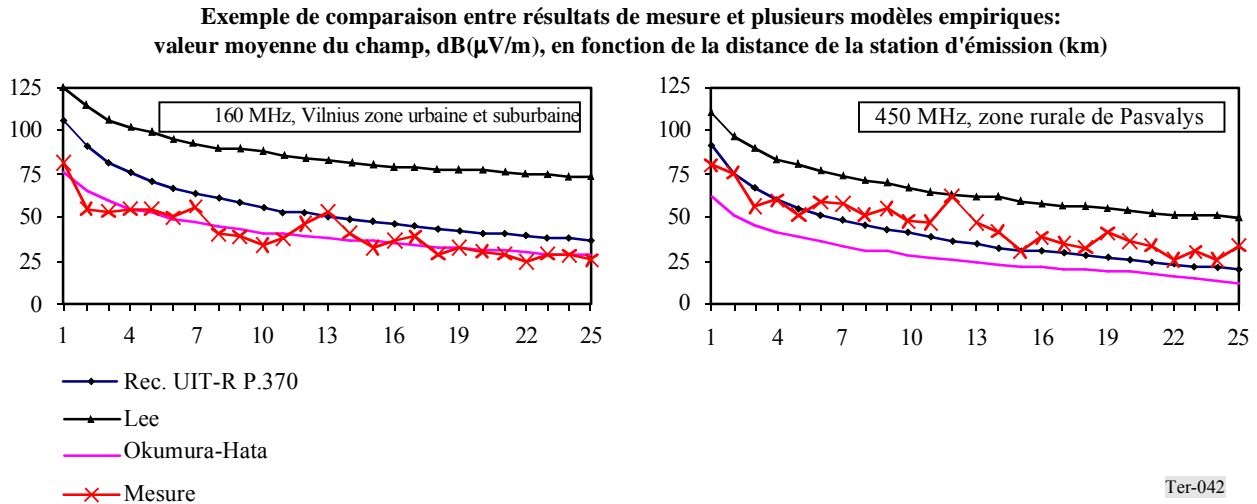
Ter-041

En chaque point de mesure, on enregistre la valeur médiane du champ en fonction de la distance de l'émetteur. Le nombre des mesures étant très limité dans ce cas, ces mesures peuvent être faites non pas automatiquement mais par enregistrement manuel du champ mesuré. Les distances par rapport à l'émetteur peuvent être déterminées par tout moyen disponible: un récepteur GPS fonctionnant avec mesure de distance différentielle, l'odomètre d'un véhicule automobile sur un itinéraire rigoureusement radial ou une carte géographique à l'échelle convenable.

Ces mesures fourniront un ensemble de valeurs mesurées du champ pour un certain nombre de distances. On pourra alors les comparer avec les résultats de la modélisation, en prenant soin d'ajuster les paramètres du modèle (hauteur d'antenne, puissance rayonnée, etc.) pour chacun des itinéraires de mesure, parce que ces paramètres peuvent présenter des différences: par exemple, le

gain d'antenne, donc la puissance rayonnée, peuvent différer entre une direction et une autre. Si le modèle est destiné à être utilisé dans plusieurs bandes de fréquences, il est bon également d'effectuer les tests dans toutes ces bandes. La Fig. 4.2 donne un exemple de comparaison entre des résultats de mesure et des résultats de modélisation.

FIGURE 4.2



Il y a intérêt à comparer les mesures avec les résultats fournis par plusieurs modèles. C'est ce que montre la Fig. 4.2, pour laquelle on a considéré les modèles de la Recommandation UIT-R P.370 [4-2], de Lee [4-7] et d'Okumura-Hata [4-3]. Ce faisant, on peut même analyser subjectivement ces comparaisons pour savoir lequel des modèles testés est le plus performant et s'il est suffisamment performant.

Par exemple, pour la région où les exemples de la Fig. 4.2 ont été obtenus, on peut dire que le modèle d'Okumura-Hata est le meilleur et que son utilisation suffit pour modéliser le champ à 160 MHz (bande métrique) en zones urbaine et suburbaine. En revanche, le même exemple montre qu'il faut corriger le modèle d'Okumura-Hata avant de l'appliquer à la prévision de la propagation dans la bande des 450 MHz en zone rurale.

Il est cependant dangereux de formuler ce genre de conclusions en s'appuyant sur des mesures faites dans une seule bande de fréquences et dans une seule zone de couverture. Il convient d'analyser au moins deux ou trois zones de couverture (émetteurs) dans chaque bande de fréquences et on ne pourra formuler des conclusions que lorsque les résultats seront confirmés de la même façon dans tous les cas.

Il est possible d'évaluer la performance des modèles de manière plus formelle et de comparer entre eux les modèles en appliquant une analyse et des mesures statistiques, par exemple le critère des moindres carrés. Selon ce critère, un modèle qui donne le meilleur ajustement à des résultats expérimentaux donne un minimum pour l'expression suivante [4-14]:

$$\sum_{i=1}^n [y'_i - \varphi(x_i, a, b, c, \dots)]^2 = \min \quad (4-2)$$

où:

y'_i : résultat expérimental pour le point x_i

n : nombre de mesures dans un ensemble

$\varphi(x_i, a, b, c, \dots)$: résultat fourni par le modèle pour le point x_i et les paramètres d'émetteur a, b, c, \dots

Il est clair qu'en remplaçant $\varphi(x_i, a, b, c, \dots)$ successivement par les divers modèles testés et en calculant l'équation (4-2) pour ces modèles et pour tous les ensembles de mesures expérimentales, on peut évaluer la performance non biaisée de chacun des modèles testés, cela dans tous les cas. En combinant toutes ces comparaisons, il est possible de choisir le modèle qui convient le mieux: c'est celui qui donne le meilleur ajustement aux résultats expérimentaux.

4.1.2.3 Affinage des modèles

Lorsque les tests révèlent que la précision du modèle empirique choisi est insuffisante, il faut affiner le modèle. Cela peut se faire par un ajustement fin des paramètres empiriques du modèle. Pour préparer le modèle en vue de cette opération, il convient de transformer sa formule pour la mettre sous la forme fondamentale (4-1), ce qui fait apparaître les deux paramètres empiriques de base: la pente γ et le décalage initial K . Le processus d'affinage du modèle se ramène alors à une modification de ces deux paramètres.

L'exemple pratique développé ci-après montrera comment ce processus peut être appliqué au modèle d'Okumura-Hata décrit dans la Recommandation UIT-R P.529 [4-3]. Ce modèle donne l'expression suivante pour le champ reçu E_R dB(μ V/m):

$$E_R = 39,82 + P_{BS} - 6,16 \log f + 13,82 \log h_{BS} + a(h_{MS}) - (44,9 - 6,55 \log h_{BS})(\log R)^b \quad (4-3)$$

où:

P_{BS} : puissance rayonnée par l'émetteur (dBW)

f : fréquence de fonctionnement (MHz)

h_{BS} : hauteur équivalente de l'antenne d'émission (m) au-dessus du terrain moyen, entre 3 et 15 km

h_{MS} : hauteur de l'antenne de réception (m)

$a(h_{MS})$: $(1,1 * \log f - 0,7) * h_{MS} - (1,56 * \log f - 0,8)$

R : distance de l'émetteur (km)

$b = 1$ pour $R \leq 20$ km

$b = 1 + (0,14 + 1,87 * 10^{-4} * f + 1,07 * 10^{-3} * h_{BS}) * (\log(R/20))^{0,8}$ pour $20 \leq R \leq 100$ km

L'équation (4-3) montre que le paramètre de décalage s'exprime comme suit dans le modèle d'Okumura-Hata:

$$K = 39,82 + P_{BS} - 6,16 \log f + 13,82 \log h_{BS} + a(h_{MS}) \quad (4-4)$$

Pour affiner le paramètre de décalage (4-4), on ajuste le paramètre initialement constant $E_0 = 39,82$ dB(μ V/m).

De son côté, le paramètre de pente global du modèle d'Okumura-Hata (4-3) peut être représenté par l'expression:

$$\gamma_{SYS} = -\gamma \cdot (44,9 - 6,55 \log h_{BS}) \quad (4-5)$$

L'équation (4-5) introduit le paramètre de pente initiale γ , qui est égal initialement à l'unité et qui peut être ajusté.

Il est par conséquent possible de corriger le modèle d'Okumura-Hata (4-3) en affinant les paramètres E_0 et γ de ce modèle. Le moyen le plus efficace pour cela est peut-être la méthode statistique des moindres carrés.

On démontre [4-15] que l'application de cette méthode permet d'obtenir la solution suivante pour les estimations statistiques des paramètres K et γ_{SYS} :

$$\tilde{K} = \frac{\sum x_i^2 \cdot \sum y_i - \sum x_i \cdot \sum x_i y_i}{n \cdot \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \quad (4-6)$$

$$\tilde{\gamma}_{SYS} = \frac{n \cdot \sum x_i y_i - \sum x_i \cdot \sum y_i}{n \cdot \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2}$$

Avec l'équation (4-6), on peut trouver, par un calcul extrêmement simple et direct, la valeur des paramètres E_0 et γ du modèle d'Okumura-Hata (4-3), à partir d'un ensemble donné de mesures expérimentales statistiques $\{(x_i = \log R_i; y_i)\}_{i=1 \dots n}$.

Cela signifie que les valeurs particulières des paramètres de décalage et de pente du modèle d'Okumura-Hata initial peuvent être calculées à partir des équations (4-6), (4-4) et (4-5):

$$\tilde{E}_0 = \tilde{K} - P_{BS} + 6,16 \log f - 13,82 \log h_{BS} - a(h_{MS})$$

$$\tilde{\gamma} = -\frac{\tilde{\gamma}_{SYS}}{44,9 - 6,55 \cdot \log h_{BS}} \quad (4-7)$$

Par exemple, une analyse a été effectuée à l'aide des équations (4-6) et (4-7) sur les ensembles de résultats de mesure obtenus durant une campagne de mesure menée en Lituanie [4-15]. Cette analyse a donné un certain nombre de valeurs de E_0 et γ pour plusieurs zones de couverture et plusieurs bandes de fréquences dans cette région de l'Europe orientale. En groupant ces résultats par zone (urbaine ou rurale) et par bande de fréquences, on a établi des valeurs moyennes pour les paramètres empiriques du modèle (Tableau 4.1).

TABLEAU 4.1

Exemple de calcul de paramètres empiriques modifiés du modèle d'Okumura-Hata (4-3) pour deux types de zone et trois bandes de fréquences

	160 MHz		450 MHz		900 MHz	
	Zone urbaine	Zone rurale	Zone urbaine	Zone rurale	Zone urbaine	Zone rurale
E_0	40	40	40	50	35	60
γ	1,25	1,20	1,30	1,20	1,00	1,25

Les valeurs données dans le Tableau 4.1 permettent de faire des prévisions précises du champ en appliquant le modèle d'Okumura-Hata dans la région considérée, avec utilisation des paramètres empiriques modifiés comme indiqué. Cet exemple montre comment le calcul pratique des paramètres modifiés du modèle peut être résumé dans un tableau de référence unique qui peut être réutilisé ultérieurement.

4.2 Méthodes utilisant des informations relatives au terrain et à la couverture du terrain

Le modèle de Longley-Rice [4-10] pour la prévision de la propagation est un des modèles les plus largement utilisés qui prennent en compte l'irrégularité du terrain. Il a son origine dans la théorie électromagnétique et dans les expressions de la variation de l'affaiblissement des signaux, expressions tirées de vastes ensembles de résultats de mesure donnés dans la «*National Bureau of Standards Technical Note 101*» [4-9] («Tech Note 101»). La Tech Note 101 contient une longue compilation de formules mathématiques qui peuvent être appliquées pour prévoir les caractéristiques de fonctionnement de systèmes de radiocommunication dans un large éventail de types de terrain et de conditions climatiques. Toutefois, l'application manuelle de ces formules est une tâche fastidieuse, sinon impossible, même dans le cas d'un seul trajet de propagation de point à point.

Cependant, deux des auteurs de la Tech Note 101 ont élaboré un programme informatique, l'«*Irregular Terrain Model*» (ITM) [4-10], plus connu aujourd'hui sous le nom de «modèle de Longley-Rice». Ce modèle informatique applique des versions des méthodes de calcul développées dans la Tech Note 101. Il peut être utilement employé dans la gamme de fréquences 20 MHz-20 GHz, pour des zones ayant des conditions de terrain et de climat variées, entre les distances de 1 km et 2 000 km.

Le modèle informatique ITM se compose de deux modules (ou algorithmes) distincts, à utiliser dans des circonstances différentes. Le premier est le modèle de «prévision de zone» [4-11], destiné à être mis en oeuvre dans les cas où l'on possède assez peu de renseignements sur les trajets de propagation. Il est particulièrement utile pour les services mobiles et la radiodiffusion, pour la conception de systèmes généralisés et pour l'étude des problèmes de brouillage entre des systèmes de type différent. Le modèle donne des résultats moins précis pour les petites distances, surtout avec de grandes hauteurs d'antenne, car il fournit alors des niveaux de signal plus bas (affaiblissements plus importants) que les résultats de mesures classiques. En revanche, on devrait obtenir de bons résultats pour les distances moyennes et longues. Pour la «prévision de zone», on a besoin de connaître le facteur d'irrégularité du terrain (ΔH), le coïndice de réfraction en surface (N_s) et les altitudes de terrain moyennes, selon les options choisies.

Le second module du programme ITM est le modèle de «prévision point à point», conçu pour être utilisé sur un trajet fixe le long duquel on connaît certaines caractéristiques dominantes du profil du terrain. Ce modèle est particulièrement performant pour l'évaluation de liaisons de communication spécifiques et pour résoudre certains problèmes de brouillages. Il est totalement inefficace dans le cas de liaisons classiques par faisceaux hertziens hyperfréquences, et il est généralement à proscrire dans ce cas. (Le traitement de ces liaisons est en général très différent de l'approche ITM. Les niveaux médians des signaux sont le plus souvent égaux aux valeurs obtenues en espace libre, ou proches de ces valeurs, et la variation autour de la médiane obéit à un ensemble de lois différent.)

La version 1.2.2 du modèle de Longley-Rice inclut un mode de prévision de zone mais, le plus souvent, le modèle est utilisé pour des prévisions répétitives en mode point à point lorsqu'on dispose d'une base de données relatives au terrain. Nous ne traiterons ici que de l'utilisation du modèle dans son mode point à point.

Dans son application, le modèle analyse la géométrie d'un trajet radioélectrique le long d'un certain profil de données de terrain, pour déterminer plusieurs paramètres importants, les plus importants étant les distances jusqu'aux horizons radioélectriques à partir des extrémités d'un trajet et la longueur totale du trajet. En se fondant sur ces données, on recherche s'il s'agit d'un trajet en visibilité directe (c'est-à-dire si les points d'extrémité sont visibles mutuellement) ou s'il y a obstruction. Si la longueur du trajet est supérieure à la somme des distances de l'horizon à partir de

l'émetteur et du récepteur, on applique une méthode qui combine la théorie de la lame de couteau et l'affaiblissement par diffraction sur une terre régulière. Pour les distances nettement supérieures à la distance de l'horizon radioélectrique dans le cas d'une «terre régulière», on applique la théorie de la diffusion.

A certains égards, la version 1.2.2 du modèle de Longley-Rice est approximative. Par exemple, bien que l'on admette par hypothèse qu'on dispose d'un profil de terrain complet et précis pour le trajet considéré, le modèle ne détermine pas un point de réflexion au sol par examen direct du trajet. Il effectue plutôt un ajustement par moindres carrés par rapport aux données de terrain correspondant à la partie centrale de 80% du trajet et postule une réflexion spectrale sur cette surface théorique. A cela s'ajoutent des restrictions supplémentaires quant au champ d'application des formules utilisées dans le modèle. En outre, il peut y avoir des discontinuités de la valeur de prévision de l'affaiblissement sur le trajet lorsque le modèle passe d'un algorithme à un autre, notamment du mode visibilité directe au mode trajet avec obstruction. Les formes de réalisation pratiques du modèle doivent prendre en compte ces éventualités et les traiter de façon adéquate.

De la même manière, le modèle ne met pas explicitement en évidence les effets de la végétation et des constructions. Il apparaît que ces «obstacles» sont certes pris en compte, mais seulement dans la mesure où ils influencent les données par rapport auxquelles la performance du modèle a été confirmée. Cette question a été étudiée dans un rapport [4-12] qui contient des courbes empiriques montrant les différences qui existent entre les prévisions faites avec le modèle de Longley-Rice et les données d'intensité des signaux recueillies par Okumura et autres [4-4]. Ce rapport formule des recommandations précises concernant des modules supplémentaires qui pourraient être inclus pour ajuster les résultats du modèle de Longley-Rice afin de tenir compte d'obstacles différents. En revanche, on ne trouve pas, dans le rapport en question, de comparaison directe entre les prévisions de Longley-Rice et les données d'observation de l'intensité des signaux. Au lieu de cela, des comparaisons ont été faites par rapport à une présentation graphique d'un modèle de prévision de zone (le «modèle d'Okumura») [4-4]. De son côté, le modèle d'Okumura avait été ajusté pour décrire les effets observés de la végétation et des constructions dans une région géographique donnée (la zone urbaine de Tokyo) et dans des conditions très différentes de celles que l'on trouve ailleurs. De ce fait, les restrictions qui pèsent sur le modèle d'Okumura se retrouvent dans ce cas également. En résumé, les prévisions en mode point à point faites avec un modèle ont été comparées avec les prévisions d'un autre modèle dont le but est de donner des estimations générales des caractéristiques des signaux sur l'étendue d'une zone. Une étude exhaustive du modèle de Longley-Rice, comparé à un autre modèle basé sur le terrain, TIREM, a été publiée dans le Volume 37 des *IEEE Transactions on Vehicular Technology* (février, 1988) [4-13]. On trouvera dans [4-29] et [4-30] des exposés sur d'autres méthodes de prévision de la propagation adaptées au trajet.

Pour résumer, on peut dire que le modèle de Longley-Rice est un modèle de prévision de la propagation des ondes radioélectriques dont on s'accorde à reconnaître les qualités et qui est largement disponible. Les considérations qui précèdent ont seulement pour but de signaler quelques aspects de la performance de ce modèle qui pourraient et qui devraient être améliorés.

Actuellement, les descriptions, les algorithmes, les codes sources FORTRAN et les échantillons du modèle ITM peuvent être consultés au site web de l'Administration des Etats-Unis: <http://elbert.its.bldrdoc.gov/itm.html>. Les modèles nécessitent des bases de données d'altitudes de terrain pour extraire des profils de trajet sur le terrain. Une source de bases de données mondiales concernant le terrain (GLOBE) peut être consultée par le public sur le site de l'Administration des Etats-Unis: <http://www.ngdc.noaa.gov/seg/topo/globe.shtml> et les fichiers nécessaires pour extraire les données de terrain sont disponibles sur: <http://elbert.its.bldrdoc.gov/globe.html>.

4.3 Méthodes du tracé des rayons, TGD-TUD, et méthodes de l'équation parabolique et de l'équation intégrale

Cette section traite des méthodes du tracé des rayons (trajectographie), des théories géométrique et géométrique uniforme de la diffraction, de l'équation parabolique et de l'équation intégrale. Pour d'autres informations pratiques sur ces sujets, on se reportera à la Recommandation UIT-R P.526 ainsi qu'à Parsons [4-35] et à Catedra [4-36].

4.3.1 Méthodes du tracé des rayons et de la théorie géométrique de la diffraction (TGD) - Méthode de la théorie uniforme de la diffraction (TUD)

Ces méthodes sont applicables aux problèmes de propagation et de diffusion électromagnétiques qui peuvent être qualifiés de problèmes haute fréquence. Dans ce contexte, le terme haute fréquence signifie que les propriétés du milieu de propagation et les dimensions caractéristiques des diffuseurs varient de façon négligeable sur des intervalles de l'ordre d'une longueur d'onde électromagnétique. Il est typique également que ces méthodes s'appliquent à des problèmes dans lesquels les propriétés de la matière du milieu de propagation sont des propriétés isotropes, homogènes et sans pertes, bien que la théorie n'exige pas ces restrictions. Cependant, ces restrictions permettent de caractériser la propagation des ondes électromagnétiques excitées par certaines sources comme étant une propagation de nature radiale, c'est-à-dire en ligne droite, entre la source et un point d'observation. De plus, sur chaque rayon le vecteur de propagation de l'onde, le vecteur champ électrique et le vecteur champ magnétique sont orthogonaux les uns par rapport aux autres. La direction du vecteur de propagation est parallèle à la ligne droite qui va de la source au point d'observation et les surfaces d'amplitude et de phase constantes des champs sont contenues dans des plans orthogonaux à cette direction. On peut dire par conséquent que l'onde électromagnétique est localement plane, ce qui permet de simplifier le traitement du problème, comme dans le cas de l'optique géométrique.

Dans la forme la plus simple du procédé de trajectographie – comme le nom l'indique – on simplifie le problème électromagnétique en le ramenant à un problème d'accessibilité géométrique des rayons émanant de la source ponctuelle et aboutissant à des points d'observation (arbitraires). Il s'ensuit que le problème se réduit à la détermination des limites des zones d'ombre. Ces limites sont les lieux des points qui représentent la séparation entre les régions de l'espace où les rayons provenant de la source et se dirigeant vers un point d'observation sont accessibles et les régions où ces rayons sont inaccessibles. Ce cas particulier de limite de zone d'ombre est généralement appelé limite de zone d'ombre incidente. Il est possible aussi que des rayons provenant de la source subissent une ou plusieurs réflexions spéculaires sur la surface de diffuseurs éventuellement présents. Les lieux des points qui séparent les régions spatiales d'accessibilité et d'inaccessibilité des rayons sont appelés limites des zones d'ombre des réflecteurs. Considérons les points d'observation situés dans les régions de l'espace où seuls sont accessibles les rayons directs qui vont de la source jusqu'au point d'observation (régions éclairées); en ces points, il est possible de calculer le champ à partir de l'amplitude et de la phase de l'excitation de la source et, s'il y a lieu, à partir de la distance qui sépare la source du point d'observation. Considérons maintenant les points d'observation situés dans les régions de l'espace où des rayons qui subissent la réflexion spéculaire sont aussi présents (accessibles); en ces points, les champs sont égaux à la somme de l'onde directe et d'une onde réfléchie – convenablement étalées ou focalisées – si la surface réfléchissante a un rayon de courbure de valeur finie. Aux points d'observation situés dans des régions de l'espace où ni le rayon direct ni le rayon réfléchi ne sont accessibles, le champ a la valeur zéro.

La difficulté dans cette théorie – outre que les diffuseurs sont considérés par hypothèse comme étant tous intrinsèquement opaques et ayant de très grandes dimensions électriques – réside dans le fait qu'on néglige la diffraction. La théorie géométrique de la diffraction (TGD) et son extension, la théorie (géométrique) uniforme de la diffraction (TUD) représentent des tentatives pour surmonter cette difficulté. La TGD postule l'existence de rayons diffractés. Ces rayons prennent naissance

lorsque des rayons éclairent les bords, les angles et les sommets de diffuseurs qui créent les limites de zones d'ombre évoquées plus haut. On a obtenu les coefficients de diffraction scalaires en développant asymptotiquement la solution exacte donnée par Sommerfeld pour le problème de la diffraction par un obstacle en coin. Cependant, ces coefficients de diffraction ont la propriété malheureusement de devenir singuliers sur les limites de la zone d'ombre incidente et de la zone d'ombre des réflecteurs, lesquelles limites peuvent contenir des points d'observation intéressants. C'est pour remédier à cet inconvénient qu'on a développé la théorie TUD. Dans cette théorie, les coefficients de diffraction scalaires de la théorie TGD sont multipliés par une fonction de transition, laquelle disparaît aussi rapidement que le coefficient de transition tend vers une valeur non bornée sur la limite de la zone d'ombre. Le produit a une valeur bornée et uniforme à la traversée de la limite, d'où la possibilité de calculer de façon fiable le champ de diffraction en tout point de l'espace, quand les autres hypothèses sont vérifiées. La Recommandation UIT-R P.526 donne un exemple d'utilisation de la théorie TUD appliquée à un obstacle en forme de coin qui a une conductivité électrique infinie. La théorie TUD a connu de nombreuses extensions.

4.3.2 Méthodes de l'équation parabolique (PE)

L'équation parabolique (PE) est une approximation des équations de Maxwell, établie sur la base des hypothèses suivantes: les ondes rétrodiffusées sont négligeables; les angles verticaux sont toujours petits; et on peut recourir à d'autres moyens pour prendre en compte la variation de la coordonnée transversale par rapport au plan vertical qui contient la direction de la propagation. On peut exprimer une variation fonctionnelle du champ par:

$$\Phi = u(x, z) \cdot e^{ikx} \quad (4-8)$$

où la fonction $u(x,z)$ varie lentement avec x . Ces hypothèses étant posées, on démontre que, en appliquant l'équation bidimensionnelle de Helmholtz – qui doit être satisfaite par Φ – et en négligeant les dérivés secondes de u par rapport à x (principale direction de propagation), on obtient une équation différentielle parabolique pour u . On trouve les solutions en appliquant des conditions aux limites convenables au point source et aux limites supérieure et inférieure de z . Le fait de négliger l'onde rétrodiffusée dans l'équation PE a la conséquence suivante: une fois connus les champs dans un plan vertical de coordonnée x , les champs correspondant à toutes les coordonnées supérieures à x sont déterminés.

Les solutions de l'équation PE s'obtiennent en général numériquement pour les problèmes de propagation qui font intervenir le terrain réel et/ou la variabilité de la vitesse de décroissance de l'indice de réfraction en fonction de x et/ou de z . Des exemples de solutions numériques sont donnés par des méthodes de différence finie explicite et par des méthodes d'approximation faisant appel à la transformée de Fourier rapide spatiale à échelon divisé. En raison des approximations numériques utilisées pour résoudre l'équation PE, il existe des critères types Nyquist en rapport avec la discrétisation spatiale et avec la longueur de l'onde électromagnétique dont on modélise la propagation; ces critères concernent la stabilité numérique et la précision. Pour cette raison, les solutions de l'équation PE nécessitent beaucoup plus de calculs que les solutions des théories TGD ou TUD.

4.3.3 Méthodes de l'équation intégrale (IE)

La méthode de l'équation intégrale (IE) est très proche de la méthode de l'équation parabolique. Elle part du théorème de Green qui égale l'intégrale de volume et l'intégrale de surface de fonctions qui sont continues dans la totalité du volume, avec leurs opérateurs (laplacien et dérivée normale). Après quelques manipulations, l'intégrale de volume se réduit à 4π fois le champ en espace libre (contribution au champ, compte non tenu de la présence de la Terre), et l'intégrale de surface a trois composantes: une intégrale prise sur la surface de la Terre, une intégrale sur une surface

hémisphérique infinitésimale entourant la singularité de la fonction de Green, et une surface qui se forme au-dessus de la Terre, à l'infini. L'intégrale prise sur la surface fermée infinitésimale donne 2π fois la fonction scalaire que nous cherchons. L'intégrale prise sur la surface tendant vers l'infini s'annule. Enfin, l'application de la méthode des phases stationnaires élimine, par intégration, les contributions qui s'exercent dans la direction transversale au trajet de propagation; il ne reste plus alors qu'à calculer une intégrale linéaire. On démontre que la méthode donne de bons résultats dans les cas - accessibles à l'analyse - d'une Terre plate et d'une Terre sphérique régulière.

Les solutions de l'équation IE sont des solutions numériques. L'équation intégrale se présente comme une équation linéaire de Volterra de deuxième espèce, moyennant l'application d'une méthode attribuée à Wagner [4-34]. Dans la pratique, on la calcule seulement pour les fréquences inférieures à quelques dizaines de MHz, en raison des complications rencontrées dans la résolution de l'équation IE.

4.4 Modélisation de la diffraction

4.4.1 Résumé de méthodes antérieures, modèles de la Terre sphérique, de l'arête en lame de couteau et des cylindres

Il y a diffraction quand le trajet direct entre les deux points d'extrémité est bloqué par un ou plusieurs obstacles opaques. Dans ce cas, le champ à la réception sera certes plus faible qu'en l'absence d'obstacles, mais on recevra quand même un signal grâce au phénomène de la diffraction. De plus, des obstacles qui sont voisins de la ligne de visibilité directe, mais sans la bloquer, peuvent encore avoir une influence non négligeable sur le champ reçu.

Les obstacles à prendre en considération dans la généralité des cas sont les accidents de terrain ou la surface de la mer. Les accidents de terrain ont souvent une forme irrégulière. Pour cette raison, on les remplace traditionnellement par des approximations fournies par diverses formes stylisées qui permettent le calcul pratique de l'affaiblissement prévisible dû à la diffraction. Parmi ces formes, citons les arêtes en forme de couteau, les obstacles en forme de coin, les cylindres et les sphères.

4.4.1.1 Modélisation de la diffraction sur une arête en lame de couteau

La forme la plus simple que l'on utilise pour modéliser le terrain est l'arête en lame de couteau. La méthode consiste à faire une approximation du terrain au moyen d'une série de ces arêtes. Il est alors commode d'appliquer la méthode de Fresnel pour calculer l'affaiblissement par diffraction introduit par une lame de couteau. Il faut pour cela construire une surface imaginaire, appelée surface de Huygens, au-dessus de l'arête, comme le montre la Fig. 4.3. Cela étant, le principe de Huygens dit que chaque point de cette surface se comporte comme un élément rayonnant secondaire. On calcule ensuite le champ de diffraction, ce qui se fait en intégrant les contributions des points de la surface, depuis la crête de la lame de couteau jusqu'à l'infini. Cette intégration est représentée graphiquement par la spirale de Cornu (voir la Fig. 4.4). Cette spirale est normalisée par rapport à un paramètre v :

$$v = 2\sqrt{(\Delta d/\lambda)}$$

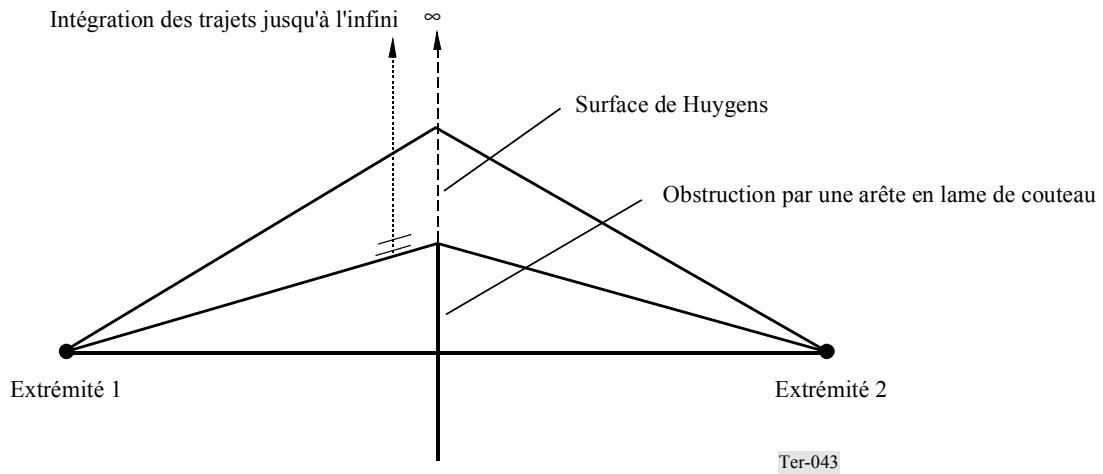
avec:

Δd : différence de longueur entre le trajet direct compris entre les points d'extrémité et le trajet qui passe juste au-dessus de la lame de couteau.

Le champ en espace libre est représenté par la distance qui sépare les deux points asymptotiques, Z_1 et Z_2 . Lorsqu'une partie du front de l'onde est occultée par la lame de couteau, la valeur du champ est représentée par la distance comprise entre le point de la spirale qui correspond à la crête de la lame et le point asymptotique approprié (Z_1 ou Z_2).

FIGURE 4.3

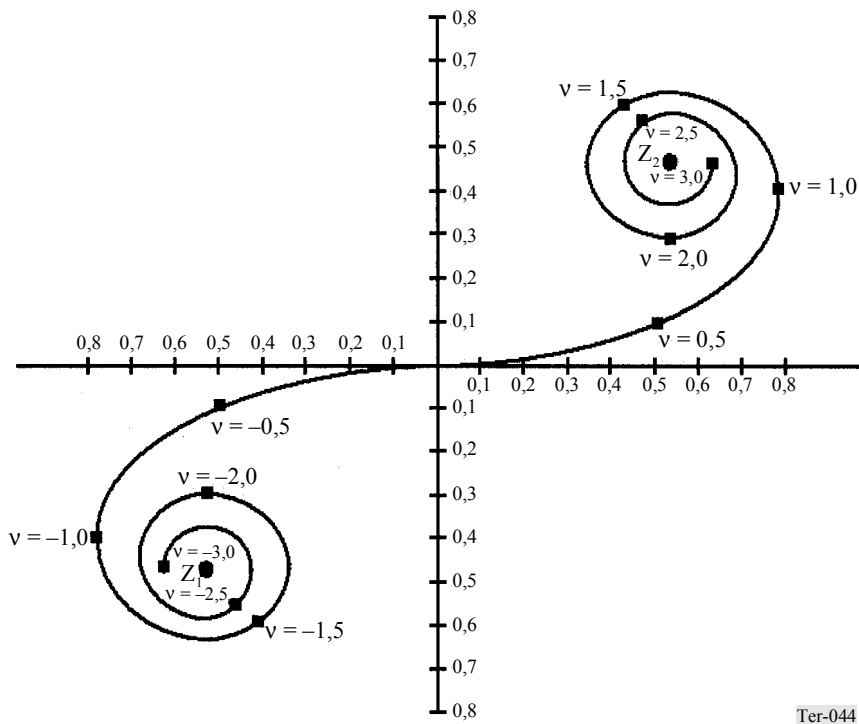
Diffraction sur une arête en lame de couteau



Il est fréquent qu'un trajet de propagation contienne plusieurs obstacles, ce qui oblige à utiliser plusieurs arêtes en lame de couteau pour effectuer une modélisation complète d'un tel trajet. On verra dans les paragraphes qui suivent qu'un certain nombre de méthodes ont été proposées pour traiter le problème des lames de couteau multiples.

FIGURE 4.4

Représentation de la diffraction sur une arête en lame de couteau par la spirale de Cornu

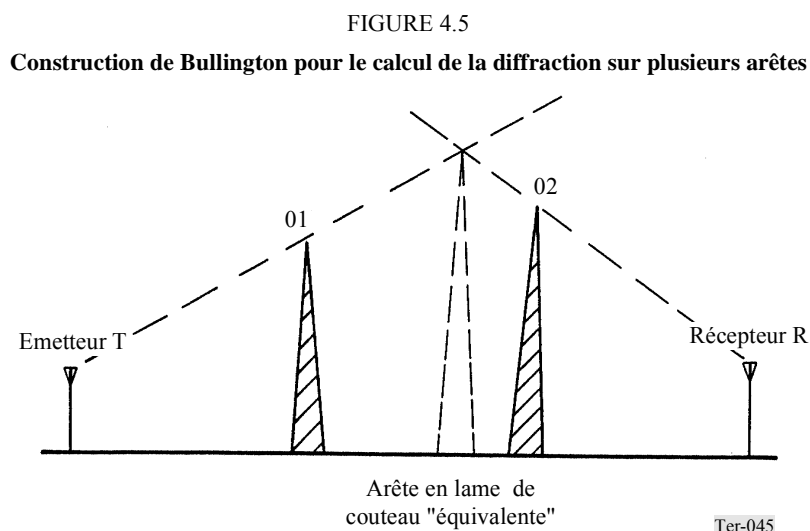


4.4.1.2 Méthode de Millington

La méthode de Millington [4-17] permet de calculer la diffraction provoquée par deux obstacles en lame de couteau. C'est une méthode rigoureuse, dans laquelle on effectue une intégration sur les deux surfaces de Fresnel. Il faut donc résoudre une intégrale double. En principe, il serait possible d'étendre la méthode au calcul pour un nombre quelconque d'arêtes, mais chaque arête supplémentaire nécessiterait une nouvelle intégrale. Il est probable que ces intégrales emboîtées deviendraient impraticables pour plus de 3 ou 4 arêtes.

4.4.1.3 Méthode de Bullington

Cette méthode [4-18] s'applique, elle aussi, au cas de deux arêtes en lame de couteau, mais ici les deux arêtes sont combinées pour former une arête virtuelle unique. On effectue par conséquent une seule intégration. Cette simplification se fait aux dépens de la précision. Si les affaiblissements par diffraction sont peu importants, comme en ondes métriques, les erreurs peuvent être inférieures à 3 dB. En revanche, lorsque la fréquence et les affaiblissements augmentent, les erreurs peuvent atteindre 10 dB. La méthode sous-estime les affaiblissements.

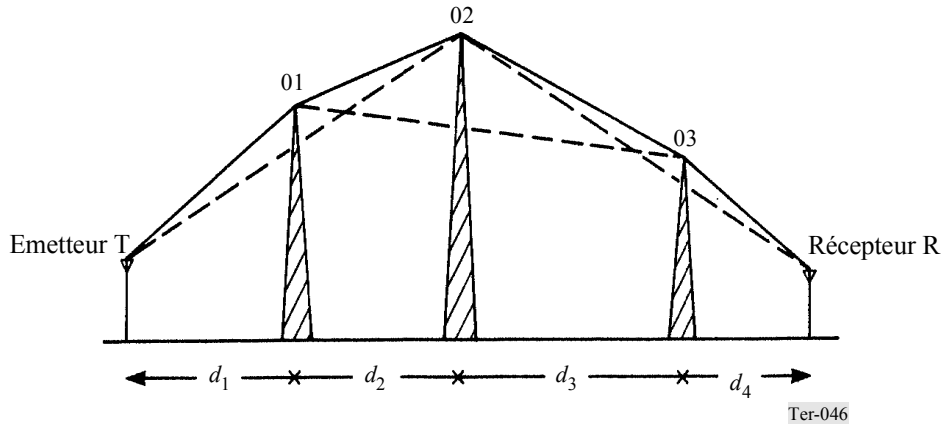


4.4.1.4 Méthode d'Epstein-Peterson

La méthode d'Epstein-Peterson [4-19] est d'une utilisation commode pour un nombre quelconque d'arêtes en lame de couteau. Les affaiblissements pour chaque arête sont calculés à tour de rôle, en considérant des terminaux imaginaires placés au sommet des arêtes adjacentes (ou l'un des terminaux réels pour la première et la dernière arête). On additionne ensuite les affaiblissements individuels (dB), ce qui donne l'affaiblissement total. Millington a montré que les erreurs dans cette méthode peuvent aller jusqu'à ± 3 dB. Il y a sous-estimation de l'affaiblissement dans le cas de deux arêtes, lorsque la seconde arête et le second terminal sont plongés dans l'ombre de la première arête. Millington a proposé un facteur de correction [4-17] qui peut être appliqué à ce type de trajet pour améliorer la précision, mais cette correction ne s'applique pas à des trajets comportant trois arêtes en lame de couteau, ou davantage.

FIGURE 4.6

Construction d'Epstein-Peterson pour le calcul de la diffraction sur plusieurs arêtes

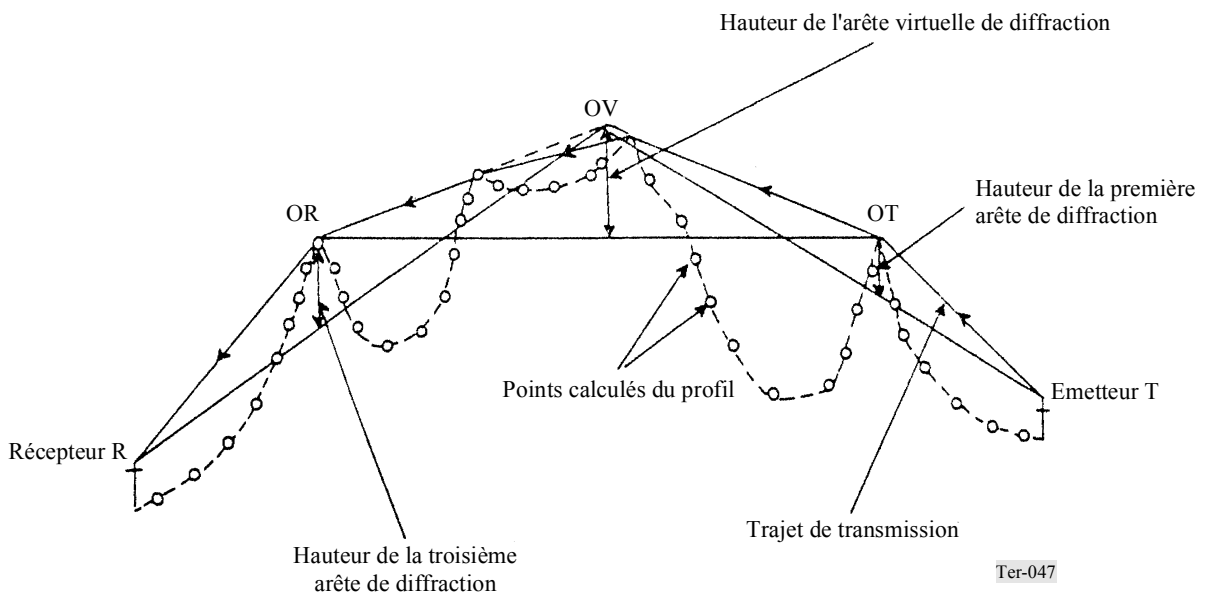


4.4.1.5 Méthode d'Edwards-Durkin

La méthode d'Edwards-Durkin [4-20] pourrait être considérée comme un hybride des méthodes de Bullington et d'Epstein-Peterson. Elle reprend la méthode d'Epstein-Peterson pour les trajets comportant un maximum de trois obstacles. A partir de quatre obstacles, elle considère les deux obstacles «extrêmes», à savoir les deux obstacles les plus proches, respectivement, des emplacements d'émission et de réception. Soit OT et OR ces deux obstacles. On procède ensuite à une construction semblable à la construction de Bullington, pour créer un «obstacle virtuel» intermédiaire. Soit OV cet obstacle. La diffraction est alors calculée pour le trajet T-OT-OV-OR-R. Voir la Fig. 4.7.

FIGURE 4.7

Construction d'Edwards-Durkin pour le calcul de la diffraction sur plusieurs arêtes

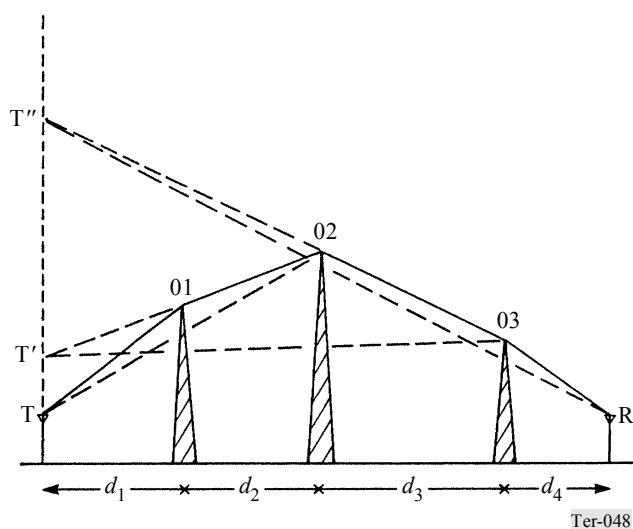


4.4.1.6 Méthode de Shibuya

La méthode de Shibuya [4-21] est semblable à la méthode d'Epstein-Peterson, avec la différence suivante: pour calculer les affaiblissements par diffraction, on considère que l'émetteur se trouve en un point virtuel, au-dessus de l'emplacement réel, choisi de telle façon que les deux points d'extrémité et l'arête en lame de couteau soient alignés sur une même ligne droite (Fig. 4.8). En général, cette méthode équivaut à la méthode d'Epstein-Peterson assortie de la correction de Millington, à condition que les affaiblissements sur les différentes arêtes dépassent 12 dB.

FIGURE 4.8

Construction de Shibuya pour le calcul de la diffraction sur plusieurs arêtes



4.4.1.7 Méthode de Deygout

Cette méthode [4-22] consiste à calculer les affaiblissements pour chaque arête sans tenir compte de la présence de toutes les autres arêtes. L'arête qui donne les plus grands affaiblissements est considérée comme l'arête principale et cette valeur d'affaiblissement est considérée comme la valeur correspondant à cette arête. L'arête principale est ensuite traitée comme un point d'extrémité et les deux sous-trajets de part et d'autre sont traités de la même manière. Le trajet se trouve ainsi subdivisé jusqu'à ce que toutes les arêtes aient été prises en compte et l'affaiblissement total sur le trajet est pris égal à la somme (dB) des affaiblissements correspondant à toutes les arêtes. La méthode de Deygout surestime toujours les affaiblissements sur un trajet comportant plusieurs arêtes en lame de couteau. Des facteurs de correction peuvent donc être appliqués. Causebrook [4-31] a proposé une méthode de correction qui donne de très bons résultats avec la méthode de Deygout lorsque le nombre d'arêtes ne dépasse pas trois. López [4-23] a proposé une construction similaire qui remédie à la surestimation des affaiblissements dans la construction de Deygout.

4.4.1.8 Méthode de López

La méthode de López [4-23] est très semblable à celle de Deygout. Elle remédie à la surestimation des affaiblissements de la méthode de Deygout en modifiant la géométrie sur laquelle repose le calcul: l'angle de diffraction de l'arête principale est basé sur la géométrie effective du trajet et non plus sur l'hypothèse selon laquelle cette arête occuperait une position à part. La Fig. 4.9 montre que, dans la construction de Deygout, l'angle de diffraction correspondant à l'obstacle principal est associé au trajet T-02-R. De son côté, la Fig. 4.10 montre que, dans la construction de López, la mesure de l'angle tient compte de l'influence des obstacles intermédiaires.

FIGURE 4.9

Construction de Deygout pour le calcul de la diffraction sur plusieurs arêtes

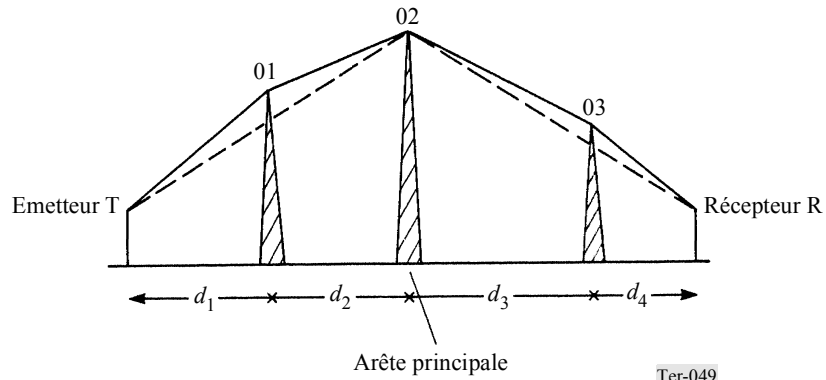
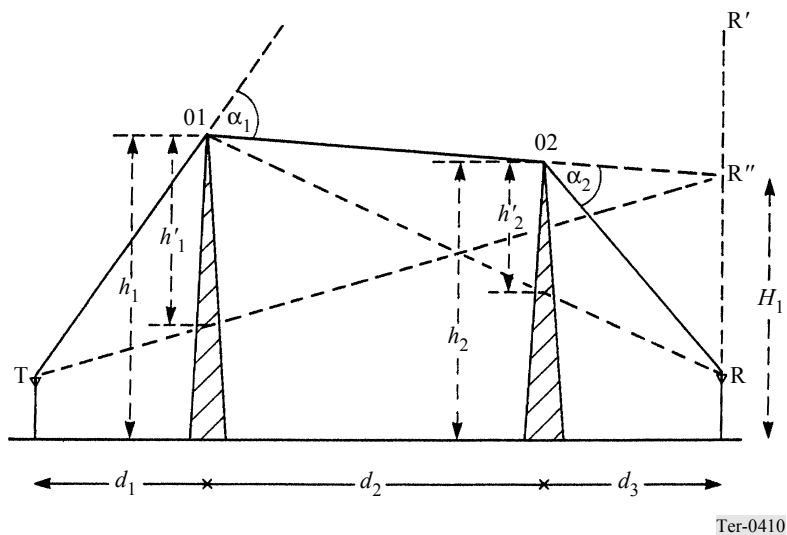


FIGURE 4.10

Construction de Lopez pour le calcul de la diffraction sur plusieurs arêtes



4.4.1.9 Modèles de la terre sphérique et des cylindres

La diffraction due à des arêtes en lame de couteau peut être modélisée avec précision et des méthodes comme celle de Deygout peuvent être utilisées lorsqu'il y a un grand nombre de ces arêtes. Néanmoins, un terrain réel est loin de ressembler vraiment à une série d'arêtes. En général, comme les arêtes se trouvent en des points élevés du terrain entre les deux extrémités du trajet, on ne tient pas compte du terrain intermédiaire entre ces points. Cela se traduit normalement par une sous-estimation des affaiblissements dus à la diffraction, c'est-à-dire par une valeur de prévision du champ supérieure à la valeur mesurée.

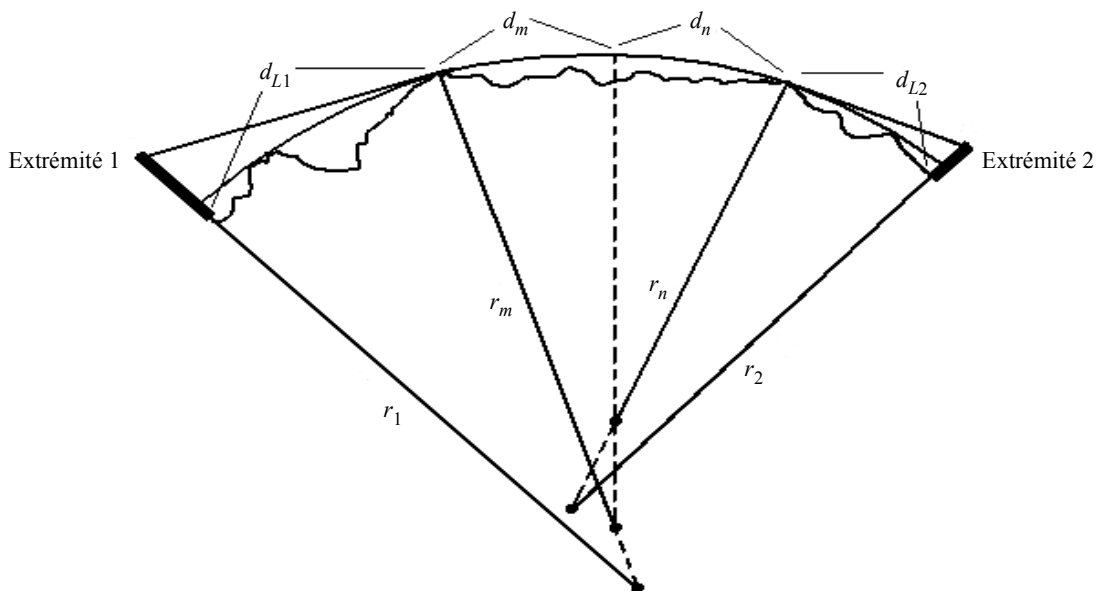
A l'autre extrême, on peut avoir une approximation des obstacles à l'aide d'une sphère ou d'un cylindre. Cette méthode s'applique à l'évidence lorsque l'obstacle est la surface de la mer. Pour calculer les affaiblissements par diffraction au-dessus d'une surface sphérique, il faut résoudre les équations de Maxwell dans ce cas particulier. Beaucoup de savants ont cherché cette solution à la

fin du XIXe siècle, à commencer par Rayleigh en 1871. Toutefois, la première solution pratique a été fournie par Van der Pol et Bremmer en 1937 [4-24]. Cette solution exprimait le résultat sous la forme d'une série des résidus. Pour abrégier les calculs, on utilise normalement une forme simplifiée développée par Vogler, qui ne fait intervenir que le premier terme de cette série [4-25].

On peut aussi obtenir des approximations des caractéristiques du terrain en ayant recours à des surfaces courbes, ou des cylindres. En présence de plusieurs collines au sommet arrondi, on peut adopter des méthodes similaires à celles qui ont été décrites pour le cas de plusieurs arêtes en lame de couteau. On sait, cependant, que cette méthode peut donner des erreurs non négligeables, surtout avec un terrain irrégulier. Rice et autres [4-9] ont proposé, pour le cas des cylindres, une autre méthode qui est souvent utilisée. On adopte ici, pour représenter le terrain, une approximation constituée par une série de quatre cylindres successifs. La Fig. 4.11 montre comment un trajet de propagation typique peut être modélisé par ce procédé. Le premier cylindre, de rayon r_1 , est choisi de telle sorte que la ligne d'horizon d'un des points d'extrémité soit une tangente et contienne exactement le terrain compris entre le point de tangence et le point d'extrémité. Le dernier cylindre est choisi de la même façon, d'après l'horizon de l'autre extrémité et le terrain. Les rayons, r_m et r_n des deux cylindres du milieu et les distances d_m et d_n sont choisis tels qu'il n'y a pas de discontinuités des pentes aux jonctions entre les sphères. A partir des divers paramètres indiqués dans la Fig. 4.10, on calcule les valeurs effectives totales des paramètres r_1 , r_2 , r_m , r_n , d_n , d_{L1} et d_{L2} . Ces valeurs sont ensuite utilisées, avec la même approximation de Vogler pour la série des résidus, pour calculer l'affaiblissement sur le trajet.

FIGURE 4.11

Méthode des cylindres successifs



- r_1, r_2, r_m, r_n : rayons des cylindres
- d_n : longueur totale du trajet
- d_{L1} : distance entre une extrémité et l'horizon
- d_{L2} : distance entre l'autre extrémité et l'horizon

On a donc là une autre méthode de calcul de la diffraction, qui peut se substituer aux diverses méthodes avec arêtes multiples décrites plus haut. La différence est que les méthodes avec arêtes multiples ont tendance à sous-estimer les affaiblissements dus à la diffraction, alors que la méthode avec cylindres successifs a tendance à les surestimer. On a ainsi été conduit à imaginer des méthodes combinant la version avec arêtes multiples et la version avec cylindres successifs. On considère que la valeur exacte est celle que l'on obtient par interpolation entre les deux résultats. Le facteur de pondération entre les deux valeurs est déterminé empiriquement, par utilisation d'un ensemble de profils pour lesquels on dispose de valeurs mesurées du champ. Le fondement scientifique de cette approche est faible, mais il apparaît que l'on obtient de meilleures prévisions dans certains cas.

Les solutions fondées sur une terre sphérique sont plus précises que les solutions cylindriques, mais elles sont plus complexes du point de vue analytique. Pour des rayons terrestres et des trajets conformes à la réalité, la différence entre ces deux catégories de solution est négligeable.

4.4.1.10 Autres modèles

D'autres types d'obstacle stylisé ont été utilisés dans les méthodes de prévision. En particulier des obstacles individuels ont été modélisés sous la forme d'obstacles en forme de coin [4-33]. Le calcul de la diffraction au-dessus d'une surface de cette nature est essentiellement le même que dans le cas d'une arête en lame de couteau, avec une surface de Huygens au-dessus de l'obstacle. Toutefois, on admet la présence d'une onde réfléchie sur la surface du coin, des deux côtés. On obtient ainsi une méthode à quatre rayons, qui permet de calculer les affaiblissements totaux par diffraction.

4.4.2 La Recommandation UIT-R P.526

Cette Recommandation UIT-R traite de la propagation des ondes radioélectriques sur des trajets où se produit de la diffraction. Pour les applications pratiques, il est très difficile de formuler une solution générale valable pour tous les types de terrain; cela étant, la Recommandation décrit des méthodes de prévision de la diffraction au-dessus d'une terre sphérique régulière et au-dessus d'un terrain parsemé d'obstacles.

Dans le cas d'une terre sphérique, la Recommandation UIT-R P.526 présente deux méthodes: numérique et graphique, qui reposent sur la même approximation, à savoir la prédominance du premier terme de la série des résidus [4-26]. Dans ces deux méthodes, l'affaiblissement par rapport à l'espace libre est donné par trois termes distincts: l'un de ces termes contient la loi de dépendance en fonction de la distance et les deux autres correspondent aux fonctions de gain de hauteur des antennes. La méthode numérique, qui est facile à programmer dans un calculateur de poche, se prête bien aux applications à caractère répétitif; quant à la méthode graphique, elle convient mieux à une estimation rapide d'une situation donnée. La précision de ces méthodes est acceptable, même si le profil du trajet ne correspond pas exactement à une terre sphérique régulière. Cependant, les irrégularités du terrain doivent être petites devant le rayon de la première zone de Fresnel sur le trajet central. Un exemple pratique est donné dans [4-27].

S'agissant de la diffraction au-dessus d'un terrain irrégulier, plusieurs méthodes de prévision sont proposées, en fonction du type d'obstacle. Le plus simple est l'obstacle unique en lame de couteau. Le modèle théorique est pertinent uniquement dans les cas où le rayon de courbure de l'obstacle est négligeable. On a donné une expression approchée pour le calcul dans la région de diffraction ($v > -0,7$) (voir le § 4.4.1.1), ce qui permet d'éviter l'emploi d'une formule plus compliquée, liée à la spirale de Cornu (voir la Fig. 4.4). Toujours sur la base du modèle en arête de lame de couteau, la Recommandation UIT-R P.526 décrit une solution simplifiée pour estimer l'effet d'écran produit par un écran de largeur finie, par exemple une chaîne de montagnes ou un bâtiment.

Pour avoir une meilleure approximation de la diffraction sur un obstacle isolé, il faut tenir compte de la dimension de cet obstacle dans la direction longitudinale. La solution adoptée dans la Recommandation UIT-R P.526 consiste à ajouter à l'affaiblissement dû à la lame de couteau un affaiblissement supplémentaire imputable à la courbure de l'obstacle. La précision de cette méthode dépend principalement du procédé utilisé pour obtenir le rayon de courbure au sommet de l'obstacle.

La Recommandation UIT-R P.526 décrit également une méthode qui permet de prévoir l'affaiblissement de diffraction dû à un obstacle en forme de coin dont la conductivité électrique a une valeur finie. Cette méthode peut être appliquée à la diffraction sur l'angle des murs d'un bâtiment ou sur l'arête d'un toit, ou encore sur un terrain comportant une colline en forme de coin.

Le problème de la diffraction multiple est beaucoup plus compliqué. La Recommandation UIT-R P.526 décrit deux méthodes pour la diffraction sur deux arêtes en lame de couteau. La plus simple est la méthode d'Epstein-Peterson [4-19], avec une correction due à Millington et autres [4-17]. Toutefois, il convient d'utiliser la méthode de Deygout [4-22] s'il y a prédominance d'une arête. Les deux méthodes peuvent être appliquées au cas des obstacles de forme arrondie.

Il n'existe pas de méthode rigoureuse permettant de prévoir l'affaiblissement d'une onde radioélectrique sous l'effet de la diffraction sur plusieurs obstacles de forme arrondie. Cependant, Assis [4-32] a proposé un modèle simplifié qui représente une tentative pour faire cette prévision. La Recommandation UIT-R P.526 spécifie un modèle fondé sur la méthode de Deygout, limité à un maximum de trois arêtes en lame de couteau et assorti d'une correction empirique découlant de mesures faites sur un grand nombre de trajets au Royaume-Uni.

La Recommandation UIT-R P.526 ne traite pas le cas d'un terrain irrégulier ne présentant pas d'accidents prononcés (terrain vallonné). La méthode de la terre régulière et la méthode des diffractions multiples ne s'appliquent pas dans ce cas.

4.5 Considérations sur les modèles de prévision de la propagation

Il convient de choisir avec le plus grand soin le modèle de prévision de la propagation, ainsi que ses paramètres, si l'on veut qu'un exercice de modélisation donne des résultats significatifs. On trouvera ici un certain nombre de règles et de considérations générales pour le choix du modèle le plus adéquat.

D'une façon générale, le modèle de prévision à sélectionner s'inscrit dans une fourchette qui va de la formule de base de l'affaiblissement en espace libre jusqu'à l'unité de calcul sophistiquée adaptée au trajet. Cela étant, l'objet principal d'une sélection doit être de choisir le modèle le plus simple et le plus facile à se procurer, juste suffisant pour fournir les résultats qui auront la précision et la signification nécessaires dans les conditions de propagation prescrites. Si on ne trouve pas de modèles perfectionnés du type adapté au trajet, on examinera les possibilités offertes par les modèles empiriques généralisés du type point à zone qui ont été décrits au début du Chapitre 4.

La Commission d'études 3 des radiocommunications a élaboré un ensemble de modèles qui peuvent être utilisés dans des conditions différentes, selon les circonstances. Tous ces modèles sont résumés dans la Recommandation UIT-R P.1144 [4-28]. Ce texte donne des indications générales concernant le choix d'un modèle approprié de l'UIT-R pour la prévision de la propagation, compte tenu des principaux besoins de l'utilisateur: nature du système auquel le modèle sera appliqué, gamme de fréquences, distance de modélisation et données de propagation disponibles. Le Tableau 4.2 donne une récapitulation utile de la Recommandation UIT-R P.1144 en ce qui concerne la propagation dans le service mobile terrestre, dans les gammes d'ondes métriques et décimétriques.

TABEAU 4.2
Guide pour le choix d'un modèle UIT-R de prévision de la propagation des ondes radioélectriques pour les applications mobiles terrestres dans les gammes des ondes métriques et décimétriques
(extrait de la Recommandation UIT-R P.1144)

Méthode	Domaine d'application	Type	Données de sortie	Fréquences	Distances	Pourcentage du temps	Pourcentage des emplacements	Hauteur des terminaux	Données d'entrée
Rec. UIT-R P.1546	Services de Terre	Point à zone	Champ	30 à 3 000 MHz	1 à 1 000 km	1 à 50	1 à 99	Émetteur/base: hauteur équivalente de moins de 0 m à 3 000 m Récepteur/mobile: ≥ 1 m	Altitudes et couverture du terrain (facultatif) Classification des trajets Distance Hauteur de l'antenne d'émission Fréquence Pourcentage de temps Hauteur de l'antenne de réception Angle de dégagement du terrain Pourcentage d'emplacements
Rec. UIT-R P.534	Service fixe Service mobile Radiodiffusion	Point à point par l'intermédiaire de E-sporadique	Champ	30 à 100 MHz	0 à 4 000 km	0 à 50	Ne s'applique pas	Ne s'applique pas	Distance Fréquence
Rec. UIT-R P.843	Service fixe Service mobile Radiodiffusion	Point à point par l'intermédiaire d'impulsions météoriques	Puissance reçue Taux d'impulsions	30 to 100 MHz	100 à 1 000 km	0 à 5	Ne s'applique pas	Ne s'applique pas	Fréquence Distance Puissance de l'émetteur Gain des antennes

4.5.1 Planification des systèmes

La prévision de la propagation est une des composantes les plus importantes de la planification des systèmes de télécommunication. En général, la tâche d'un planificateur de réseaux de radiocommunication dans le service mobile terrestre consiste à assurer la couverture de la plus grande zone de service (ou de la totalité de la zone de service prescrite) avec le minimum nécessaire de stations de base. Parallèlement, le champ minimum nécessaire et le rapport signal/brouillage, c'est-à-dire la qualité de communication, doivent être assurés sur la totalité de la zone de service visée.

Pour la prévision du champ du signal utile, dans le cadre de la planification d'un système, il convient par conséquent, en général, d'adopter un modèle qui donnera des prévisions du «cas le plus défavorable». En procédant ainsi, on est sûr que le modèle donnera une prévision «garantie» du champ d'un signal et les concepteurs du système auront la certitude d'une couverture adéquate de la zone de service.

Pour être sûr d'obtenir une «prévision du cas le plus défavorable», il convient de respecter les règles suivantes dans le choix d'un modèle et de ses paramètres:

- choisir le modèle pour les conditions d'utilisation prescrites: bandes de fréquences, distance de communication, hauteur de l'antenne de réception;
- si le modèle est fourni avec quelques facteurs de correction, adapter ces facteurs aux contraintes les plus sévères, par exemple: plus petite hauteur de l'antenne de réception, effets de dépolarisation, affaiblissement dans la végétation, etc.;
- si le modèle est associé à une loi statistique de variation en fonction du temps et des emplacements, utiliser les valeurs les plus élevées des données statistiques: au moins 50% du temps et 50% des emplacements afin d'obtenir des résultats moyens ou plus grands (par exemple, jusqu'à 90%, voire 99% des emplacements), pour parvenir aux résultats les plus pessimistes.

A noter, par ailleurs, que les signaux radioélectriques subissent des évanouissements profonds dans les conditions de propagation rencontrées le plus souvent dans le service mobile terrestre. Il faut donc, en général, appliquer une bonne pratique pour prendre en compte également la profondeur prévue des variations de ces évanouissements du signal. Les modèles statistiques des évanouissements ont été décrits au § 3.3 de ce Manuel. En utilisant des estimations obtenues pour les évanouissements (pour un pourcentage de fiabilité donné), on peut prendre en compte ce phénomène en recourant à un procédé commode qui est le suivant: diminuer la sensibilité effective du récepteur mobile, puis faire une estimation de la limite de la zone de couverture pour cette valeur limite du seuil de sensibilité. Exemple: un récepteur a une sensibilité de -105 dBm et on estime que la profondeur des évanouissements pour 99% des emplacements ne dépasse pas 15 dB; avec ces données, il faut abaisser le seuil de sensibilité à -105 dBm + 15 dB = -90 dBm lorsqu'on calcule la zone de couverture projetée.

4.5.2 Evaluation des brouillages et gestion du spectre

A la différence de la planification des systèmes, lorsque des modèles de prévision de la propagation servent à l'évaluation des brouillages et à d'autres travaux semblables de gestion du spectre, on utilise le plus souvent ces modèles afin d'obtenir des résultats pour le «cas le plus favorable». La raison en est que, dans ces travaux, il est important de prendre en compte les niveaux les plus élevés des brouillages possibles, qui correspondent naturellement aux conditions de propagation les plus favorables du signal non désiré (brouilleur).

Cela étant, pour évaluer les brouillages, on adopte en général les critères suivants dans le choix du modèle de prévision de la propagation et des paramètres de ce modèle:

- le modèle doit être choisi pour les conditions les plus favorables à la propagation du signal non désiré; par exemple, s'agissant du brouillage sur des distances relativement courtes ou avec de grandes hauteurs d'antenne, on peut même utiliser la formule de l'affaiblissement en espace libre, laquelle est en général considérée comme inapplicable dans le service mobile terrestre;
- les facteurs de correction éventuels doivent être adaptés aux conditions de propagation les plus favorables, par exemple: hauteur maximale des antennes de réception, marges pour la visibilité directe, etc.;
- si le modèle est associé à une loi statistique de la variation en fonction du temps et des emplacements, on utilisera les plus petites données statistiques, généralement 10% du temps et 50% des emplacements, ou moins (par exemple, jusqu'à 1% du temps).

A noter que l'évaluation des brouillages s'inscrit souvent dans le cadre des tâches administratives de gestion du spectre à l'échelon international, en application du Règlement des radiocommunications et de textes juridiques connexes. De ce fait, les administrations nationales des radiocommunications utilisent fréquemment certains modèles de propagation ayant fait l'objet d'accords entre elles pour l'évaluation des brouillages et la coordination internationale des fréquences.

4.5.3 Comparaison entre mesures et prévisions

Les concepteurs des systèmes sont très souvent amenés à vérifier les zones de couverture projetées par comparaison avec les résultats des mesures effectuées après l'installation d'un système. Si la station de base est équipée d'une antenne équidirective, cette vérification se fait généralement par mesure du champ dans 3 à 5 directions radiales. Si l'antenne est directive ou si la zone de couverture contient des zones de service spécialement ciblées (par exemple, autoroutes, centres d'affaires, etc.), les mesures sont effectuées dans ces zones de service.

Dans ces campagnes de mesures de vérification, on déplace généralement le récepteur de mesure à partir de la station de base. Le champ reçu est contrôlé et comparé avec les valeurs de prévision et avec la valeur prescrite du seuil de sensibilité du récepteur.

Il faut aussi, dans certains cas, vérifier les niveaux de brouillage prévus. Les mesures correspondantes sont alors effectuées, le plus souvent, sur un périmètre de protection contre les brouillages, par exemple le long de frontières politiques.

4.6 Références bibliographiques

- [4-1] Recommandation UIT-R P.1546 – Méthode de prévision de la propagation point à zone pour les services de Terre entre 30 et 3 000 MHz, Union internationale des télécommunications, Genève.
- [4-2] Recommandation UIT-R P.370 – Courbes de propagation en ondes métriques et décimétriques dans la gamme des fréquences comprises entre 30 et 1 000 MHz, Union internationale des télécommunications, Genève.
- [4-3] Recommandation UIT-R P.529 – Méthodes de prévision de la propagation pour le service mobile terrestre de Terre dans les bandes des ondes métriques et décimétriques, Union internationale des télécommunications, Genève.
- [4-4] OKUMURA, Y. *et autres* [1968] Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service. *Rev. Elec. Comm. Lab.* 16(9-10), p. 825-873.
- [4-5] HATA, M. [1980] Empirical formula for propagation loss in land mobile services. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 29(3), p. 317-325.

- [4-6] LEE, W. C. Y. [1982] *Mobile communications engineering*. McGraw-Hill, New York, Etats-Unis d'Amérique, p. 464.
- [4-7] LEE, W. C. Y. [1995] *Mobile communications design fundamentals*. 2nd Edition. McGraw Hill.
- [4-8] BADSBERG, M., ANDERSEN, J. B. and MOGENSEN, P. [Janvier, 1995] Exploitation of the terrain profile in the Hata model. COST 231 TD(95)009.
- [4-9] RICE, P. L. *et autres* [mai 1965] Transmission loss predictions for tropospheric communications circuits. NBS Technical Note 101; two volumes.
- [4-10] LONGLEY, A. G. et RICE, P. L. [1968] Prediction of tropospheric radio transmission loss over irregular terrain – A computer method. ESSA Tech. Report ERL 79-ITS 67.
- [4-11] HUFFORD, G. A, LONGLEY, A. G. et KISSICK, W. A. [avril 1982] A guide to the use of the ITS irregular terrain model in the area prediction mode. NTIA Rep. 82-100.
- [4-12] LONGLEY, A. G. [avril 1978] Radio propagation in urban areas. OT Rep. 78-144.
- [4-13] IEEE Vehicular Technology Society Committee on Radio Propagation [février 1988] Coverage prediction for mobile radio systems operating in the 800/900 MHz frequency range. *IEEE Trans. on Veh. Tech.* 37(1).
- [4-14] MEDEISIS, A. et KAJACKAS, A. [avril 2000] Adaptation of the universal propagation prediction models to address the specific propagation conditions and the needs of spectrum managers. Millenium Conf. on Antennas and Propagation (AP 2000), Davos.
- [4-15] MEDEISIS, A. et KAJACKAS, A. [mai 2000]. On the use of the universal Okumura-Hata propagation prediction model in rural areas. *IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC 2000 Spring) Conf. Record*, Tokyo.
- [4-16] Manuel sur les stations de contrôle des émissions [1995]. Union internationale des télécommunications.
- [4-17] MILLINGTON, G., HEWITT, R. et IMMIRZI, F. S. [1962] Double knife-edge diffraction in field strength predictions. *Proc. Inst. Elect. Eng.*, 109C, 16, p. 419-429.
- [4-18] BULLINGTON, K. [1947] Radio propagation at frequencies above 30 megacycles. *Proc. Inst. Radio Eng.*, 35, 10, p. 1122-1136.
- [4-19] EPSTEIN, J. et PETERSON, D. W. [1953], An experimental study of wave propagation at 850 Mc/s. *Proc. Inst. Radio Eng.*, 41, 5, p. 595-611.
- [4-20] EDWARDS, R. et DURKIN, J. [septembre 1969] Computer prediction of service areas for V.H.F. mobile radio networks. *Proc. IEE*, 116(9), p. 1493-1500.
- [4-21] SHIBUYA, S. [1987] *A basic atlas of radio-wave propagation*. Wiley, New York, Etats-Unis d'Amérique, p. 263.
- [4-22] DEYGOUT, J. [1966] Multiple knife-edge diffraction of microwaves. *IEEE Trans. Ant. and Prop.*, 14(4), p. 480-489.
- [4-23] LÓPEZ GIOVANELLI, C. [mars 1984] An analysis of simplified solutions for multiple knife-edge diffraction. *IEEE Trans. Ant. Prop.* 32(3). p. 297-301.
- [4-24] VAN DER POL, B. et BREMMER, H. [1937] The diffraction of electromagnetic waves from an electrical point source round a finitely conducting sphere, with application to radiotelegraphy and the theory of the rainbow. *Phil. Mag.*, XXIV, p. 141-176 (Part 1) et p. 825-862 (Part 2).
- [4-25] VOGLER, L. E. [1964] Calculation of groundwave attenuation in the far diffraction region. *Radio Sci.*, 68D, 7, p. 819-826.
- [4-26] Recommendation UIT-R P.368 – Courbes de propagation de l'onde de sol entre 10 KHz et 30 MHz. Union internationale des télécommunications, Genève.

- [4-27] Manuel sur l'information relative à la propagation des ondes radioélectriques pour les prévisions concernant les communications sur les trajets de Terre, Union internationale des télécommunications, Genève (en préparation).
- [4-28] Recommandation UIT-R P.1144 – Guide pour l'application des méthodes de prévision de la propagation de la Commission d'études 3 des radiocommunications, Union internationale des télécommunications, Genève.
- [4-29] COST 207 [1989] Digital land mobile radio communications. Final Report, Office Official Publ. Eur. Comm., ISBN 92-825-9946-9.
- [4-30] COST 231 [1999] Digital mobile radio towards future generation systems. Final Report, Office Official Publ. Eur. Commission., EUR 18957, ISBN 92-828-5416-7.
- [4-31] CAUSEBROOK, J. H. et DAVIES, B. [1971] Tropospheric radiowave propagation over irregular terrain: the computation of field strength for UHF broadcasting. BBC Research Report No. 43.
- [4-32] SOARES DE ASSIS, M. [mars 1971] A simplified solution to the problem of multiple diffraction over rounded obstacles. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 19(3), p. 292-5.
- [4-33] LUEBBERS, R. J., [septembre 1984] Propagation prediction for hilly terrain using GTD wedge diffraction. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 32(9), p. 951-5.
- [4-34] WAGNER, C., [1953] On the numerical solution of Volterra integral equations. *J. Math. Phys.*, 32, p. 289-401.
- [4-35] PARSONS, J. D. [2000] *Mobile radio propagation channel*. 2nd Ed., Wiley, New York, Etats-Unis d'Amérique.
- [4-36] CÁTEDRA, M. F. et PÉREZ-ARRIAGA, J. [1999] *Cell planning for wireless communications*. Artech House.

CHAPITRE 5

BASE DE DONNÉES RELATIVES AU TERRAIN (DISPONIBILITÉ ET UTILISATION)

Un grand nombre des algorithmes de prévision de la propagation établis par la Commission d'études 3 des radiocommunications pour les ondes métriques et décimétriques sont définis sur la base du terrain, c'est-à-dire que des données relatives au terrain constituent une des bases pour le calcul de ces algorithmes. Il existe deux catégories générales de ces données qui sont applicables aux calculs de la propagation des ondes radioélectriques: les données hypsographiques et les données morphologiques. Les données hypsographiques décrivent les caractéristiques d'altitude du terrain considéré. Les données morphologiques décrivent les caractéristiques de la couverture du terrain.

Les bases de données numériques mises en place aux fins des prévisions de la propagation doivent contenir des informations relatives au type de prévision à effectuer. Pour les fréquences supérieures à environ 30 MHz, on a besoin actuellement de données concernant les altitudes du terrain et les obstacles présents sur le terrain (couverture du terrain). Pour des prévisions détaillées de la propagation sur les fréquences supérieures à environ 1 000 MHz, en particulier dans les zones urbaines, on a besoin aussi actuellement de données sur l'emplacement, la taille et l'orientation des bâtiments, en plus des données sur les altitudes du terrain.

Il n'est pas nécessaire d'avoir des données hypsographiques détaillées pour le traitement des algorithmes de prévision basés sur des statistiques - par exemple ceux de la Recommandation UIT-R P.1546 [5-1] - car ces algorithmes reposent en général sur une hauteur équivalente d'antenne et non sur la géométrie du trajet. Avec des algorithmes de prévision plus détaillés, comme ceux de la Recommandation UIT-R P.526 [5-2], il faut des données un peu plus détaillées pour obtenir des résultats satisfaisants. Des espacements horizontaux de 200 m entre les points de collecte de données et des précisions de ± 15 m (valeur quadratique moyenne) dans le sens vertical se sont révélés adéquats pour ce type de méthode. On améliore la précision des algorithmes statistiques et celle des algorithmes basés sur la géométrie des trajets si l'on prend en compte les caractéristiques morphologiques de la zone considérée.

On prévoit que des modèles de prévision de plus en plus perfectionnés vont être élaborés, qui permettront de faire des prévisions plus détaillées de la propagation mais qui exigeront aussi des données plus détaillées et, éventuellement, un espacement horizontal réduit pour la collecte des échantillons de données. Pour de plus amples renseignements, on se reportera à la Recommandation UIT-R P.1058 [5-3].

5.1 Altitudes du terrain

Plusieurs administrations et organismes privés ont fourni des données hypsographiques de qualité variable.

L'espacement horizontal des points de collecte des données, à utiliser dans une base de données topographiques, dépend de l'usage qui sera fait des données. Il n'est pas possible de recommander une valeur particulière. En pratique, il est courant d'avoir des espacements horizontaux compris entre les valeurs approximatives de 20 m et 1 km, ou l'équivalent en latitude-longitude. Pour un certain nombre de modèles de prévision de la propagation, on exige non seulement des résolutions

horizontales différentes mais encore des sensibilités différentes aux modifications de cette résolution. Il ne faut pas croire qu'une amélioration de la résolution horizontale dans une méthode de prévision donnée entraîne toujours une amélioration de l'exactitude des prévisions.

La précision des modèles de prévision de la propagation peut être fortement influencée par la précision des données d'altitude du terrain contenues dans une base de données topographiques. La précision des altitudes s'exprime généralement par une valeur d'erreur quadratique moyenne. Le résultat du calcul dépend de la résolution horizontale, de la résolution verticale et de la méthode de prévision de la propagation. En général, les méthodes déterministes plus détaillées, nécessitent une plus grande résolution et des données topographiques plus précises, mais les détails varient d'un cas à un autre. Une erreur quadratique moyenne de 15 m sur les données d'altitude est jugée acceptable dans de nombreuses applications.

La plupart des bases de données topographiques utilisées actuellement pour la prévision de la propagation et la planification radioélectrique comportent des tableaux de données bidimensionnels placés à des intervalles égaux dans le système de coordonnées choisi, et appelés «données maillées». L'avantage d'un tel système est qu'il suffit de fournir des coordonnées horizontales pour les points de référence, la plupart des données se présentant sous la forme de tableaux de huit valeurs d'altitude auto-indexés. Pour les projections orthogonales, l'espacement horizontal des données est généralement le même dans toute la base de données. En coordonnées latitude-longitude, l'espacement en longitude augmente parfois par échelons en même temps que la latitude augmente, afin que le facteur d'échelle des longitudes demeure à peu près constant.

Lors du tracé d'un profil entre deux emplacements arbitraires, peu ou aucun des points de données figurant dans une base de données maillées coïncideront exactement avec le profil. Il existe plusieurs méthodes permettant d'extraire les données sur l'altitude du terrain dans ces cas. Selon les circonstances, les méthodes suivantes sont recommandées:

- lorsque les données d'altitude sont d'une certaine manière représentatives d'une zone de terrain carrée, les données associées à chaque maille par laquelle passe le profil doivent être intégrées au profil. Chaque point du profil peut être placé sur la perpendiculaire à la ligne de profil passant par le point de données correspondant, même si de ce fait les points de profil ne seront pas en général régulièrement espacés. Si la méthode de prévision de la propagation exige des points régulièrement espacés, on pourra déplacer des points du profil pour que ceux-ci soient régulièrement espacés;
- lorsque les données d'altitude ne représentent l'altitude qu'au point exact, il sera préférable, pour extraire les données, de commencer par déterminer des points de profil régulièrement espacés et obtenir l'altitude de terrain pour chacun de ces points par interpolation bilinéaire à partir des valeurs des données maillées immédiatement voisines.

Pendant l'opération de construction du profil, il est possible de prendre en compte la courbure de la surface terrestre en augmentant les valeurs des altitudes du terrain obtenues par interpolation; pour ce faire, on applique un facteur de correction dont la valeur dépend du rayon terrestre équivalent et de la position du point sur le profil. La question du rayon terrestre équivalent est traitée dans la Recommandation UIT-R P.452, § 4.3 [5-7].

Le modèle numérique d'altitudes (DEM, *digital elevation model*) Global land one-kilometre Base Elevation (GLOBE) est un fichier numérique ouvert mondial de données d'altitude établi à partir d'une multiplicité de sources et présenté en format matriciel. GLOBE 1.0 [5-4] a une résolution horizontale de 30" × 30" en latitude et en longitude, rapportée au système géodésique mondial 1984 (WGS84). Les intervalles couverts vont de 90° nord à 90° sud en latitude et de 180° ouest à 180° est en longitude. On peut considérer que la matrice complète de données comporte 21 600 lignes et 43 200 colonnes.

Les unités verticales sont des altitudes exprimées en mètres au-dessus du niveau moyen de la mer. Sur les masses continentales, ces unités s'échelonnent entre -407 et 8752 m. Sur les mers, les altitudes sont repérées par la mention «pas de données» et reçoivent la valeur -500. Il existe un fichier connexe qui contient des informations de source pour les données d'altitude. Le gabarit pour les altitudes au-dessus des mers dans le fichier source est le gabarit 0. Cela permet à l'utilisateur de faire la distinction entre les valeurs 0 pour les masses continentales et les valeurs «maritimes», en repositionnant les valeurs «maritimes» de 500 à 0, lorsqu'il utilise le gabarit source/lignage. Cette possibilité est particulièrement utile dans le cas des trajets mixtes (terre-mer).

Comme indiqué plus haut, les données d'altitude de GLOBE 1.0 sont tirées d'une multiplicité de sources [5-5]. Dans certains cas – Amérique du Nord, par exemple – ces données sont extraites de DTED (données numérisées sur les altitudes du terrain) à grande résolution; on peut donc admettre que leur précision est comparable à celle de ces fichiers. Dans d'autres régions du monde, les sources de données peuvent avoir des résolutions moins fines. Les utilisateurs sont invités à consulter la référence [5-3], où ils trouveront un exposé complet sur la précision des altitudes. On prévoit que, durant la période 2001-2002, les données fournies par la mission d'imagerie radar de la Navette spatiale seront incorporées à GLOBE, ce qui donnera une résolution de 3" × 3" entre 60° de latitude nord et 60° de latitude sud.

Il existe un logiciel qui extrait de GLOBE 1.0 DEM les altitudes de profil du terrain. Le code source Fortran de ce logiciel peut être obtenu sur Internet: URL: <http://elbert.its.bldrdoc.gov/globe.html>.

Le logiciel extrait le profil le long du grand cercle, entre un émetteur et un récepteur. L'altitude du terrain en un point du profil sur le grand cercle, PP, est calculée par interpolation bilinéaire sur GLOBE DEM, sur la base des quatre points du terrain, P1-P4, qui contiennent la latitude et la longitude du point du profil.

5.2 Couverture de terrain

La gamme des catégories envisageables pour la couverture de terrain est très étendue, et l'ensemble des catégories ne sera vraisemblablement pas applicable aux différentes zones géographiques. Le Tableau 5.1 (de la Recommandation UIT-R P.1058 [5-3]) regroupe une série de catégories générales dont il donne les appellations et auxquelles sont associés des codes à deux chiffres. Chaque catégorie correspond à un type de couverture de terrain sur une superficie déterminée (par exemple, un carré de 100 m de côté). Lorsque la zone considérée comporte plusieurs catégories de couverture de terrain, il y a lieu de décrire la catégorie dominante. Les catégories figurant en majuscules peuvent être utilisées lorsqu'il n'est pas nécessaire d'aller dans le détail, ou en l'absence d'informations plus détaillées.

On peut associer à chaque catégorie un code à deux chiffres, comme dans la première colonne du Tableau 5.1. Lorsque cela sera possible, on pourra préciser la description annoncée par la catégorie générale en ajoutant trois paramètres facultatifs:

- *hauteur caractéristique, H_c* : hauteur de la couverture de terrain (m) par rapport au sol, ne tenant pas compte d'éventuels objets isolés plus hauts. Mathématiquement, la meilleure approximation sera en l'occurrence la hauteur modale, mais il s'agit en fait d'indiquer la hauteur la plus caractéristique du profil horizontal de la couverture de terrain par rapport au niveau du sol;
- *densité caractéristique, D_c* : pourcentage du terrain considéré occupé par une couverture quelconque de hauteur égale ou supérieure à H_c ;
- *largeur de discontinuité, G_c* : largeur type (m) des intervalles vides dans la couverture considérée.

TABLEAU 5.1

**Principales catégories d'une base de données
macroscopiques de couverture de terrain**

00		Indéterminé
10	ZONES RURALES, TERRAIN DÉCOUVERT	
	11	Prairies, terrain herbeux
	12	Cultures basses
	13	Cultures hautes (vigne, plantes grimpantes)
	19	Parcs
20	ZONES BOISÉES	
	21	Couverture peu dense, irrégulière
	22	Vergers (espacement régulier)
	23	Arbres à feuilles caduques (espacement irrégulier)
	24	Arbres à feuilles caduques (espacement régulier)
	25	Conifères (espacement irrégulier)
	26	Conifères (espacement régulier)
	27	Forêt plantée de diverses essences
	28	Forêt tropicale
30	ZONES CONSTRUITES	
	31	Habitat dispersé
	32	Centre de village
	33	Zone suburbaine
	34	Zone suburbaine dense
	35	Zone urbaine
	36	Zone urbaine dense
	37	Zone industrielle
40	SOLS SECS	
	42	Dune de sable
	43	Désert
50	TERRAINS HUMIDES (sans arbres)	
	52	Marais
	54	Marécages
60	ÉTENDUES D'EAU DOUCE	
70	ÉTENDUES MARINES	
80	CRYOSPHERE	
	82	Glace (milieu marin)
	83	Glace (eau douce)
	84	Glaciers
	86	Neige sèche
	88	Neige humide
90	AUTRES	(Préciser)

Notons que lorsque D_c est indiqué, H_c doit l'être également et que, de même, lorsque G_c est indiqué, D_c doit l'être également.

Compte tenu de la grande diversité des types de couverture de terrain, les paramètres H_c , D_c et G_c ne pourront qu'être estimés dans un grand nombre de cas. Néanmoins ces paramètres peuvent présenter un grand intérêt lorsqu'il s'agit de préciser la catégorie principale, aussi bien pour un ensemble de données qu'individuellement pour chaque point de l'ensemble, dans le cas d'un profil de trajet par exemple.

Ces considérations peuvent être appliquées à toute situation spécifique nécessitant une prévision détaillée de la propagation. Le Tableau 5.2 donne certains exemples de catégories de couverture de terrain et les critères susceptibles d'être retenus pour en définir les caractéristiques; il s'agit en fait d'une extension de la première approche.

TABLEAU 5.2

Catégories et paramètres supplémentaires pour l'élaboration des bases de données relatives aux structures spéciales

Couvertures de terrain	Paramètres
Rangée de bâtiments (Rangée isolée de bâtiments bien définis: par exemple, une rangée de maisons attenantes le long d'une route)	– Hauteur moyenne des bâtiments – Coordonnées aux extrémités de la rangée
Bâtiment isolé (Bâtiment isolé sur une place)	– Hauteur des bâtiments – Coordonnées au centre du bâtiment – Surface couverte par le bâtiment
Alignement d'arbres (Par exemple, le long d'une route)	– Hauteur moyenne des arbres – Coordonnées aux extrémités de l'alignement
Pylônes (Pylônes électriques, éoliennes, etc.)	– Hauteur de la structure – Coordonnées au centre de la structure

5.3 Utilisation de bases de données dans les méthodes existantes de modélisation et de planification

La Commission d'études 3 des radiocommunications a établi plusieurs Recommandations décrivant les méthodes de modélisation et de planification qui sont utiles pour la planification des systèmes radioélectriques dans le service mobile terrestre de Terre. Voir la Recommandation UIT-R P.1144 [5-6]. Certains des algorithmes décrits dans ces Recommandations (par exemple, UIT-R P.1546) ont un caractère général («point à zone»), tandis que d'autres (par exemple, UIT-R P.452 [5-7]) - les modèles «point à point» - sont fondés sur la géométrie du trajet particulier considéré. Dans les prévisions de la propagation faites avec les algorithmes de la première catégorie, qui sont indépendants de la géométrie du trajet, on n'a pas besoin de données hypso-graphiques. En revanche, ces données sont indispensables pour les prévisions de la catégorie «point à point». Il y a lieu de souligner ce qui suit: l'expression «point à point» utilisée ici qualifie des prévisions qui dépendent de la géométrie du trajet; elle ne concerne pas des trajets fixes comme ceux que l'on rencontre souvent dans les systèmes de faisceaux hertziens.

5.3.1 Expressions métaphoriques relatives aux zones

Pour effectuer une prévision de la catégorie point à point, on commence par spécifier la zone de couverture souhaitée en utilisant une métaphore qui correspond à la géométrie de cette zone. Parmi les expressions les plus souvent utilisées, citons «rayon» (*radial*), «rayons échelonnés» (*stepped radial*), «quadrillage déduit de données radiales» (*grid mapped from radial data*) et «mosaïque» (*tiled*).

Ces termes sont définis ci-après:

- Dans la méthode «*radial*», les données sont collectées le long de rayons séparés par des espacements angulaires égaux. Les avantages de cette méthode sont la simplicité et la rapidité, mais elle présente deux inconvénients:
 - a) la méthode est divergente: les calculs effectués à une grande distance de la station de base sont séparés par de plus grandes distances tangentielles; et
 - b) la méthode est inappropriée dans le cas de calculs pour lesquels on a besoin de superposer des données recueillies en plusieurs emplacements, par exemple pour les prévisions concernant les brouillages ou la radiodiffusion simultanée.
- La méthode «*stepped radial*» est semblable à la méthode «*radial*», mais on a ici une augmentation du nombre des rayons à mesure que l'on s'éloigne de l'emplacement. Par exemple, un programme commence avec 8 rayons jusqu'à 2 km, passe à 16 rayons entre 2 et 4 km, passe à 32 rayons entre 4 et 8 km, etc. Ce système remédie à l'inconvénient a) signalé plus haut, mais pas à l'inconvénient b).
- Dans la méthode «*grid mapped from radial data*», le programme crée un quadrillage composé d'éléments juxtaposés («*tiles*»). Les données sont collectées à des espacements angulaires égaux, comme dans la méthode «*radial*», puis le programme trouve le «rayon» qui passe le plus près du centre de chaque maille et il utilise ces données pour représenter la maille. Ce système remédie à l'inconvénient b) de la méthode «*radial*» et permet la réutilisation des données radiales, mais il y a un manque d'uniformité entre les espacements des rayons.
- La méthode «*tiled*» fait passer les rayons exactement au centre de tous les éléments juxtaposés de la zone. On obtient ainsi la représentation la plus précise des données disponibles et on remédie aux deux inconvénients, a) et b), de la méthode «*radial*». Toutefois, il faut généralement utiliser un plus grand nombre de rayons, parce qu'un rayon doit passer par le centre de chaque élément. Cela augmente le temps de passage en machine.

5.3.2 Considérations sur les profils

Quelle que soit la métaphore utilisée, une prévision de la catégorie point à point faite sur une zone donnée exigera que l'on extraie de la base de données un grand nombre de profils du terrain. Chaque profil représente le profil du terrain entre la station de base et l'emplacement possible d'une station mobile. On dispose de deux méthodes principales pour extraire les données de terrain:

- a) la méthode d'interpolation; et
- b) la méthode du point de données le plus proche.

Dans la méthode d'interpolation, le programme cherche à extraire des points de données à des intervalles égaux, par exemple 200 m. Dans cet exemple, les valeurs des données de profil seraient déterminées pour les distances de 200, 400, ..., m à partir de la station de base. Dans leur grande majorité, les rayons ne seront pas orientés dans les directions cardinales où des données existent

déjà; il faut donc appliquer une interpolation pour trouver les valeurs qui correspondent à ces distances. Les études ont montré que des interpolations complexes ne donnent pas des résultats beaucoup plus précis que la simple interpolation bilinéaire (voir la Recommandation UIT-R P.1144).

Dans la méthode du point de données le plus proche, on extrait tous les points situés en deçà d'une certaine distance de la ligne radiale (en général, la moitié environ de la résolution horizontale de la base de données). On utilise les valeurs d'altitude de ces points contenues dans la base de données plutôt que les valeurs fournies par l'interpolation. La position de chaque valeur extraite le long de la ligne radiale est calculée par référence à la position qu'occuperait une perpendiculaire abaissée du point de données sur la ligne. Cela donne des espacements non uniformes entre les points de données d'altitude le long du rayon.

Aucune des deux méthodes d'analyse des profils ne présente un avantage par rapport à l'autre. Cependant, certaines formes de mise en oeuvre du programme nécessitent des espacements uniformes. Quant à la résolution des données, il faut savoir que l'on n'obtiendra pas une meilleure précision en adoptant une résolution plus fixe que celle fournie par la base de données; en revanche, on aura un temps de traitement plus long.

5.4 Références bibliographiques

- [5-1] Recommandation UIT-R P.1546 – Méthode de prévision de la propagation point à zone pour les services de Terre entre 30 et 3 000 MHz, Union internationale des télécommunications, Genève, 2001.
- [5-2] Recommandation UIT-R P.526 – Propagation par diffraction, Union internationale des télécommunications, Genève.
- [5-3] Recommandation UIT-R P.1058 – Base de données topographiques numériques pour les études de propagation, Union internationale des télécommunications, Genève.
- [5-4] GLOBE Task Team et autres (Hastings, David A., Paula K. Dunbar, Gerald M. Elphingstone, Mark Bootz, Hiroshi Murakami, Hiroshi Maruyama, Hiroshi Masaharu, Peter Holland, John Payne, Nevin A. Bryant, Thomas L. Logan, J.-P. Muller Gunter Schrier and John S. MacDonald), eds., 1999. The global land one-kilometer base elevation (GLOBE) digital elevation model, Version 1.0. National Oceanic and Atmospheric Administration, National Geophysical Data Center, 325 Broadway, Boulder, Colorado, 80305, United States of America. Digital database on the World Wide Web (<http://www.ngdc.noaa.gov/seg/topo/globe.shtml>) et CD-ROM.
- [5-5] HASTINGS, D. A. et DUNBAR, P. K. [1999] Global land one-kilometer base elevation (GLOBE) digital elevation model. Documentation Volume 1.0. Key to Geophysical Records Documentation (KGRD) 34. National Oceanic and Atmospheric Administration, National Geophysical Data Center, 325 Broadway, Boulder, Colorado, 80305, Etats-Unis d'Amérique.
- [5-6] Recommandation UIT-R P.1144 – Guide pour l'application des méthodes de prévision de la propagation de la Commission d'études 3 des radiocommunications, Union internationale des télécommunications, Genève.
- [5-7] Recommandation UIT-R P.452 – Méthode de prévision pour évaluer les brouillages hyperfréquences entre stations situées à la surface de la Terre à des fréquences supérieures à 0,7 GHz environ, Union internationale des télécommunications, Genève.

CHAPITRE 6

PROPAGATION À L'INTÉRIEUR DES BÂTIMENTS, À LA PÉNÉTRATION DANS LES BÂTIMENTS ET SOUS LA SURFACE DU SOL

On a les différences suivantes entre le problème de la propagation hertzienne à l'intérieur des bâtiments et la propagation à l'extérieur: dans le premier cas, les trajets sont beaucoup plus courts et la propagation par trajets multiples est presque toujours présente et importante. Les problèmes mixtes: propagation hertzienne extérieure-intérieure et intérieure-extérieure, seront traités à la fin de la présente section. Pour la propagation hertzienne intérieure-intérieure, on a le choix entre deux solutions, selon le degré plus ou moins détaillé de connaissance qu'on a des caractéristiques de la propagation. Comme dans le problème de la propagation à l'extérieur, on a les méthodes adaptées au site et les méthodes générales indépendantes du site. Les deux seront examinées ci-après.

6.1 Méthodes adaptées au site

Considérons, pour commencer, les cas simples où l'émetteur et le récepteur se trouvent à l'intérieur du même bâtiment et dans la même pièce. Le problème de la propagation à l'intérieur se ramène alors au problème d'une cavité résonnante (éventuellement chargée) dotée de parois qui présentent des pertes (c'est-à-dire mauvaises conductrices). Les solutions des équations de Maxwell peuvent alors être obtenues pour une cavité résonnante vide, de forme régulière (conditions aux limites séparables dans un système de coordonnées utile à trois dimensions), ayant des parois parfaitement conductrices.

Oublions maintenant les situations assez simples du paragraphe précédent, avec propagation dans une cavité de forme régulière à l'intérieur d'un bâtiment, situations qui peuvent être traitées analytiquement: il faut maintenant, en général, faire appel à des solutions entièrement numériques, tridimensionnelles, des équations de Maxwell. Pour obtenir des solutions précises de ce problème, il faut pour chacune d'entre elles, effectuer des calculs lourds et «discrétiser» l'espace en fractions d'une longueur d'onde en espace libre pour la fréquence la plus élevée à prendre en compte.

Cependant, après avoir pris acte de l'existence de solutions analytiques et numériques rigoureuses dans des cas idéaux et quasi idéaux, il est important également de noter ce qui suit: dans de nombreuses situations réelles à prendre en compte, soit la fréquence de fonctionnement est trop élevée, soit la complexité géométrique et/ou la taille de la cavité sont excessives, et/ou on dispose de trop peu d'information ou d'éléments de prévision détaillés pour justifier cette approche. En pareils cas, on peut utiliser des concepts plus simples, tout en reconnaissant les limites d'une telle approche. Si l'on se rabat sur des notions telles que l'affaiblissement de trajet en espace libre associé à la diffraction, la réflexion et/ou les affaiblissements de transmission – pratique couramment suivie dans les solutions de trajectographie basées sur l'optique géométrique – il est important de reconnaître que ce procédé peut conduire à sous-estimer ou à surestimer les affaiblissements pouvant intervenir dans la propagation à l'intérieur des bâtiments.

Il est clair que, pour pouvoir adopter une méthode du type adapté au site, il faut disposer de certaines informations: informations précises sur le site, informations détaillées sur l'agencement du bâtiment et un minimum d'information sur les propriétés des matériaux diélectriques et magnétiques des murs, etc. On notera, en ce qui concerne le dernier point, que ces propriétés peuvent en général dépendre de la fréquence, même s'il s'agit de matériaux homogènes. On peut prévoir que cette influence de la fréquence sera beaucoup plus complexe dans le cas de matériaux de construction à structure mixte, par exemple le béton armé ou autres structures en dalles multicouches. On doit

disposer de renseignements détaillés sur les structures si l'on veut obtenir des résultats de simulation précis. La Recommandation UIT-R P.1238 contient des indications générales sur les effets produits par les matériaux de construction. Par ailleurs, il importe de connaître également, le cas échéant, l'emplacement, les dimensions et la structure exacte des ouvertures importantes telles que les fenêtres et les portes.

6.2 Méthodes générales indépendantes du site

Par opposition aux méthodes détaillées du type adapté au site qui ont été décrites ci-dessus, la Recommandation UIT-R P.1238 spécifie un modèle général indépendant du site pour l'affaiblissement de propagation à l'intérieur des bâtiments. Ce modèle indique le calcul de l'affaiblissement à l'intérieur en fonction de la fréquence (MHz), de la distance (m) qui sépare la station de base (émetteur) de l'appareil mobile/portable (récepteur) et du nombre des étages du bâtiment compris entre la station de base et l'appareil mobile. L'affaiblissement de propagation à l'intérieur d'un bâtiment, L_{total} , a pour expression:

$$L_{total} = 20 \log f + N \log d + L_f(n) - 28 \quad \text{dB} \quad (6-1)$$

où:

f : fréquence (MHz)

N : coefficient d'affaiblissement sur le trajet

d : distance séparant la station de base du terminal portable (m) ($d > 1$ m)

L_f : affaiblissement dû à la pénétration interétages (dB)

n : nombre d'étages du bâtiment entre la station de base et le terminal portable ($n \geq 1$).

A noter, cependant, que le coefficient d'affaiblissement sur le trajet, N , et l'affaiblissement dû à la pénétration interétages, L_f , sont des fonctions de la fréquence et du type de bâtiment; cela est une conséquence des indications données plus haut à propos des méthodes adaptées au site. A noter également que l'on néglige l'affaiblissement dû à la pénétration interétages L_f , lorsque la station de base et l'appareil portable se trouvent sur le même étage. Les Tableaux 6.1 et 6.2 donnent des valeurs représentatives respectivement pour N et pour L_f .

TABLEAU 6.1

Coefficients d'affaiblissement de puissance, N , pour le calcul de l'affaiblissement de transmission en intérieur

Fréquence	Bâtiments résidentiels	Bureaux	Bâtiments commerciaux
900 MHz	–	33	20
1,2-1,3 GHz	–	32	22
1,8-2,0 GHz	28	30	22
4 GHz	–	28	22
5,2 GHz	–	31	–
60 GHz ⁽¹⁾	–	22	17

⁽¹⁾ Pour les valeurs à 60 GHz, on suppose une propagation à l'intérieur d'une seule pièce ou d'un seul espace et on ne prévoit aucune tolérance pour la transmission à travers les murs. L'absorption par les gaz au voisinage de 60 GHz est aussi, pour des distances supérieures à 100 m, un facteur important qui peut modifier notablement les distances de réutilisation des fréquences (voir la Recommandation UIT-R P.676).

TABLEAU 6.2

**Coefficients d'affaiblissement dû à la pénétration interétages, L_f (dB)
(n = nombre d'étages traversés), pour le calcul de l'affaiblissement
de transmission en intérieur ($n \geq 1$)**

Fréquence	Bâtiments résidentiels	Bureaux	Bâtiments commerciaux
900 MHz	–	9 (1 étage) 19 (2 étages) 24 (3 étages)	–
1,8-2,0 GHz	$4n$	$15 + 4(n - 1)$	$6 + 3(n - 1)$
5,2 GHz	–	16 (1 étage)	–

Les remarques générales ci-après ont trait au modèle général, indépendant du site, de la Recommandation UIT-R P.1238, en particulier pour la bande 900-2 000 MHz:

- i) Sur les trajets où il y a prédominance d'une pure propagation en visibilité directe, le coefficient d'affaiblissement sur le trajet est de 20 (environ). Toutefois, il faut qu'il y ait une séparation suffisante entre les murs, les plafonds et les planchers du bâtiment pour que cette valeur soit obtenue.
- ii) Sur les longs trajets ne comportant pas d'obstacles, le point de rupture de pente de la première zone de Fresnel peut apparaître surtout aux fréquences basses, ce qui déclenche la diffraction sous le trajet. Dans ce cas, on observe une augmentation rapide du coefficient d'affaiblissement sur le trajet, qui passe de 20 à environ 40, au voisinage du point de rupture.
- iii) Le coefficient d'affaiblissement sur le trajet peut prendre des valeurs inférieures à 20 dans les couloirs ou les entrées de grande longueur et étroits. La raison en est qu'un couloir se comporte (en première approximation) comme une cavité résonnante. Il en est de même dans le cas de trajets passant par des pièces individuelles de dimensions appropriées qui ont des murs moyennement réfléchissants.
- iv) Pour les trajets établis dans des bâtiments dont les pièces sont séparées par des murs complets, allant du plancher au plafond (par exemple, immeubles comportant des bureaux séparés par des cloisons), on trouve, pour le coefficient d'affaiblissement sur les trajets entre les pièces, des valeurs généralement voisines de 40.
- v) Dans le cas des trajets qui traversent plusieurs étages, il est à prévoir que l'affaiblissement dû à la pénétration interétages sera limité par les atriums à plusieurs étages, les cages d'escalier ou par d'autres mécanismes qui diminuent l'affaiblissement par rapport à la transmission directe à travers les planchers.

Dans le traitement du problème de la propagation à l'intérieur des bâtiments, le lecteur avisé aura noté un changement de ton dans l'exposé des méthodes générales indépendantes du site par rapport aux méthodes adaptées au site. En particulier, la terminologie est revenue à des références plus familières, telles qu'on les rencontre dans l'étude des problèmes de propagation à l'extérieur des bâtiments. Cependant, cette terminologie est parfaitement concordante avec la solution approchée du problème de la propagation à l'intérieur, solution fournie par les méthodes adaptées au site (trajectographie associée à la théorie géométrique et à la théorie uniforme de la diffraction – TGD-TUD) (voir le § 4.3.1).

Comme conclusion de cette description des méthodes générales indépendantes du site dans leur application au problème de la propagation dans les bâtiments, on notera ce qui suit: les méthodes adaptées au site qui ont été décrites plus haut permettent de calculer la réponse impulsionnelle du canal, $h(t)$, en principe au moins, ainsi que l'affaiblissement de propagation à l'intérieur, L_{total} . (Il importe de souligner que, dans le problème de la propagation à l'intérieur, on n'a pas un seul canal, mais, en fait, de nombreux canaux différents.) La connaissance de cette réponse impulsionnelle est indispensable pour les études de simulation des liaisons, dans lesquelles on évalue le choix de la modulation et, dans les systèmes numériques, le débit des symboles, les méthodes de codage, etc., du point de vue de la qualité de fonctionnement globale des systèmes (c'est-à-dire de bout en bout). Ces études pourraient donner, par exemple, le TEB en fonction de S/N ou de $S/(I+N)$. Il apparaît donc clairement qu'un modèle général indépendant du site est nécessaire pour évaluer la réponse impulsionnelle des canaux (à l'intérieur des bâtiments).

Cette réponse impulsionnelle peut être influencée par de nombreux phénomènes physiques mais, pour le problème de la propagation à l'intérieur, le principal phénomène à prendre en compte est celui de la répartition et de l'intensité des diverses composantes de la propagation par trajets multiples créées par la diffraction sur les surfaces à prendre en compte, etc., qui interviennent dans le problème intérieur. En faisant une analogie avec la théorie de la cavité résonnante, on trouve que le taux de décroissance dans le cas des trajets multiples est caractérisé par l'équation (6-2).

$$h(t) = \exp(-t/T) \quad (6-2)$$

où:

t : temps (s)

T : durée de décroissance caractéristique dans la cavité (s).

Rappelons les résultats de la théorie classique de la cavité résonnante: la durée de décroissance caractéristique dans la cavité, T , dépend des dimensions de la cavité, des propriétés électriques et magnétiques du matériau qui constitue les parois, la base et le plafond, enfin du mode de la cavité.

Il y a lieu de noter une caractéristique intéressante du modèle à décroissance exponentielle applicable à la réponse impulsionnelle, $h(t)$, d'un canal, lorsque cette réponse est convenablement normalisée: la racine carrée de son moment centré d'ordre 2 dans l'intervalle de temps $[0, \infty]$ est T , c'est-à-dire la durée de décroissance caractéristique de la cavité. Cela étant, si on mesure simplement la valeur quadratique moyenne des étalements des retards pour les canaux intérieurs de certains types (par exemple, résidence, bureaux et locaux commerciaux), ce paramètre permet d'établir facilement une relation entre ces étalements et le modèle de la réponse impulsionnelle à décroissance exponentielle. C'est précisément ce que préconise la Recommandation UIT-R P.1238, dans les cas où il est judicieux d'utiliser ce modèle. Compte tenu de ce qui précède, il semblerait que cela soit judicieux pour les étalements quadratiques moyens correspondant à des temps de transit, à la vitesse de la lumière, sur, par exemple, deux ou trois dimensions caractéristiques au moins de la «cavité» à l'intérieur.

Il est fréquemment question d'un autre modèle de réponse impulsionnelle d'un canal, le modèle stationnaire du deuxième ordre, trajets multiples non corrélés (WSSUS, *wide-sens stationary uncorrelated scattering*). Dans ce modèle, le concept fondamental schématise la réponse impulsionnelle d'un canal (à l'intérieur d'un bâtiment) sous la forme d'une fonction de deux variables, $g(t, \tau)$, les deux variables étant le temps, t , et le retard de propagation par trajets multiples, τ . La réponse reçue (éventuellement complexe), $w(t)$, due à un signal transmis

(éventuellement complexe), $z(t)$, modulant une émission harmonique en fonction du temps à la fréquence de la porteuse, f_c , qui se propage à l'instant considéré dans le canal, s'obtient par convolution sur le continuum des retards de la propagation par trajets multiples:

$$w(t) = \int z(t - \tau)g(t, \tau) d\tau \quad (6-3)$$

Pour chaque valeur du retard τ , on admet que la variation dans le temps de la réponse impulsionnelle du canal est un processus aléatoire dont la loi statistique est stationnaire (au sens large). Par ailleurs, des retards différents sont associés à des rayons qui empruntent des trajets différents à partir de centres de diffusion «différents». En conséquence, pour des retards différents, on admet que cette diffusion n'est pas corrélée. Autre hypothèse: la fonction de distribution de probabilité (en retard) des amplitudes diffusées est celle d'une variable aléatoire à distribution normale. La loi statistique de la variation dans le temps étant stationnaire et, par ailleurs, les retards de la diffusion étant non corrélés, il s'ensuit que la fonction d'autocorrélation, $R_g(t, s; \tau, \xi)$, de la réponse impulsionnelle du canal est de la forme:

$$R_g(t, s; \tau, \xi) = P_g(\Delta t; \xi)\delta(\xi - \tau) \quad (6-4)$$

où:

t, s : variables temporelles

ξ, τ : variables de retard

$\Delta t = s - t$

P_g : densité de puissance.

En présence d'évanouissements lents, la réponse impulsionnelle du canal ne varie pas dans le temps et la fonction d'autocorrélation se réduit à:

$$R_g(t, s; \tau, \xi) = P_g(\xi)\delta(\xi - \tau) \quad (6-5)$$

où $P_g(\xi)$ est le profil de retard de la puissance, qui donne la densité de puissance en fonction du retard, et sa transformée de Fourier donne la largeur de bande de cohérence du canal. Lorsqu'un mode dominant est présent, par exemple de 10 à 12 dB environ au-dessus des amplitudes des autres modes, l'hypothèse de la distribution normale ne tient plus et la loi statistique du canal relève de la distribution de Rice; on obtient alors une largeur de bande de cohérence plus grande que l'estimation pouvant être faite à partir de la transformée de Fourier du profil des retards de puissance. Dans ce cas, il faut faire intervenir la fonction de corrélation des fréquences décalées.

Les éléments statistiques de la réponse impulsionnelle du canal sont les seules données observables qui doivent être adaptées. Il est donc possible d'élaborer des modèles de «canaux N » qui obéissent à la fonction d'autocorrélation requise sur la base de mesures du spectre des retards de puissance, etc. On en trouve un exemple dans la Recommandation UIT-R P.1238.

6.3 Propagation mixte (intérieur-extérieur et extérieur-intérieur)

Dans les cas de propagation mixte – de l'intérieur d'un bâtiment vers l'extérieur, ou inversement - on a généralement intérêt à voir ce qui se passe aux points d'entrée (ou de sortie) qui marquent le passage de la transmission du rayonnement électromagnétique entre les deux milieux. Les points d'entrée peuvent être des ouvertures telles que des fenêtres, des lucarnes et des portes, des prises d'entrée et d'évacuation d'un système de ventilation, d'autres ouvertures de la structure et même, si l'effet d'écran électromagnétique fourni par les matériaux de construction est faible, le revêtement externe du bâtiment. Si les distributions des champs électromagnétiques au droit des points d'entrée

sont connues, ou s'il est possible de les déterminer, ces points d'entrée peuvent remplacer les sources de rayonnement elles-mêmes (situées à l'intérieur ou à l'extérieur du bâtiment) et constituer des sources de rayonnement équivalentes (émettant vers l'extérieur ou vers l'intérieur). Dans ce cas, le champ total au point d'observation souhaité est donné par la superposition des champs produits, en ce point d'observation, par chacune des sources équivalentes. Si, pour des raisons d'ordre physique, on peut prévoir qu'un seul point d'entrée prédominera dans la réponse au point d'observation, il suffit souvent de déterminer les distributions souhaitées des champs électromagnétiques pour ce seul point d'entrée, à l'exclusion de tous les autres. Pour plus d'information sur ce sujet, voir Bethe [6-3].

Il existe une autre méthode, de nature empirique, qui consiste à utiliser des données empiriques pour déterminer l'affaiblissement de pénétration dans des bâtiments (défini dans la Recommandation UIT-R P.1411); ensuite, on prend en compte l'influence, sur la transmission, des cloisons et des panneaux intérieurs, en négligeant la diffraction et la réflexion. Davidson [6-4] a regroupé les résultats de plusieurs programmes de mesure de l'affaiblissement de pénétration dans des bâtiments; cet auteur est parvenu à la conclusion que, pour les immeubles de bureaux de taille moyenne, l'affaiblissement en question peut se calculer à l'aide de la formule (6-6):

$$L_{be} = 37 - 7,9 \log f_{\text{MHz}} \quad (6-6)$$

A la fréquence 914 MHz, Seidel [6-5] a trouvé des facteurs d'affaiblissement d'environ 1,4 et 2,4 dB respectivement pour des cloisons souples et des murs intérieurs. De son côté, Lafortune [6-6] a trouvé 1,5 dB à 917 MHz pour des cloisons souples. Galeitner [6-7] a constaté que, pour des murs intérieurs et à la fréquence 1 800 MHz, l'affaiblissement s'échelonnait entre 5,8 et 6,7 dB, selon la composition de ces murs. Le Tableau 6.3 donne quelques valeurs des facteurs d'affaiblissement à l'intérieur.

TABLEAU 6.3

Facteurs d'affaiblissement à l'intérieur (dB)

Fréquence (MHz)	~900	1 800
Cloisons souples	1,4-1,5	
Murs intérieurs	2,4	5,8-6,7

6.4 Références bibliographiques

- [6-1] Recommandation UIT-R P.1411 – Données de propagation et méthodes de prévision pour la planification de systèmes de radiocommunication, à courte portée, destinés à fonctionner à l'extérieur de bâtiments et de réseaux locaux hertziens dans la gamme de fréquences comprises entre 300 MHz et 100 GHz, Union internationale des télécommunications, Genève.
- [6-2] Recommandation UIT-R P.1238 – Données de propagation et méthodes de prévision pour la planification de systèmes de radiocommunication destinés à fonctionner à l'intérieur de bâtiments et de réseaux locaux hertziens fonctionnant à des fréquences comprises entre 900 MHz et 100 GHz, Union internationale des télécommunications, Genève.

- [6-3] BETHE, H. A., [1944] Theory of diffraction by small holes. *Phys. Rev.*, Vol. 66, p. 163-182.
- [6-4] DAVIDSON, A. L. *et autres* [février 1997] Measurement of building penetration into medium buildings at 900 and 1500 MHz. *IEEE Trans. Veh. Tech.* 46(1), p. 161-168.
- [6-5] SEIDEL, S. Y. et RAPPAPORT T. S. [février 1992] 914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings. *IEEE Trans. Ant. Prop.* 40(2). p. 207-217.
- [6-6] LAFORTUNE, J.-F. et LECOURE M. [mai 1990] Measurement and modelling of propagation losses in a building at 900 MHz. *IEEE Trans. Veh. Tech.* 39(2), p. 101-108.
- [6-7] GALEITNER, R. et BONEK E. [1994] Radio wave penetration into urban buildings in small cells and microcells. 44th IEEE Veh. Tech. Conference Record, p. 887-891.

CHAPITRE 7

ANTENNES

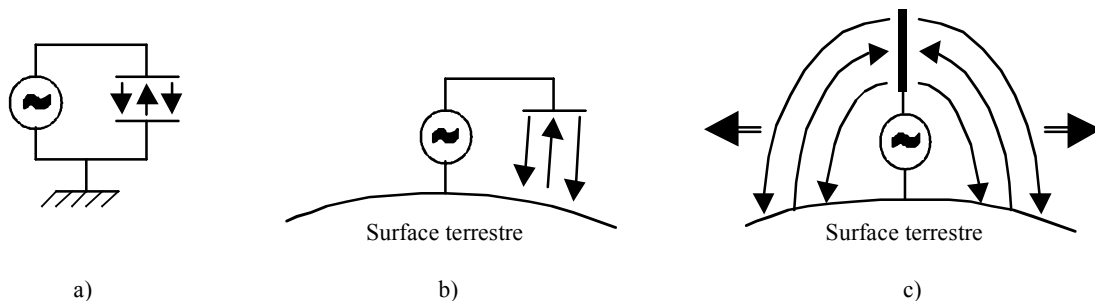
7.1 Emission des ondes radioélectriques

Les antennes sont le facteur à considérer prioritairement dans toute étude de la propagation des ondes radioélectriques, l'antenne étant, dans un système radioélectrique, l'élément qui émet les ondes dans l'espace. A l'extrémité de réception, une antenne capte les ondes radioélectriques et les remet sous la forme de signaux électriques. Le choix et l'installation des antennes ont donc une influence profonde sur le mode de propagation des ondes et sur la qualité globale d'une liaison de radiocommunication.

Le principe de fonctionnement d'une antenne est facile à comprendre si l'on a recours à l'analogie simple avec un condensateur électrique classique, dans lequel un champ électrique alternatif est créé entre les plaques par un générateur de signaux extérieurs (Fig. 7.1a)). Supposons que la surface terrestre joue le rôle d'une des plaques du condensateur et que l'autre plaque s'éloigne peu à peu de cette surface (Fig. 7.1b)) pour se transformer en un fil séparé; il en résulte la création d'un champ alternatif qui se propage dans toutes les directions à partir de l'antenne pour atteindre la surface terrestre (Fig. 7.1c)). C'est là l'explication exacte du fonctionnement de l'antenne doublet (également appelée antenne hertzienne), qui est l'antenne de base utilisée dans le service mobile terrestre.

FIGURE 7.1

Principe de fonctionnement de l'antenne doublet



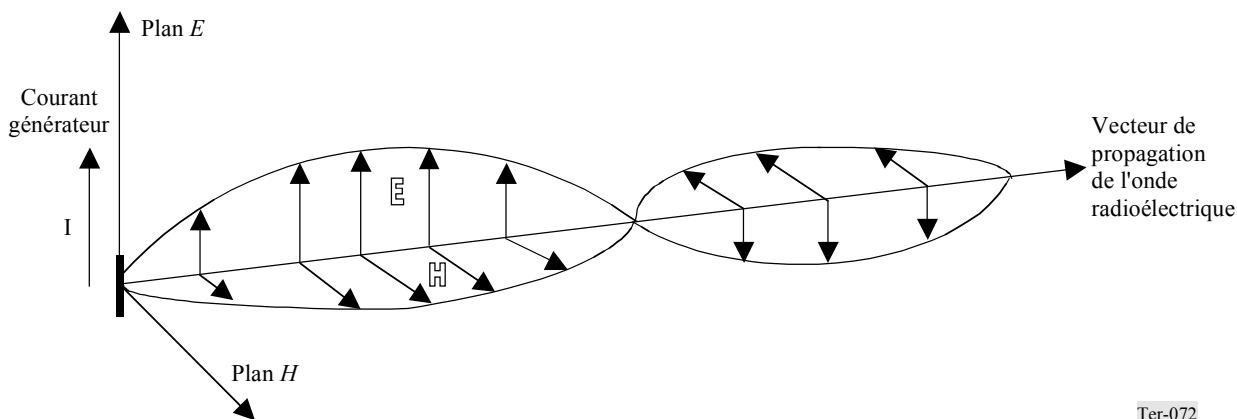
Ter-071

Les ondes radioélectriques sont, essentiellement, le résultat de la combinaison de deux champs alternatifs: électrique et magnétique, dont les vecteurs respectifs sont constamment perpendiculaires l'un à l'autre. Leur multiplication donne naissance au vecteur de propagation (vecteur de puissance, appelé vecteur de pointage), qui est normal au front de l'onde et indique la direction de propagation de l'onde radioélectrique. (Fig. 7.2).

Les ondes électromagnétiques ont une caractéristique importante: leur polarisation, qui décrit l'orientation des vecteurs champ électrique et champ magnétique par rapport au plan de sol. L'orientation du vecteur champ électrique est la référence utilisée pour décrire la polarisation d'une onde radioélectrique. Plus précisément: quand on dit que l'onde est polarisée verticalement ou horizontalement, cela signifie que le vecteur champ électrique est orienté verticalement ou horizontalement, respectivement, par rapport au plan de sol (surface terrestre). Par exemple, l'onde représentée dans la Fig. 7.2 est polarisée verticalement.

FIGURE 7.2

Structure d'une onde électromagnétique (radioélectrique)



Ter-072

La polarisation d'une onde dépend généralement de l'orientation et de la structure de l'antenne d'émission. Par exemple, une antenne doublet unique installée verticalement, comme celle de la Fig. 7.1c), émettrait des ondes radioélectriques polarisées verticalement, comme l'onde de la Fig. 7.2.

La propriété de polarisation des ondes radioélectriques est importante à deux points de vue essentiels. Tout d'abord, la règle fondamentale est que l'antenne d'émission et l'antenne de réception doivent avoir la même polarisation si l'on veut obtenir à la réception un signal d'intensité maximale. Avec le même raisonnement, on conclut que l'antenne d'émission et l'antenne de réception doivent avoir des polarisations opposées si l'on veut obtenir le découplage optimum, par exemple pour protéger un récepteur contre l'influence d'un émetteur brouilleur éventuel dont la polarisation est connue. Or, dans les services mobiles terrestres, la polarisation des ondes est souvent influencée par de nombreuses réflexions et diffractions sur un trajet de propagation lorsqu'on n'est pas en visibilité directe. Les incidences de ce phénomène seront étudiées plus en détail dans la présente section.

La polarisation a une autre propriété importante: elle est susceptible d'influer directement sur la propagation des ondes. Lorsqu'une onde circule le long de la surface terrestre (qui possède une certaine conductivité), des courants électriques sont générés dans cette surface qui provoquent une absorption d'énergie de l'onde. Cette absorption d'énergie est plus importante dans le cas des ondes polarisées horizontalement. En règle générale, l'absorption en surface est moindre sur les trajets passant au-dessus de plans d'eau et elle diminue également lorsque la fréquence augmente.

Le Chapitre 3 du Manuel donne la description d'autres effets fondamentaux de la propagation.

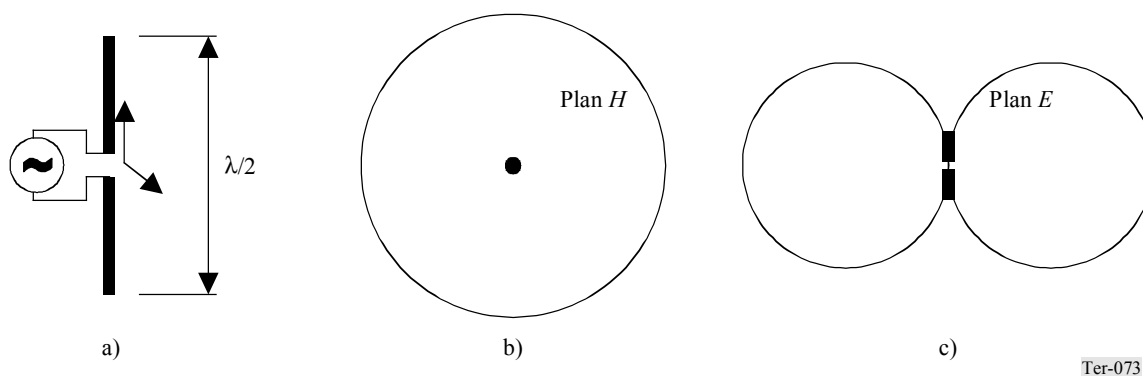
7.2 Élément rayonnant isotrope de référence et antenne doublet

Pour décrire des antennes réelles, on utilise un élément rayonnant théorique fictif, appelé élément rayonnant isotrope. On peut se le représenter comme un point imaginaire qui rayonne uniformément dans toutes les directions à l'intérieur de la sphère qui l'entoure. Une telle antenne élémentaire ayant un gain égal à l'unité (gain nul sur une échelle logarithmique, voir l'Appendice B) constitue une base de référence utile pour la description uniforme de la directivité des antennes réelles.

L'antenne réelle la plus simple, qui ressemble le plus à l'élément rayonnant isotrope, est une antenne doublet demi-onde; voir la Fig. 7.3a). Elle rayonne uniformément dans toutes les directions du plan horizontal (antenne équidirective) (Fig. 7.3b)), mais elle n'est pas équidirective dans le plan vertical (Fig. 7.3c)).

FIGURE 7.3

Doublet demi-onde ($\lambda/2$) et diagrammes de rayonnement dans deux plans



Ter-073

L'irrégularité du diagramme de rayonnement dans le plan vertical signifie que le doublet concentre l'énergie rayonnée dans la direction normale en son point central, c'est-à-dire dans le plan horizontal. Le doublet a donc un gain directif, égal à 1,64 fois le gain d'un élément rayonnant isotrope (2,15 dB).

La définition formelle du gain en puissance d'une antenne est la suivante [7-1]: c'est le rapport, habituellement exprimé en décibels, entre la puissance nécessaire à l'entrée d'une antenne de référence sans perte (le plus souvent, un élément rayonnant isotrope idéal) et la puissance fournie à l'entrée de l'antenne donnée, pour que les deux antennes produisent, dans une direction donnée, le même champ ou la même puissance surfacique, à la même distance. En l'absence d'indication contraire, il s'agit du gain de l'antenne dans la direction du maximum de rayonnement. On peut éventuellement considérer le gain pour une polarisation spécifiée.

Du fait de leur simplicité et de la facilité de leur construction, les antennes doublets sont largement utilisées dans les services mobiles terrestres. On exprime souvent le gain de certaines autres antennes (composites) utilisées dans ces services par référence au doublet demi-onde normalisé, afin de mettre en évidence l'amélioration relative par rapport à un doublet de base. La notation de ce gain en décibels est «dBd», où le deuxième «d» signifie «doublet». Pour transformer cette valeur en un gain par rapport à un élément rayonnant isotrope, on ajoute 2,15 dB au gain du doublet.

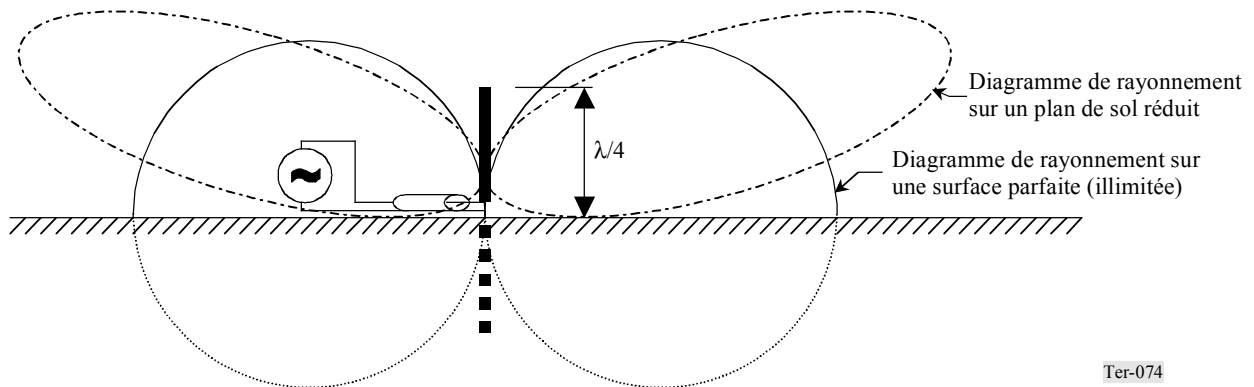
Certaines antennes doublets utilisées dans la pratique se comportent comme un doublet demi-onde mais leur longueur est en fait égale à un quart de longueur d'onde ($\lambda/4$). Dans ces doublets, le second élément rayonnant est remplacé par son image réfléchie virtuelle par rapport au plan parfaitement conducteur, qui peut être la surface de la Terre ou le toit d'un véhicule. Le fonctionnement du doublet $\lambda/4$ est illustré par la Fig. 7.4.

Le diagramme de rayonnement d'un doublet $\lambda/4$ dans le plan E ressemble à celui du doublet $\lambda/2$ de référence lorsque le plan de sol est «parfait», c'est-à-dire lorsque ce plan a une conductivité et des dimensions suffisantes. Mais ces conditions sont difficiles à réaliser dans la pratique parce que l'antenne est généralement montée à une grande hauteur au-dessus du sol et qu'il est malaisé d'aménager une terre appropriée dans les mobiles. Il existe une solution pour surmonter partiellement cette difficulté: monter les antennes fixes ou les antennes des véhicules au-dessus d'éléments de «terre virtuelle», ces éléments pouvant être soit un ensemble de trois à cinq tiges conductrices placées en positions radiales à la base du doublet, soit la surface de la carrosserie du véhicule pour les antennes embarquées. Toutefois, une telle terre virtuelle ne peut pas remplacer complètement le plan parfaitement réfléchissant, raison pour laquelle on a donné à ce dispositif le

nom de «terre réduite». Dans les cas de ce genre, le diagramme de rayonnement du doublet $\lambda/4$ pivote légèrement vers le haut dans le plan E, comme le montre la Fig. 7.4. Dans le plan H, le diagramme du doublet $\lambda/4$ reste équidirectif. Le gain de ce doublet est de 5,2 dBi, soit 3,05 dBd, au-dessus d'une terre parfaite. Avec une terre réduite, on obtient souvent des gains de -1 dBd à l'horizon.

FIGURE 7.4

Antenne doublet quart d'onde ($\lambda/4$) et diagramme de rayonnement dans le plan E



7.3 Caractéristiques des antennes

On trouvera ci-après la description des principales caractéristiques des antennes qui sont prises en compte dans les études de propagation.

Directivité (gain de puissance)

Cette caractéristique est l'aptitude d'une antenne à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction donnée. Le § 7.2 donne la spécification du gain.

La directivité d'une antenne est généralement représentée par des graphiques en coordonnées polaires qui comparent les puissances rayonnées sur un arc de 360° . On utilise en général deux diagrammes qui indiquent cette directivité dans le plan vertical et le plan horizontal, appelés plan E et plan H.

Polarisation

On considère que les ondes radioélectriques émises sont polarisées dans le plan qui contient la longueur des éléments conducteurs de l'antenne, à savoir le plan du champ électrique E.

On a parfois recours à la polarisation circulaire, que l'on obtient avec des doublets croisés ou des antennes hélicoïdales, pour réduire les affaiblissements dus à la propagation par trajets multiples. Voir, au § 7.6, une étude sur les effets de la transpolarisation.

Fréquence et largeur de bande nominales

Il existe une relation entre les dimensions physiques d'une antenne et sa longueur d'onde de fonctionnement. Pour cette raison, une antenne est optimisée pour une fréquence particulière, la fréquence nominale. Cette fréquence est souvent prise comme fréquence centrale de la bande des fréquences de fonctionnement.

La largeur de bande d'une antenne définit les limites acceptables de l'écart de la fréquence de fonctionnement (largeur du canal de fréquences) par rapport à la fréquence nominale. Cette largeur de bande, que l'on exprime généralement comme un pourcentage de la valeur de la fréquence nominale, spécifie la bande de fréquences à l'intérieur de laquelle la qualité de fonctionnement ne subira pas de dégradation inacceptable. Sinon, on donne la gamme des fréquences de fonctionnement de l'antenne.

Ces caractéristiques sont rarement utilisées dans la modélisation de la propagation, qui repose sur l'hypothèse que l'antenne est accordée sur la fréquence de fonctionnement. Il est important, cependant, de les prendre en compte, notamment dans les applications pratiques sur le terrain, par exemple les tests ou les mesures de vérification de la couverture.

Ouverture du faisceau

L'ouverture du faisceau est une caractéristique qui est en relation étroite avec la directivité et que l'on utilise souvent pour décrire les antennes directives. Cette caractéristique (également appelée ouverture du faisceau à mi-puissance) est définie comme suit: c'est la largeur totale, en degrés, du lobe de rayonnement principal, limitée par les angles où la puissance rayonnée a diminué de moitié (-3 dB sur une échelle logarithmique) par rapport à la puissance obtenue dans la direction du rayonnement principal. Les antennes directives sont très souvent utilisées dans les installations des stations de base; il faut par conséquent tenir compte de leur ouverture de faisceau dans le plan horizontal lorsqu'on fait la modélisation de la zone de couverture de ces stations. Il est rare que des antennes directives équipent les stations mobiles dans les systèmes du service mobile terrestre; cela peut cependant se produire, par exemple dans les mesures de propagation où l'on met en oeuvre des antennes directives étalonnées. En pareil cas, l'antenne doit avoir une ouverture de faisceau suffisante pour capter la plus grande partie du signal qui a subi une diffusion importante dans la propagation par trajets multiples. D'un autre côté, des antennes directives peuvent être utilisées dans les terminaux distants pour la raison inverse, c'est-à-dire pour limiter le nombre des rayons multiples.

7.4 Antennes des stations de base

Dans les applications les plus typiques des services mobiles terrestres, dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques – par exemple les systèmes PMR (distribution privée), la radiomessagerie et d'autres systèmes similaires à couverture radiale – les stations de base sont généralement équipées de doublets ou de réseaux colinéaires de doublets. Montées verticalement, ces antennes donnent des champs équidirectifs polarisés verticalement. La solution idéale consiste à placer un doublet rayonnant au sommet d'un mât ou d'un autre support, afin de ne pas compromettre la directivité par des réflexions sur des structures métalliques voisines. Cet effet sera atténué si on place l'antenne à une distance des structures métalliques supérieure à une longueur d'onde.

On utilise des antennes directives dans les systèmes mobiles terrestres du type PMR seulement dans les cas où il faut éviter d'avoir des brouillages avec d'autres systèmes ou dans les cas où il est impossible d'implanter la station de base au voisinage d'un centre de la zone de service.

Dans les systèmes cellulaires publics, on a souvent recours, dans les stations de base, à des antennes très directives (ouvertures de faisceau comprises en moyenne entre 60° et 120°) afin de former le schéma nécessaire des cellules de service et, en même temps, pour réduire les brouillages cocanal dans les cellules voisines. Dans ces systèmes, on utilise des antennes équidirectives, occasionnellement seulement, dans des installations rurales distantes caractérisées par une faible densité d'abonnés, souvent en association avec des stations de répéteurs locales.

Dans les études de propagation, la direction du trajet allant de la station de base jusqu'aux terminaux distants est d'importance cruciale, de même que la directivité de l'antenne. Une autre caractéristique importante de l'installation d'antenne de la station de base est la hauteur de l'antenne au-dessus du sol, ou la hauteur équivalente de l'antenne. Cette dernière sert à spécifier la hauteur de l'antenne au-dessus de l'altitude moyenne du terrain, dans les zones où le terrain est irrégulier. La définition précise de la hauteur équivalente varie légèrement d'un modèle à un autre; toutefois, dans les modèles de l'UIT-R, la hauteur équivalente est généralement définie comme la hauteur de l'antenne au-dessus de l'altitude moyenne du terrain, à une distance de l'émetteur comprise en 3 et 15 km dans la direction du récepteur.

7.5 Antennes des stations mobiles

Le type d'antenne le plus couramment utilisé pour les stations mobiles est l'antenne «fouet»; c'est une tige métallique qui forme un doublet quart d'onde. Ces antennes ont un faible rendement, en raison des difficultés que l'on rencontre dans la pratique pour réaliser un plan de sol réfléchissant efficace dans les stations mobiles, surtout pour les appareils terminaux portatifs. La situation est un peu plus favorable dans le cas des antennes montées sur les véhicules, lorsque le montage est effectué au centre du toit métallique du véhicule.

Il est difficile de définir la hauteur effective de l'antenne d'une station mobile. Cependant, aux fins des études de propagation dans le service mobile terrestre, on adopte communément une hauteur d'antenne de 1,5 m à titre de référence. Pourtant, dans certains systèmes, la hauteur effective peut être très supérieure à cette valeur, par exemple pour les antennes installées au-dessus de grands véhicules à usage commercial tels que des autocars, des voitures de chemin de fer, etc. En radiodiffusion, ou pour les applications de point à point, on considère qu'une antenne terminale de réception (distante) est placée à une hauteur de 10 m au-dessus du sol.

Il importe, par conséquent, de faire en sorte que le modèle choisi pour la prévision de la propagation prenne en compte la hauteur appropriée de l'antenne de la station mobile ou qu'un facteur de correction convenable soit appliqué à cette hauteur. Ces facteurs sont indiqués par le constructeur pour la plupart des modèles d'usage courant.

Si la station mobile est équipée d'une antenne directive, il convient de tenir compte de ses effets sur la réception des signaux entrants.

Dans les cas où les antennes montées sur les véhicules ont un gain supérieur à celui du doublet standard dans le plan horizontal, on utilisera dans la modélisation la valeur appropriée du gain d'antenne.

7.6 Influence de l'environnement du service mobile terrestre

Les paragraphes qui suivent traitent en détail de l'influence qu'un environnement typique du service mobile terrestre peut exercer sur le fonctionnement général et les caractéristiques des antennes. Ce texte s'inspire en grande partie des informations données dans la Recommandation UIT-R P.1406 [7-3].

7.6.1 Phénomènes de dépolarisation dans l'environnement mobile terrestre

Dans l'environnement mobile terrestre, une partie ou la totalité de l'énergie émise peut être dépolarisée en raison de la diffraction et de la réflexion des ondes radioélectriques. Il est utile de tenir compte de cet effet de dépolarisation en employant un facteur de discrimination de polarisation (XPD), tel qu'il est défini dans la Recommandation UIT-R P.310.

On a signalé que des mesures de la XPD à 900 MHz montrent ce qui suit:

- la XPD dépend peu de la distance;
- la valeur moyenne de la XPD est comprise entre 5 et 8 dB dans les zones urbaines et résidentielles;
- la valeur moyenne de la XPD est supérieure à 10 dB dans les zones dégagées;
- la corrélation moyenne entre polarisations verticale et horizontale est nulle.

On sait également que la XPD augmente à mesure que la fréquence diminue, pour atteindre environ 18 dB à 35 MHz.

Les valeurs relativement faibles indiquées ci-dessus pour la XPD sont dues à la diffusion extrêmement forte qui intervient dans les conditions types d'exploitation des services mobiles terrestres, surtout dans les zones urbaines et résidentielles. Il est possible, cependant, d'élaborer sur la base de ce phénomène une technique utile pour améliorer la réception grâce à la diversité de polarisation. En pareil cas, la solution la plus générale consisterait à utiliser deux polarisations rectilignes orthogonales dans la station de base.

Comme autre solution, le recours à une polarisation circulaire au niveau de la station de base et à une polarisation rectiligne au niveau du terminal mobile, malgré une perte de 3 dB due à la disparité de polarisation, peut permettre de tirer parti de la dépolarisation due à la diffusion et d'avoir un signal reçu de niveau plus constant dans l'environnement du terminal mobile.

7.6.2 Gain d'antenne lié à la hauteur: station de base et terminaux mobiles

L'expression «gain lié à la hauteur» fait référence à la variation de l'intensité du signal reçu suivant la hauteur de l'antenne. Bien que le gain augmente habituellement avec la hauteur (gain lié à la hauteur, positif), il peut aussi décroître à mesure que la hauteur augmente (gain lié à la hauteur, négatif). Il en est ainsi par exemple si, en l'absence de groupes d'obstacles locaux, le signal direct peut interagir avec un rayon réfléchi sur le sol provenant du même émetteur. La variation de champ résultante, dans une direction verticale, correspond à une série de maxima et de minima étant donné que les deux signaux ont successivement la même phase et une phase différente du fait de la géométrie des trajets.

Dans la pratique, cependant, et en particulier dans les systèmes mobiles terrestres, les signaux provenant de réflexions sur des groupes d'obstacles ou d'autres réflexions ont tendance à avoir pour effet de réduire au minimum ce phénomène à deux rayons, qui, au-dessus de 200 MHz, peut être négligé dans la plupart des cas. Par ailleurs, on constate généralement que le fait d'élever l'antenne a simplement pour effet de réduire l'affaiblissement équivalent dû à des groupes d'obstacles, ce qui se traduit par une augmentation de l'intensité du signal reçu en fonction de la hauteur. Compte tenu de cette relation qui existe entre la hauteur d'antenne et l'affaiblissement dû à des groupes d'obstacles, cette forme de gain lié à la hauteur résultante peut être classée en fonction de la hauteur des antennes de référence des récepteurs pour le type de couverture du sol (zone urbaine dense, urbaine, suburbaine) (voir la Recommandation UIT-R P.1546 [7-4]). Dans les autres méthodes de prévision, notamment celles qui utilisent une base de données topographiques, la hauteur d'antenne est souvent liée directement au calcul de l'affaiblissement dû à des groupes d'obstacles.

Pour les stations de base fonctionnant à des fréquences inférieures à 200 MHz et situées dans des zones dégagées, on peut parfois observer un phénomène à deux rayons pouvant nécessiter un repositionnement de l'antenne de façon à éviter que le gain lié à la hauteur soit négatif. Un tel phénomène est difficile à prévoir de façon précise, car une connaissance détaillée du profil du terrain au niveau du point de réflexion est nécessaire. Au-dessus de 200 MHz, du fait que la longueur d'onde est plus courte, ce problème particulier tend à diminuer et il peut être ignoré pour les fréquences correspondant aux ondes décimétriques et supérieures.

7.6.3 Corrélation et diversité spatiale

La diversité spatiale est utile pour les antennes dont les coefficients de corrélation vont jusqu'à environ 0,7. En général, cette technique rend la réception en diversité par les terminaux portables et mobiles quasiment impossible. Dans le cas des stations de base, toutefois, un certain nombre de techniques peuvent permettre de réduire la corrélation entre les antennes. Les deux techniques les plus pratiques sont l'espacement vertical et l'espacement horizontal.

Pour ramener le coefficient de corrélation à une valeur de 0,7 ou à une valeur inférieure, la distance entre des antennes espacées verticalement doit être d'environ 17 longueurs d'onde ou plus. L'espacement horizontal peut être plus efficace, suivant l'orientation du plan des antennes par rapport à la direction de déplacement du terminal mobile. Si le plan vertical passant par les antennes est perpendiculaire à la direction de déplacement des terminaux mobiles, le coefficient de corrélation est approximativement le même que dans le cas de l'espacement vertical. Avec une orientation optimale, la distance entre des antennes espacées horizontalement peut être aussi courte que 8 longueurs d'onde. Il faut garder à l'esprit que les orientations quasi optimales ne peuvent être maintenues que dans des cas particuliers, par exemple pour des systèmes utilisant des antennes sectorielles.

7.6.4 Gain qu'il est possible d'obtenir avec une antenne de terminal mobile à bord d'un véhicule

Etant donné que les terminaux mobiles à bord de véhicules fonctionnent généralement dans un environnement à trajets multiples, il n'est pas surprenant que le gain des antennes de ces terminaux ne corresponde pas, dans la plupart des cas, au gain relevé sur les diagrammes. En outre, même dans des conditions de visibilité directe et sans trajets multiples, l'angle d'incidence dans le plan vertical n'est pas nécessairement nul par rapport à la direction horizontale. En réalité, il existe des cas, dans la pratique, où cet angle peut dépasser 10° , auquel cas un tel angle pourrait facilement ne correspondre à aucun lobe ou correspondre à un lobe secondaire, plutôt qu'au lobe principal du diagramme de rayonnement de l'antenne du terminal mobile dans le plan vertical.

Par exemple, des mesures faites sur des antennes de terminaux mobiles dont le gain a été fixé à 3 et 5 dB par rapport à une antenne unipolaire verticale $\lambda/4$ ont montré que les valeurs de gain effectif mesurées correspondent rarement aux valeurs relevées sur les diagrammes de rayonnement. En cas de trajets multiples ou par temps clair avec des angles d'incidence élevés ($>2^\circ$), le gain effectif de l'une ou l'autre des antennes est approximativement de 1,5 dB (par rapport à une antenne unipolaire verticale $\lambda/4$) sur des plages de distances allant jusqu'à 55 km au moins. Par temps clair avec de faibles angles d'élévation, il est possible d'obtenir le gain total.

7.6.5 Affaiblissement dû au corps humain

La présence d'un corps humain dans l'environnement immédiat d'un émetteur-récepteur portable, d'un téléphone cellulaire ou d'un récepteur de radiomessagerie peut entraîner une dégradation de la qualité de fonctionnement de l'antenne – plus l'antenne est proche du corps humain, plus la dégradation est grande. Cette dégradation dépend aussi de la fréquence, comme le montrent les résultats d'études détaillées récentes faites sur des émetteurs-récepteurs portables pour quatre fréquences utilisées couramment. Ces résultats sont donnés dans le Tableau 7.1, établi sur la base de la Recommandation UIT-R P.1406. Une étude sur le même sujet [7-5] a donné des résultats similaires mais non identiques. Une simple extrapolation permet de faire l'estimation des valeurs de l'affaiblissement dû au corps humain pour des fréquences autres que celles du Tableau 7.1.

TABLEAU 7.1

Valeurs représentatives de l'affaiblissement dû au corps humain, en relation avec la qualité de fonctionnement de l'antenne d'un émetteur-récepteur portable

(d'après la Recommandation UIT-R P.1406)

Fréquence (MHz)	Affaiblissement dû au corps humain au niveau de la taille (dB)	Affaiblissement dû au corps humain au niveau de la tête (dB)
160	19,0	10,0
450	13,0	4,5
800	14,5	8,5
900	15,5	10,0

Lorsque l'antenne d'une station mobile fait partie intégrante de l'ensemble de l'installation (comme c'est souvent le cas avec les postes portables des systèmes publics: téléphones mobiles, appareils de radiomessagerie), son gain n'est généralement pas spécifié et il est impossible de le corriger au moyen du facteur d'affaiblissement dû au corps humain. Dans les cas de ce genre, cet affaiblissement est assimilé à une diminution de la sensibilité du récepteur ou de la puissance rayonnée par l'émetteur. Une autre méthode consiste à introduire l'affaiblissement dû au corps humain dans le calcul de l'affaiblissement total du signal, dans le cadre des calculs du bilan de puissance.

7.7 Références bibliographiques

- [7-1] Recommandation UIT-R P.341 – Notion d'affaiblissement de transmission pour les liaisons radioélectriques, Union internationale des télécommunications, Genève.
- [7-2] DAVIES, J. [1994] *Newnes Radio Engineer's Pocket Book*. Butterworth-Heinemann.
- [7-3] Recommandation UIT-R P.1406 – Effets de la propagation relatifs au service mobile terrestre de Terre dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques, Union internationale des télécommunications, Genève.
- [7-4] Recommandation UIT-R P.1546 – Méthode de prévision de la propagation point à zone pour les services de Terre entre 30 et 3 000 MHz, Union internationale des télécommunications, Genève.
- [7-5] HILL, T. et KNIESEL, T. [novembre 1991] Portable radio antenna performance in the 150, 450, 800, and 900 MHz bands «outside» and in-vehicle. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 40(4), p. 750-6.

CHAPITRE 8

BRUIT AMBIANT

8.1 Facteurs de qualité de fonctionnement des systèmes radioélectriques

La qualité de fonctionnement des systèmes radioélectriques dépend d'un grand nombre de facteurs, parmi lesquels:

- le choix de la largeur de bande, de la modulation, du signal et du codage des canaux;
- la qualité du signal d'entrée, pouvant être abaissée par les dégradations dans les canaux, par exemple la propagation par trajets multiples;
- le nombre et les types de signaux brouilleurs qui accompagnent le signal utile;
- le niveau et les caractéristiques du bruit qui accompagnent le signal utile dans les circuits de détection, de démodulation ou de décodage du récepteur.

La présente section traite de ce dernier facteur, le bruit, et des méthodes qui permettent d'estimer les niveaux de bruit présents dans un système radioélectrique du service mobile terrestre. Les sujets traités sont les suivants: considérations générales sur les termes relatifs au bruit et aux expressions relatives à la puissance de bruit, sources d'information sur le bruit (concernant les systèmes radioélectriques mobiles terrestres) citées dans la Recommandation UIT-R P.372, et indication des domaines dans lesquels les mesures récentes révèlent des modifications des niveaux de bruit traditionnels.

8.2 Termes relatifs au bruit, considérations générales

8.2.1 Composantes du bruit

Le bruit dans les systèmes radioélectriques peut être attribué à deux catégories de sources:

- le bruit du récepteur ou le bruit interne, dû au système lui-même; et
- le bruit ambiant ou bruit externe, dû à des sources extérieures au système.

La prédominance du bruit du récepteur ou du bruit ambiant dépend de facteurs tels que les suivants: caractéristiques du récepteur, partie du spectre radioélectrique dans lequel le système fonctionne et emplacement géographique du système.

8.2.2 Puissance de bruit et température de bruit

Le mouvement aléatoire des électrons libres dans un conducteur résistif génère une tension de bruit aux bornes du conducteur. La Fig. 8.1 représente un circuit résistif. On appelle puissance de bruit thermique la puissance de bruit, n , qui serait mesurée dans une résistance à une température absolue, t , en unités K (Kelvin), dans une largeur de bande b , (Hz). On a l'expression suivante pour la valeur moyenne de la puissance de bruit thermique n , (W), disponible dans une résistance:

$$n = k t b \quad (8-1)$$

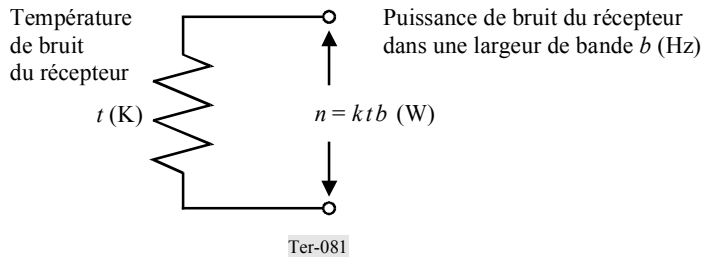
où $k = 1,38 \times 10^{-23}$ (W/(K · Hz)) est la constante de Boltzmann. Si l'on prend la température ambiante normale ($\sim 17^\circ$ C), $t_0 = 290$ K, comme température de référence pour la résistance, on obtient la valeur suivante pour la puissance de référence, n_{ref} , dans une largeur de bande de 1 Hz:

$$\begin{aligned} n_{ref} &= k t_0 b \\ &= (1,38 \times 10^{-23} \text{ (W/(K · Hz))} \times (290 \text{ K}) \times (1 \text{ Hz}) \\ &= 4 \times 10^{-21} \text{ W} \end{aligned}$$

Exprimée en décibels, la puissance de bruit de référence, N_{ref} , est égale à -204 dBW (dans une largeur de bande de 1 Hz).

FIGURE 8.1

Puissance de bruit d'un conducteur résistif à une température donnée et dans une largeur de bande donnée



8.2.3 Facteur de bruit

Considérons un amplificateur ayant un gain g_{amp} et une largeur de bande b (Hz). Le circuit de cet amplificateur est représenté à la Fig. 8.2. Aux bornes d'entrée de l'amplificateur, on mesure la puissance d'un signal d'entrée, s_{in} , et la puissance de bruit à l'entrée, n_{in} , due à une charge résistive. Soient s_{out} la puissance du signal de sortie et n_{out} la puissance du bruit à la sortie, disponibles aux bornes de sortie de l'amplificateur.

On appelle facteur de bruit, f , terme défini pour la première fois dans la référence [8-1], le rapport entre le rapport signal/bruit à l'entrée et le rapport signal/bruit à la sortie:

$$f = \frac{\left(\frac{s_i}{n_i} \right)}{\left(\frac{s_o}{n_o} \right)} \quad (8-2)$$

On définit un autre terme, la valeur du bruit (*noise figure*), représentée par F , qui est l'expression en décibels du facteur de bruit: $F = 10 \log_{10} f$.

La puissance du signal de sortie est reliée à la puissance du signal d'entrée par le gain de l'amplificateur:

$$s_{out} = g_{amp} s_{in} \quad (8-3)$$

et on a la relation suivante entre la puissance de bruit à l'entrée et la température de bruit aux bornes d'entrée, t_{in} :

$$n_{in} = k t_{in} b \quad (8-4)$$

Lorsque les bornes d'entrée se trouvent à la température de référence, t_0 , la puissance de bruit à l'entrée devient:

$$n_{in} = k t_0 b \quad (8-5)$$

Le rapport de puissance signal/bruit à la sortie peut s'écrire:

$$\frac{s_{out}}{n_{out}} = \frac{s_{in}}{k t_0 b} \quad (8-6)$$

et on a la relation suivante entre le facteur de bruit à la sortie et le facteur de bruit de l'amplificateur:

$$n_{out} = f g_{amp} k t_0 b \quad (8-7)$$

Soit un amplificateur sans bruit. Le bruit à la sortie de cet amplificateur serait égal au bruit à l'entrée, $k t_0 b$, multiplié par le gain de l'amplificateur:

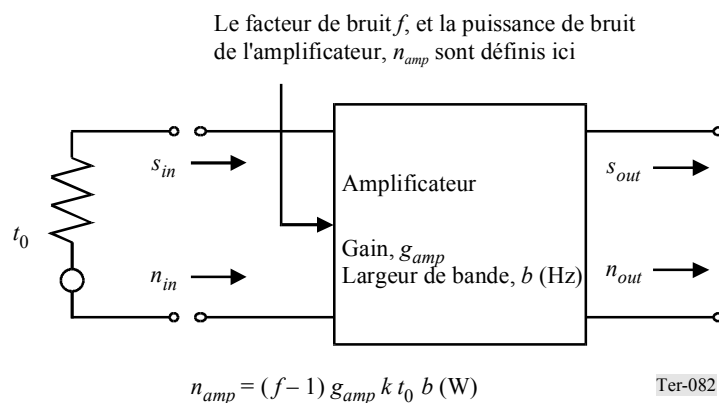
$$n_{ampli \text{ sans bruit } amp} = g_{amp} k t_0 b \quad (8-8)$$

Pour trouver le bruit à la sortie qui est dû au seul amplificateur, on retranche la puissance de bruit de l'amplificateur sans bruit de la puissance de bruit totale:

$$\begin{aligned} n_{ampli} &= n_{out} - n_{ampli \text{ sans bruit}} \\ &= f g_{amp} k t_0 b - g_{amp} k t_0 b \\ &= (f - 1) g_{amp} k t_0 b \end{aligned} \quad (8-9)$$

FIGURE 8.2

Facteur de bruit pour un seul dispositif

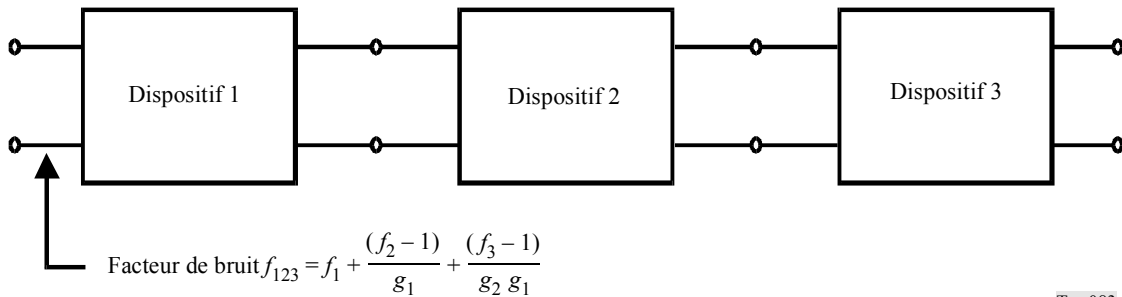
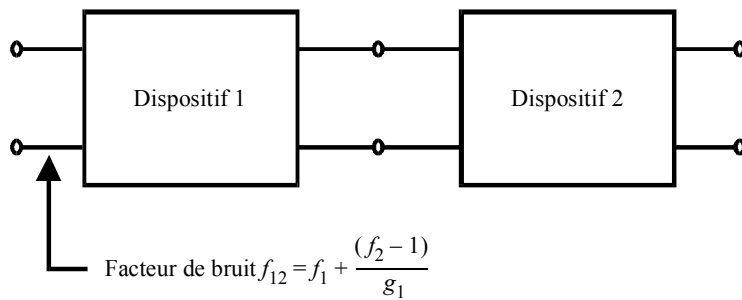
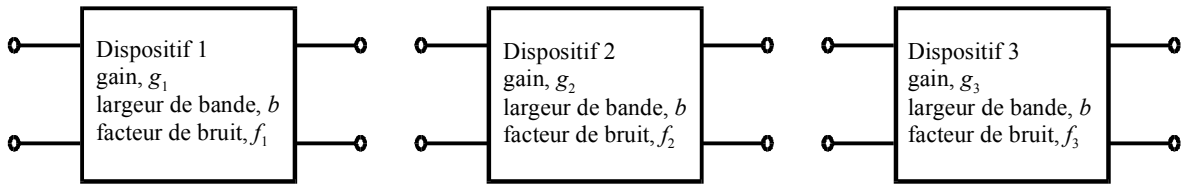


8.2.4 Facteur de bruit pour des dispositifs en série

Considérons la valeur de bruit totale pour deux et pour trois dispositifs en série, comme le montre la Fig. 8.3. Soient f_1, f_2, f_3, g_1, g_2 et g_3 , respectivement, les facteurs de bruit et les gains des trois dispositifs.

FIGURE 8.3

Facteurs de bruit pour des dispositifs en série



Ter-083

Avec le même raisonnement que pour un dispositif unique, on obtient l'expression suivante pour la puissance de bruit totale à la sortie du circuit composé de deux dispositifs:

$$n_{out} = f_{12} g_1 g_2 k t_0 b \tag{8-10}$$

mais cette expression ne représente que le bruit à la sortie du premier dispositif multiplié par le gain du deuxième dispositif, plus le bruit créé par le deuxième dispositif lui-même:

$$n_{out} = n_1 g_2 + n_2 \tag{8-11}$$

En transformant les équations données ci-dessus, on obtient:

$$f_{12} g_1 g_2 k t_0 b = f_1 g_1 k t_0 b g_2 + (f_2 - 1) g_2 k t_0 b \tag{8-12}$$

On a donc, pour le facteur de bruit total, f_{12} , du réseau composé de deux dispositifs:

$$f_{12} = f_1 + \frac{(f_2 - 1)}{g_1} \quad (8-13)$$

et, pour le facteur de bruit total, f_{123} , du réseau composé de trois dispositifs:

$$f_{123} = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 g_2} \quad (8-14)$$

Si les deux premiers dispositifs sont passifs, avec un affaiblissement (l) au lieu d'un gain:

$$g_1 = \frac{1}{l_1} \quad (8-15)$$

$$g_2 = \frac{1}{l_2} \quad (8-16)$$

et

$$f_{12} = f_1 + l_1(f_2 - 1) \quad (8-17)$$

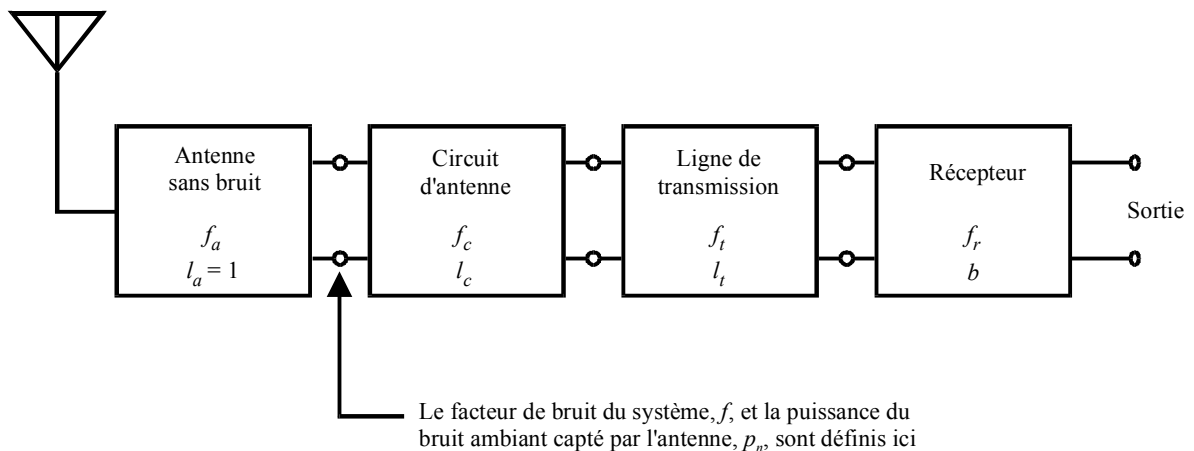
$$f_{123} = f_1 + l_1(f_2 - 1) + l_1 l_2(f_3 - 1) \quad (8-18)$$

8.2.5 Facteur de bruit pour les systèmes de réception

La Recommandation UIT-R P.372 définit les éléments constitutifs d'un système de réception ainsi que les paramètres nécessaires pour spécifier le facteur de bruit, f , d'un tel système. La Fig. 8.4 donne le schéma de principe du système de réception et indique ses paramètres. On trouve dans plusieurs ouvrages (par exemple, [8-9], [8-10], [8-11]) la spécification de la valeur de bruit d'un système de réception et d'une antenne, mais les considérations qui suivent, ainsi que la Fig. 8.4, se rapportent à l'information donnée dans la Recommandation UIT-R P.372.

FIGURE 8.4

Facteur de bruit de l'antenne et facteur de bruit du système de réception



$$f = f_a + (f_c - 1) + l_c(f_t - 1) + l_c l_t(f_r - 1)$$

On trouvera ci-après les définitions des caractéristiques utilisées dans la Recommandation:

- p_n : puissance de bruit ambiant délivrée par une antenne équivalente sans perte (W)
- f_a : facteur de bruit dans l'antenne associé au bruit ambiant capté par l'antenne
- l_a : pertes dans l'antenne (supposée être sans pertes, $l_a = 1$)
- k : constante de Boltzmann, $1,38 \times 10^{-23}$ (W/(K · Hz))
- t_0 : température de référence; par hypothèse, température ambiante 290 K
- b : largeur de bande de la puissance de bruit du système de réception (Hz)
- f_c : facteur de bruit associé aux pertes du circuit d'antenne
- l_c : pertes du circuit d'antenne (rapport puissance d'entrée disponible/puissance de sortie disponible)
- f_t : facteur de bruit associé aux pertes de la ligne de transmission
- l_t : pertes de la ligne de transmission (rapport puissance d'entrée disponible/puissance de sortie disponible)
- f_r : facteur de bruit du récepteur.

Revenons à la Fig. 8.4. La sortie du circuit d'antenne est le point où l'on peut mesurer les rapports de puissance signal/bruit, mais ce n'est pas le point de référence souhaitable pour la qualité de fonctionnement du système. C'est plutôt à la sortie de l'antenne qu'il est souhaitable de spécifier le rapport de puissance signal/bruit de l'antenne, le facteur de bruit de l'antenne, f_a , et le facteur de bruit du système, f . Sur la base des équations données plus haut, on peut écrire le facteur de bruit du système sous la forme

$$f = f_a + l_a(f_c - 1) + l_a l_c(f_t - 1) + l_a l_c l_t(f_r - 1) \quad (8-19)$$

Avec l'hypothèse d'une antenne sans pertes ($l_a = 1$), le facteur de bruit du système prend la forme donnée dans l'équation (1) de la Recommandation UIT-R P.372:

$$f = f_a + (f_c - 1) + l_c(f_t - 1) + l_c l_t(f_r - 1) \quad (8-20)$$

Tous les paramètres de cette équation dépendent du système de réception, à l'exception du facteur de bruit de l'antenne, f_a , qui indique la quantité de bruit ambiant qui serait captée par une antenne dans un environnement donné et avec une largeur de bande spécifiée. La valeur du bruit d'antenne, F_a , représente le facteur de bruit d'antenne exprimé en décibels.

$$F_a = 10 \log_{10} (f_a) \quad (8-21)$$

La puissance du bruit ambiant, P_n , est l'expression de p_n (dB):

$$\begin{aligned} P_n &= 10 \log_{10} (p_n) \\ &= F_a - 204 + B \end{aligned} \quad \text{dBW} \quad (8-22)$$

où la largeur de bande de bruit, B , est l'expression (dB) de b :

$$B = 10 \log_{10} (b) \quad \text{dB(Hz)} \quad (8-23)$$

La valeur de la largeur de bande de bruit est souvent très proche de celle de la largeur de bande du signal du récepteur à 3 dB.

La Recommandation UIT-R P.372 donne des valeurs du facteur de bruit des antennes.

8.3 Valeurs de bruit d'antenne données dans la Recommandation UIT-R P.372

La Recommandation UIT-R P.372 contient des informations sur la valeur de bruit d'antenne pour les systèmes fonctionnant entre 0,1 Hz et 100 GHz. Trois types de bruit ambiant peuvent être présents dans l'antenne de réception: un bruit atmosphérique, un bruit galactique et un bruit artificiel. Les niveaux du bruit atmosphérique accusent une variation journalière, les valeurs les plus élevées intervenant pendant les heures de nuit. Comme indiqué dans la Recommandation, le bruit artificiel est maximum dans les zones urbaines et minimum dans les zones rurales, qui sont des endroits calmes. (A noter que les sources des estimations du bruit artificiel données dans la Recommandation sont les références bibliographiques [8-2, 8-3], dont les résultats de mesure datent de plus de 25 ans.) En général, le niveau du bruit galactique dépasse d'environ 5 à 10 dB celui du bruit rencontré dans les zones rurales calmes.

La plupart des systèmes radioélectriques du service mobile terrestre fonctionnent aux fréquences comprises entre environ 30 MHz et 3 GHz; dans cette plage de fréquences, on peut négliger le bruit atmosphérique. La Fig. 10 de la Recommandation présente la valeur de bruit d'antenne, F_a , et la valeur médiane de bruit d'antenne, F_{am} , dans cette plage de fréquences, où il y a prédominance des sources de bruit artificiel et de bruit galactique.

La Recommandation donne une estimation de la valeur de bruit médiane dans des quartiers d'affaires, avec utilisation de la formule applicable aux systèmes qui fonctionnent dans l'intervalle de fréquences $200 \text{ MHz} < f_{\text{MHz}} < 900 \text{ MHz}$:

$$F_{am} = 44,3 - 12,3 \log_{10} f_{\text{MHz}} \quad (8-24)$$

Le Tableau 8.1 compare les résultats relatifs à la valeur de bruit totale des systèmes, pour deux systèmes fonctionnant respectivement à 200 MHz et à 900 MHz, par application de la formule précédente pour l'estimation de F_{am} sur ces deux fréquences de fonctionnement. On a choisi des résultats représentatifs pour la valeur de bruit du récepteur et les pertes du circuit d'antenne et de la ligne de transmission.

TABLEAU 8.1

Comparaison des valeurs de bruit pour les systèmes radioélectriques du service mobile terrestre à 200 et 900 MHz

		Système 200 MHz	Système 900 MHz
Antenne	F_{am}	16 dB	8 dB
	f_{am}	39,81	6,26
Circuit d'antenne	L_c	1 dB	1 dB
	l_c	1,26	1,26
Ligne de transmission	L_t	1 dB	1 dB
	l_t	1,26	1,26
Récepteur	F_r	9 dB	9 dB
	f_r	7,94	7,94
	b	6 kHz	6 kHz
Système	F	17,1 dB	12,5 dB
	f	51,42	17,86
	P_n	-149,1 dBW	-153,7 dBW

Pour ces deux cas particuliers, la valeur de bruit des systèmes et la puissance de bruit des systèmes sont déterminées de façon prédominante par le bruit ambiant pour le système 200 MHz et par le bruit du récepteur pour le système 900 MHz.

La valeur de bruit médiane, F_{am} , représente la valeur estimée pour 50% du temps et 50% des emplacements, dans un environnement déterminé. Pour l'estimation du bruit artificiel pendant d'autres périodes, la Recommandation UIT-R P.372 donne des valeurs de décile par rapport à la médiane. Pour obtenir le niveau de bruit artificiel présent pendant au moins 90% du temps «à l'intérieur de l'heure» en un emplacement donné, on retranche le décile inférieur, D_l , de la médiane, F_{am} . De la même façon, pour obtenir le niveau de bruit présent pendant au plus 10% du temps «à l'intérieur de l'heure», on ajoute le décile supérieur, D_u , à la médiane. Le Tableau 2 de la Recommandation propose différentes valeurs du décile supérieur selon les environnements (quartier des affaires, quartier résidentiel, zone rurale) et seulement pour les fréquences de fonctionnement inférieures ou égales à 250 MHz. Après avoir réexaminé les données initiales, des chercheurs [8-4] ont indiqué que la valeur des déciles devrait être modifiée: $D_u = 9,7$ dB et $D_l = 7$ dB, quels que soient l'environnement artificiel et la fréquence.

A l'intérieur d'un environnement donné, la valeur de bruit varie d'un emplacement à un autre. Le Tableau 8-2 donne l'écart type, σ_L , de la valeur de bruit médiane en fonction de l'emplacement [8-2], pour une seule fréquence de fonctionnement, 250 MHz, comprise dans la partie du spectre considérée ici, attribuée au service mobile terrestre.

TABLEAU 8.2

Ecart type en fonction des emplacements à 250 MHz

Environnement	Quartier d'affaires	Quartier résidentiel	Zone rurale
σ_L	3,8 dB	2,9 dB	2,3 dB

Dans la référence bibliographique [8-5], les auteurs, se fondant sur des mesures de bruit plus récentes que celles de la Recommandation UIT-R P.372, observent que le bruit artificiel présente des variations journalières en fonction de l'activité humaine. Toutefois, ces mesures n'ont pas mis en évidence une variation temporelle à l'intérieur de l'heure, comme dans la Recommandation. Ces auteurs indiquent que le bruit généré par les véhicules automobiles n'est pas celui qui contribue le plus au bruit artificiel, comme l'auraient révélé les mesures qui ont conduit aux expressions que l'on trouve dans la Recommandation pour le bruit artificiel. Malheureusement, le nombre des mesures de bruit n'a pas été suffisant pour que l'on puisse admettre le bien-fondé de cette conclusion.

Il est possible que d'autres contributions au bruit à large bande aient pris une plus grande importance, par exemple les contributions des dispositifs numériques et des systèmes d'alimentation en énergie fonctionnant en mode de commutation. Ces sources de bruit possèdent des caractéristiques différentes, notamment en ce qui concerne d'une part, les niveaux compris entre les valeurs de crête et la moyenne et, d'autre part, les composantes spectrales discrètes aux fréquences d'horloge et aux fréquences des harmoniques.

8.4 Mesures du bruit pour des applications particulières

Dans certaines applications des radiocommunications mobiles terrestres, le niveau des signaux peut être voisin du niveau de bruit du système. En pareils cas, des mesures de bruit dans les environnements où ces systèmes seront utilisés donneront de meilleures estimations du bruit que celles fondées sur des données historiques, comme dans la Recommandation UIT-R P.372.

On trouvera en [8-6] la description d'une méthode de mesure du bruit aux fréquences radioélectriques, avec l'indication des compromis que l'on fait entre l'utilisation d'un récepteur de trafic (conçu pour le service mobile terrestre) et l'utilisation d'un récepteur de mesure de qualité laboratoire. Dans un autre rapport récent [8-7], on trouve des informations et des détails sur la méthode de mesure du bruit utilisée pour recueillir les caractéristiques de cette mesure dans la bande 136-138 MHz. Un article sur des mesures mobiles du bruit effectuées récemment [8-8] établit une relation entre les niveaux de bruit et un certain nombre de catégories de plans d'occupation des sols et de couverture des sols (LULC, *land use-land cover*). L'article contient une description du mode opératoire de ces mesures mobiles.

8.5 Références bibliographiques

- [8-1] FRIIS, H. T. [juillet 1944] Noise figures of radio receivers. *Proc. IRE*, 32(7), p. 419-422.
- [8-2] SPAULDING, A. D. et DISNEY, R. T. [juin 1974] Man-made radio noise Part 1: Estimates for business, residential, and rural areas. U.S. Department of Commerce, OT Report 74-38.
- [8-3] DISNEY, R. T. [1972] Estimates of man-made noise levels based on the Office of Telecommunications ITS data base. Proc. IEEE International Conference on Communications. Order No. 72CH0622-1-COM, 20-13/20-19.
- [8-4] SPAULDING, A. D. et STEWART, F. G. [janvier 1987] An updated noise model for use in IONCAP. U.S. Department of Commerce, NTIA Report 87-212.
- [8-5] WEBSTER, J. G. [1999] Editor (Roger Dalke, Section Author), «Radio Noise», IN: *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., New York, Etats-Unis d'Amérique, p. 128-140.
- [8-6] Telecommunications Industry Association [1999] Wireless communications systems performance in noise – and interference-limited situations recommended methods for technology-independent modeling, simulation, and verification. TIA document TSB-88A.
- [8-7] ACHATZ, R. *et autres* [septembre 1998] Man-made noise in the 136-138 MHz VHF meteorological satellite band, NTIA Report 98-355, U.S. Department of Commerce, Boulder CO, Etats-Unis d'Amérique.
- [8-8] RUBINSTEIN, T. N. [septembre 1998] Clutter losses and environmental noise characteristics associated with various LULC categories. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 44(3), p. 286-293.
- [8-9] HESS, G. C., [1998] *Handbook of land mobile radio system coverage*. Artech House, Boston, Etats-Unis d'Amérique p. 201-02.
- [8-10] SIWIAK, K. [1995] *Radio propagation and antennas for personal communication*. Artech House, Boston, Etats-Unis d'Amérique, p. 80-81.
- [8-11] SKOMAL, E. N. et SMITH Jr., A. A. [1985] *Measuring the radio frequency environment*. Van Nostrand Reinhold, New York, Etats-Unis d'Amérique, p. 2-7.

CHAPITRE 9

CARACTÉRISTIQUES DES CANAUX POUR LES PROCÉDÉS DE MODULATION NUMÉRIQUE

Dans une liaison radioélectrique, une partie de l'énergie rayonnée par l'antenne d'émission atteint la station de réception après avoir parcouru plusieurs trajets différents. Sur ces trajets, il peut y avoir interaction entre le champ électromagnétique et divers objets. Ces interactions peuvent être une réflexion spéculaire sur de grandes surfaces planes, une diffusion sur des surfaces présentant de petites irrégularités ou sur des objets de petites dimensions, une transmission dans une matière dense, un effet d'écran exercé par des obstacles, etc. A l'endroit de l'antenne de réception, le champ électrique résultant est étalé dans le temps (retard) et en direction. S'agissant des systèmes radioélectriques à modulation numérique, il est important de connaître les propriétés d'un canal dispersif en fréquence et qui est le siège de variations temporelles. Dans ces environnements radioélectriques, l'intérêt ne réside pas seulement dans le signal à spectre étroit; tout aussi importants sont les retards et les angles d'arrivée des composantes qui ont emprunté les divers trajets multiples. Les signaux se propageant par trajets multiples ne doivent pas être considérés uniquement comme des brouilleurs; dans certains systèmes, leur énergie sert à améliorer le niveau des signaux.

La nature dispersive du canal de propagation est explicitée par la réponse impulsionnelle, $h(\vec{x}, \tau, \varphi)$, du champ électrique, cette réponse ayant une résolution angulaire variable dans l'espace:

$$h(\vec{x}, \tau, \varphi) = \sum_{i=1}^n h_i(\vec{x}, \tau, \varphi) \quad (9-1)$$

avec:

- \vec{x} : indication de la position de la station mobile
- τ : retard
- φ : angle d'arrivée
- n : nombre de signaux se propageant par trajets multiples.

Chacune de ces variables comporte une partie spéculaire et une partie diffuse.

9.1 Caractérisation dans le domaine temporel

Considérons le canal de propagation, entre l'antenne d'émission et l'antenne d'un récepteur fixe. Le spectre champ-retard (FDS, *field strength-delay spectrum*) décrit la réponse impulsionnelle complexe, $\underline{g}(t)$, du terrain dans une bande de fréquences étroite autour d'une fréquence f_0 :

$$\underline{g}(t) = \sum_{i=1}^n g_i e^{j\psi_i} \delta_0(t - \tau_i) \quad (9-2)$$

avec:

- g_i : amplitude du $i^{\text{ème}}$ signal
- ψ_i : phase du $i^{\text{ème}}$ signal
- τ_i : retard du $i^{\text{ème}}$ signal

La bande passante d'un récepteur étant limitée, les signaux qui arrivent à l'intérieur d'une certaine période ne peuvent pas être résolus. Ce fait est pris en compte par une convolution de $g(t)$ avec la fonction réponse impulsionnelle du récepteur, $w(t)$, qui est adaptée au signal transmis:

$$\underline{h}(t) = \underline{g}_a(t) * \underline{w}(t) \quad (9-3)$$

$\underline{g}_a(t)$ est le spectre FDS, dans lequel chaque signal trajets multiples est pondéré par les diagrammes d'antenne de l'émetteur et du récepteur. On en déduit l'estimation de la puissance reçue, $P_m(t)$:

$$P_m(t) = cE[\underline{h}(t)\underline{h}^*(t)] \quad (9-4)$$

c est une constante qui convertit le champ en puissance reçue. Connaissant $P_m(t)$, on peut en déduire l'étalement des retards, S [9-1] pour caractériser le canal de propagation dans le domaine temporel:

$$S = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t^2 P_m(t) dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} t P_m(t) dt - t_m^2}} \quad (9-5)$$

avec:

$$t_m = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t P_m(t) dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_m(t) dt}} \quad (9-6)$$

S est un critère approximatif pour évaluer la qualité de fonctionnement d'un système numérique. Tant que S est petit devant la durée T du symbole numérique, on peut admettre que le canal ne contient pas de brouillage entre symboles.

9.2 Caractérisation dans le domaine fréquentiel

Pour de nombreuses applications, telles que les techniques de saut de fréquence ou d'étalement du spectre, il est nécessaire de caractériser le canal de propagation dans le domaine fréquentiel. La relation entre la réponse impulsionnelle complexe, $g_a(t)$, et la fonction de transfert complexe est donnée par la transformée de Fourier:

$$\underline{G}_a(f) = \sum_{i=1}^n g_{a,i} e^{-j(2\pi f \tau_i - \psi_{a,i})} \quad (9-7)$$

où:

$g_{a,i}$: amplitude du $i^{\text{ème}}$ signal pondérée par les diagrammes d'antenne

$\psi_{a,i}$: phase du $i^{\text{ème}}$ signal pondérée par les diagrammes d'antenne.

Les amplitudes et les phases des composantes multitrajets qui subissent la diffusion varient statistiquement. En conséquence, $G_a(f)$ est aussi une variable d'un processus stochastique. Un tel processus stationnaire faible est décrit par sa fonction d'autocorrélation [9-2]. La fonction d'autocorrélation qui décrit le processus aléatoire dans le domaine fréquentiel est la fonction de corrélation en fréquence (FCF, *frequency correlation function*).

$$l_{HH}(\Delta f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{H}(f) \underline{H}^*(f + \Delta f) df \quad (9-8)$$

avec:

$$\underline{H}(f) = \underline{G}_a(f) \underline{W}(f) \quad (9-9)$$

et $\underline{W}(f)$ est la transformée de Fourier de $w(t)$. On trouvera en [9-2] un exposé plus complet sur les fonctions de corrélation du canal radioélectrique mobile. La fonction l_{HH} quantifie les effets des évanouissements sélectifs en fréquence. On déduit de l_{HH} des paramètres tels que la largeur de bande de corrélation ou de cohérence [9-1] du canal radioélectrique.

9.3 Caractérisation dans le domaine angulaire et spectres Doppler

La fréquence Doppler, $f_{d,i}$ de chaque signal multitrajet dépend de la vitesse du véhicule, de la longueur d'onde et de l'angle d'arrivée:

$$f_{d,i}(\alpha_i) = \frac{v}{c_0} f_0 \cos \alpha_i = f_{d,max} \cos \alpha_i \quad (9-10)$$

avec:

- v : vitesse du véhicule
- c_0 : vitesse de la lumière
- α_i : angle d'incidence en azimut
- $f_{d,max}$: décalage Doppler maximum.

Les décalages Doppler sont maxima pour $\alpha_i = 0^\circ$ et 180° . Chaque signal multitrajet possède une amplitude et un angle d'arrivée différents, ce qui donne un large spectre Doppler. Ce phénomène a souvent été traité dans la littérature [9-2, 9-3]. Aux fins de planification, on se place généralement dans l'hypothèse simplifiée du spectre dit de Jakes [9-3], qui postule que tous les signaux entrants ont la même amplitude et des angles d'arrivée uniformément distribués. Cette hypothèse caractérise le cas le plus défavorable.

L'utilisation de plusieurs antennes directives – diversité en directivité – peut améliorer de façon notable la capacité des radiocommunications mobiles cellulaires. Toutefois, les angles d'arrivée sont importants dans cette forme de mise en oeuvre des antennes. C'est la raison pour laquelle on a développé des modèles de canaux à effet directif [9-4, 9-5].

9.4 Canaux WSSUS

Quand on recherche une simplification raisonnable, au point de vue physique, de la description des signaux transmis dans les canaux radioélectriques mobiles, une des hypothèses qui rencontrent le plus de faveur est l'hypothèse stationnaire de 2ème ordre, trajets multiples non corrélés (WSSUS, *wide-sense stationary uncorrelated scatterer*). La signification du cas stationnaire de 2ème ordre (WSS, *wide-sense stationary*) est la suivante:

- la valeur moyenne du signal est constante dans le domaine temporel;
- la fonction de corrélation temporelle du signal dans le domaine temporel dépend uniquement de la différence de temps Δt et non du temps absolu.

Dans les situations réelles, les conditions WSS existent pendant de courts intervalles de temps qui correspondent à des régions peu étendues parcourues par la station mobile en mouvement. Les régions stationnaires s'étendent en général de plusieurs longueurs d'onde, λ , à plusieurs dizaines de longueurs d'onde, λ .

L'hypothèse du diffuseur non corrélé (US, *uncorrelated scatterer*) complète l'hypothèse WSS car elle postule qu'il n'y a pas de corrélation statistique entre les contributions correspondant à des retards τ différents. Cette condition signifie que les phénomènes de brouillage, qui provoquent des fluctuations statistiques de l'amplitude, sont indépendants pour les différents groupes de diffuseurs qui ne peuvent pas être résolus en direction. L'hypothèse WSSUS est normalement vérifiée dans les environnements macrocellulaires. En revanche, des études [9-6] ont montré que l'hypothèse US est parfois prise à défaut dans les petites cellules, notamment à l'intérieur des bâtiments.

9.5 Modélisation du canal à large bande

Pour la prévision des caractéristiques du canal radioélectrique à large bande, on a élaboré des modèles adaptés au site et des modèles généraux indépendants du site. Les premiers servent à la prévision des caractéristiques des canaux pour une zone bien déterminée, les seconds sont utilisés pour les simulations de systèmes.

9.5.1 Modèles de canaux adaptés au site

Ces modèles existent pour les zones rurales comme pour les zones urbaines. Dans les zones rurales, on s'intéresse spécialement à la détection automatique des longues dispersions temporelles excessives. Le travail de prévision des signaux multitrajets peut se faire en deux étapes. La première étape consiste à mettre en oeuvre un algorithme qui extrait les zones de diffusion à prendre en considération. Toutes les méthodes connues, par exemple [9-7, 9-8, 9-9], tiennent compte exclusivement des mécanismes de diffusion isolés. Chaque zone de diffusion potentielle doit par conséquent satisfaire à la condition de propagation en visibilité directe (LoS, *line-of-sight*) aussi bien pour l'émetteur que pour le récepteur. La seconde étape consiste à calculer l'affaiblissement de trajet pour chaque signal multitrajet. Ce calcul comprend trois parties:

- propagation depuis l'émetteur jusqu'à la surface de diffusion;
- diffusion sur la surface;
- propagation depuis la surface de diffusion jusqu'au récepteur.

Pour les zones rurales, on peut se contenter de bases de données numériques relatives au terrain, se présentant sous la forme de tableaux ayant une résolution comprise entre 50 m et 200 m. Ces bases de données contiennent des informations sur les altitudes et sur l'utilisation du terrain.

Pour les zones urbaines, on utilise des méthodes de trajectographie ou de lancement des rayons pour faire la prévision des signaux multitrajets à l'aide de bases de données à grande résolution relatives aux bâtiments; voir, par exemple, [9-9, 9-10, 9-11, 9-12]. On a recours à des formats tabulaires et vectoriels. En raison de la complexité de l'environnement, il faut prendre en compte des phénomènes de diffusion multiple et de diffraction dans des plans de propagation transversaux.

La référence bibliographique [9-6] donne une vue d'ensemble détaillée des modèles utilisés pour les deux environnements cités. De leur côté, les références [9-9, 9-13] décrivent des méthodes pour la détermination des caractéristiques des canaux à l'aide de modèles de propagation de type 3D.

9.5.2 Modèles de canal: modèles généraux indépendants du site

Les modèles de canaux radioélectriques mobiles sont indispensables pour l'étude des systèmes radioélectriques. Ces modèles doivent reproduire les caractéristiques types observées dans les

résultats de mesure obtenus pour plusieurs environnements représentatifs différents. Deux modèles de cette nature ont été élaborés grâce aux programmes de recherche européens COST207 [9-14] et COST259 [9-4].

9.5.2.1 COST207: profils des retards

COST207 [9-14] a proposé un ensemble de canaux pour tester des environnements ruraux et urbains (vallonnés et non vallonnés), en versions à 6 ou 12 dérivations. Les éléments (réglages) de base pour la simulation des canaux sont les suivants:

- valeurs des retards sur les dérivations, correspondant à différents profils;
- puissance moyenne sur les dérivations et distribution de Rayleigh (une distribution de Rice est utilisée pour le premier rayon);
- types de spectre Doppler: classique [9-3], gaussien (deux types différents) et Rice (classique + rayon direct).

Les modèles COST207 ont servi de référence pour de nombreuses mesures et ont été utilisés dans un certain nombre d'études théoriques et d'études de performance, principalement, mais pas uniquement, pour le système GSM.

9.5.2.2 COST259: modèles de canaux directifs

Pour permettre la prise en compte de la directivité des canaux radioélectriques, le projet COST259 a développé des modèles de canaux directifs (COST259-DCM) [9-4]. Ces modèles peuvent être considérés comme une extension et une extrapolation des profils de retards de COST207.

Pour prendre en compte la diversité des caractéristiques topographiques et électriques des divers environnements radioélectriques, caractéristiques qui sont extrêmement variées, COST259 a défini une structure à trois niveaux. On dispose ainsi d'un cadre dont on peut déduire des modèles de canaux.

Au niveau le plus élevé, une première distinction a été faite selon le type de cellule. Pour chaque type de cellule, un certain nombre d'environnements radioélectriques (RE) ont été identifiés. Un RE englobe toute une classe de conditions de propagation possédant des caractéristiques similaires ou typiques qui peuvent être mises en relation avec le milieu dans lequel fonctionne un système de communication. Les caractéristiques topographiques d'un RE sont données par un certain nombre de paramètres externes, par exemple: la bande de fréquences, la hauteur moyenne de la BS (station de base) et de la MS (station mobile), leur distance moyenne, les valeurs moyennes de la hauteur et de la séparation des bâtiments, etc. On établit aussi une distinction entre les trajets de propagation en visibilité directe (LoS, *line-of-sight*) et les trajets non en visibilité directe (NLoS).

Les conditions de propagation rencontrées dans chaque environnement radioélectrique (RE) sont caractérisées par un ensemble de fonctions de densité de probabilité et/ou de moments statistiques. Comme les membres de cet ensemble caractérisent les conditions de propagation de la totalité du RE, on les appelle des paramètres globaux (GP). Ils constituent des paramètres clés des canaux, qui fournissent l'information nécessaire pour les décisions fondamentales à prendre aux fins de la conception du système: technique de modulation, longueur des salves, procédé de codage, etc.

Le troisième niveau de COST259-DCM est constitué par des scénarios de propagation qui sont définis comme des réalisations aléatoires de conditions d'incidence. Celles-ci sont spécifiées par des paramètres locaux (LP) aléatoires. Un ensemble possible de LP peut être donné par les paramètres des ondes qui arrivent à l'emplacement de l'antenne de réception: leur nombre, leur amplitude complexe, le retard à l'arrivée, la direction d'incidence, ou, ce qui est équivalent, par une description

de l'emplacement de la station de base, de la station mobile et des objets diffusants qui interagissent avec le champ électromagnétique. Les propriétés statistiques des paramètres LP sont données par l'ensemble des paramètres globaux définis au deuxième niveau de COST259-DCM.

9.6 Références bibliographiques

- [9-1] COX, D. C. ET LECK, R. P. [1975] Correlation bandwidth and delay spread multipath propagation statistics for 910 MHz urban mobile radio channels. *IEEE Trans. Comm.* COM-23, p. 1271-1280.
- [9-2] BELLO, P. A. [1963] Characterisation of randomly time-variant linear channels. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-11, p. 360-393.
- [9-3] JAKES, Wm. C. (ed) [1974] *Microwave mobile communications*. Wiley, New York, Etats-Unis d'Amérique.
- [9-4] COST 259 [mars 2001] *Wireless flexible personalised communications*. Final Report, Ed. Luis M. Correia, Wiley, New York, Etats-Unis d'Amérique.
- [9-5] BLANZ, J. J. et JUNG, P. [1998] A flexibly configurable spatial model for mobile radio channels. *IEEE Trans. Comm.* COM-46. p. 367-371.
- [9-6] COST 231 [1999] Digital mobile radio towards future generation systems. Final Report, Office Official Publ. Eur. Commission, EUR 18957, ISBN 92-828-5416-7.
- [9-7] LIEBENOW, U. et KUHLMANN, P. [1996] A three-dimensional wave propagation model for macrocellular mobile communication networks in comparison with measurements. 45th IEEE Vehicular Technology Conference Record, Atlanta, Etats-Unis d'Amérique, 28 avril-1er mai, p. 1623-1627.
- [9-8] DAVIDSEN, K. et DANIELSEN, M. Predicting impulse responses in mountainous areas. PIMRC '94 Conference Record, La Haye, Pays-Bas, p. 25-27.
- [9-9] KÜRNER, Th., CICHON, D. et WIESBECK, W. [septembre 1993] Concepts and results for 3D digital terrain based wave propagation models – an Overview. *IEEE J. Selected Areas in Comm.*, Vol. 11, p. 1002-1012.
- [9-10] GSCHWENDTNER, G., WÖLFLE, B., BURK, F. et LANDSTORFFER, F. M. [novembre 1995] Ray tracing vs. ray launching in 3D-microcell modelling. Proc. European Personal and Mobile Comm. Conf. EPMCC'95, Bologne, Italie. p. 74-79.
- [9-11] RIZK, K., WAGEN, J.-F. et GARDIOL, F. [septembre 1994] Ray, tracing based path loss prediction in two micro cellular environments. In Personal, Indoor and Mobile Radio Conference PIMRC'94 Conf. Record, p. 384-388, La Haye, Pays-Bas.
- [9-12] BERTONI, H. L., HONCHARENKO, W., MACIEL, L. R. et XIA, H. H. [1994] UHF propagation prediction for wireless personal communications. *Proc IEEE*, Vol. 83, 9, p. 1333-1359.
- [9-13] KÜRNER, Th., CICHON, D. et WIESBECK, W. [mars 1996] Evaluation and characterisation of the VHF/UHF propagation channel based on a 3-D-wave propagation model. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 44, 3, p. 393-404.
- [9-14] COST 207 [1989] Digital land mobile radio communications. Final Report, Office Official Publ. Eur. Commission., ISBN 92-825-9946-9.

BIBLIOGRAPHIE

On trouvera ci-après une liste d'ouvrages et de mémoires proposés comme références concernant la propagation des ondes radioélectriques dans les services mobiles terrestres de Terre.

Textes UIT-R

Voir le § 1.3.

Livres

- BARCLAY, L. W., CRAIG, K. H., BACON, D. F. et HEWITT, M. T. (Eds.) [2002] *Propagation of Radiowaves 2nd Edition*. The Institution of Electrical Engineers.
- BECKMANN, P. et SPIZZICHINO, A. [1987] *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces*. 503 pp., Artech, Norwood, Etats-Unis d'Amérique.
- BLAUNSTEIN, N. [2000] *Radio Propagation in Cellular Networks*. Artech.
- BOITHIAS, L. [1987] *Radio Wave Propagation*. McGraw-Hill.
- CÁTEDRA, M. F. et PÉREZ-ARRIAGA, J. [1999] *Cell Planning for Wireless Communications*. Artech House.
- HESS, G. C. [1997] *Handbook of Land Mobile Radio Coverage*. Artech.
- JAKES, Wm. C. (ed) [1974] *Microwave Mobile Communications*. New York, Wiley.
- LEE, Wm. C. Y. [1995] *Mobile Communications Design Fundamentals*. 2nd ed., : McGraw Hill.
- LEE, Wm. C. Y. [1982] *Mobile Communications Engineering*. 464 pp., McGraw-Hill.
- PARSONS, J. D. [1992] *The Mobile Radio Propagation Channel*. 2nd ed., Wiley.
- PICQUENARD, A. [1974] *Radio Wave Propagation*. Wiley.
- SHIBUYA, S. [1987] *A Basic Atlas of Radio-Wave Propagation*. Wiley, p. 264.
- SIWIAK, K. [1998] *Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications*. 2nd ed., Artech.
- SKOMAL, E. N. [1978] *Man-Made Radio Noise*. Van Nostrand Reinhold.
- SKOMAL, E. N. et SMITH Jr., A. A. [1985] *Measuring the Radio Frequency Environment*. Van Nostrand Reinhold.

Ensembles de données, en ligne

GLOBE Task Team *et autres* (Hastings, David A., Paula K. Dunbar, Gerald M. Elphingstone, Mark Bootz, Hiroshi Murakami, Hiroshi Maruyama, Hiroshi Masaharu, Peter Holland, John Payne, Nevin A. Bryant, Thomas L. Logan, J.-P. Muller Gunter Schrier et John S. MacDonald), eds., 1999. *The Global Land One-kilometer Base Elevation (GLOBE) Digital Elevation Model, Version 1.0*. National Oceanic and Atmospheric Administration, National Geophysical Data Center, 325 Broadway, Boulder, Colorado, 80305, U.S.A. Digital database on the World Wide Web (URL: <http://www.ngdc.noaa.gov/seg/topo/globe.shtml>) et CD-ROM.

Monographies et rapports

- ACHATZ, R. *et autres* [septembre 1998] Man-made noise in the 136-138 MHz VHF meteorological satellite band. NTIA Report 98-355, U.S. Department of Commerce, National Telecommunications and Information Administration, Boulder CO. NTIS Accession Number PB 99 127 052.
- CAUSEBROOK, J. H. et DAVIES, B. [1971] Tropospheric radiowave propagation over irregular terrain: the computation of field strength for UHF broadcasting. BBC Research Report, No. 43.
- COST 207 [1989] Digital Land Mobile Radio Communications. Final Report, Office Official Publ. Eur. Commission., ISBN 92-825-9946-9.
- COST 231 [1999] Digital mobile radio towards future generation systems. Final Report, Office Official Publ. Eur. Commission., EUR 18957, ISBN 92-828-5416-7.
- COST 259 [mars 2001] Wireless flexible personalised communications. Final Report, Ed. Luis M. Correia, Wiley.
- HASTINGS, D. A. et DUNBAR, P. K. [1999] Global land one-kilometer base elevation (GLOBE) digital elevation model. Documentation Volume 1.0. Key to Geophysical Records Documentation (KGRD) 34. National Oceanic and Atmospheric Administration, National Geophysical Data Center, 325 Broadway, Boulder, Colorado, 80305, Etats-Unis d'Amérique.
- HUFFORD, G. A., LONGLEY, A. G. et KISSICK, W. A. [avril 1982] A guide to the use of the ITS irregular terrain model in the area prediction mode. NTIA Rep. 82-100. NTIS Accession Number PB 82 217 977.
- LONGLEY, A. G. [avril 1978] Radio propagation in urban areas. OT Rep. 78-144. NTIS Accession Number PB 281 932.
- LONGLEY, A. G. et RICE, P. L. [1968] Prediction of tropospheric radio transmission loss over irregular terrain – a computer method, ESSA Tech. Report ERL 79-ITS 67. NTIS Accession Number AD 676 874.
- RICE, P. L., LONGLEY, A. G., NORTON, K. A. et BARSIS, A. P. [1965] Transmission loss predictions for tropospheric communications circuits. NBS Technical Note 101; deux volumes; issued 7 May, 1965. NTIS Accession Numbers AD 687 820 and AD 687 821.
- SPAULDING, A. D. et DISNEY, R. T. [juin, 1974] Man-made radio noise Part 1: Estimates for business, residential, and rural areas. U.S. Department of Commerce, OT Report 74-38, NTIS Accession Number COM 75 10798.
- SPAULDING, A. D. et STEWART, F. G. [janvier 1987] An updated noise model for use in IONCAP. U.S. Department of Commerce, NTIA Report 87-212. NTIS Accession Number PB 87 165 007.
- TIA [1999] Wireless communications systems performance in noise- and interference-limited situations recommended methods for technology-independent modeling, simulation, and verification. TIA document TSB-88A. Telecommunications Industries Association.

Documents de conférence et articles de revues techniques

- AGUIRRE, S. [1994] Radio propagation into buildings at 912, 1 920, and 5 990 MHz using microcells. 3rd ICUPC Record, p. 129-134.
- ANDERSON, H. R. [septembre 1993] A ray-tracing propagation model for digital broadcast systems in urban areas. *IEEE Trans. Broadcasting*, 39(3), p. 309-317.

- ANDERSON, H. R. [novembre 1993] Digital terrain database structures and accuracy requirements for propagation modelling. Colloquium on Terrain Modelling and Ground Cover Data for Propagation Studies, IEE Digest No. 1993/212, p 6/1–6/5.
- BADSBERG, M., ANDERSEN, J. B. et MOGENSEN, P. [janvier 1995] Exploitation of the Terrain Profile in the Hata Model. COST 231 TD(95)009.
- BELLO, P.A. [1963] Characterisation of randomly time-variant linear channels. *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. COM-11, p. 360-393.
- BERTONI, H. L., HONCHARENKO, W., MACIEL, L. R. et XIA, H. H. [1994] UHF propagation prediction for wireless personal communications. *Proc. IEEE*, 83(9), p. 1333-1359.
- BETHE, H. A. [1944] Theory of diffraction by small holes. *Phys. Rev.*, Vol. 66, p. 163-182.
- BLANZ, J. J. et JUNG, P. [1998] A flexibly configurable spatial model for mobile radio channels. *IEEE Trans. Comm.* COM-46: 367-371.
- BROWN, G. S. et CURRY, W. J. [1982] A theory and model for wave propagation through foliage. *Radio Sci*, 17(5), septembre-octobre, p. 1027-1056.
- BULLINGTON, K. [octobre 1947] Radio propagation at frequencies above 30 megacycles. *Proc. IRE*, 35(10), p. 1122-1136.
- BULTITUDE, R. J. C. et BEDAL, G. K. [1989] Propagation characteristics on microcellular urban mobile radio channels at 910 MHz. *IEEE J. Selected Areas Comm.*, 7(1).
- COX, D. C. et LECK, R. P. [1975] Correlation bandwidth and delay spread multipath propagation statistics for 910 MHz urban mobile radio channels. *IEEE Trans. Comm.* COM-23: 1271-1280.
- DADSON, C. E. [1979] Radio network and radio link surveys derived by computer from a terrain data base. AGARD Conf. Proc., p. 25-1 à 25-17.
- DALKE, R. *et autres* [août 1998] Measurement and analysis of man-made noise in VHF and UHF bands. IEEE 1997 Wireless Comm Conf. Record, p. 427-431.
- DALKE, R. *et autres* [1998] Statistics of man-made noise at 137 MHz, RAWCON Conf. Record, p. 229-233.
- DANIELSEN, M. [octobre 1991] Mobile telephone with 100 percentage coverage of the mountainous Faroe Islands. 6th World Telecom Forum, Tech. Symp., Proc., p. 219-223.
- DAVIDSEN, K. et DANIELSEN, M. [1994] Predicting impulse responses in mountainous areas. PIMRC '94 Conf. Record, La Haye, Pays-Bas, p. 25-27.
- DAVIDSON, A. L. *et autres* [février 1997] Measurement of building penetration into medium buildings at 900 and 1 500 MHz. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 46(1), p. 19-23.
- DE TOLEDO, A. F. et TURKMANI, A. M. D. [1992] Propagation into and within buildings at 900, 1 800, and 2 300 MHz. 42nd IEEE Veh. Tech. Conf. Record, p. 633-36.
- DEMASSO, E. *et autres* [avril 1993] Indoor propagation measurements application to mobile channel modelling. IEE Conf. Pub. 370, p. 146-9.
- DEYGOUT, J. [juillet 1966] Multiple knife-edge diffraction of microwaves. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 14(4), p. 480-489.
- DIETZ, J. *et autres* [mai 1973] Examination of the feasibility of conventional land-mobile operation at 950 MHz. FCC OCE Report R7202.

- DISNEY, R. T. [1972] Estimates of man-made noise levels based on the Office of Telecommunications ITS data base. *IEEE Int'l. Comm. Conf. Record*, Order No. 72CH0622-1-COM, 20-13/20-19.
- DOUGHERTY, H. T. et MALONEY, L. J. [février 1964] Application of diffractions by convex surfaces to irregular terrain situations. *Radio Sci*, 68D(2), p. 239-250.
- DRIESSEN, P. F. [1992] Multipath delay characteristics in mountainous terrain at 900 MHz. 42nd IEEE Veh. Tech. Conf. Record, p. 520-523.
- DURANTE, J. M. [1973] Building penetration loss at 900 MHz. 23rd IEEE Veh. Tech. Conf. Record.
- EDWARDS, R. et DURKIN, J. Computer prediction of services for v.h.f. mobile radio networks. *Proc. IEE*, 116(9), p. 1493-1500.
- EPSTEIN, J. et PETERSON, D. W. [mai 1953] An experimental study of wave propagation at 850 Mc. *Proc. IRE*, 41(5), p. 595-611.
- FRIIS, H. T. [mai 1946] A note on a simple transmission formula. *Proc. IRE*, 34(5), p. 254-256.
- FRIIS, H. T. [juillet 1944] Noise figures of radio receivers. *Proc. IRE*, 32(7), p. 419-422.
- GAHLEITNER, R. et BONEK, E. [1994] Radio wave penetration into urban buildings in small cells and microcells. 44th IEEE Veh. Tech. Conf. Record, p. 887-91.
- GREEN, J. A. et PULLEN, I. R. [1995] Building penetration loss measurements for digital analog broadcasting. IEE Coll. on Propagation in Bldgs, Digest No 1995/134, p. 1/1-1/6.
- GROßKOPF, R. [mai 1994] Prediction of urban propagation loss. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 42(5), p. 658-665.
- GSCHWENDTNER, G., W., B., BURK, F. et LANDSTORFFER, F. M. [novembre 1995] Ray tracing vs. ray launching in 3D-microcell modelling. *Proc. European Personal and Mobile Comm. Conf. EPMCC'95*, Bologne, Italie. p. 74-79.
- HACKING, K. [mars 1970] U.H.F. propagation over rounded hills. *Proc. IEE*, 117(3), p. 499-511.
- HAGN, G. H. [1980] VHF radio system performance model for predicting communications operational ranges in irregular terrain. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 28, 9, p. 1637-1644.
- HASHEMI, H. [juillet 1993] The indoor radio propagation channel. *Proc. IEEE*, 81(7), p. 943-68.
- HATA, M. [1980] Empirical formula for propagation loss in land mobile services. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 29(3), p. 317-325.
- HOLLOWAY, C. L., PERINI, P. L., DELYSER, R. R. et ALLEN, K. C. [août 1997] Analysis of composite walls and their effects on short-path propagation modeling. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 46(3), p. 730-738.
- IEEE Vehicular Technology Society Committee on Radio Propagation. [février 1988] Coverage Prediction For Mobile Radio Systems Operating In The 800/900 MHz Frequency Range. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 37(1).
- IKEGAMI, F. [mars 1991] Theoretical prediction of mean field strength for urban mobile radio. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 39(3), p. 299-302.
- KIDNER, D. B. et SMITH, K. H. [novembre 1993] Data structures for terrain modelling and ground cover data. Colloquium on Terrain Modelling and Ground Cover Data for Propagation Studies, IEE Digest No 1993/212, p. 7/1-7/9.

- KOZONO, S. et KUNIO, W. [octobre 1977] Influence of environmental buildings on UHF land mobile radio propagation. *IEEE Trans. Comm.*, 25(10), 1133-1143.
- KÜRNER, T. *et autres* [août 1997] The influence of land usage on UHF wave propagation in the receiver near range. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 46(3), p. 739-747.
- KÜRNER, Th., CICHON, D. et WIESBECK, W. [septembre 1993] Concepts and Results for 3D digital terrain based wave propagation models – an Overview. *IEEE J. Sel. Comm.*, Vol. 11, p. 1002-1012.
- KÜRNER, Th., CICHON, D. et WIESBECK, W. [mars 1996] Evaluation and characterisation of the VHF/UHF propagation channel based on a 3-D-wave propagation model. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 44(3), p. 393-404.
- LAFORTUNE, J.-F. et LECOURS, M. [mai 1990] Measurement and modelling of propagation losses in a building at 900 MHz. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 39(2), p. 101-108.
- LEVY, M. F. [novembre 1993] Ground cover data and diffraction models. Colloquium on terrain modelling and ground cover data for propagation studies, IEE Digest No 1993/212, p. 3/1-3/4.
- LIEBENOW, U. et KUHLMANN, P. [1996] A three-dimensional wave propagation model for macrocellular mobile communication networks in comparison with measurements. 45th IEEE Veh. Tech. Conf. Record, Atlanta, Etats-Unis d'Amérique, 28 avril-1er mai, p. 1623-1627.
- LIENARD, M. *et autres* [1994] Theoretical and experimental study of radio coverage in tunnels using radiating cables. *Ann. Telecommunication*, 49(3-4), p. 143-53.
- LO, T. *et autres* [octobre 1994] A new approach for estimating indoor radio propagation characteristics. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 42(10), p. 1369-76.
- LOO, C. et SECORD, N. [novembre 1991] Computer models for fading channels with applications to digital transmission. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 40(4), p. 700-707.
- LÓPEZ, G. C. [mars 1984] An analysis of simplified solutions for multiple knife-edge diffraction. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 32(3), p. 297-301.
- LORENZ, R. W. [1980] Field strength prediction method for a mobile telephone system using a topographical data bank. Intl. Conf. on Radio Spectrum Conservation Techniques, p. 6-10, Tableau 1.
- LÖW, K. [août 1988] UHF measurements of seasonal field-strength variations in forests. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 37(3), p. 121-124.
- MAEYAMA, T. *et autres* [février 1993] Analysis of mountain-reflected signal strength in digital mobile radio communications. *IEICE Trans. Comm.*, E76-B(2), p. 98-102.
- MEDEISIS, A. et KAJACKAS, A. [2000] Adaptation of the universal propagation prediction models to address the specific propagation conditions and the needs of spectrum managers. *Ant. Prop. (AP 2000), Millenium Conf.*, 9-14 avril, Davos.
- MEDEISIS, A. et KAJACKAS, A. [2000] On the use of the universal Okumura-Hata propagation prediction model in rural areas. 51st IEEE Conf. Veh. Tech. (VTC 2000 Spring) Conf. Record, 15-18 May, Tokyo.

- MIDDLETON, J. [novembre 1993] A comparison between UHF field strength measurements and predictions using different resolution terrain databases. Colloquium on Terrain Modelling and Ground Cover Data for Propagation Studies, IEE Digest No. 1993212, p. 5/1-5/6.
- MILLINGTON, G., HEWITT, R. et IMMIRZI, F. S. [1961] Double knife-edge diffraction in field strength predictions. *Proc. IEE.*, 1962, 109C(16), p. 419-429.
- MOHR, W. [mai 1993] Wideband propagation measurements of mobile radio channels in mountainous areas in the 1 800 MHz frequency range. 43rd IEEE Veh. Tech. Conf. Record, p. 49-52.
- OKUMURA, Y. *et autres* [septembre-octobre 1968] Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service. *Rev. Elec. Comm. Lab.*, 16(9-10), p. 825-873.
- PALMER, F. H. [1978] The CRC VHF/UHF propagation program: Description and comparison with field-measurements. AGARD Conf. Proc., p. 49-1 à 49-15.
- PIAZZI, L. et BERTONI, H. L. [mai 1999] Achievable accuracy of site-specific path-loss predictions in residential environments. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 48(3), p. 922-930.
- PIAZZI, L. et BERTONI, H. L. [août 1998] Effect of terrain on path loss in urban environments for wireless applications. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 46(8), p. 1138-1147.
- RICE, L. P. [janvier 1959] Radio transmission into buildings at 35 and 150 Mc. *BSTJ*, V.38, p. 197-210.
- RIZK, K., WAGEN, J.-F. et GARDIOL, F. [1994] Ray tracing based path loss prediction in two micro cellular environments, in Personal, Indoor and Mobile Radio Conference PIMRC'94 Conf. Record, p. 384-388, La Haye, Pays-Bas, 18-23 septembre.
- RUBINSTEIN, T. N. [septembre 1998] Clutter losses and environmental noise characteristics associated with various LULC categories. *IEEE Trans. Broad.*, 44(3), p. 286-293.
- SAINDON, J.-P. et CHOW, S. [avril 1993] Propagation of radio waves in underground tunnels and underground radio systems. IEE Conf. Pub. 370, p. 155-8.
- SEIDEL, S. Y. et RAPPAPORT, T. S. [février 1992] 914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 40(2), p. 207-17.
- SEKER, S. S. [février 1992] VHF/UHF radiowave propagation through forests: modelling and experimental observations. IEE Proc.-H, 139(1), p. 72-78.
- SOARES DE ASSIS, M. [mars 1971] A simplified solution to the problem of multiple diffraction over rounded obstacles. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 19(3), p. 292-5.
- STRUTT, J. (Lord Rayleigh) On the resultant of a large number of vibrations of the same pitch and arbitrary phase. *Philosophy Mag.*, 10, 1880, p. 73.
- SUZUKI, H. [juillet 1977] A statistical model for urban radio propagation. *IEEE Trans. Comm.*, 25(7), p. 673-680.
- TANAKA, T. et AKEYAMA, A. [1990] Modeling of propagation delay profile in urban areas surrounded by mountains. *IEEE Ant. Prop. Int'l. Symp. Digest*, p. 1804-1807.
- TANIS, W. J. et PILATO, G. J. [1993] Building penetration characteristics of 880 MHz and 1922 MHz radio waves. 43rd IEEE Veh. Tech. Conf. Record, p. 206-209.
- TEWARI, R. K. *et autres*, [avril 1990] Radio wave propagation through rain forests of India. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 38(4), p. 433-448.

- TURKMANI, A. M. D. et DE TOLEDO, A. F. [décembre 1993] Modelling of radio transmissions into and within multistorey buildings at 900, 1 800, and 2 300 MHz. *IEE Proc.-I*, 140(6), p. 462-470.
- VAN DER POL, B. et BREMMER, H. [1937] The diffraction of electromagnetic waves from an electrical point source round a finitely conducting sphere, with application to radiotelegraphy and the theory of the rainbow. *Phil. Mag.*, XXIV, p. 141-176 (Partie 1) et p. 825-862 (Partie 2).
- VOGEL, W. et GOLDBIRSH, J. J. [décembre 1986] Tree attenuation at 869 MHz derived from remotely piloted aircraft measurements. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 34(12), p. 1460-1464.
- VOGLER, L. E. [1964] Calculation of groundwave attenuation in the far diffraction region. *Radio Sci.*, 1964, 68D(7), p. 819-826.
- WALFISCH, J. et BERTONI, H. L. [décembre 1988] A theoretical model of UHF propagation in urban environments. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 36(12), p. 1788-1796.
- WALKER, E. H. [novembre 1983] Penetration of radio signals into buildings in the cellular radio environment. *BSTJ*, 62(9), p. 2719-2734.
- WELLS, P. I. [novembre 1977] The attenuation of UHF radio signals by houses. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 26(4), p. 358-362.

APPENDICE A

EXEMPLES PRATIQUES

A.1 Exemple d'essais et d'affinage de modèles empiriques généralisés du type point à zone (voir aussi le § 4.1.2)

On trouvera dans cette section une description du processus d'essais et d'affinage des modèles généralisés de prévision de la propagation, dans la forme la plus simple de ce processus. Cet exemple est donc donné à titre indicatif seulement, pour être utilisé dans des circonstances bien déterminées par des personnes possédant peu d'expérience dans ce domaine, voire aucune, et par des personnes n'ayant pas accès à des moyens de mesure et à des outils de planification perfectionnés en matière de propagation.

Toutefois, même sous cette forme la plus simple, l'exemple peut contribuer à améliorer notablement la précision d'un modèle empirique généralisé de prévision de la propagation (ou contribuer au choix du modèle le plus approprié parmi plusieurs modèles disponibles, avant leur mise en oeuvre dans une zone dont on ignore les caractéristiques de propagation).

A.1.1 Tests des modèles (voir aussi le § 4.1.2.2)

L'exercice commence par le choix d'un ou de plusieurs émetteurs tests (de référence) et d'un récepteur. S'il est impossible d'avoir un émetteur test spécialement conçu à cet effet, il est conseillé d'utiliser des émetteurs existants, par exemple des stations de base opérationnelles faisant partie de systèmes mobiles terrestres fonctionnant dans la zone à laquelle on s'intéresse. Côté réception, on pourra faire usage d'appareils de contrôle étalonnés portatifs ou même d'appareils d'abonné intégrés aux systèmes opérationnels testés et ayant des fonctions de contrôle sur le terrain. Il est important que l'antenne du mobile soit placée à une hauteur appropriée: entre 1,5 et 3 mètres pour les services mobiles terrestres.

Une fois l'équipement choisi, il est bon d'établir un plan d'implantation pour les mesures, ce que l'on peut faire commodément sur une carte géographique à l'échelle convenable. On marquera sur cette carte les itinéraires de mesure, ainsi que les points de mesure pour les mesures statiques. Dans l'exemple qui suit, il sera question de mesures statiques, parce que des mesures mobiles nécessiteraient l'accès à une station de contrôle mobile. Or, si une telle station est disponible, elle possède en général toutes les fonctions nécessaires de mesure automatique.

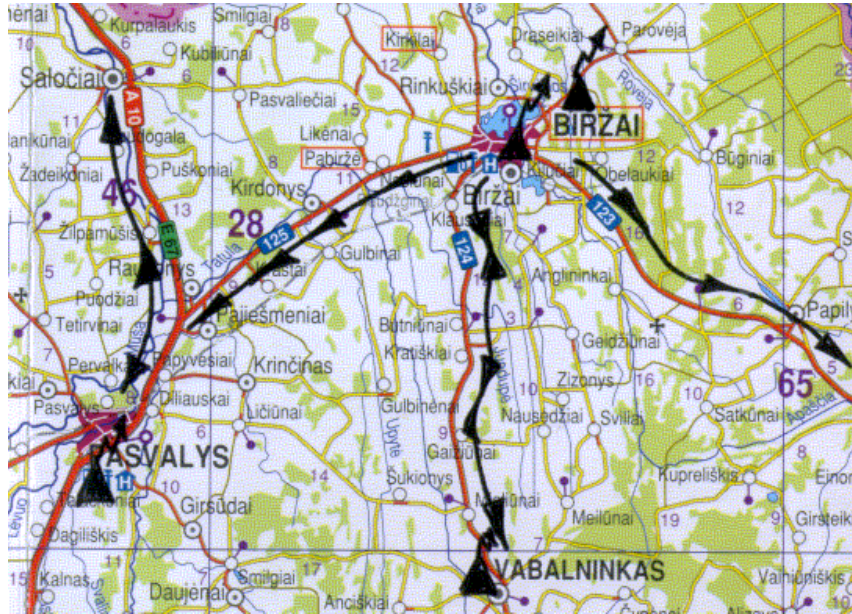
La Fig. A.1 donne un exemple réel d'un tel plan pour mesures dans une zone rurale.

Il pourrait être très commode d'utiliser une station de base installée au carrefour de plusieurs routes rayonnant dans des directions différentes. Les mesures pourraient alors être faites le long de ces routes, comme le montre l'exemple de la Fig. A.1. Mais il faut veiller, dans ce cas, à ce que les itinéraires de mesure ne sortent pas du ou des lobes principaux du diagramme d'antenne de la station de base, si celle-ci est équipée d'antennes directives.

Tous les résultats de mesure seront inscrits dans un tableau, en fonction de la distance de l'émetteur test. On a ainsi la possibilité de comparer directement les valeurs moyennes des champs mesurés avec les résultats fournis par un ou plusieurs modèles de prévision de la propagation. Il peut être utile d'utiliser un logiciel classique de tableur pour automatiser cet exercice. Le Tableau A.1 donne un exemple réel (réduit) d'un tel enregistrement de résultats.

FIGURE A.1

**Exemple réel d'organisation d'itinéraires de mesure
autour d'émetteurs de test**



Ter-0A1

TABLEAU A.1

**Exemple réel d'enregistrement de mesures
Comparaison entre les résultats de la modélisation et des mesures**

Emplacement	Xxxx	Station:	GSM	Hbs (m):	68														
Direction:	Yyyy	Azimut:	100,0	Hbs équiv. (m):	73														
		Fréquence:	951,000	p.a.r. (dBW):	25														
Type de zone:	Rurale, légèrement vallonnée, peu de végétation																		
	Résultats modélisation:				Résultats expérimentaux:				Ensemble résultats de mesure:										
Points:	<i>P.370</i>	<i>Lee</i>	<i>Ok-Hata</i>	<i>Moy.</i>	<i>Ecart</i>	<i>Ensemble</i>	<i>Confiance</i>	<i>R1</i>	<i>R2</i>	<i>R3</i>	<i>R4</i>	<i>R5</i>	<i>R6</i>	<i>R7</i>	<i>R8</i>	<i>R9</i>	<i>R10</i>		
<i>km</i>	<i>dB(μV/m)</i>				<i>dB</i>		<i>nbre</i>	<i>+/- dB</i>	<i>dB(μk/m)</i>										
5	65,6	79,5	45,1	65,0	1,9	10	1,2	64,8	63,8	67,8	65,3	60,8	65,8	64,3	65,3	66,8	65,3		
10	50,6	66,4	35,3	42,7	3,2	10	2,0	42,8	44,8	44,3	46,3	45,3	42,3	36,3	39,3	45,8	40,3		
15	41,7	58,7	29,5	49,1	0,8	10	0,5	49,8	48,3	48,8	49,8	48,8	49,3	50,3	49,8	47,8	48,3		
20	35,4	53,3	25,4	36,7	1,1	10	0,7	37,3	36,8	35,8	36,3	38,3	37,8	36,3	34,8	35,8	37,8		
25	30,6	49,1	19,5	27,3	3,0	8	2,1	31,8	30,8	26,8	21,8	26,8	26,8	26,8	27,3				

L'exemple du Tableau A.1 a été réduit aux données correspondant à cinq «points de distance» seulement. Normalement, les mesures doivent être faites en un minimum de 15 à 20 points équidistants dans la direction correspondant à la portée de couverture souhaitée.

Il est fort utile de compléter la représentation tabulaire comme celle du Tableau A.1 par une représentation graphique (voir la Fig. 4.2).

A.1.2 Choix du modèle optimum (voir aussi le § 4.1.2.2)

Une fois les mesures achevées dans plusieurs zones de couverture représentatives, on peut procéder au choix impartial du modèle qui permet d'obtenir le meilleur ajustement des résultats de mesure, en appliquant le critère des moindres carrés (LSC, *least squares criterion*); voir l'équation (4-2). On trouvera ci-après un exemple d'application de cette équation à la comparaison entre trois modèles et les résultats de mesure du Tableau A.1.

- a) Application du critère LSC aux résultats de mesure du Tableau A.1 comparés au modèle de la Recommandation UIT-R P.370:

$$LSC_{P370}^{areaX} = (65,0 - 65,6)^2 + (42,7 - 50,5)^2 + (49,1 - 41,7)^2 + (36,7 - 35,4)^2 + (27,3 - 30,6)^2 = 126,85$$

- b) Application du critère LSC aux résultats de mesure du Tableau A.1 comparés au modèle de Lee:

$$LSC_{Lee}^{areaX} = (65,0 - 79,5)^2 + (42,7 - 66,4)^2 + (49,1 - 58,7)^2 + (36,7 - 53,3)^2 + (27,3 - 49,1)^2 = 1614,9$$

- c) Application du critère LSC aux résultats de mesure du Tableau A.1 comparés au modèle d'Okumura-Hata:

$$LSC_{OH}^{areaX} = (65,0 - 45,1)^2 + (42,7 - 35,3)^2 + (49,1 - 29,5)^2 + (36,7 - 25,4)^2 + (27,3 - 19,5)^2 = 1023,46$$

Les résultats ci-dessus montrent, pour cet exemple particulier de groupes de mesures, que la meilleure approximation a été donnée par le modèle de la Recommandation UIT-R P.370, parce que l'analyse par les moindres carrés a fourni la plus petite valeur. L'étape suivante consiste à faire la somme des résultats obtenus avec les modèles choisis, pour toutes les zones de propagation étudiées. On est alors en mesure de déterminer le modèle qui donne le meilleur ajustement aux résultats expérimentaux plus souvent que les autres modèles.

Il faut souligner, cependant, que si l'on veut obtenir des résultats statistiquement fiables, on doit analyser des ensembles de données beaucoup plus grands que ceux de cet exemple particulier.

A.1.3 Affinage des modèles (voir aussi le § 4.1.2.3)

Le procédé d'affinage des modèles, décrit au § 4.1.2.3 du Manuel, permet d'améliorer, pour certaines conditions de propagation particulières, la précision du modèle empirique généralisé sur lequel s'est porté le choix. On trouvera ci-après un exemple d'application pratique du procédé au modèle d'Okumura-Hata (4-3), avec utilisation de l'ensemble réduit de résultats de mesure du Tableau A.1.

Il est possible, par exemple, d'affiner le modèle d'Okumura-Hata à l'aide de la méthode décrite au § 4.1.2.3 du présent Manuel, en utilisant les formules (4-6) et (4-7). On notera, par ailleurs, que le paramètre x_i de la formule (4-6) est égal à $\log(R_i)$, où R désigne la distance (mêmes valeurs que dans le modèle). Ainsi, pour l'ensemble de distances du Tableau A.1, $\{5, 10, 15, 20, 25\}$, on obtient un ensemble $R = \{0,7, 1, 1,2, 1,3, 1,4\}$. L'application de l'équation (4-6) aux résultats de mesure et de modélisation du Tableau A.1 donne:

$$\tilde{K} = \frac{(0,7^2 + 1 + 1,2^2 + 1,3^2 + 1,4^2) \cdot (65 + 42,7 + 49,1 + 36,7 + 27,3) - (0,7 + 1 + 1,2 + 1,3 + 1,4) \cdot (0,7 \cdot 65 + 1 \cdot 42,7 + 1,2 \cdot 49,1 + 1,3 \cdot 36,7 + 1,4 \cdot 27,3)}{5 \cdot (0,7^2 + 1 + 1,2^2 + 1,3^2 + 1,4^2) - (0,7 + 1 + 1,2 + 1,3 + 1,4)^2} \approx 95,96$$

$$\tilde{\gamma}_{SYS} = \frac{5 \cdot (0,7 \cdot 65 + 1 \cdot 42,7 + 1,2 \cdot 49,1 + 1,3 \cdot 36,7 + 1,4 \cdot 27,3) - (0,7 + 1 + 1,2 + 1,3 + 1,4) \cdot (65 + 42,7 + 49,1 + 36,7 + 27,3)}{5 \cdot (0,7^2 + 1 + 1,2^2 + 1,3^2 + 1,4^2) - (0,7 + 1 + 1,2 + 1,3 + 1,4)^2} \approx -46,25$$

On porte ensuite ces résultats dans l'équation (4-7). Les autres variables de l'équation (4-7) désignent les paramètres du système testé, conformément à leur définition donnée dans la description du modèle d'Okumura-Hata (4-3). Dans l'exemple considéré ici, on utilise les valeurs du Tableau A.1, et l'équation (4-7) donne alors les valeurs suivantes pour les paramètres affinés du modèle empirique de prévision de la propagation:

$$\tilde{E}_0 = 95,96 - 25 + 6,16 \cdot \log(900) - 13,82 \cdot \log(73) - ((1,1 \cdot \log(900) - 0,7) \cdot 1,5 - (1,56 \cdot \log(900) - 0,8)) \approx 63,4$$

$$\tilde{\gamma} = -\frac{-46,25}{44,9 - 6,55 \cdot \log(73)} \approx 1,4$$

En se fondant sur ces derniers résultats, on conclut que, dans une zone donnée, la propagation des ondes radioélectriques peut être modélisée empiriquement par application du modèle d'Okumura-Hata choisi (4-3), avec les valeurs suivantes pour les paramètres empiriques: $E_0 = 63,4$ et $\gamma = 1,4$. Toutefois, comme indiqué au § 4.1.2.3 du Manuel, il serait bon d'effectuer ce calcul des paramètres affinés empiriquement dans plusieurs zones où les conditions de propagation sont similaires. On obtiendra ainsi pour E_0 et γ des valeurs moyennes susceptibles d'une utilisation plus générale dans tel ou tel pays, ou telle ou telle région (voir l'exemple au Tableau 4.1).

Ici encore, il faut souligner que, si l'on veut obtenir des résultats statistiquement fiables, on doit analyser des ensembles de données beaucoup plus grands que ceux de l'exemple du Tableau A.1.

APPENDICE B

CONVERSION DES UNITÉS

B.1 Affaiblissements de propagation et champ électromagnétique

Dans le présent Manuel, on a présenté les divers modèles en invoquant indifféremment la modélisation de l'affaiblissement de propagation ou la prévision du champ. Il faut bien comprendre, cependant, que ces modèles permettent la modélisation du même phénomène. On relie directement les affaiblissements de propagation (généralement appelés L , *losses*) à la puissance reçue ou au champ en faisant intervenir la puissance effectivement rayonnée dans l'espace par l'émetteur.

Par exemple, une expression logarithmique permet de convertir facilement l'affaiblissement de transmission calculé (dB) en puissance reçue, P_R , à l'entrée du récepteur:

$$P_R = P_T + G_T + G_R - L_{ST} - L_{SR} - L$$

avec:

P_T : puissance de sortie de l'émetteur, sur une échelle logarithmique

G_T : gain de l'antenne d'émission

G_R : gain de l'antenne de réception

L_{ST} : pertes du système dans l'émetteur, par exemple, pertes dans la ligne d'alimentation

L_{SR} : pertes du système dans le récepteur

L : affaiblissements de propagation modélisés.

Dans les cas où il suffit de calculer la puissance ou le champ au point de réception, avant le passage dans le système récepteur, on peut se dispenser de prendre en compte les paramètres du récepteur G_R et L_{SR} dans l'expression ci-dessus.

Pour une étude plus détaillée des relations existant entre les affaiblissements de propagation, les signaux et les caractéristiques des systèmes, on se reportera à la Recommandation UIT-R P.341 – Notion d'affaiblissement de transmission pour les liaisons radioélectriques [B-1].

B.2 Unités décibels et échelle logarithmique

Très souvent, en radiocommunication, la puissance et d'autres grandeurs électriques sont exprimées en unités décibels. Cela permet de faire des additions au lieu d'opérations de multiplication, qui sont plus complexes. De plus, l'échelle logarithmique des décibels rend possible une représentation plus simple et plus uniforme de la gamme dynamique extrêmement large des caractéristiques du signal radioélectrique.

Il convient de noter que le décibel (symbole dB) ne représente pas lui-même la valeur absolue de la caractéristique, mais plutôt sa relation par rapport à une valeur de référence. Par exemple, le rapport de la puissance de sortie p_{out} à la puissance d'entrée p_{in} (c'est-à-dire le gain G_p) peut s'exprimer en dB par la formule:

$$G_P = 10 \log_{10} \left(\frac{p_{out}}{p_{in}} \right) \quad \text{dB}$$

Pour les tensions ou les courants, l'expression en dB est modifiée, la raison fondamentale étant que la puissance est proportionnelle au carré de la tension ou du courant. Du fait de la présence de ce carré, le coefficient de multiplication du logarithme est doublé:

$$G_U = 20 \log_{10} \left(\frac{u_1}{u_0} \right) \quad \text{ou} \quad G_I = 20 \log_{10} \left(\frac{i_1}{i_0} \right) \quad \text{dB}$$

Conséquence de ce qui précède: une même valeur en dB traduit une même relation entre deux signaux, que la mesure ait porté sur les propriétés de la puissance ou de l'ensemble tension-courant de ces signaux.

Bien que les décibels représentent un rapport entre deux paramètres, on les transforme souvent en valeurs absolues, lorsqu'une certaine valeur est prise comme référence. Par exemple, pour exprimer une puissance absolue, on utilise souvent l'unité dBW, c'est-à-dire la puissance du signal rapportée à 1 W:

$$P = 10 \log_{10} \left(\frac{p}{1 \text{ W}} \right) \quad \text{dBW}$$

A noter que, dans de très nombreux cas, les grandeurs en valeurs décimales sont désignées par des lettres minuscules (par exemple, p dans l'expression ci-dessus) et leurs équivalents logarithmiques sont désignés par les lettres majuscules correspondantes (par exemple, P).

Par exemple, une puissance d'émetteur égale à 25 W peut s'exprimer comme suit en unités décibels:

$$10 \log_{10} \left(\frac{25 \text{ W}}{1 \text{ W}} \right) \approx 14 \text{ dBW}$$

On trouvera ci-après d'autres expressions logarithmiques similaires de valeurs absolues, couramment utilisées dans la pratique des radiocommunications. Ces expressions reposent sur des bases de référence différentes:

– pour les puissances, quand la valeur en dBW est trop grande:

$$P = 10 \log_{10} \left(\frac{p}{1 \text{ mW}} \right) \quad \text{dBm}$$

– pour l'amplitude d'un signal reçu:

$$U = 20 \log_{10} \left(\frac{u}{1 \mu\text{V}} \right) \quad \text{dB}\mu\text{V}$$

– pour le champ électrique d'un signal radioélectrique:

$$E = 20 \log_{10} \left(\frac{e}{1 \mu\text{V/m}} \right) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

Il existe d'autres unités dérivées du décibel. La valeur de référence utilisée pour établir ces unités peut être explicitée par le suffixe ajouté au symbole dB. Dans certains cas, cette utilisation d'une base de référence est étendue à la spécification du gain absolu. Par exemple, on emploie souvent en radiocommunications les unités dBi et dBd, qui expriment le gain d'une antenne par rapport, respectivement, à un élément rayonnant isotrope ou à un doublet demi-onde. On notera la relation suivante: 0 dBd = 2,15 dBi.

Lorsqu'ils sont utilisés dans les calculs, les gains exprimés en dB (y compris le gain d'antenne en dBi) ont tous la même base logarithmique et peuvent par conséquent être additionnés et soustraits arithmétiquement. Exemple: dans le calcul d'une puissance rayonnée, on peut obtenir: 14 dBW pour la puissance de l'émetteur +10 dBi pour le gain de l'antenne d'émission -3 dB pour les pertes dans la ligne d'alimentation, ce qui donne 21 dBW pour la p.i.r.e. (puissance isotrope rayonnée équivalente).

B.3 Conversion des unités

Pour convertir des unités décibels logarithmiques de même espèce (par exemple, puissance ou champ) exprimant des valeurs absolues, on peut procéder par simple passage à une base de référence différente. Par exemple, pour convertir des dBW en dBm, on tient compte tout d'abord de la relation $0 \text{ dBW} = 1 \text{ W} = 1\,000 \text{ mW}$, après quoi le calcul de conversion se fait sans difficulté:

$$0 \text{ dBW} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1\,000 \text{ mW}}{1 \text{ mW}} \right) = 30 \text{ dBm}$$

Cette expression montre qu'on peut passer des dBW aux dBm par simple addition de 30 dB, ou passer des dBm aux dBW par soustraction de 30 dB. Exemples: $14 \text{ dBW} = 44 \text{ dBm}$ et $-55 \text{ dBm} = -85 \text{ dBW}$.

Dans d'autres cas, quand il s'agit de faire la conversion entre des unités de nature différente, on appliquera des formules de conversion spéciales, comme celles données dans la Recommandation UIT-R P.525, Calcul de la propagation en espace libre [B-2]. Le cas de conversion qui se présente le plus fréquemment dans la modélisation de la propagation est celui où l'on passe de la valeur d'un champ donné à la valeur d'une puissance isotrope reçue en un emplacement donné, ou inversement. Cette opération peut se faire à l'aide de la formule de conversion:

$$P_R = E - 20 \cdot \log f - 167,2$$

où:

P_R : puissance isotrope reçue (dBW)

E : champ électrique (dB($\mu\text{V}/\text{m}$))

f : fréquence (GHz).

Si f est exprimé en MHz, on ajoute 60 dB à la constante (ce qui donne -107,2). Pour calculer P_R en dBm, on ajoute 30 dB à la constante (ce qui donne -137,2).

B.4 Références bibliographiques

- [B-1] Recommandation UIT-R P.341 – Notion d'affaiblissement de transmission pour les liaisons radioélectriques. Union internationale des télécommunications, Genève.
 - [B-2] Recommandation UIT-R P.525 – Calcul de la propagation en espace libre. Union internationale des télécommunications, Genève.
-



* 2 1 4 4 8 *

Imprimé en Suisse
Genève, 2002
ISBN 92-61-09972-6