

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2004

Thèse N° 25-2004

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Spécialité : "Télécommunications"

présentée et soutenue par

Landaabalo AGBA

le 27 Octobre 2004

**ELABORATION DE LOGICIEL D'AIDE AU DEPLOIEMENT
DE RESEAUX SANS FIL MILLIMETRIQUES**

Thèse dirigée par le Professeur Bernard JECKO

JURY :

Monsieur P. COMBES	Président
Monsieur M. NEY	Rapporteur
Monsieur R. VAUZELLE	Rapporteur
Monsieur J-M. GORCE	Examinateur
Monsieur P. VAUDON	Examinateur
Monsieur B. JECKO	Examinateur
Monsieur P. CATHERINE	Invité

Dédicace :

À ma mère

*Toi qui m'allaitas, toi qui gouvernas mes premiers pas,
Toi qui, la première, m'ouvris les yeux aux prodiges de la terre,
Je pense à toi...*

*Femme noire, femme africaine,
ô toi ma mère, merci pour tout ce que tu fis pour moi, ton fils,
Si loin, si loin, si près de toi !*

Extraits de *L'Enfant Noir* de **Camara Laye**

REMERCIEMENTS

Mes travaux ont été effectués à la Faculté des Sciences et Techniques, au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et micro-ondes (IRCOM), unité mixte de recherche CNRS - Université de Limoges dirigé par le Professeur A. BARTHELEMY.

J'exprime ma profonde gratitude au Professeur B. JECKO, responsable du CREAPE pour m'avoir accueilli dans son équipe et pour avoir dirigé mes travaux. Je voudrais souligner l'attention particulière et l'écoute dont il fait preuve à mon égard surtout dans les démarches administratives du fait de mon statut d'« Etudiant Etranger ».

Mes sincères remerciements au Professeur P. COMBES pour l'insigne honneur qu'il me fait de présider mon jury de thèse.

Je remercie très sincèrement Messieurs M. NEY, directeur du LEST à l'Ecole Nationale Supérieure de Télécommunications de Bretagne et R. VAUZELLE, Maître de Conférences à l'Université de Poitiers qui ont bien voulu assurer la tâche de rapporteur et qui ont consacré une partie de leur précieux temps à l'analyse de mon travail.

Je remercie également Messieurs P. VAUDON, professeur à l'Université de Limoges et J-M GORCE, Maître de Conférences à l'INSA de Lyon pour avoir accepté de siéger à mon jury de thèse. Je tiens à mentionner la très grande disponibilité de Monsieur P. VAUDON depuis qu'il m'a accueilli en DEA Télécommunications des Hautes Fréquences et Optoélectronique en 2000.

Merci à Monsieur P. CATHERINE, PDG de Cril Télécom Software (CTS) pour l'honneur qu'il me fait de participer à ce jury de thèse.

J'exprime ma chaleureuse reconnaissance aux deux secrétaires de l'équipe P. LEROY et N. AYMARD pour leur gentillesse et leur aide précieuse.

Sincères remerciements à Madame F. JECKO pour l'aide qu'elle m'a apportée en 2001.

Je tiens à exprimer mes remerciements à tous les permanents de l'équipe et de CREAPE Ingénierie notamment T. MONEDIERE, B. BELLIARD, M. THEVENOT, P. LEVEQUE, C. DECROZE, E. ARNAUD, D. CHIRON, C. AMPEAU.

Je suis très reconnaissant à G. VIGUIÉ, ingénieur à MAKALIS et F. BOUMEDIENNE du département de cartographie de la Faculté des Lettres et Sciences Humaines pour m'avoir initié à l'utilisation des Systèmes d'Informations Géographiques.

Mes remerciements vont aussi à toutes les personnes avec qui j'ai eu le privilège de travailler lors des réunions dans le cadre des projets ERASME et BROADWAN.

J'associe à ces remerciements tous les stagiaires dont j'ai eu la charge. Les travaux de certains ont été d'une aide précieuse dans l'avancement de mes recherches. Je pense en particulier à A. FETACHE, R. SAWIRES, G. FARGES et O. NICARD.

Merci à Clotilde, mon épouse qui a été toujours présente dans les bons et les mauvais jours et Dora, notre petite fille qui du haut des ses 10 mois semble dire chaque matin « Bon courage papa ».

A ma maman, à mes sœurs Jeannette et Aimée et à ma défunte sœur Marie (qui ne peut partager ma joie) pour leur soutien matériel et moral.

A mon frère Sylvestre, ma sincère gratitude pour son aide précieuse sans laquelle je n'aurais pas pu m'inscrire en DEA.

A toute ma famille et mes amis au Togo, mes sincères remerciements pour tous les gestes d'encouragement.

Que dire de ses amis qui ont rendu mon séjour en France plus aisé et plus agréable. Un cachet spécial pour Vic (mon demi frère blanc), Laure, Ben, Guéno, Stéphane, Elisa car il serait fastidieux de mentionner ici ce qu'ils ont été pour moi. Le temps me manquerait si je passais en revue Philippe, Cyril, Sylvain, Tanguy, Sandra, Sandrine (la grande et la petite, elles se reconnaîtront), Géraldine, Pierre. Malheureusement, je ne peux les citer tous mais ils resteront toujours dans mon cœur.

Merci à tous ces hommes et ces femmes qui n'avaient « ni or, ni argent » mais qui m'ont donné leur affection et leurs prières. Aussi je les appellerai affectueusement pour toujours, frères et sœurs.

A ma patrie, le Togo, je forme le vœu d'un Présent et d'un Avenir radieux. Je bénis la terre de France qui m'a accueilli, puisse-t-elle porter davantage les fruits de la liberté, de l'égalité et de la fraternité.

Et puisqu'il faut le dire « *la fin de toute chose vaut mieux que son commencement* », je rends grâce par-dessus toute chose à l'Alpha et l'Omega sans qui rien n'aurait été possible.

LISTE DES ARTICLES & PUBLICATIONS 2001 – 2004

1. ***L. AGBA « L'essentiel sur le LMDS : système de télécommunication multiservices à haut débit »*** Fascicule rédigé en Juillet 2001
2. ***L. AGBA – B. JECKO « Outil de simulation de bilan de liaison pour le LMDS à 40 GHz »*** XIII^e Journées Nationales Micro-ondes. Lille, France. Mai 2003
3. ***L. AGBA – B. JECKO « LMDS (40 GHz) network deployment in urban environment »*** The 7th World Multiconference on Systemics, Cybernetics and Informatics. Orlando, Florida. July 2003
4. ***L. AGBA – B. JECKO « Déploiement de réseaux sans fil large bande: Application au LMDS en zone urbaine »*** Colloque de clôture de l'Action Concertée Incitative Ville (ACI-V). Paris, France. Mars 2004.
5. ***L. AGBA « Réseaux locaux sans fil, supports de développement des technologies de l'information et de la communication »*** Colloque International « Développement durable : leçons et perspectives » de la Francophonie. Ouagadougou, Burkina Faso. Juin 2004
6. ***L. AGBA – B. JECKO « Coverage software for wireless networks including reflectors and repeaters »*** International conference on Cybernetics and Information Technologies, Systems and Applications. Orlando, Florida. July 2004
7. ***L. AGBA – L. FREYTAG - B. JECKO « Planning tool for LMDS coverage using 3D geographic information system data »*** ICETE: International Conference on E-Business & Telecommunication Networks. Setubal, Portugal. Août 2004
8. ***L. AGBA – B. JECKO « Coverage prediction for LMDS at 40 GHz: Simulations and measurements »*** PIERS (Progress in Electromagnetics Research Symposium) Nanjing, Chine. Août 2004.

SOMMAIRE

• INTRODUCTION GENERALE	1
• Chapitre 1 - DEPLOIEMENT DE RESEAUX SANS FIL : APPLICATION AU LMDS	7
I. INTRODUCTION	9
II. LE LMDS : UNE TECHNOLOGIE EN PLEIN ESSOR.....	10
II.1- Description Globale d'un réseau LMDS.....	12
II.1.1- Généralités sur le LMDS.....	12
II.2.1- Architecture physique : définition de la cellule élémentaire.....	14
II.2- Équipements et normes en vigueur	16
II.2.1- La BTS (Base Transceiver Station) et ses équipements	17
II.2.2- L'équipement abonné (CPE: Customer Premises Equipment).....	18
II.2.3- Les normes en vigueur	19
II.3- Services et secteurs d'application.	21
II.4- Avantages et désavantages du LMDS.....	24
II.4.1- Avantages du système LMDS.....	24
II.4.2- Désavantages du système LMDS.....	25
III. LE CONTEXTE DE L'ETUDE	26
III.1- Le besoin d'un outil d'aide au déploiement	27
III.2- Le cadre national et international de l'étude.....	28
III.2.1- Projet RNRT « ERASME »	28
III.2.1.1- Objectifs et verrous technologiques.....	28
III.2.1.2- La plate forme ERASME à Limoges.....	29
III.2.2- Programme européen « BROADWAN »	31
IV. LES MODELES DE PREDICTION DE LA PROPAGATION.....	33
IV.1- Les modèles statistiques ou empiriques.	34
IV.2- Les modèles semi déterministes ou mixtes.	37
IV.3- Les modèles déterministes.....	39
IV.4- Le point sur les modèles de prédiction.	41
V. UN OUTIL ADAPTE AUX RESEAUX MILLIMETRIQUES.....	42
V.1- Les méthodes asymptotiques.	43
V.1.1- La méthode du lancer de rayons	44
V.1.2- La méthode du tracé de rayons	45
V.2- Les étapes de l'élaboration de notre outil de prédiction	46
VI. CONCLUSION	47
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I	49

• Chapitre 2 - CONCEPTION ET REALISATION D'UN LOGICIEL D'AIDE AU DEPLOIEMENT : LIBUS	55
i. INTRODUCTION	57
II. PRINCIPE – METHODE – ALGORITHMME	58
II.1-La technique du Tracé de Rayons dans un environnement outdoor	59
II.1.1- Tracé de rayons 2D	61
II.1.2- Tracé rayons 3D	62
II.2- Algorithme et paramètres d'entrée de LIBUS	64
II.2.1- Présentation de l'algorithme	65
II.2.2- Les entrées & sorties de LIBUS	66
III. INFLUENCE DU CANAL DE PROPAGATION	67
III.1- Influence du milieu physique	67
III.1.1- Description du milieu : définition de la scène	67
III.1.2- Phénomènes de réflexion (Caractéristiques de matériaux 20 - 50 GHz)	69
III.1.2.1- Calcul des coefficients de réflexion	70
III.1.2.2- Influence des irrégularités de surface : la rugosité	72
III.2- Influence des conditions climatiques	73
IV. LES ANTENNES ET LE BILAN DE LIAISON	79
IV.1- Les caractéristiques des modules d'émission / réception	79
IV.1.1- Les diagrammes de rayonnement des antennes	79
IV.1.1.1- Les diagrammes dans les plans E et H pour des applications 2D	80
IV.1.1.2- Le diagramme 3D (réel ou interpolé) pour les applications 3D	81
IV.1.2- La puissance totale rayonnée de l'émetteur	83
IV.1.3- La Puissance Isotrope Rayonnée Effective (PIRE)	83
IV.1.4- Le seuil de sensibilité du récepteur	84
IV.2- Calcul des champs et de la puissance	85
IV.2.1- Expression du champ en incidence directe	86
IV.2.2- Expression du champ réfléchi	87
IV.2.3- Passage au calcul de la puissance reçue	88
V. INTERPRETATION DE QUELQUES RESULTATS	90
V.1- La présence de trous de puissance dans le profil de puissance	90
V.1.1- Les zones d'ombres dues à l'utilisation d'une antenne directive en site	91
V.1.2- Les zones d'ombres dues aux trajets réfléchis (cas particulier du sol)	94
V.2- Compromis entre la portée maximale et le taux de fiabilité	95
VI. CONCLUSION	98
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II	101

• Chapitre 3 – APPLICATION À L'ETUDE DE COUVERTURE A PARTIR DES BASES DE DONNES GIS ET VALIDATION	105
I. INTRODUCTION	107
II. BESOIN DE COUPLAGE AVEC UNE BASE DE DONNEES GIS.....	108
II.1- Constitution d'une base de données de référence	110
II.2- Les éléments de la base de données de référence.	114
II.2.1- Les produits de l'IGN [III.7].....	114
II.2.1.1- BD-TOPO	114
II.2.1.2- La BD-ORTHO.....	116
II.2.2- Les données complémentaires nécessaires	118
II.2.2.1- Les mesures GPS [III.8, 9].....	118
II.2.2.2- Les autres données complémentaires.....	121
III. LOGICIEL DE VISUALISATION ET COUPLAGE AVEC LIBUS.....	122
III.1- La plate-forme JLOOX et la gestion de bases de données GIS.....	122
III.1.1- les produits JLOOX [III.12, 13]	122
III.1.2- Réalisation d'un logiciel SIG.....	123
III.2- Conception d'une interface « entrées – sorties » de LIBUS [III.14].....	126
IV. EXEMPLE D'ÉTUDE DE COUVERTURE ET VALIDATION	130
IV.1- Application à l'étude de la couverture à Limoges.....	131
IV.1.1- Secteur 1 dans le projet ERASME	131
IV.1.2- Quatre secteurs autour d'ESTER Technopole : Projet BROADWAN	133
IV.2- Validation de LIBUS par les mesures expérimentales de puissance.....	135
IV.2.1- Le cadre et le dispositif de mesure	136
IV.2.1.1- Le cadre expérimental	136
IV.2.1.2- Le matériel et le dispositif de mesure.....	138
IV.2.2- Comparaison Simulation – Mesures.....	139
IV.2.3- Confirmation de l'influence de la rugosité.....	141
V. CONCLUSION	143
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III.....	145
• Chapitre 4 – APPLICATION DE LIBUS À L'AMELIORATION DE LA COUVERTURE D'UN RÉSEAU LMDS À 40 GHz	147
I. INTRODUCTION	149
II. UTILISATION DE NOUVEAUX TYPES D'ANTENNES	150
II.1- L'antenne en cosécante carrée : Formation d'un rayonnement equi-reparti.....	151

II.2- Les antennes à pointage électronique : formation de faisceaux.....	155
II.2.1- Antenne multi-faisceaux (switch beam antenna).....	156
II.2.2- Antennes adaptatives.....	161
III. UTILISATION DE REFLECTEURS PASSIFS	161
III.1.- Les différents types de réflecteurs	163
III.1.1- Cas des réflecteurs plans.....	165
Cas d'une plaque rectangulaire :	166
Cas d'un disque :	166
III.1.2- Cas des réflecteurs convexes	168
III.1.3- Généralisation sur l'utilisation des réflecteurs	169
III.2 - Extension de LIBUS pour la couverture des zones d'ombre via un réflecteur	170
IV. DIMENSIONNEMENT D'UN REPETEUR ACTIF.....	173
IV.1- Généralités sur les répéteurs.....	174
IV.2- Calcul du gain d'un répéteur	177
IV.3- Extension de LIBUS : Couverture via un répéteur.....	180
V. CONCLUSION.....	184
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV	187
• CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES.....	189
• Annexe I: QUELQUES RESEAUX DE COMMUNICATION DU CAPILLAIRE HAUT DEBIT.....	197
I. LES RESEAUX FILAIRES.....	197
I.1- Les technologies xDSL	197
I.2- Le câble	202
I.3- La fibre optique [AI.12]	203
II. LES RESEAUX SANS FIL.....	204
II.1- WLAN (Wireless Local Area Network) [AI.13, AI.14].....	205
II.2- BFWA (Broadband Fixed Wireless Access) [AI.15, AI.16]	206
• Annexe II : Complément sur les projets "ERASME" & "BROADWAN".....	209
I. Projet RNRT « ERASME »	209
I.1- Objectifs et verrous technologiques	210
I.2- La plate forme ERASME à Limoges	211
II. Programme européen « BROADWAN »	212

• Annexe III : Principales catégories d'une base de données macroscopiques de couverture de terrain	217
• Annexe IV : LES PRINCIPALES CLASSES JAVA UTILISÉES DANS LA CONCEPTION DES INTERFACES GRAPHIQUES.....	219
I. RAPPELS SUR LA PROGRAMMATION ORIENTÉE OBJET	219
II. LA BIBLIOTHÈQUE DE COMPOSANTS « SWING ».....	220
II.1. JFrame :	220
II.2. JPanel :	221
II.3. GridBagLayout :	221
II.4. BorderLayout :	221
II.5. CardLayout :	222
II.6. JLabel :	223
II.7. JTextField :	223
II.8. Les classes de boutons (JButton, JCheckBox, JRadioButton...) :	224
II.9. JFile Chooser :	224
II.10. JComboBox :	224
II.11. JScrollPane :	225
II.12. JSplitPane :	225
II.13. Les classes de création de menu :	226
II.14. Autres classes :	226
• Annexe V : Complément sur le manuel d'utilisation Le mesureur de champ MCP 3000 TV SAT ANALOGIQUE NUMERIQUE.....	227
I. PRÉSENTATION DU MESUREUR DE CHAMP ET DE SON PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	227
II. MODE ANALOGIQUE.....	228
II.1 – Analyseur de spectre	228
II.2 – Mesure de puissance.....	229
III. MODE NUMERIQUE.....	230
IV. UN EXEMPLE DE MONTAGE DU DISPOSITIF DE MESURE	232
• Annexe VI : RADIATION FROM APERTURES (extrait du chapitre 16 de Electromagnetic waves & Antennas. Pages 515 - 526)	233
16.1 Field Equivalence Principle	233
16.2 Magnetic Currents and Duality	236

16.3 Radiation Fields from Magnetic Currents.....238
16.4 Radiation Fields from Apertures.....240
16.5 Huygens Source243
16.6 Directivity and Effective Area of Apertures.....246
BIBLIOGRAPHIE DES ANNEXES.....251

INTRODUCTION GENERALE

« Les moyens de télécommunication, non contents de restreindre l'étendue, abolissent aussi toute durée, tout délai de transmission des messages, des images. Comment vivre vraiment "ici" si tout est maintenant ? »

Paul VIRILIO

Extrait de la revue *Le Monde de l'éducation*, Juillet – Août 2001

La réflexion de Paul VIRILIO, bien que critique dans une certaine mesure, décrit très précisément l'évolution des moyens de télécommunication et ce qu'ils sont aujourd'hui. On ne peut plus se contenter de faire de la planète un « *grand village* », il faut aussi et surtout s'assurer que l'on peut vivre « *ici* » et « *maintenant* » les choses qui se produisent « *là-bas* » et participer pleinement comme si l'on y était : c'est l'ère du multimédia et du temps réel. Ce besoin devenu planétaire exige de véhiculer une quantité importante d'informations faites de sons, d'images et de données de façon quasi instantanée, l'unité de mesure de cette instantanéité étant le débit. Plus la quantité d'informations est importante, plus grand doit être le débit de transmission et mieux le besoin d'instantanéité est satisfait.

On comprend alors que le besoin de haut débit pour les utilisateurs finaux (particuliers, entreprises, administrations...) est le résultat du développement de nouveaux services nécessitant d'une part la transmission simultanée des données, des images et de la voix et d'autre part une plus grande interactivité.

- **Le besoin de haut débit pour les utilisateurs finaux.**

Aujourd'hui, le besoin de « *haut débit* » n'est plus un secret pour personne, le nombre et la diversité d'offres des fournisseurs de services multimédia en est la preuve. D'après les derniers chiffres de la *Commission Européenne COCOM-Mars 2004* rapporté par l'ART, le taux de pénétration du haut débit en France est passé de 4 % à 6,2 % entre Juillet 2003 et Janvier 2004, soit une progression de 2,2 % en six mois. Pour s'en convaincre, voici une liste des services quasi quotidiens et les débits nécessaires à leurs diffusions.

Applications ou services	Débit de transmission
Connexion Internet simple	30 - 64 Kbps
Voix sur ligne téléphonique	~ 64 Kbps
Internet haut débit (téléchargement musique et vidéo, jeux vidéo...)	128 Kbps ; 512 Kbps ; 1 Mbps ; 2 Mbps et plus
Transfert de fichiers	~ 2 Mbps
Visioconférence	~ 2 Mbps en Full Duplex (FD)
Diffusion TV numérique	4 – 6 Mbps

Tableau Int.1 : Quelques services et leur débit de transmission

Pour la télévision haute définition et les liaisons informatiques spécialisées, ces débits peuvent atteindre sans compression de données 155 Mbps. De manière générale, on est passé des Kbps aux Mbps, multipliant de fait le besoin de débit d'au moins un facteur 1000. Si l'on ajoute le fait que plusieurs de ces services peuvent être mis en œuvre dans le même temps, on peut atteindre plusieurs centaines de Mbps. Généralement les structures de transmission longue et moyenne distance (inforoutes et réseaux d'accès à base de fibres optiques) sont assez bien dimensionnées pour supporter de telles quantités. C'est donc au niveau des connexions locales que le phénomène d'embouteillage se produit. La conséquence de cette augmentation exponentielle du besoin de débit est l'incapacité des supports locaux, sous dimensionnés, comme la paire de cuivre torsadée, à acheminer ce flux important de données. Il était donc devenu urgent de répondre au mécontentement des abonnés face à la lenteur voire l'inaccessibilité pour insuffisance de débit à certains services. De nouveaux supports mieux dimensionnés et de nouvelles technologies de transmission ont ainsi vu le jour sur les derniers kilomètres qui séparent les abonnés de leurs centrales de services.

- **Les solutions envisagées.**

Les opérateurs télécoms ont mis en œuvre de nombreuses solutions pour fournir un accès haut débit. Il serait fastidieux d'en faire une liste exhaustive, néanmoins les plus utilisées font l'objet de l'annexe I. Elles sont souvent classées en deux grandes familles : les supports filaires et les technologies sans fil.

- ***Les supports filaires.***

Les supports les plus connus au niveau local sont les technologies xDSL, le câble et la fibre optique. Ils reposent soit sur le réseau téléphonique préexistant soit sur de nouvelles infrastructures filaires à déployer. Les supports filaires bien qu'ayant donné des solutions intéressantes sont soit trop coûteux (fibre optique) pour être déployés à grande échelle, soit tributaires d'un réseau téléphonique vieillissant (ADSL). De plus le coût élevé des travaux de génie civil (tranchées, câblage) est une contrainte supplémentaire, d'où le recours aux technologies sans fil généralement moins onéreuses.

- ***Les technologies sans fil.***

Aujourd'hui les solutions sans fil fleurissent partout. Leur succès réside dans la rapidité de déploiement qu'elles offrent et parfois l'utilisation en basses fréquences des bandes libres de droits dites bandes ISM (Industrial, Scientific and Medical). Nous nous

intéresserons plus particulièrement à deux familles de technologies offrant dans la boucle locale un accès sans fil haut débit : les WLAN (*Wireless Local Area Network*) et les BFWA (*Broadband Fixed Wireless Access*). Les WLAN offrent des bandes passantes relativement étroites du fait de l'utilisation des basses fréquences tandis que les BFWA disposent de bandes passantes conséquentes. Ce sont ces dernières avec comme exemple le LMDS (*Local Multipoint Distribution Services*) opérant généralement à des fréquences supérieures à 20 GHz qui retiendront notre attention. Il reste alors à résoudre les problèmes relatifs au déploiement de tels réseaux.

• **Position du problème et plan du mémoire.**

- « *Comment faciliter le déploiement de réseaux sans fil et plus particulièrement des réseaux large bande opérant à hautes fréquences ?* »
- « *Quels sont les paramètres les plus influents et sont-ils dépendants ou non de la fréquence de fonctionnement ?* »
- « *Quels modèles ou quelles méthodes de prédiction utiliser et pourquoi ?* »
- « *Comment améliorer les performances en terme de couverture ?* »

Voici quelques unes des questions essentielles auxquelles nous avons tenté d'apporter des éléments de réponse tout au long de cette synthèse de nos travaux menés à l'IRCOM (Institut de Recherche en Communication Optiques et Micro ondes) au sein de l'équipe CREAPE (Centre de Recherche en Electromagnétisme pour des Antennes à Pointage Electronique).

Le chapitre I a permis après description du système LMDS (un exemple de réseau BFWA), de présenter le besoin d'un outil spécifique d'aide au déploiement de réseau sans fil large bande en précisant les projets qui ont stimulé cette réflexion. Puis, nous avons justifié le choix des modèles déterministes et la méthode du tracé de rayons pour l'élaboration de ce logiciel de simulation, baptisé LIBUS.

La méthodologie utilisée dans la conception de LIBUS, la prise en compte et l'impact des paramètres d'entrées (le milieu physique, les antennes, les conditions climatiques...) ainsi que les résultats générés en fin d'exécution du programme (visualisation des rayons, niveaux de puissance, % de couverture) constituent l'essentiel du chapitre II.

L'application à l'étude de la couverture dans des cas réels a été possible au chapitre III grâce au couplage de LIBUS avec des bases de données géographiques GIS (Geographic Information System) qui y sont décrites. Nous avons ensuite présenté l'ergonomie et les fonctionnalités des interfaces ainsi réalisées et les outils de programmation qui ont été utilisés. Puis, ayant mené plusieurs séries de mesures expérimentales de puissances, nous avons validé le logiciel par une comparaison entre les résultats de simulation et les mesures.

Le dernier chapitre nous a permis finalement de faire, dans le cas du LMDS à 40 GHz quelques propositions pour :

- améliorer la couverture d'un émetteur en utilisant de nouvelles topologies d'antennes ou des sources passives pour desservir certaines zones non couvertes.
- Etendre la portée maximale de la couverture en dimensionnant des répéteurs appropriés à 40 GHz (seule l'étude théorique est présentée dans ce mémoire).

La succession des chapitres et des paragraphes qui les composent fait apparaître globalement la chronologie de notre réflexion au cours de cette thèse même si par endroits nous avons été amenés à regrouper des résultats par souci de cohérence entre les parties.

Ces travaux ouvrent de nouvelles perspectives que nous exposerons enfin après l'énoncé de la conclusion.

Chapitre 1 - DEPLOIEMENT DE RESEAUX SANS FIL : APPLICATION AU LMDS

« La télévision, l'ordinateur et le mobile se sont rendus indispensables à notre vie quotidienne. Notre vision du futur proche est que tout appareil devrait pouvoir se connecter à tout autre appareil, automatiquement, sans fil, partout et tout le temps. »

Craig Barrett, PDG d'Intel, *Le Monde* 05/10/2002

- INTRODUCTION**

- LE LMDS : UNE TECHNOLOGIE EN PLEIN ESSOR**

- LE CONTEXTE DE L'ETUDE**

- LES MODELES DE PREDICTION DE LA PROPAGATION**

- UN OUTIL ADAPTE AUX RESEAUX MILLIMETRIQUES**

- CONCLUSION**

I. INTRODUCTION

Le développement de nouveaux réseaux sans fil est au centre des préoccupations des ténors de l'industrie de l'information et de la communication. Quel que soit le type de systèmes de communication (à l'intérieur des bâtiments, sur un site ou entre différents sites), le sans-fil se présente comme une alternative crédible capable d'assurer des transmissions haut débit et de favoriser la mobilité, facteur de dynamisme dans nos sociétés modernes. Mise à part la téléphonie mobile devenue incontournable au quotidien, la multiplicité de paraboles satellitaires et autres antennes montre la part importante du sans-fil dans le paysage de l'audio visuel et du multimédia. Aujourd'hui, c'est sur les réseaux domotiques et les réseaux de proximité ou de la boucle locale que de nombreux professionnels et chercheurs se proposent de relever le défi du « *sans-fil, partout et en tout temps* » Graig Barnett.

Dans le chapitre I, nous nous intéressons à l'une de ces nouvelles technologies, le LMDS appartenant à la famille de réseaux d'accès large bande et haut débit dans la boucle locale. Ce chapitre s'articule autour de quatre points essentiels et dont l'objectif est de mettre en lumière les principaux centres d'intérêt de notre étude. En effet, une description du système LMDS permettra de présenter les cadres d'expérimentation, parfois très généraux et les outils nécessaires à la mise en œuvre de ce type de technologies.

Le premier point présente le LMDS, comme une alternative au réseau filaire sur le capillaire du « dernier kilomètre » assurant une connexion haut débit aux utilisateurs finaux avec ses avantages et ses limites. Son architecture réseau de type cellulaire montre ensuite deux grandes entités, la station de base et l'abonné ainsi que les méthodes et les normes utilisées pour les mettre en relation. Enfin quelques grands secteurs d'activités bénéficiant des nombreux services multimédia envisagés seront brièvement présentés.

Le deuxième point replace cette technologie dans le contexte qui a été à la base de notre étude. Il repose sur deux projets, l'un à l'échelle nationale labellisé RNRT (Réseau National de Recherche en Télécommunication) et l'autre à l'échelle internationale sous un label européen. Au delà des objectifs généraux, ce sont les attentes et les verrous technologiques qui justifieront du bien fondé de notre étude dans le but de fournir un outil d'aide au déploiement de ce type de réseau.

Le troisième point propose un aperçu de l'état de l'art des techniques de prédiction de la propagation utilisées dans la conception des outils de déploiement de réseaux sans fil. La présentation de chaque modèle de prédiction fera ressortir non seulement les principes mais aussi les limites et les domaines d'application.

Cette diversité de modèles conduira à expliciter les raisons du choix d'un modèle adapté pour l'étude de réseaux fonctionnant à des fréquences élevées (généralement supérieures à 20 GHz). Ce quatrième point permettra de passer en revue les différentes méthodes de calcul de ce modèle afin de choisir la plus optimale possible au regard des temps de calcul et de la disponibilité des ressources informatiques. Ce choix est indispensable et déterminant dans la conception de tout outil de calcul dédié à la simulation.

II. LE LMDS : UNE TECHNOLOGIE EN PLEIN ESSOR

Afin de mieux situer la place du LMDS dans l'univers des supports de transmission, il est nécessaire de partir de la structure classique d'un réseau de télécommunication. De façon simplifiée, un réseau de télécommunication présente une forte analogie avec un réseau routier et est composé de trois grandes entités :

- **Les autoroutes de l'information ou les inforoutes:** il s'agit le plus souvent de la fibre optique ou des faisceaux hertziens capables de véhiculer des données, de la voix et des images à très haut débit (622 Mbps en Full Duplex pour un faisceau hertzien).
- **Les routes secondaires ou les réseaux d'accès :** ces réseaux fournissant aussi des débits importants servent de lien entre les inforoutes et les connexions des utilisateurs.
- **Le capillaire local :** il est formé par l'ensemble des connexions des utilisateurs et offre une capacité de transmission très faible comme le montre la figure I.1. C'est une sorte de goulot d'étranglement auquel il faut trouver des solutions afin de desservir convenablement les abonnés toujours demandeurs de plus de débit. Les systèmes proposés pour répondre à ce besoin sont qualifiés de « *solutions du dernier kilomètre* » ou de « *capillaires haut débit* ». Au nombre de ces technologies, on peut citer les réseaux filaires (xDSL, câble, fibre optique...) et les réseaux sans fil (WLAN, BFWA...) [I.1].

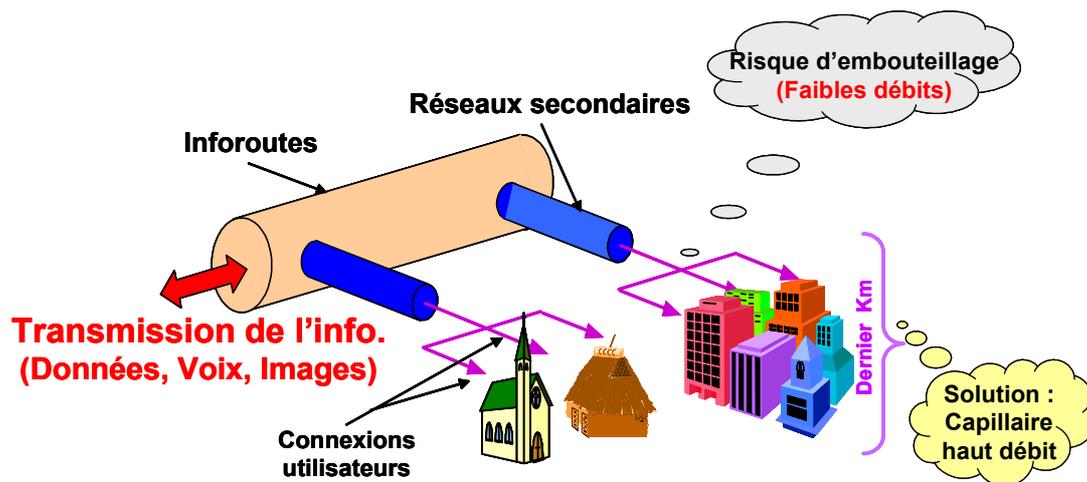


Figure I.1 : Structure générale d'un réseau de télécommunication

- **Les supports filaires** : les trois exemples couramment cités sont :
 1. **Les technologies xDSL** : elles ont été une réponse immédiate face au développement rapide de l'Internet et utilisent une ou plusieurs paires de cuivre torsadée. Nécessitant peu d'infrastructures additionnelles, elles se sont imposées grâce à des prix très concurrentiels et à leurs capacités de fournir de l'Internet tout en préservant les communications téléphoniques qui ont lieu dans le même temps. La plus connue l'ADSL (Asymmetrical Digital Subscriber Line) peut fournir jusqu'à 8 Mbps en voie descendante (du central vers l'abonné) et 640 Kbps inversement.
 2. **Le câble** : le câble coaxial a été initialement utilisé pour la diffusion de la télévision mais il est de plus en plus présent dans la boucle locale. Bien que plus cher et moins maniable, il supporte des débits pouvant atteindre 30 Mbps en voie descente et 500 Kbps en voie montante.
 3. **La fibre optique** : Très coûteuse, elle n'est utilisée que sur certaines liaisons spécialisées supportant un flux important de données. Les débits qu'elle offre sont symétriques et atteignent plusieurs centaines de Gbps.

Les supports filaires, bien qu'ayant donné des solutions intéressantes nécessitent d'importants travaux de génie civil (tranchées, câblage), handicap majeur dans certains milieux. Les technologies sans fil se sont imposées dès lors comme une alternative crédible.

-
-
- **Les technologies sans fil** : les exemples précités sont les WLAN et les BFWA :
4. **WLAN (Wireless Local Area Network)** : utilisés généralement au sein d'une entreprise, d'une collectivité ou sur un site industriel, ces réseaux fonctionnent dans les bandes de 2,4 GHz et 5 GHz. C'est le cas du WiFi (Wireless Fidelity) à 2,4 GHz dont les débits théoriques de transmission atteignent 54 Mbps et de l'HiperLAN (High Performance Local Area Network) à 5 GHz offrant des débits similaires.
 5. **BFWA (Broadband Fixed Wireless Access)** : ces réseaux large bande autorisent des communications bidirectionnelles et fonctionnent à des fréquences supérieures à 20 GHz dépendantes de la réglementation de chaque pays. C'est le cas du LMDS (Local Multipoint Distribution Services) expérimenté en Europe à 26 GHz et plus récemment autour de 40 GHz. Ce réseau offre donc une solution optimale « sans fil, large bande et haut débit » et est au cœur de notre application.

II.1- Description Globale d'un réseau LMDS

II.1.1- Généralités sur le LMDS

Le Local Multipoint Distribution Services (LMDS) est un système de télécommunication sans fil dédié aux services multimédia nécessitant une importante bande passante et un haut débit. Dans certains pays comme le Canada, cette technologie est connue sous le nom LMCS (Local Multipoint Communications Services) [I.2]. Il permet d'établir des liaisons hertziennes bidirectionnelles Point à Point ou Point Multipoint suivant les besoins et les configurations choisies. Ces liaisons servent de supports à la transmission simultanée des données, de la voix et de l'image. Le LMDS fonctionnant à des fréquences supérieures à 20 GHz (en fonction de la réglementation de chaque pays) s'est imposé comme une véritable alternative d'accès haut débit et large bande dans la boucle locale : on parle de « solution sans fil du dernier kilomètre ». Son acronyme permet de comprendre ses caractéristiques essentielles [I.3] :

- **Local** se rapporte au fait que la portée maximale couverte par des systèmes opérant à des fréquences élevées est très limitée. Elle est typiquement de 3,5 Km dans de bonnes conditions de propagation (sans atténuation de la pluie) à 40 GHz.

- **Multipoint** indique que la transmission de la station de base (BTS) vers les abonnés se fait en diffusion simultanée d'un point vers un ensemble de points : Point – Multipoint (PMP). La voie de retour d'un abonné vers la BTS reste une liaison Point à Point.
- **Distribution** fait référence à la capacité de véhiculer simultanément et dans les deux directions des données, de la voix et de l'image.
- **Services** indique l'indépendance de chaque opérateur ou fournisseur pour le choix de la nature et de types de services en tenant compte de la qualité de service et des besoins spécifiques de sa clientèle.

Un réseau LMDS est constitué d'une station de base (BTS) avec une couverture de type cellulaire vers l'ensemble des abonnés situés dans une zone donnée. Les liaisons de la BTS vers les abonnés sont dites voies descendantes (downstream) tandis que les voies montantes (upstream) désignent les liaisons des abonnés vers la BTS. Initialement les débits sont dissymétriques. Ils peuvent aller de 25 Mbps à 55 Mbps par canal en voie descendante et de 1 Mbps à 2 Mbps en voie montante. Mais on tend vers une allocation dynamique dans les nouvelles normes. La figure I.2 montre le principe de couverture d'un réseau LMDS [I.4].

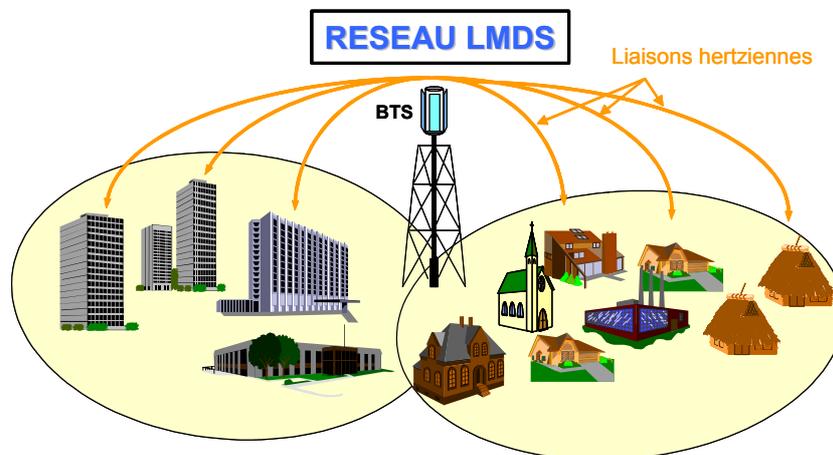


Figure I.2 : Couverture cellulaire d'un réseau LMDS

Le LMDS n'est pas un réseau isolé mais est intégré à un ensemble plus complexe dit « réseau hétérogène ». En amont, la BTS est directement reliée aux inforoutes ou à des serveurs de contenu via une connexion en fibre optique ou via un réseau sans fil (Faisceau hertzien haut débit ou satellite). En aval, il peut être connecté à un réseau très localisé de type

LAN (Ethernet ou WiFi par exemple). De ce fait, le LMDS permet de garantir et d'assurer aux utilisateurs finaux un accès aux services multimédia avec une bonne qualité de service. Il offre ainsi trois atouts essentiels :

- Désengorger les réseaux d'accès et les connexions des utilisateurs souvent sous dimensionnés à l'origine de la lenteur ou des ruptures de services.
- Désenclaver les zones isolées à faible ou à moyenne densité de population peu rentables pour les opérateurs de réseaux filaires (xDSL et câble)
- Desservir des zones à géographie accidentée et difficiles d'accès à cause du coût exorbitant et de la pénibilité particulière des travaux de génie civil sur ce type de sites.

II.2.1- Architecture physique : définition de la cellule élémentaire

Un réseau LMDS ayant une couverture de type cellulaire, son déploiement sur une zone relativement grande se fait par cellule élémentaire. La définition d'une cellule tient compte principalement de la localisation de la station de base qui la dessert. Celle-ci est située sur un point culminant (tour, immeuble élevé) de manière à augmenter le pourcentage du nombre de toits en visibilité directe [I.5]. On peut ainsi définir 4 ou 6 cellules autour d'une même BTS en fonction de l'ouverture de l'antenne d'émission utilisée. L'architecture en quatre cellules utilise des antennes sectorielles en émission ayant une ouverture d'environ 90° tandis que l'architecture en six utilise celles dont l'ouverture est d'environ 60° .

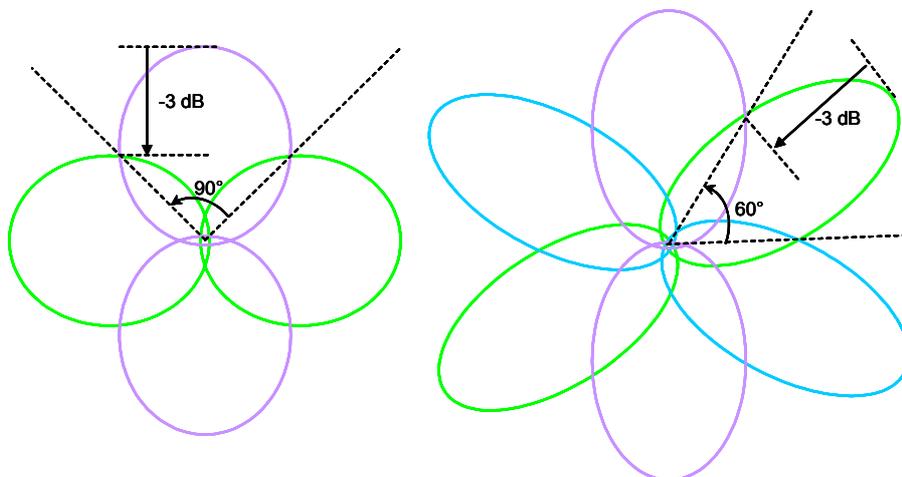


Figure I.3 : Découpage de la zone de couverture en 4 ou 6 cellules

A défaut de répéteurs pour étendre la couverture, on procède par recouvrement successif en multipliant le nombre de BTS pour couvrir une région (commune ou ville). C'est ce que montre la figure I.4 avec une couverture cellulaire de 90° . Le découpage de la zone de couverture en cellules impose aussi un découpage de la bande de fréquence en sous bandes. Pour éviter les interférences entre cellules, il faut s'assurer que deux cellules adjacentes correspondent à deux sous bandes de fréquence différentes tandis que deux cellules opposées peuvent fonctionner dans la même sous bande. A l'intérieur de chaque cellule, l'allocation des canaux de transmission se fait par une subdivision de la sous bande correspondante : on parle de FDMA (Frequency Division Multiple Access). En plus du FDMA, d'autres méthodes d'accès permettent à chaque abonné d'être connecté au système [I.5]. Le TDMA (Time Division Multiple Access) consiste à l'allocation de plusieurs slots (intervalles) temporels sur un même canal fréquentiel et offre une grande flexibilité quels que soient les types de services et les besoins spécifiques des utilisateurs [I.5, I.6]. Le CDMA (Code Division Multiple Access) permet par l'attribution d'un code d'accès à chaque abonné d'utiliser non seulement le même canal fréquentiel mais aussi d'effectuer plusieurs connexions dans la même tranche de temps. Il offre des performances treize fois supérieures au TDMA [I.6, I.7]. Il est courant de voir aujourd'hui la combinaison des ces différentes méthodes d'accès sur une même architecture réseau.

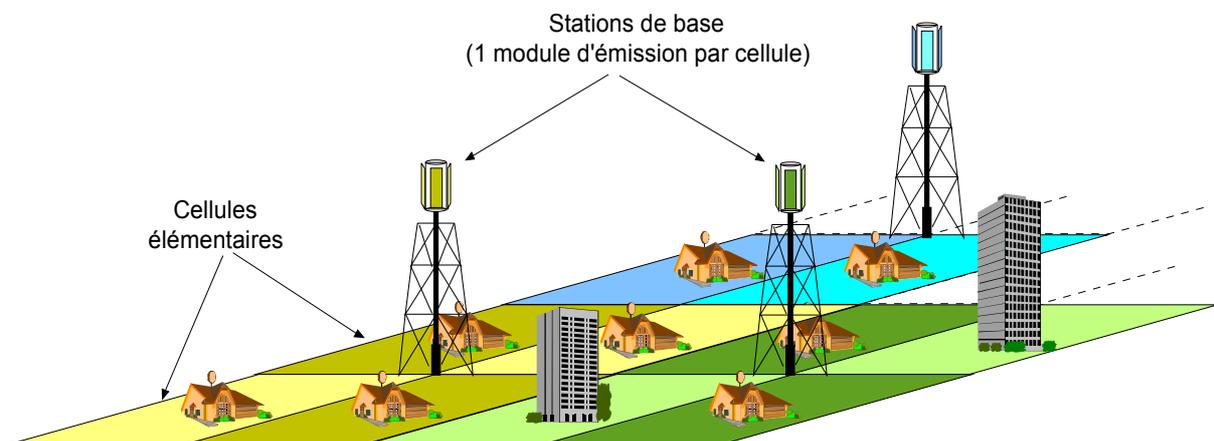


Figure I.4 : Couverture cellulaire en secteurs de 90°

Convenablement dimensionnées, ces cellules quasiment carrées conviennent parfaitement pour des BTS utilisant des antennes sectorielles de 90° en azimut. En effet, les 3 ou 6 dB de pertes sur les cotés peuvent être compensées par une atténuation de pluie moins

importante du fait que la distance à couvrir sur les cotés est inférieure à celle dans l'axe. A titre d'exemple, pour une cellule carrée de côté a , la distance de la diagonale est $a\sqrt{2}$. Pour couvrir l'abonné le plus éloigné sur le coté avec la même puissance que celui le plus éloigné dans l'axe, il suffit que la perte de gain sur le coté soit du même ordre que l'atténuation supplémentaire de la pluie correspondante à $\sqrt{2}$ dans l'axe.

Signalons enfin qu'il est possible d'interconnecter plusieurs réseaux LMDS localisés sur différents sites voire dans différents pays via un réseau de fibre optique, de faisceau hertzien ou de satellite. C'est là encore un exemple de réseau hétérogène illustré par la figure I.5.

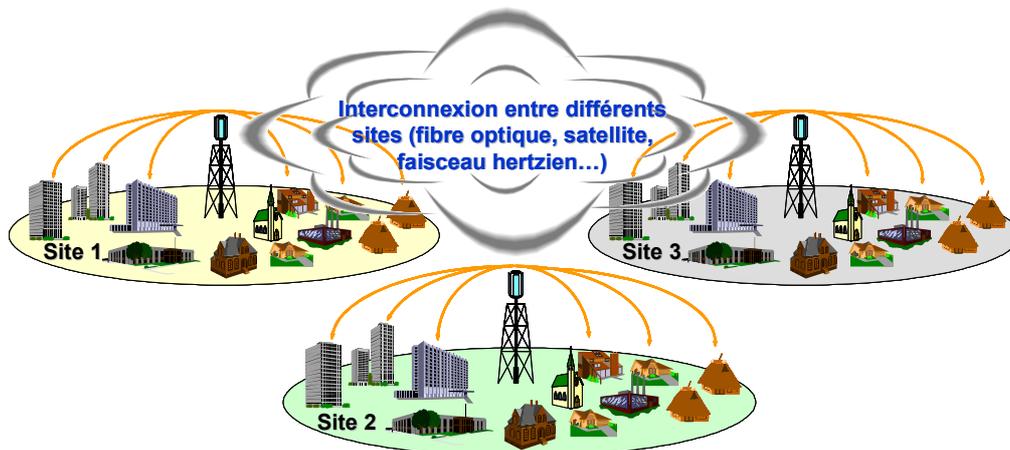


Figure I.5 : Interconnexion entre des réseaux LMDS de différents sites

II.2- Équipements et normes en vigueur

L'architecture d'un réseau LMDS pouvant différer d'un opérateur à un autre et d'un endroit à un autre, les équipements ne sont donc pas identiques. Néanmoins, on peut dégager une base commune d'équipements. Nous décrivons ici ceux conçus par Thalès et Thomson et basés sur la norme DVB EN 301-199. Ils sont regroupés en deux ensembles:

- La station de base (BTS) avec les équipements radio et les équipements de gestion du réseau (le module d'émission/réception : Tx/Rx, l'interface réseau)
- L'équipement abonné composé de deux modules : l'un, externe : l'ODU (OutDoor Unit) et l'autre, interne la NIU (Network Interface Unit).

II.2.1- La BTS (Base Transceiver Station) et ses équipements

Une BTS est composée d'un ou de plusieurs modules d'émission/réception : Tx/Rx, chacun couvrant une cellule élémentaire [I.8]. Le module Tx permet la transmission de la BTS vers les abonnés et dispose généralement d'une antenne sectorielle en azimut. Le module Rx récupère les signaux montants et assure de ce fait la bidirectionnalité de la liaison. Un module Tx/Rx supporte plusieurs canaux et dessert quelques centaines d'abonnés. En amont du Tx/Rx se trouve un ensemble d'équipements de la BTS dédié au traitement du signal et dont les principaux éléments sont les modems et l'INA (Interactive Network Adapter). L'INA permet la gestion du trafic transitant par la BTS en particulier celui des requêtes arrivant par voie de retour. Aujourd'hui l'investissement pour la mise en place d'une BTS reste relativement élevé. Il devra à terme être d'environ 50 K€ pour 100 abonnés. Mais ce coût est vite amorti quand on prend en compte le fait qu'elle peut couvrir théoriquement 4000 abonnés dans un rayon de 3 Km, soit 140 au Km². L'objectif étant d'offrir une diversité de services multimédia à haut débit à partir de la BTS, il est donc indispensable qu'elle soit connectée à des réseaux fournissant ces services (figure I.6).

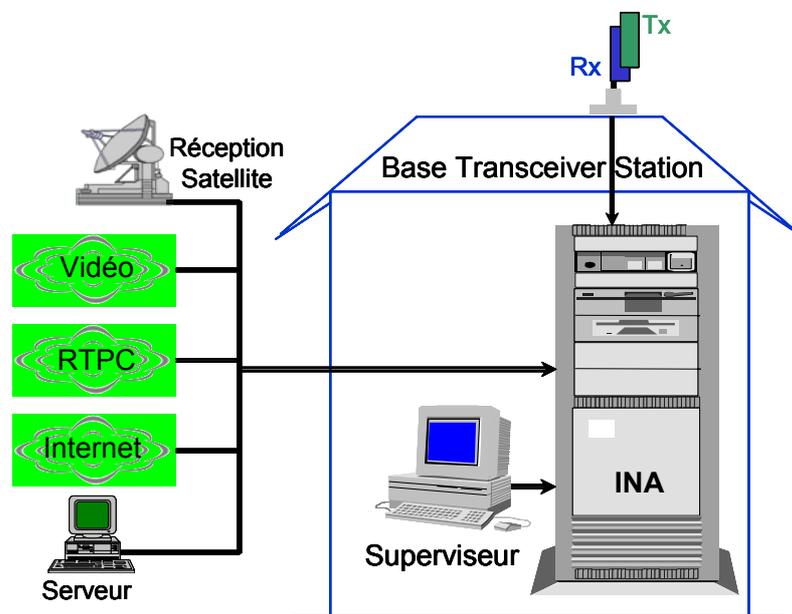


Figure I.6 : Les équipements de la BTS et le réseau amont.

Il s'agit typiquement de :

- Connexions satellitaires pour la fourniture en particulier d'un bouquet numérique de chaînes de télévision et de tout autre service audiovisuel (flux MPEG-2).
- Connexions câble et (ou) fibre optique pour fournir aussi bien de la télévision numérique, de l'Internet et de la téléphonie par câble ou sur IP (Internet Protocole).
- Connexions vers des réseaux téléphoniques (RTPC : Réseau Téléphonique Public Commuté) ainsi que vers tout autre serveur fournissant des services multimédia.

II.2.2- L'équipement abonné (CPE: Customer Premises Equipment)

L'équipement abonné ou CPE (Customer Premises Equipment) regroupe tout le matériel dont a besoin un abonné pour être connecté au réseau LMDS.

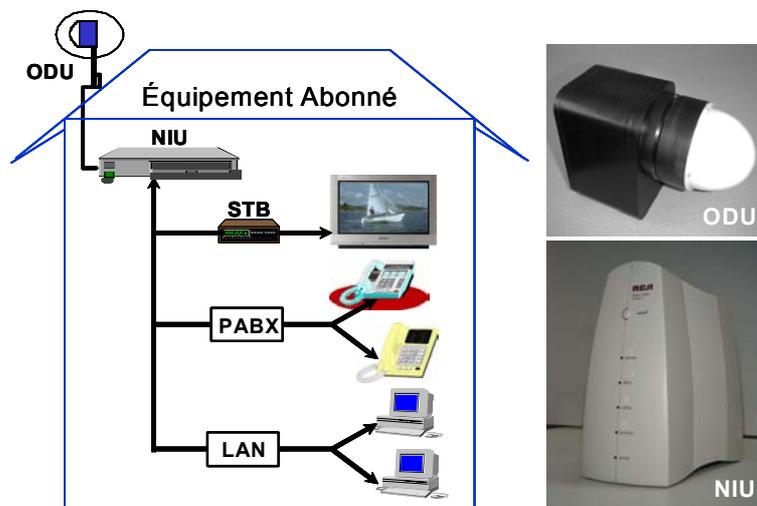


Figure I.7 : Équipements outdoor et indoor de l'abonné

Cet équipement est constitué de deux entités [I.5]:

- La première, externe est l'ODU (Out Door Unit) placée souvent sur les toits de maisons individuelles ou sur les façades d'immeubles. L'essentiel étant d'être en visibilité directe avec le module Tx/Rx de la BTS dans la zone de couverture. L'ODU

reçoit le signal hyperfréquence émis par le Tx puis le transpose dans la bande BIS (Bande Intermédiaire Satellite : 950 MHz – 2150 MHz) utilisée pour la réception collective. Inversement, l'ODU récupère le signal issu de la requête de l'abonné à 430 MHz et le transmet à la BTS après l'avoir converti en signal hyperfréquence. Un câblage approprié et de longueur limitée (30 m environ) permet de relier l'ODU au reste de l'équipement situé à l'intérieur comme indiqué sur la figure I.7.

- La seconde entité à l'intérieur de la maison permet de relier l'ODU à un premier dispositif, la NIU (Network Interface Unit) [I.9]. Il sert de passerelle pour les différentes connexions du réseau indoor reliant les différents appareils (ordinateur, téléphone, télécopieur...) à l'exception de la STB qui peut être reliée directement à l'ODU. Quelques dispositifs peuvent de ce fait être raccordés en aval de la NUI :
 - la STB (Set Top Box) pour la diffusion de la télévision numérique.
 - le PABX ou PBX (Private Automatic Branch Exchange) pour disposer d'un réseau local téléphonique.
 - LAN (Local Area Network) pour raccorder d'autres appareils domotiques.

Une NUI est constituée de plusieurs composants disposés à l'intérieur d'un boîtier : modems + RF (aussi appelés Tx et Rx) capables de supporter plusieurs types de modulations. D'autres modules permettent d'avoir à disposition plusieurs ports (T1, E1, 10BASE-T, 100BASE-T) affectés à différents services. La NUI dispose aussi d'un générateur de puissance interne qui assure l'alimentation indispensable à l'ODU.

La conception des équipements aussi bien de la station de base et de l'abonné obéit à un ensemble de critères techniques et parfois juridiques : les normes. Nous décrivons brièvement dans la suite celles actuellement en vigueur pour les applications de type LMDS.

II.2.3- Les normes en vigueur

Comme dans la plupart des systèmes de télécommunication, il existe des normes destinées à codifier et à réglementer la transmission de l'information. Les premières normes utilisées par le LMDS sont issues des normes déjà existantes [I.10] :

-
-
- La norme DVB (Digital Video Broadcasting) établie par l'ETSI est initialement utilisée pour la diffusion satellite de la télévision en qualité numérique. Il en existe plusieurs variantes qui utilisent la compression de données en format MPEG-2 (Motion Picture Experts Group) et la modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying).
 - Le DAVIC (Digital Audio Video Council) offre les mêmes spécifications de base que le DVB à l'exception de quelques options relatives aux canaux. De plus, il autorise l'utilisation aussi bien du QPSK que du 16-QAM.

Aujourd'hui on s'oriente vers de nouvelles normes adaptées aux applications large bande du type LMDS. Les deux plus connues sont l'HIPERACCESS développée par l'ETSI et la 802.16 développée par IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) entre 1998 et 1999. Cette dernière, actuellement applicable dans plusieurs pays nord américains et européens offre de nombreux avantages résumés en six points [I.11] :

- Supporte simultanément plusieurs services large bande utilisant l'IPv4 ou l'IPv6 (via des supports ATM, Ethernet...) en assurant une qualité de service (QoS) maximale.
- Autorise une allocation dynamique de la bande passante à la demande avec une meilleure utilisation du spectre fréquentiel.
- Permet l'allocation de plusieurs bandes de fréquence entre 2 et 66 GHz.
- Est mieux adaptée pour une topologie de type Point Multipoint avec une possibilité d'extension en réseaux mesh.
- Accepte l'utilisation d'antennes adaptatives et une future extension sur des réseaux mobiles.
- Offre un maximum de garantie en terme de sécurité.

Quelle que soit la norme, les modulations les plus fréquemment utilisées sur le réseau LMDS sont les modulations combinées d'amplitude et de phase QAM (Quadrature Amplitude Modulation) et les modulations de phase PSK (Phase Shift Keying). Le débit potentiel sur un réseau LMDS est fonction aussi du type de modulation utilisée. En effet pour un accès fréquentiel, l'efficacité spectrale ou débit par unité de fréquence passe de 1,5 bps/Hz pour la modulation à quatre états (4-QAM) à 5 bps/Hz pour celle à soixante-quatre états (64-QAM).

On augmente ainsi de façon significative l'efficacité spectrale (donc le débit total disponible) par un choix approprié de la méthode d'accès et du type de modulation [I.5, I.12].

II.3- Services et secteurs d'application.

Le réseau LMDS offre la possibilité de mettre en place de nombreux services multimédia tant au niveau local que mondial (Figures I.8, I.9).

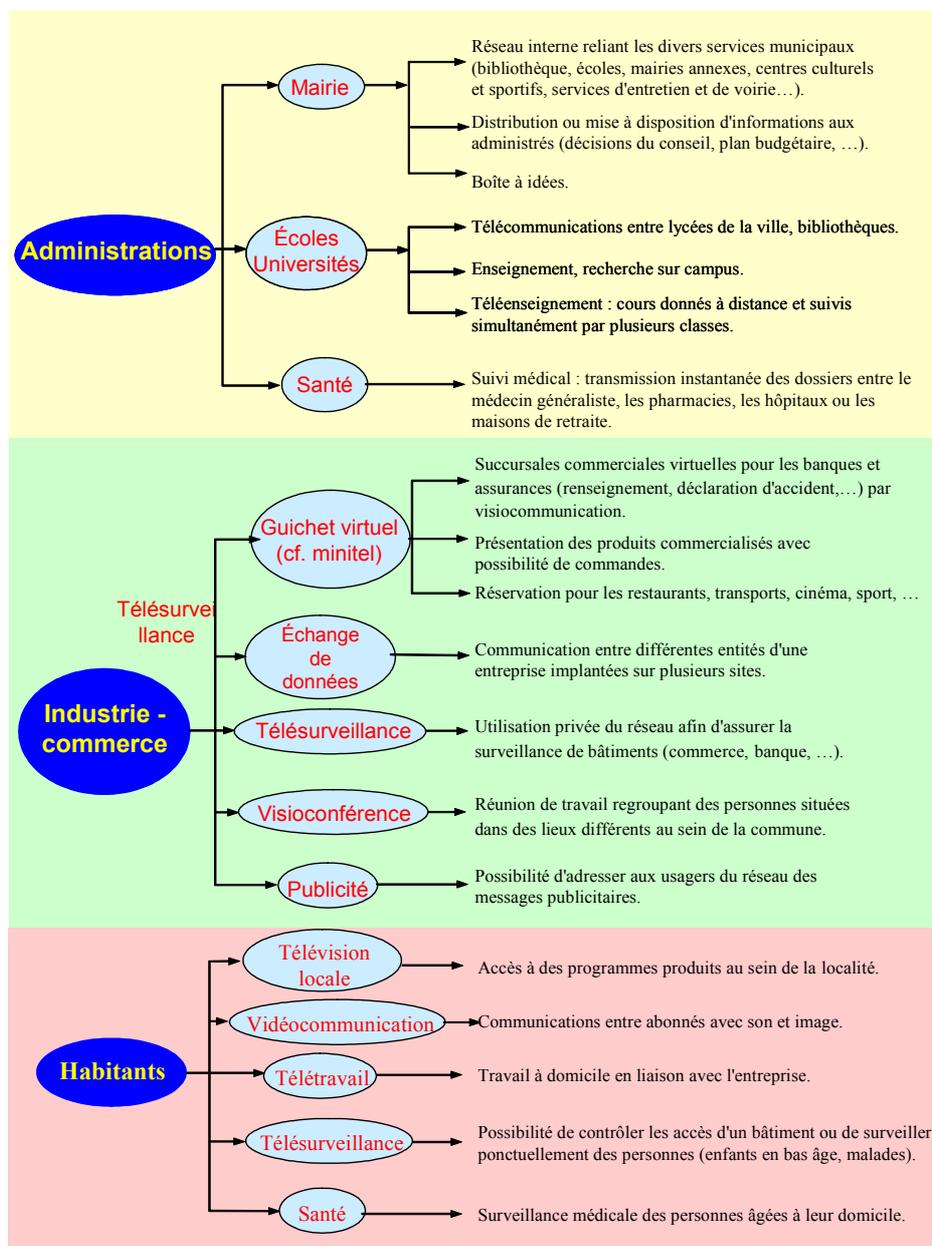


Figure I.8 : Les services au niveau local

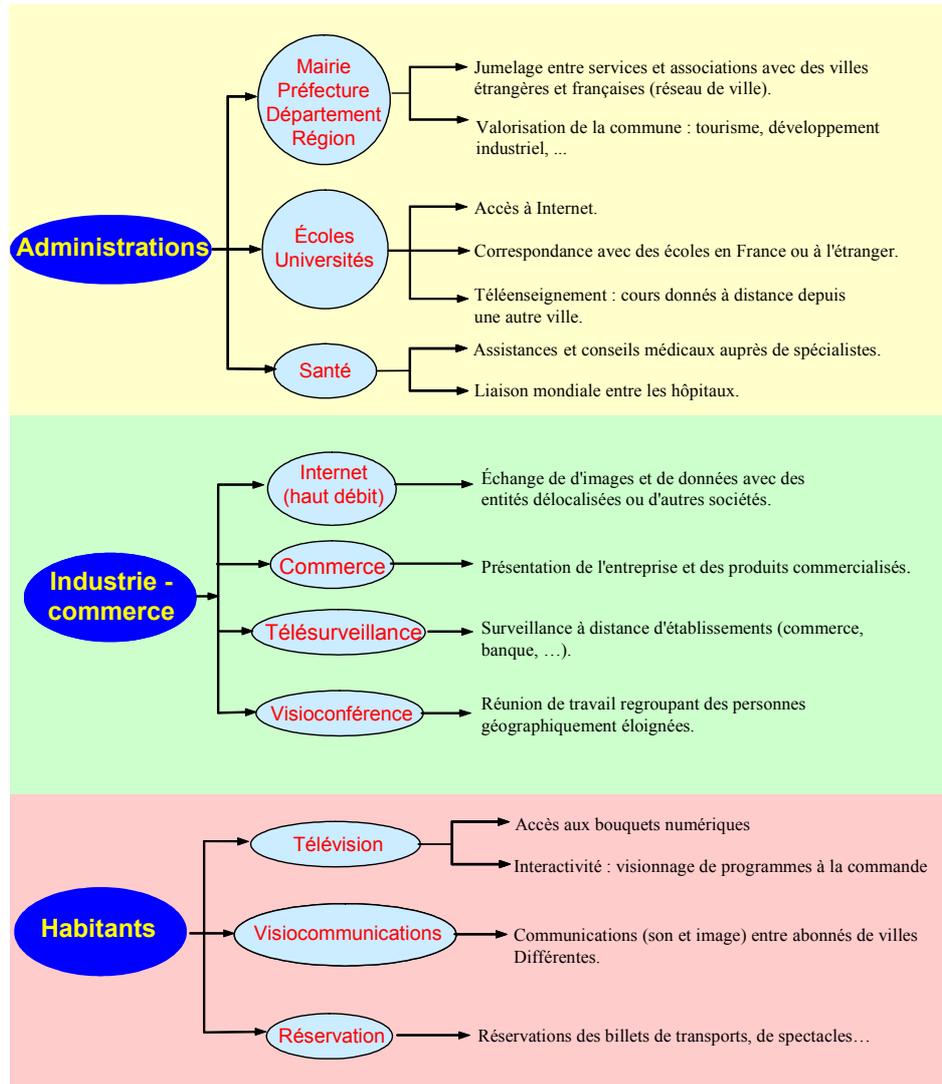


Figure I.9 : Les services au niveau mondial

L'analyse de la liste des services proposés fait apparaître plusieurs domaines ou secteurs d'activité, les plus importants que nous avons jugé utile de mettre en exergue sont :

- **L'éducation et la formation** : Mettre en réseau les établissements scolaires, les centres de formations et les universités mutualisera les ressources et facilitera l'accès au plus grand nombre des apprenants. Cette perspective peut palier à l'insuffisance de ressources qui freine considérablement les efforts de restructuration de l'enseignement et de la formation.
- **L'enseignement supérieur et la recherche** : L'accès à des bases de données, à de puissants calculateurs distants est une nécessité pour la recherche. De plus, étudiants,

professeurs et chercheurs pourront expérimenter de nouveaux services (télétravail et visioconférence) visant à promouvoir le travail en équipe et à distance.

- **La santé :** L'insuffisance des infrastructures adéquates et du personnel soignant provoque une inertie du système médical pouvant entraîner des conséquences fatales. L'interconnexion des différents centres hospitaliers permettra l'échange et le transfert des compétences entre les spécialistes. Il sera possible de limiter le transfert des malades et ceux connectés sur le réseau pourront bénéficier d'une assistance à domicile en temps réel.
- **Les activités économiques et l'organisation du travail :** Le gain de temps et la rapidité des transactions sont des facteurs stimulants pour le développement économique. L'apport de ces nouvelles technologies est important dans l'organisation de plusieurs activités économiques. Elles contribueront à faire émerger de nouveaux métiers de l'information qui seront des passerelles indispensables entre les secteurs économiques classiques.
- **L'aménagement du territoire et la modernisation de l'Etat :** Améliorer le cadre de vie des populations, rendre le territoire plus attractif (surtout les zones rurales), améliorer le fonctionnement de l'appareil administratif, diversifier les sources d'information et faciliter le dialogue entre l'Etat, les collectivités et les citoyens sont possibles de nos jours grâce à l'apport des services multimédia.
- **Les loisirs :** De nouveaux modes de consommation consécutifs à l'individualisation des offres audiovisuels ont vu le jour :
 - La radiodiffusion sonore numérique (RDS) permet, à partir d'un menu de programmes, d'accéder à une station diffusant le programme correspondant à votre choix.
 - La vidéo à la demande avec deux variantes : le VOD (Vidéo On Demand : le téléspectateur commande un film via la voie de retour et le reçoit aussitôt) et le NVID (Near Vidéo On Demand : les commandes de plusieurs téléspectateurs pour un même film sont enregistrées et la diffusion commence après un laps de temps ou dès qu'un nombre donné de commandes a été effectué)

II.4- Avantages et désavantages du LMDS.

Il ne serait pas judicieux de finir ce paragraphe sur la présentation du LMDS sans résumer les multiples avantages et aussi mentionner ses quelques désavantages. Il faut aussi garder à l'esprit que les points énumérés ici sont étroitement liés au fait que les fréquences utilisées pour cette application en Europe sont supérieures à 20 GHz. Nous nous intéressons particulièrement à la bande 40,5 - 43,5 GHz allouée par ETSI (European Telecommunication Standard Institute).

II.4.1- Avantages du système LMDS

Le LMDS offre de multiples avantages tant pour les opérateurs et fournisseurs de services multimédia que pour les nombreux clients potentiels. Au nombre des avantages on peut citer [I.3, I.4] :

- Une bande passante importante pouvant dépasser 40 MHz par canal descendant et de 2 MHz par canal montant sachant que sur les 3 GHz de bande actuellement disponibles, on peut ainsi disposer de plusieurs dizaines de canaux.
- Une transmission fiable à très hauts débits dépassant largement ceux disponibles sur des technologies filaires (xDSL et Câble).
- Des travaux de génie civil minimisés. Ainsi, les câblages très coûteux et parfois dommageables sur des constructions anciennes ou classées sont évités.
- Un investissement progressif pour les opérateurs évitant une planification à long terme difficile à maîtriser.
- Un déploiement plus rapide. En effet, une fois la BTS installée, de nouveaux abonnés peuvent à tout moment être raccordés jusqu'à saturation de la bande sans modification significative de l'architecture du réseau.
- Une réduction significative dans la gestion et la maintenance des infrastructures et des équipements.
- Le coût d'installation chez l'abonné en constante réduction surtout dans les pays où la technologie est déjà commercialisée avec plusieurs offres concurrentielles.

-
-
- Une utilisation nomade des équipements radio pour les abonnés (transport des terminaux).

L'opérateur réalise une économie substantielle sur l'investissement tout en garantissant une bonne qualité de service de ses offres et un excellent rapport qualité-prix pour ses clients. De plus, la montée en fréquence réduit sensiblement la taille des aériens. Comparativement aux grosses paraboles qui fleurissent sur les toits, les antennes millimétriques s'intègrent mieux et plus harmonieusement dans l'architecture urbaine.

II.4.2- Désavantages du système LMDS

Les désavantages peuvent se résumer comme suit **[I.13]** :

- La nécessité d'une visibilité directe entre le module d'émission de la BTS et les modules de réception des abonnés. Pour un déploiement en zone urbaine, la présence d'immeubles provoque d'importantes zones masquées réduisant considérablement la couverture.
- Dans la bande de fréquences allouée, les longueurs d'onde sont de l'ordre de quelques millimètres. Toute végétation sur le trajet du signal entraîne une dégradation voire une rupture de transmission. La végétation devient aussi un facteur de non visibilité à ces fréquences.
- La portée maximale ne dépasse guère 5 Km même par temps clair. Les conditions météorologiques ayant un grand impact sur la portée du système, celle-ci peut être réduite à 1 Km par très forte pluie.

Malgré ces quelques limites, le LMDS est une technologie en plein essor avec une pénétration significative sur le marché des technologies d'accès large bande et haut débit. La part du marché est estimée pour l'Europe en 2003 à trois millions d'abonnés. La progression aux Etats-Unis est encore plus importante et occupe environ 14 % du marché **[I.14, I.15]**.

Système	ADSL	Câble	Fibre optique	LMDS
Support / Fréquence	<i>paire torsadée</i>	<i>câble coaxial</i>	<i>fibre</i>	<i>Sans fil (> 20 GHz)</i>
Mode de transmission	<i>Asymétrique</i>	<i>Asymétrique</i>	<i>Symétrique</i>	<i>Asymétrique</i>
Débit descendant	<i>1,544 Mbps</i>	<i>~ 30 Mbps</i>	<i>Dizaines de Gbps</i>	<i>25 – 55 Mbps</i>
Débit montant	<i>176 Kbps</i>	<i>~ 500 Kbps</i>	<i>Dizaines de Gbps</i>	<i>1 - 2 Mbps</i>
Distance maximale	<i>5,5 Km</i>	<i>#</i>	<i>Dizaines de Km</i>	<i>5 Km</i>

Tableau I.1 : Comparaison de quelques technologies de la boucle locale

La rentabilité du système explique en partie l'intérêt croissant des opérateurs pour cette technologie. En effet, la coexistence de différents services publics et privés (Administrations, Assurances, Banques, Industries, Commerces et autres sociétés de services) et des résidents partageant le même réseau sur un site permet de le rentabiliser. Le tableau I.1 permet de faire une rapide comparaison des différentes technologies filaires présentes dans la boucle locale avec le LMDS.

Ce paragraphe nous a permis de faire une description, certes non exhaustive mais relativement détaillée de ce qu'est un réseau LMDS (son fonctionnement, son architecture, les équipements utilisés et les services proposés). Cette technologie bien que déjà commercialisée dans certains pays nord européens et aux Etats-Unis est dans sa phase expérimentale en France et dans d'autres pays d'Europe. Notre travail consiste à réfléchir sur les moyens efficaces pouvant aider au déploiement d'un tel réseau. C'est ce contexte qui nous a permis de mener à bien cette réflexion que nous décrivons dans la suite.

III. LE CONTEXTE DE L'ETUDE

« Pourquoi a-t-on besoin d'un outil de déploiement de réseaux sans fil ? » C'est à cette question nous allons tenter de répondre afin de mieux situer la problématique de notre étude :

la réalisation d'un outil d'aide au déploiement. Puis, les contextes national (voire local) et international qui ont favorisé la mise en place de cette étude et qui lui ont donné son cadre d'expérimentation seront présentés brièvement. Les détails se trouvent en annexe II.

III.1- Le besoin d'un outil d'aide au déploiement

Le déploiement de réseaux est un problème récurrent dans le domaine des télécommunications surtout lorsqu'il s'agit du « sans fil ». Déployer un réseau sans fil suppose la connaissance et la prise en compte des multiples paramètres dont les effets sont parfois aléatoires et difficilement quantifiables. Pire, ces effets peuvent ne pas être identiques d'une fréquence à une autre et c'est souvent le cas dans l'étude des phénomènes de propagation. Au nombre de ces paramètres, on peut citer ceux liés :

- aux antennes utilisées en émission comme en réception (leurs topologies, la forme des diagramme de rayonnement, leur sensibilité au bruit).
- aux milieux de propagation du signal radio (la configuration et la disposition des bâtiments, de la végétation et d'autres obstacles ne sont pas les mêmes suivant que l'on est dans un milieu rural, semi-urbain ou urbain). Même deux milieux urbains peuvent avoir des configurations complètement différentes, d'où la nécessité des connaître aussi finement que possible le milieu de propagation.
- aux conditions climatiques de la zone de couverture (c'est le cas par exemple de la pluie dont l'intensité et la fréquence peuvent varier largement d'un endroit à un autre).

Le meilleur moyen de s'assurer que ces paramètres sont pris en compte est d'utiliser un outil de simulation approprié qui intègre toute sinon la quasi totalité des contraintes spécifiques à chaque système et propres à une bande de fréquence donnée. On trouve sur le marché des outils de ce type. C'est le cas par exemple des logiciels d'aide au déploiement des réseaux mobiles GSM (Global System for Mobile communication) et DCS (Digital Communication System) propres aux bandes allouées autour de 900 MHz et 1800 MHz. Notre travail est de proposer un outil similaire adapté au déploiement de réseaux large bande opérant à des fréquences supérieures à 20 GHz. Cet outil permettra ainsi d'optimiser la couverture du réseau en indiquant par exemple les positions optimales des antennes ou

comment réduire les zones non couvertes. Ces travaux ont pu être menés grâce à un projet national et à un programme européen.

III.2- Le cadre national et international de l'étude

Cette étude a été menée initialement dans le cadre du projet RNRT « ERASME » puis elle s'est poursuivie dans le cadre plus élargi du programme européen « BROADWAN ». Dans la description de ces deux projets, nous ferons apparaître en particulier les contributions attendues ou apportées par notre travail de recherche.

III.2.1- Projet RNRT « ERASME »

ERASME : Evaluation de Réseau Sans fil Multimédia en EHF est un projet national labellisé RNRT en 2000. Il est la suite logique de deux programmes, le contrat ANVAR n° A 97 07 028 K 00 pour la réalisation d'un démonstrateur technique à Limoges et du projet DANUBE. Il a été porté par treize partenaires regroupant des compétences et des champs d'activité variés allant des professionnels télécoms (industriels, PME-PMI, opérateurs) aux expérimentateurs de services en passant par des laboratoires de recherche. Cette diversité a permis un regard croisé entre concepteurs de systèmes et fournisseurs de services d'une part et utilisateurs d'autre part.

III.2.1.1- Objectifs et verrous technologiques

Les objectifs principaux définis par les partenaires sont les suivants : **[I.16]** :

- Le premier objectif est d'étudier et de modéliser les flux de données générés afin de définir des réseaux d'accès sans fil capables de les supporter au mieux en tenant compte de leurs limitations et possibilités.
- Le deuxième objectif est de lever, à travers la mise en place d'une plate-forme de réseau d'accès sans fil multimédia dans la bande des 40,5 - 43,5 GHz, les points durs

ou verrous technologiques matériels ou logiciels, concernant en particulier la compatibilité des standards et des interfaces.

Outre le besoin de tester les services multimédia mis en place, il était question de démontrer la maturité de la technologie et d'éprouver les méthodes d'ingénierie de réseau dans cette nouvelle bande de fréquence. Puis d'évaluer sur un cas réel le pourcentage de couverture et des méthodes susceptibles de l'améliorer (répéteurs actifs et passifs, antennes grand gain, augmentation de la puissance rayonnée). Ce dernier aspect sera l'objet d'études et de propositions présentées dans le chapitre IV.

Un tel projet devra susciter des retombées importantes. Outre, l'analyse du comportement de la QoS (Quality of Service) et du trafic, une meilleure investigation des susceptibilités de cette bande face aux obstacles et aux aléas climatiques est nécessaire. Ce qui devrait se traduire par l'élaboration d'un modèle de propagation approprié. C'est ce à quoi nous nous sommes attelé en proposant un outil de simulation d'aide au déploiement, basé sur des modèles de prédiction de la propagation existants et répondant à toutes les exigences de la bande. Cet outil nous a ensuite permis d'analyser et d'interpréter quelques effets des paramètres ci-dessus mentionnés. Les chapitres II et III sont consacrés à la conception et à la validation de cet outil ainsi qu'à l'analyse des résultats de simulation.

III.2.1.2- La plate forme ERASME à Limoges

Ce projet a permis de monter une plate-forme expérimentale de services nécessitant un accès haut débit autour du site d'ESTER-TECHNOPOLE à Limoges. La structure de la plate-forme repose sur un réseau LMDS desservant les deux zones de couverture indiquées sur la figure I.10. La première zone dessert une école d'ingénieurs (ENSIL) et une cité universitaire avec un échantillon d'étudiants de la filière « Eau et Environnement » qui expérimentent des cours et des Travaux Pratiques par visioconférence. Ils ont aussi accès à d'autres applications (bases données, intérêt et programmes dédiés aux loisirs). La Chambre de Commerce et d'Industrie de Limoges (CCIL) localisée sur cette zone assure des cours d'anglais à distance

au personnel encadrant de la société LEGRAND située à 4 Km et couverte par la deuxième zone.

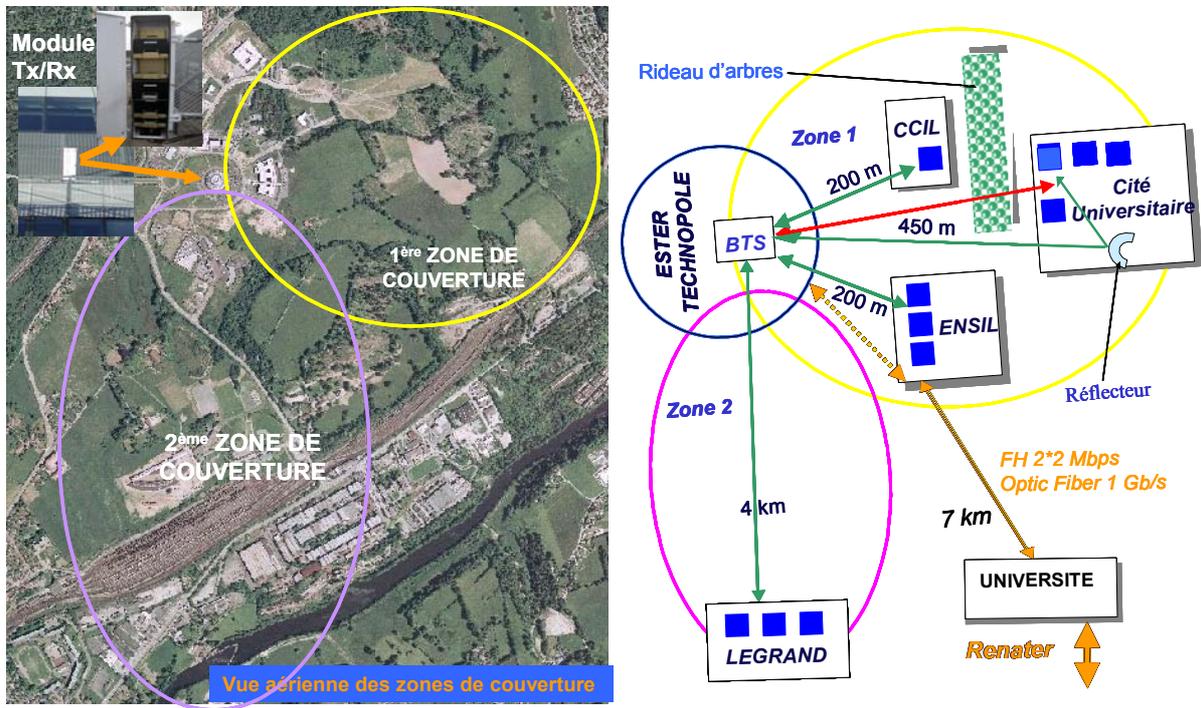


Figure I.10 : Déploiement de la plate-forme LMDS à Limoges

L'architecture physique proposée pour cette plate-forme (Figure I.11) permet de disposer de 72 canaux de 39 MHz à 34 Mbps sur la voie descendante et de 75 canaux de 2MHz à 2 Mbps sur la voie montante correspondant aux 3 GHz de bande [I.17].

Les modules Tx/Rx de la BTS sont situés sur le toit d'ESTER et sont reliés aux équipements de gestion de la base situés dans les locaux du CREAPE. Outre l'INA, cet équipement est composé de modems QPSK, de sondes et d'autres dispositifs de mesure des différentes données statistiques telles les variations de température, de pluviométrie, les durées de connexions et de trafic enregistré. Cet ensemble est relié par une fibre optique au réseau RENATER (Réseau National de Télécommunications pour la Technologie, l'Enseignement et la Recherche). Ce réseau interuniversitaire fournit de nombreux services via l'IPv4, l'IPv6, le multicast et la diffusion vidéo numérique....

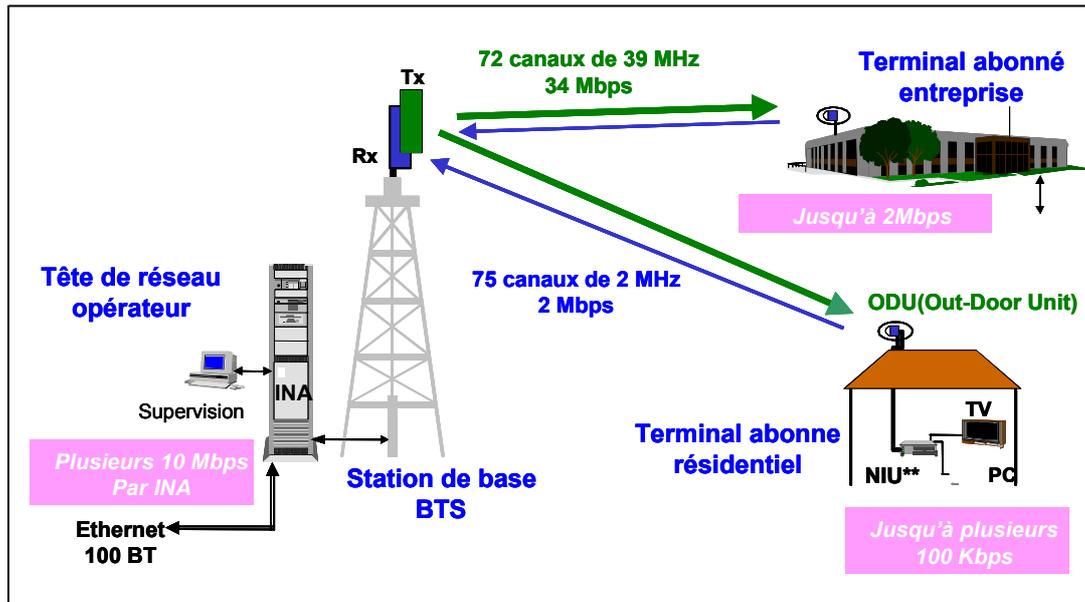


Figure I.11 : Architecture physique du LMDS (Projet ERASME)

L'une des attentes dans ce projet était aussi de mettre à la disposition d'autres projets des résultats exploitables comme le modèle de propagation que nous avons élaboré. Le programme européen BROADWAN en est une parfaite illustration.

III.2.2- Programme européen « BROADWAN »

BROADWAN: Broadband services for everyone over fixed wireless access networks est l'un des projets retenus par le 6^{ème} programme-cadre de recherche PCRD (2002 – 2006) dans la rubrique « Broadband access for all » [I.18]. Aujourd'hui, de nombreux arguments socio-économiques issus des statistiques et des études de marchés en Europe montrent l'intérêt croissant des technologies sans fil d'accès large bande (BFWA : Broadband Fixed Wireless Access).

Les raisons qui ont motivé plus de 25 partenaires repartis dans plusieurs pays d'Europe pour la mise en place de ce programme se résument en quatre points [I.19] :

- Développer une architecture réseau économiquement viable en combinant les technologies d'accès existantes afin de fournir des services haut débit et large bande partout en Europe.

- Promouvoir l'établissement d'un leadership pour l'industrie européenne dans les technologies d'accès sans fil de nouvelle génération.
- Encourager l'utilisation des services large bande à toutes les échelles de la société en multipliant des tests, des essais et des démonstrations avec un intérêt particulier pour le monde rural.
- Fournir un accès complet et simplifié large bande pour les réseaux et services utilisant l'IPv6.

Un autre point clé de ce projet est la nécessité de recourir aux réseaux hétérogènes pour couvrir totalement une zone. En effet, bien qu'il existera toujours une technologie dominante dans une région donnée, sa couverture totale nécessitera la combinaison de différents systèmes (filaire et sans fil) en un seul réseau dit « hétérogène ou hybride ».

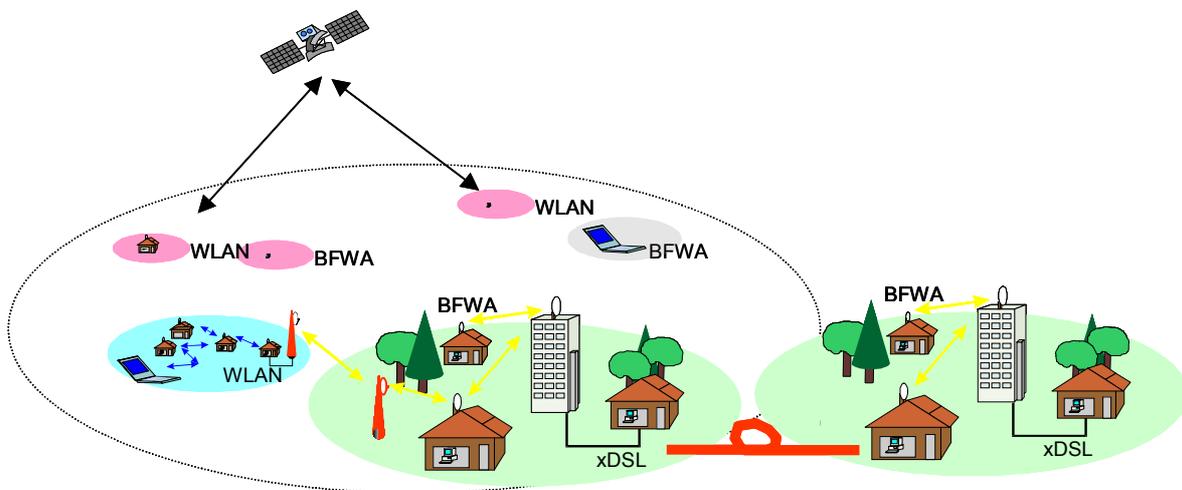


Figure I.12 : Exemple d'architecture physique de réseau hétérogène.

Ce projet utilisera la plate-forme ERASME avec la possibilité d'étendre la couverture à d'autres zones que les deux initialement desservies. Il sera aussi indispensable de migrer de l'IPv4 à l'IPv6 afin de permettre la mise en place par certains partenaires de nouvelles applications. La contribution du CREAPE touche plusieurs secteurs allant de la conception des antennes à l'étude de la couverture et à la modélisation de la couche MAC (Medium

Access Control) du réseau sous OPNET avec l'implémentation de la norme 802.16. Notre modèle de propagation sera utilisé pour étudier la couverture radioélectrique aussi bien dans un environnement urbain, semi-urbain ou rural afin de fournir des données comparatives en fonction de la densité d'occupation du sol et de la hauteur moyenne du bâti. Une fois le pourcentage de couverture connu, il sera possible de définir la capacité du réseau à desservir l'ensemble des abonnés potentiels avec une bonne QoS. De nouvelles séries de mesures seront réalisées et comparées avec les simulations permettant d'affiner si nécessaire le modèle. Le logiciel permettra aussi de simuler la couverture de nouvelles topologies d'antennes conçues dans le cadre de ce projet. Enfin, plusieurs tests de nouveaux services et démonstrations techniques seront faits sur cette nouvelle plate-forme à Limoges.

Afin d'aborder sereinement notre travail : « *trouver un modèle de prédiction approprié pour l'élaboration de notre logiciel d'aide au déploiement* », il nous a semblé essentiel de passer en revue les modèles classiques existants, puis de procéder par élimination successive.

IV. LES MODELES DE PREDICTION DE LA PROPAGATION

La modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques (OEM) peut devenir très complexe si l'on veut prendre en compte tous les éléments susceptibles d'interférer avec elles : on parle de la modélisation du canal de propagation. Aussi, existe-il des modèles de prédiction plus ou moins précis en fonction des exigences des applications envisagées. Ces modèles se sont largement généralisés avec l'avènement de la téléphonie mobile. Ils sont essentiels dans le dimensionnement de tout système de télécommunication sans fil et permettent de prédire le niveau de signal reçu en prenant en compte tous les paramètres relatifs au milieu. Ainsi l'apparition d'une nouvelle technologie entraîne inévitablement la définition d'un nouveau modèle qui prend en compte sa fréquence de fonctionnement et d'autres spécificités. C'est cette multiplicité de modèles, donc de paramètres qui explique le nombre élevé, soit 70 recommandations de l'UIT (Union Internationale de Télécommunications) relatives à la propagation [I.20]. Il existe deux types de classifications suivant le critère de base considéré [I.21] :

- Celle dont le critère est le type d'environnement couvert, de la macro-cellule à la pico-cellule.

- Celle reposant sur la précision de la méthode utilisée allant des solutions exactes aux solutions statistiques et empiriques.

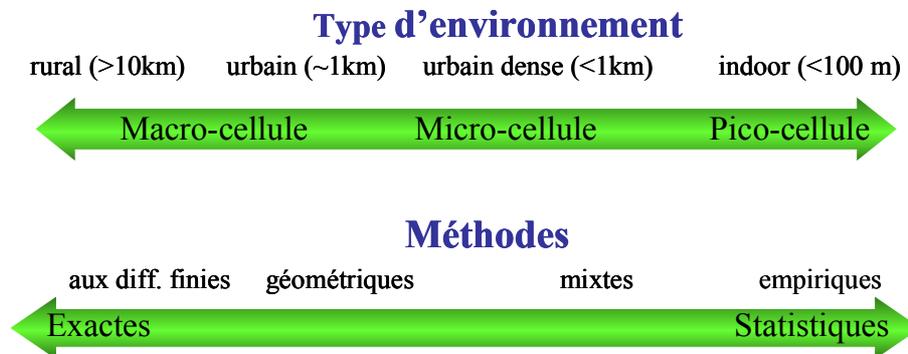


Figure I.13 : Classification des modèles de propagation

Nous avons choisi ce dernier type de classification qui fait mieux apparaître trois grandes familles de modèles et qui met en exergue les caractéristiques générales et les limites de chacune. C'est sur cette base que nous justifierons le choix du modèle et de la méthode de prédiction utilisés pour concevoir le logiciel d'aide au déploiement de réseau sans fil large bande.

IV.1- Les modèles statistiques ou empiriques.

Les modèles statistiques sont le résultat de nombreuses campagnes de mesures et de formulations purement empiriques. La construction de ces modèles peut être segmentée en quatre étapes successives [I.21] :

- L'acquisition d'une batterie de mesures sur différents sites d'une zone prédéfinie. On effectue des relevés sur toute la zone d'étude afin de réaliser différents paramétrages relatifs à la position, à la distance et à la fréquence.
- La caractérisation de chaque mesure qui consiste à adapter les paramétrages précédents en fonction de la complexité en tenant compte du type d'environnement, du nombre de bâtiments traversés, de l'orientation, etc....

- L'extraction de données statistiques sur la puissance moyenne reçue en fonction de la distance, de l'angle d'incidence et du nombre de murs traversés pour différentes fréquences ou bandes de fréquence.
- L'extrapolation de ces résultats pour définir le modèle de prédiction moyennant l'utilisation des mêmes paramètres que ceux utilisés pour constituer la base de données de mesures.

Il existe une grande variété de modèles empiriques plus ou moins affinés mais tous reposent sur deux modèles de bases : le modèle d'Okumura et celui de Hata. Le modèle d'Okumura a été construit sur la base de mesures effectuées autour de la ville de Tokyo au Japon. Sa validité fréquentielle est comprise entre 150 MHz – 1920 MHz avec une extrapolation possible à 3 GHz pour des distances comprises entre 1 Km et 100 Km [I.21, I.22]. Hata propose ensuite une nouvelle formulation empirique basée sur les mesures d'Okumura et applicable à des zones urbaines avec des distances supérieures à 1 Km. Mais la validité fréquentielle est de 150 MHz -1500 MHz [I.21, I.23]. Connue aussi sous le nom de modèle d'Okumura – Hata, il permet de définir trois types d'environnement [I.23] :

1. **Zone rurale** : Elle comprend des espaces ouverts avec une végétation d'arbres peu élevés et la quasi-absence de bâtiments sur le trajet du signal.
2. **Zone suburbaine** : C'est le cas typiquement d'agglomérations de banlieues avec quelques bâtiments et arbres comme obstacles à proximité des récepteurs.
3. **Zone urbaine** : Elle représente de grandes agglomérations avec une occupation dense de l'espace par les immeubles ou de maisons à plusieurs niveaux et par endroits par des rideaux d'arbres élevés.

Suivant le type d'environnement ainsi défini, l'atténuation en espace libre est donnée par la formulation suivante.

$$\begin{aligned}
 L_{dB} &= A + B \log d_{km} - C \rightarrow \text{Zone_rurale} \\
 L_{dB} &= A + B \log d_{km} - D \rightarrow \text{Zone_suburbaine} \\
 L_{dB} &= A + B \log d_{km} - E \rightarrow \text{Zone_urbaine}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. I.1}$$

Avec :

150 MHz < fMHz : fréquence < 1500 MHz ; 30m < hb : hauteur BTS < 200m ;

d_{km} : distance > 1 Km ; h_r : hauteur du récepteur (souvent un mobile).

$$A = 69,55 + 26,16 \log f_{MHz} - 13,82 h_b ;$$

$$B = 44,9 - 6,55 \log h_b ;$$

$$C = 4,78 (\log f_{MHz})^2 + 18,33 \log f_{MHz} + 40,94 ;$$

$$D = 2 (\log (f_{MHz} / 28))^2 + 5,4 ;$$

$$E = (1,1 \log f_{MHz} - 0,7) h_r - (1,56 \log f_{MHz} - 0,8) \text{ Pour petites et moyennes agglomérations.}$$

$$E = 8,29 (\log (1,54 h_r))^2 - 1,1 \text{ Pour grandes agglomérations avec } f_{MHz} < 300 \text{ MHz}$$

$$E = 3,2 (\log (11,75 h_r))^2 - 4,97 \text{ Pour grandes agglomérations avec } f_{MHz} \geq 300 \text{ MHz.}$$

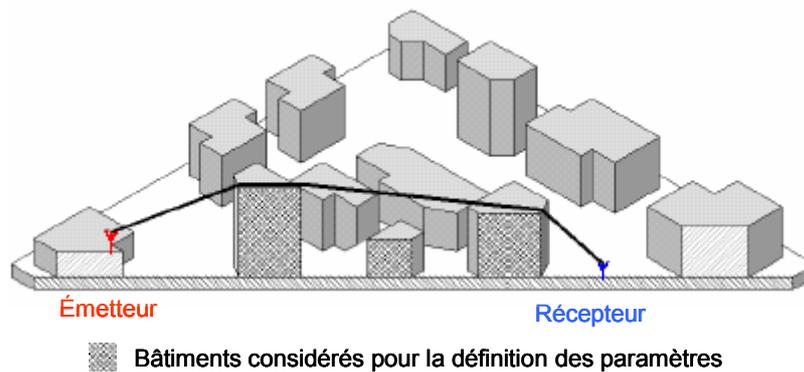


Figure I.14 : Principe du modèle empirique dans un environnement urbain.

L'intérêt majeur de ces modèles et de leurs dérivés réside dans le fait qu'ils permettent de donner un ordre de grandeur raisonnable du niveau de puissance reçue sur un environnement spécifique sans recourir à des bases de données géographiques. Toutefois, la limite de validité aux conditions expérimentales et la difficulté d'établir un lien avec d'autres modèles de type analytique sont un handicap majeur pour leur extension. Bien qu'ils aient eu un grand succès pour le déploiement du GSM, il n'est pas envisageable de les utiliser sur des microcellules pour des systèmes comme le LMDS fonctionnant au dessus de 20 GHz. Ils sont d'ailleurs délaissés au profit de modèles dits mixtes.

IV.2- Les modèles semi déterministes ou mixtes.

Les modèles semi déterministes associent harmonieusement l'approche statistique aux calculs analytiques. L'objectif étant d'intégrer dans la prédiction l'influence du relief et de la hauteur des obstacles grâce à une base de données géographiques [I.25]. Le modèle de base généralement cité est celui du groupe européen de recherche scientifique et technique COST 231 issu du modèle de Walfish et Bertoni [I.26, I.27]. Une base de données géographiques, même avec une précision insuffisante permet de connaître divers paramètres [I.28] pris en compte dans le modèle COST 231 Walfish-Bertoni :

- Les hauteurs des bâtiments entre l'émetteur et le récepteur. Ces valeurs n'étant pas généralement uniformes, on prendra leur moyenne : h_{toit} .
- La distance entre les bâtiments. C'est la distance moyenne qui est aussi utilisée : b .
- La largeur moyenne des rues : w .
- La hauteur de l'émetteur et du récepteur r : h_b et h_r .

Dans ce modèle, on considère que la propagation se fait essentiellement au dessus des toits avant de plonger dans les rues. De ce fait, il s'adapte parfaitement au déploiement de réseaux cellulaires mobiles GSM (Global System for Mobile communication) à 900 MHz et DCS (Digital Cellular System) à 1800 MHz. L'atténuation en espace libre est donnée par un terme empirique auquel on ajoute des atténuations spécifiques relatives aux phénomènes de diffraction. Ces phénomènes ont fait de l'objet de nombreuses études dont les plus connues sont les travaux de Deygout [I.29] et de Vogler [I.30] sur la diffraction multiple au-dessus des toits. On distingue deux cas, la visibilité directe (LOS : line-of-sight) et la non visibilité directe (NLOS : none line-of-sight).

$$\text{LOS :} \quad L_{dB} = 42,6 + 26 \log_{10} d_{km} + 20 \log_{10} f_{MHz} \quad (\text{Eq. I.2})$$

$$\text{NLOS :} \quad L_{dB} = \begin{cases} l_0 + l_{rts} + l_{msd} & l_{rts} + l_{msd} > 0 \\ l_0 & l_{rts} + l_{msd} \leq 0 \end{cases} \quad (\text{Eq.I.3})$$

Avec :

$800 \text{ MHz} < f_{\text{MHz}} : \text{fréquence} < 2000 \text{ MHz} ; 4 \text{ m} < h_b : \text{hauteur BTS} < 50 \text{ m} ;$

$20 \text{ m} < d_{\text{km}} : \text{distance} < 5 \text{ Km} ; 1 \text{ m} < h_r : \text{hauteur du récepteur} < 3 \text{ m}.$

Atténuation en espace libre : $l_0 = 32,44 + 20 \log_{10} f_{\text{MHz}} + 20 \log_{10} d_{\text{km}}$

Atténuation par les toits : $l_{\text{rts}} = -16,9 - 10 \log_{10} w_m + 10 \log_{10} f_{\text{MHz}} + 20 \log_{10} (h_{\text{toit}} - h_r)_m$

Atténuation au dessus des toits : $l_{\text{msd}} = l_{\text{bsh}} + k_a + k_d \log_{10} d_{\text{km}} + k_f \log_{10} f_{\text{MHz}} - 9 \log_{10} b_m$

$$l_{\text{bsh}} = \begin{cases} -18 \log_{10} (1 + (h_b - h_r)_m) & h_b > h_{\text{toit}} \\ 0 & h_b \leq h_{\text{toit}} \end{cases} ; k_a \text{ et } k_d \text{ sont des facteurs correctifs de la}$$

hauteur des antennes et k_f , l'adaptation aux différentes densités d'occupation de bâtiments.

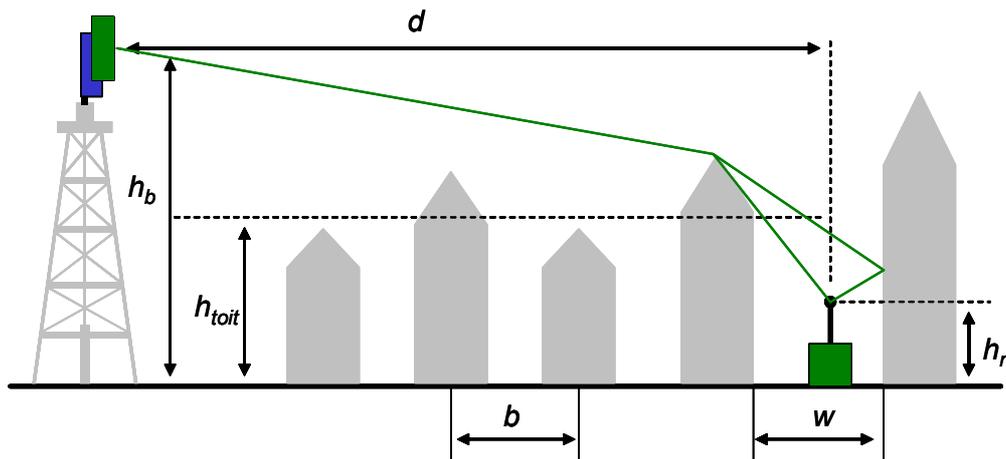


Figure I.15 : Principe du modèle semi déterministe

Dans les modèles semi déterministes, l'établissement d'un profil de terrain entre l'émetteur et le récepteur est le point central. Outre la répartition des bâtiments, la connaissance des quelques propriétés électromagnétiques des matériaux est utile dans la prise en compte des phénomènes de diffraction. Bien qu'ils soient plus adaptés à la spécificité du milieu urbain, la qualité de ces modèles dépend de la justesse des hypothèses et leur précision nécessite une charge de calcul assez importante. Leurs importantes limitations sont l'absence de chemins latéraux d'une part et le besoin d'adaptation statistique en fonction des mesures

standardisées de ITU-R. P1411-2 d'autre part [I.31]. Leur utilisation pour une modélisation plus fine, donc plus réaliste de la propagation surtout dans un environnement urbain est de ce fait compromise. Or c'est cette finesse et cette précision qui sont recherchées pour le déploiement des BFWA dans des environnements urbains de plus en plus complexes et variés. Ceci nous conduit à rechercher des modèles qui intègrent une description réelle du canal de propagation et dont la validité fréquentielle couvre le domaine millimétrique.

IV.3- Les modèles déterministes.

Contrairement aux modèles empiriques et semi déterministes, les modèles déterministes reposent principalement sur une description précise, proche autant que possible de la réalité du milieu de propagation. Ils s'appuient donc sur des bases de données géographiques de très grande précision et régulièrement mise à jour surtout sur des environnements urbains en perpétuelle mutation. Cette exigence s'explique par la nécessité de prendre en compte toutes les interactions envisageables entre le rayonnement électromagnétique et le canal de propagation (l'environnement). Les plus courants sont les réflexions simples ou multiples, les diffractions par les arrêtes, la diffusion par des surfaces rugueuses et pour les basses fréquences la transmission au travers des bâtiments et de la végétation (figure I.16).

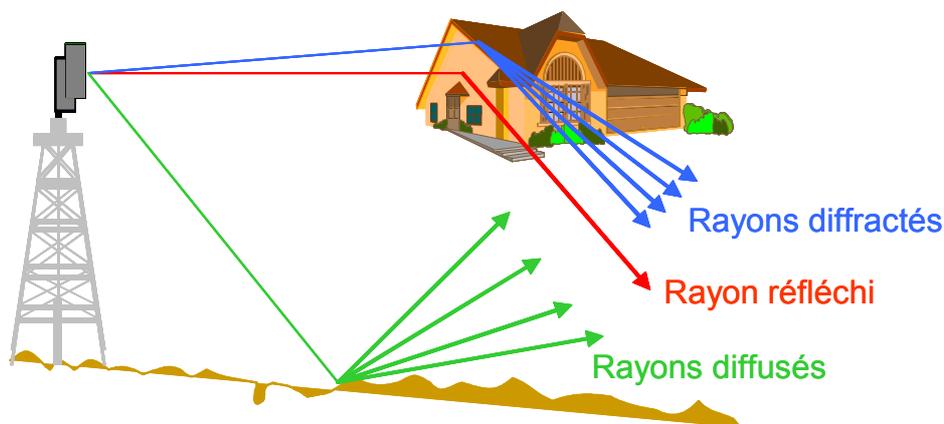


Figure I.16 : Quelques interactions avec l'environnement.

De plus, l'influence des conditions climatiques (pluie, neige...) est systématiquement prise en compte dans la construction en trois étapes de ces modèles :

- Partir des équations de propagation des OEM en les adaptant au besoin au milieu de propagation (espace libre ou matière), d'où l'intérêt de la connaissance des propriétés du milieu ou de matériaux. Ces équations formulées par James Clerk Maxwell montrent la relation existante entre les champs électrique E et magnétique H [I.32].

$$\begin{aligned}\varepsilon \frac{\delta E}{\delta t} + J &= \nabla \times H \\ \mu \frac{\delta H}{\delta t} &= -\nabla \times E \\ \nabla \cdot E &= \frac{\rho}{\varepsilon} \\ \nabla \cdot H &= 0\end{aligned}\tag{Eq. I.4}$$

Avec :

J : vecteur densité de courant ; ε : permittivité diélectrique ; μ : perméabilité ; ρ : densité de charges.

- Utiliser les intégrales de rayonnement pour calculer le champ lointain à partir champ rayonné à la source (sur l'antenne).
- Proposer une approximation quasi-optique en assimilant le signal électromagnétique à un rayon optique mais en conservant le facteur d'atténuation en espace libre.

Il existe plusieurs possibilités de résolution plus ou moins précises des équations de Maxwell allant des méthodes numériques à celles issues de l'Optique Physique (OP). Les temps de calcul bien que dépendants de la méthode utilisée, restent globalement très élevés du fait de la complexité de l'environnement et la multiplicité des paramètres. Mis à part ce problème, les modèles déterministes offrent une grande fiabilité avec une validité couvrant un large spectre (des bases fréquences aux hautes fréquences). Un bon compromis entre le temps de calcul et la précision souhaitée est souvent nécessaire pour optimiser les outils de simulation qui en découlent. Le déploiement de la plupart des réseaux BFWA s'appuie sur ces

modèles. C'est ce qui justifie leur choix pour l'élaboration d'un d'outil d'aide au déploiement de réseaux sans fil large bande, donc applicable en particulier au réseau LMDS à 40 GHz.

Mais avant de conclure, faisons le point sur l'ensemble des modèles que nous avons analysés dans ce paragraphe afin de dégager les méthodologies générales à appliquer pour chacun.

IV.4- Le point sur les modèles de prédiction.

La chose à considérer en priorité dans le choix d'un modèle est d'une part la validité fréquentielle et le type d'environnement et d'autre part, l'évolution des principaux critères si l'on désire optimiser son rendement (voir la figure I.17). Ces critères sont les bases de données géographiques, les campagnes de mesures sur site, le temps de calcul et le pourcentage d'erreur sur la prédiction.

L'objectif d'un modèle est de servir de base à la réalisation d'outils de simulation qui seront utilisés dans l'étude théorique pour le déploiement offrant un gain considérable de temps pour l'ingénieur radio. La méthodologie n'étant pas la même suivant le modèle, la figure I.18 présente un récapitulatif des deux méthodologies applicables suivant le modèle choisi.

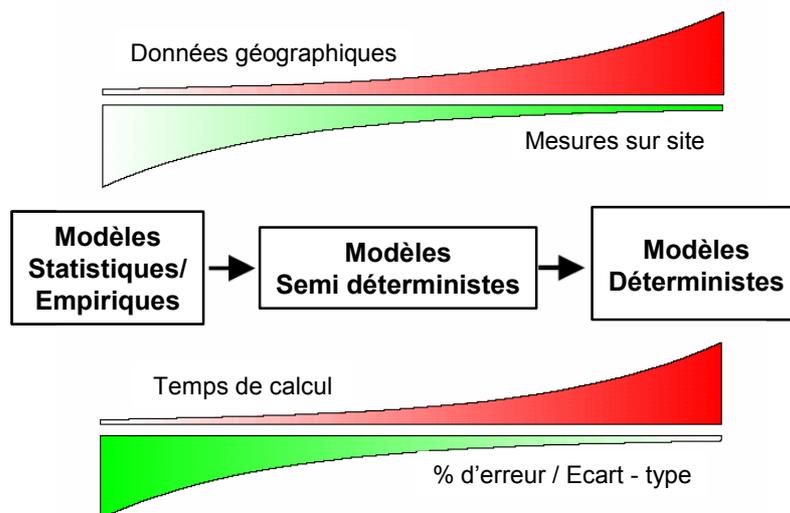


Figure I.17 : Evolution des principaux critères de choix

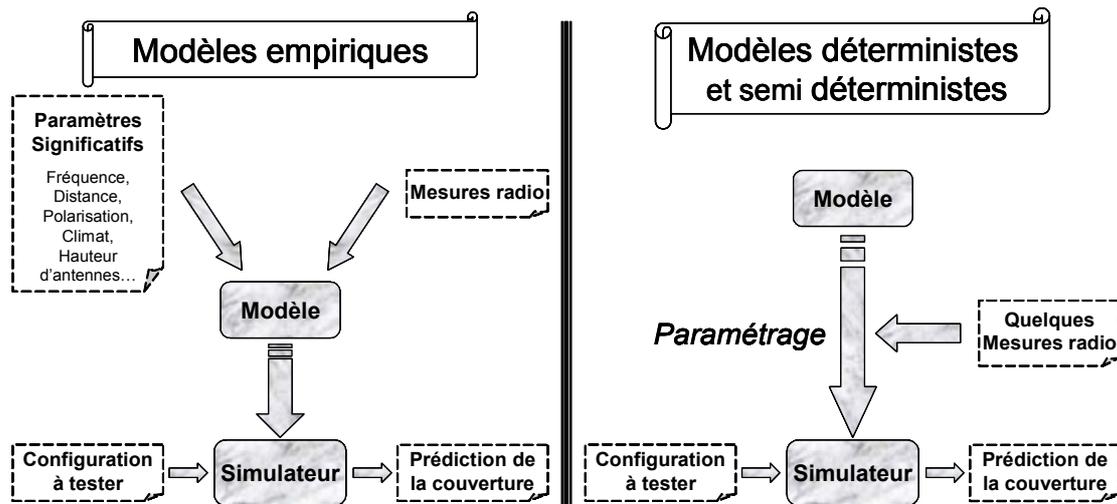


Figure I.18 : Méthodologies de simulation applicables en fonction des modèles

Sur la base de l'étude des ces différents modèles de prédiction, nous avons ainsi justifié le choix des modèles déterministes, il reste à justifier celui de la méthode de calcul utilisée. C'est ce que nous ferons au paragraphe V après avoir brièvement exposé l'intérêt de la bande millimétrique dans la course aux réseaux large bande.

V. UN OUTIL ADAPTE AUX RESEAUX MILLIMETRIQUES

Depuis plus de deux décennies, la bande millimétrique (30 GHz – 300 GHz ou $1\text{mm} \leq \lambda \leq 10\text{ mm}$) connaît un intérêt croissant avec de nombreuses applications tant dans le domaine civil que militaire. Au nombre de ces applications, on trouve le radar, la radiométrie, l'instrumentation et les communications. Un tel engouement s'explique d'abord par le fort encombrement du spectre de fréquences radio et micro ondes et ensuite par les nombreux avantages propres à la bande résumés en quatre points :

- La réduction de la longueur d'onde entraîne une réduction significative de la taille et par conséquent du poids des composants, atout important dans les systèmes embarqués, dans les communications mobiles et discrétion assurée dans les technologies sans fil fixes. C'est le cas du LMDS pour lequel le module Tx/Rx et l'ODU ont pour dimensions respectives de 21x21x17 cm et 24x12x17 cm.
- Des directivités importantes avec de faibles dimensions d'éléments rayonnants.

-
-
- Des largeurs de bande importantes autorisant des transmissions de grandes quantités de données à très hauts débits, d'où la terminologie « large bande » pour désigner les systèmes opérant dans cette bande.
 - Exception faite de la pluie, des pertes et des atténuations atmosphériques (brouillard ou poussière) relativement faibles comparées à celles aux fréquences optiques ou infrarouges utilisées pour certains réseaux de proximité.

Ainsi, la quasi-totalité des technologies sans fil dont le but est de désengorger les communications dans la boucle locale fonctionnent dans cette bande ou à des fréquences voisines. Les modèles déterministes étant les plus adaptés pour l'étude de déploiement de ces réseaux, il reste à analyser les deux groupes de méthodes généralement utilisées :

- **Les méthodes d'analyse numérique** : les plus utilisées pour la résolution des équations de Maxwell sont les éléments finis, les différences finies et la méthode des moments. [I.33, I.34, I.35]. De manière générale, ces méthodes nécessitent une discrétisation spatio-temporelle complexe. Il est donc inimaginable de mailler un environnement outdoor de plusieurs Km² de cette manière.
- **Les méthodes asymptotiques** : elles reposent sur une approximation dérivant d'un développement asymptotique des solutions des équations de Maxwell et offrent des garanties en terme de précision avec un temps de calcul acceptable. C'est donc elles qui nous serviront dans l'élaboration de notre outil de prédiction.

V.1- Les méthodes asymptotiques.

Les méthodes asymptotiques s'articulent autour de trois théories fondamentales : l'Optique Physique (OP), l'Optique Géométrique (OG) et la Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD). Le principe utilisé pour la prédiction de la couverture est indiqué sur la figure I.19. Deux méthodes de base présentant une forte analogie avec l'optique sont souvent utilisées, le lancer de rayons et le tracé de rayons. Dans les deux cas, le champ total reçu est obtenu par sommation des champs élémentaires associés à chaque rayon reçu (incident, réfléchi, diffracté et transmis).

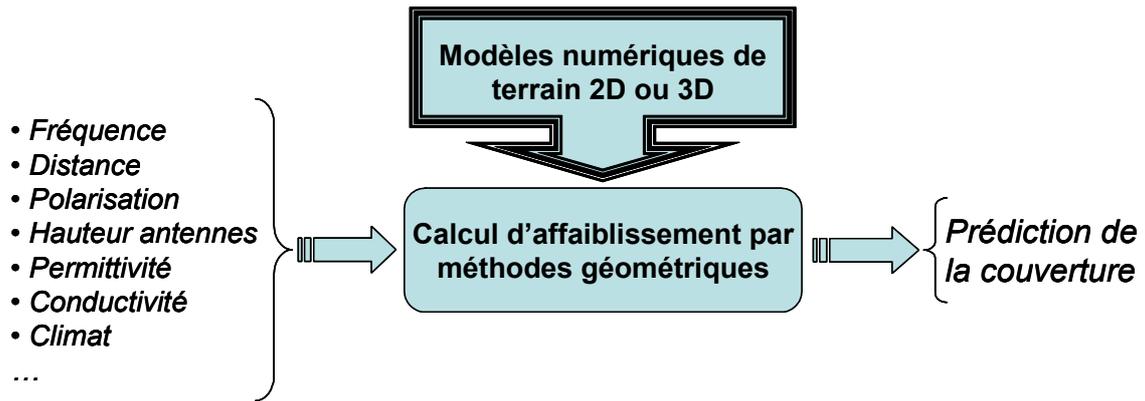


Figure I.19 : Principe des méthodes asymptotiques

V.1.1- La méthode du lancer de rayons

Le lancer de rayons est basé sur la prise en compte des chemins multiples issus de l'OG [I.36]. Il consiste à lancer un ensemble de rayons à partir d'une antenne d'émission fixe dans toutes les directions possibles avec une incrémentation angulaire régulière.

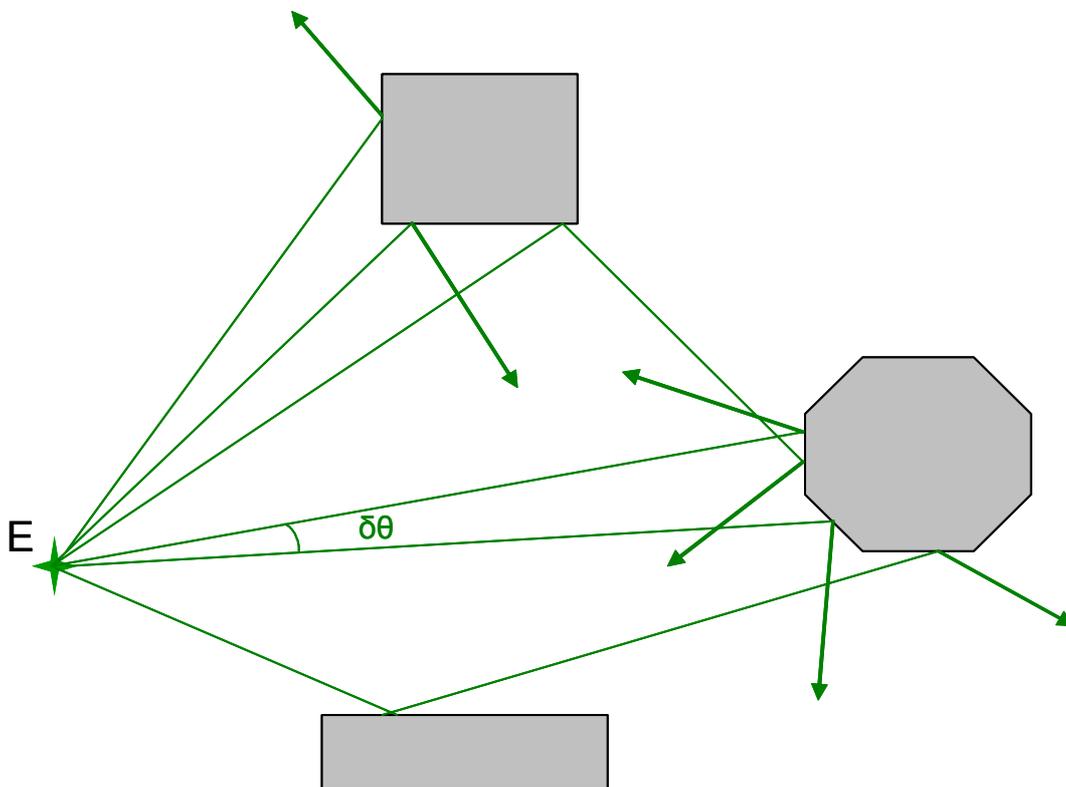


Figure I.20 : Principe du lancer de rayons

A travers une base de données géographiques très précise, le trajet de chacun des rayons ainsi lancés est suivi jusqu'à un point de réception potentiel [L.37]. Au cours de ce trajet, un rayon incident peut subir diverses interactions avec le milieu. On applique les lois et formules relatives à chaque interaction notamment les formules de Fresnel et Beckmann pour la réflexion et celles de TUD pour la diffraction [L.38]. La construction d'un trajet entre l'émetteur et le récepteur se poursuit jusqu'à ce que l'une au moins des trois conditions suivantes soit satisfaite.

- L'intensité du champ qui lui est associé passe en dessous d'un seuil, seuil en deçà duquel la sommation n'est plus physiquement cohérente.
- Le rayon a subi un nombre maximal de réflexions
- Le trajet quitte la zone de simulation prédéfinie.

Les champs des rayons y arrivant après ces diverses interactions avec l'environnement sont alors sommés. Pour chacun de ces rayons on peut déterminer l'amplitude, la phase et le retard par rapport au rayon direct. La figure I.20 est une illustration du principe de cette méthode. Il existe d'autres variantes comme la méthode du lancer de cônes ou de faisceaux qui proposent des améliorations tenant compte du caractère diffus du rayonnement. Le lancer de rayons reste assez largement utilisé à cause de la qualité de prédiction de la réponse pulsionnelle même en environnement indoor, sujet à des réflexions en cascades [L.39]. Bien que répondant aux exigences des systèmes large bande, son inconvénient majeur est le nombre important de rayons qu'elle génère. Le temps de calcul peut devenir très élevé du fait de l'augmentation des itérations nécessaires à la simulation de la couverture d'une zone urbaine complexe par exemple. Par souci d'optimisation, il fallait trouver une autre méthode avec un temps de calcul plus raisonnable : la méthode du tracé de rayons.

V.1.2- La méthode du tracé de rayons

Contrairement à la précédente, la méthode du tracé de rayons consiste à ne rechercher que les rayons susceptibles de parvenir aux points potentiels de réception. Pour chaque point

de réception, on trace les lignes directrices suivant le principe de Fermat en repérant analytiquement les points d'interaction avec les objets [I.40, I.41].

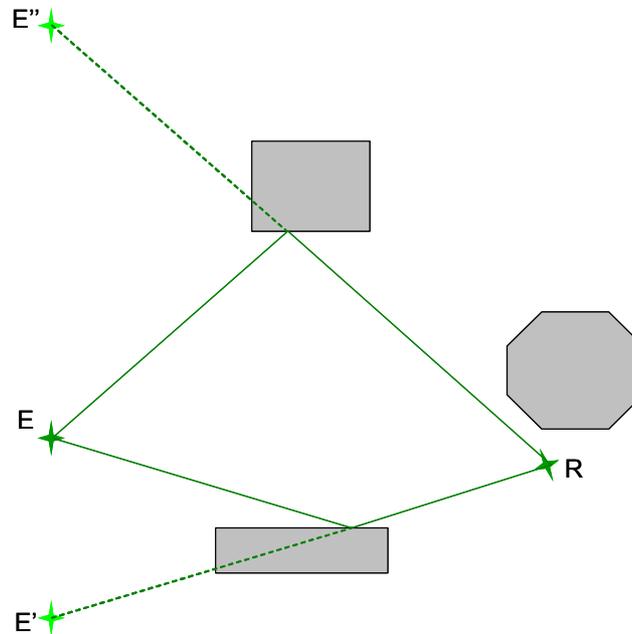


Figure I.21 : Principe du tracé de rayons

Elle garantit par itération sur chaque segment ou plan, la prise en compte de tous les objets situés dans la zone de simulation. C'est le nombre d'objets qui détermine le nombre d'itérations, donc le temps de calcul. Temps de calcul qui généralement reste inférieur à celui du lancer de rayons. Nous avons donc choisi d'élaborer un outil de simulation applicable aux réseaux BFWA quel que soit le type d'environnement en utilisant cette méthode qui suscite beaucoup d'intérêt pour le déploiement de réseaux sans fil.

V.2- Les étapes de l'élaboration de notre outil de prédiction

Pour fixer les idées sur la manière dont nous allons procéder pour élaborer cet outil d'aide au déploiement de réseaux sans fil large bande, voici les étapes importantes à suivre :

- La modélisation du milieu physique : elle se fera par une description détaillée et aussi précise que possible des différents éléments du milieu susceptibles d'interagir dans la

propagation du signal radio. Nous utiliserons pour cela, un système d'information géographique permettant de localiser les objets avec une précision métrique si possible.

- La définition des caractéristiques des antennes : elle permettra de connaître les positions des antennes grâce au repérage précédent et leurs caractéristiques électromagnétiques (gain, diagramme de rayonnement).
- L'application du tracé de rayons pour identifier chaque trajet de rayons et calculer les champs résultants en chaque point potentiel de réception de la zone de couverture. Nous utiliserons alors les lois d'optique géométrique et si nécessaire celles de la théorie uniforme de la diffraction.
- La prise en compte statistique sur chaque trajet de l'effet des conditions climatiques notamment celui de la pluie en se basant sur les recommandations de l'UIT relatives à l'atténuation due la pluie sur les liaisons radio.
- L'identification des zones de couvertures et l'estimation du pourcentage total de couverture pour un émetteur par exemple.

Nous consacrerons donc presque tout le chapitre II à la description détaillée des différentes étapes de ce processus d'élaboration du logiciel.

VI. CONCLUSION

La présentation du LMDS comme un capillaire haut débit offre une alternative intéressante pour l'accès des utilisateurs finaux aux services multimédia. Mais son déploiement à l'instar du déploiement de tout réseau sans fil n'est pas aisé. De plus les spécificités liées aux fréquences utilisées (généralement supérieures 20 GHz), compliquent davantage l'étude de la propagation. Il était donc nécessaire d'explorer les phénomènes de propagation à ces fréquences et de proposer un modèle approprié.

Les projets ERASME et BROADWAN nous ont donné les cadres propices pour mener à bien cette étude avec des plates-formes expérimentales pour la validation. Nous avons pu montrer le besoin d'outils adaptés pour ces réseaux qui prendraient en compte les spécificités

liées à la fréquence et s'appliqueraient aussi bien à un environnement rural, semi-urbain qu'urbain.

L'état de l'art des familles de modèles de prédiction a ensuite permis de mettre en lumière l'intérêt des modèles déterministes dans le contexte de notre étude. On peut ainsi disposer d'une modélisation réelle du canal de propagation utilisable ultérieurement dans le design du système complet sans recourir à des modèles standards issus de prédictions statistiques. Le choix d'une méthode de calcul au sein d'un modèle dépend du volume et ou du temps de calcul en corrélation avec les ressources informatiques disponibles. Nous avons donc passé en revue les méthodes du modèle déterministe. Et c'est sur la base de ces critères que nous avons opté pour l'utilisation du Tracé de rayons pour l'élaboration d'un outil d'aide au déploiement de réseaux sans fil baptisé LIBUS.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I

[I.1] T. FERGUSON “*Transmission Media*” CSE3020 – Network Technology. School of Computer Science and Software Engineering, Monash University, Australia.

[I.2] G. M. STAMATELOS “*LMDS / LMCS hub interconnection alternatives and multiple access issues*” Department of Systems and Computer Engineering, Carleton University, Ottawa, Ontario.

[I.3] INTERNATIONAL ENGINEERING CONSORTIUM “*Local Multipoint Distribution System: LMDS (LMDS Overview)*” On-Line Education
<http://www.iec.org/online/tutorials/lmcs/topic01.html>

[I.4] C. POUMIER “*Réalisation d’un démonstrateur LMDS à 40 GHz à Limoges*”
Contrat ANVAR n° A 97 07 028 K 00, CREAPE INGENIERIE, Juillet 1999

[I.5] A. ALKHALAF “*LMDS: the last mile access solution (An overview of Local Multipoint Distribution System)*” Southern Methodist University- Electrical Engineering Department, EETS 8316 Wireless Networks, Section 418, Fall 2003.

[I.6] INTERNATIONAL ENGINEERING CONSORTIUM “*Time Division Multiple Access (TDMA)*” On-Line Education
<http://www.iec.org/online/tutorials/tdma>

[I.7] CDMA DEVELOPMENT GROUP “*Welcome to the world of CDMA*”
<http://www.cdg.org/technology/cdma%5Ftechnology/a%5Fross/cdmarevolution.asp>

[I.8] INTERNATIONAL ENGINEERING CONSORTIUM “*Local Multipoint Distribution System: LMDS (Architectural Options)*” On-Line Education
<http://www.iec.org/online/tutorials/lmcs/topic02.html>

[I.9] INTERNATIONAL ENGINEERING CONSORTIUM “*Local Multipoint Distribution System: LMDS (Network Interface Equipment)*” On-Line Education
<http://www.iec.org/online/tutorials/lmcs/topic10.html>

[I.10] **V. TIPPARAJU** “*Local Multipoint Distribution Services (LMDS)*”

<http://www.cis.ohio-state.edu/~jain/cis788-99/lmds/index.html>

[I.11] **R.B. MARKS** “*IEEE 802.16 WirelessMAN Standard for Broadband Wireless Metropolitan Area Networks*”

National Institute of Standards and Technology, Boulder, Colorado, USA

[I.12] **F. CREEDE** “*Broadcasting with LMDS and MMDS Systems*”

Applied Microwave & Wireless. Logic Innovations, Inc.

[I.13] <http://www.kellogg.nwu.edu/faculty/greenstein/ftp/Teaching/papers/lmds.html>

[I.14] **D. PALMER** “*Broadband Wireless Access Standardisation - A European view*”

N-WEST, Philips Broadband Networks, November 9th 1998

[I.15] **TELECOMPETITION Inc.** “*LMDS and Broadband Access Market*”

Wireless Communications Alliance, June 15, 1999

[I.16] **RESEAU NATIONAL DE RECHERCHE EN TELECOMMUNICATIONS**

“**ERASME**” http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/index_net.htm

[I.17] **CONSORTIUM** “*Evaluation de Réseau d’Accès Sans fil Multimédia en EHF*”

<http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/gpp/transparents>

[I.18] **CENTRE NATIONAL DE RECHERCHE SCIENTIFIQUE** “*Europe – 6^{ème}*

PCRD : Résultats du 1^{er} appel IST” Sciences et Technologies de l’Information et de la Communication. <http://www2.cnrs.fr/STIC/AppelsOffreSTIC/6mePCRDappelIST.html>

[I.19] **T. TJELTA** “*Broadband services for everyone over fixed wireless access networks*”

Proposal Part B, Integrated Project BROADWAN, FP6-2002-IST-1

[I.20] **K.A. HUGHES** “*ITU-R Propagation Models and Prediction Methods for today’s Radiocommunication Systems*” ITU Radiocommunication Bureau

http://www.ictp.trieste.it/~radionet/2001_school/lectures/hughes/HTML/models/sld001.htm

[I.21] **J-M. GORCE** “*Les Communications Hertziennes*” CITI (Centre d’Innovations en Télécommunications & Intégration de services) INSA Lyon, France.

<http://citi.insa-lyon.fr/~jmgorce/cours>

[I.22] **Y. OKUMURA, E. OHMORI, T. KAWANO, K. FUKUDA** “*Field Strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service*” Rev. Electr. Communic. Lab., vol.16, pp. 825-873, 1968.

[I.23] **M. HATA** “*Empirical formula for propagation loss in land mobile radio service*” IEEE Trans. Vehic. Techn., Vol 29, pp. 317 – 325, 1980

[I.24] **D. VANHOENACKER-JANVIER** “*Propagation Models for wireless mobile communications*” Microwave Lab. UCL, Louvain-la-Neuve, Belgium.

http://www.tele.ucl.ac.be/ELEC2796/propawireless_0310bis.pdf

[I.25] **O. BESSE** “*Contribution à l’étude de la propagation électromagnétique en zone urbaine dans le domaine millimétrique*” Thèse de Doctorat – n° 41-00 – U.E.R. des Sciences – Université de Limoges, Octobre 2000.

[I.26] **COST** “*Urban transmission loss model for mobile radio in 900 and 1800 MHz bands*” COST 231, TD(91) 73,1991.

[I.27] **J. WALFISH, H.L. BERTONI** “*A theoretical model of UHF propagation in urban environments*” IEEE Transactions, A1-38, pp. 1788 – 1796, 1988

[I.28] **G. WÖLFLE, R. HOPPE, T. BINZER, F.M. LANDSTORFER** “*Radio network planning and propagation models for urban and indoor wireless communication networks*” Millenium Conference on Antennas & Propagation (AP 2000), Davos – Switzerland, April 9 – 14, 2000.

[I.29] **J. DEYGOUT** “*Multiple knife-edge diffraction of microwaves*” IEEE. Transactions on antennas and propagation, Vol. AP -14, Juillet 1996.

[I.30] **L.E. VOGLER** “*An attenuation function for multiple knife-edge diffraction*” Radio science, Vol. 17, n° 6, pp. 1541 – 1546, Nov – Dec 1982.

[I.31] **RECOMMENDATION ITU R-P 1411-2** “*Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz*”.

[I.32] **A.TAFLOVE, M. BRODWIN** “*Numerical solutions of steady state electromagnetic scattering problems using the time dependent Maxwell’s equations*” IEEE MTT, Vol. 23, n° 1, pp. 623 – 630, Aug. 1975.

[I.33] **J.F. LEE** “*Numerical solutions of TM scattering using a obliquely Cartesian Finite Difference Time Domain algorithm*” IEEE Proceedings H, n° 1, pp. 23 – 28, 1993.

[I.34] **W. J. BUCHANAN** “*Analysis of electromagnetic waves propagation using 3D Finite-Difference Time-Domain method with parallel processing*” Thesis of Napier University, March 1996.

[I.35] **A.TAFLOVE** “*The Finite-Difference Time-Domain method for electromagnetic scattering and interaction problems*” IEEE Trans., Electromagnetic Compatibility, Vol. ECM-22, pp. 191 – 202, Aug. 1980.

[I.36] **P. BERGHOLM, M. HONKANEN, S.G. HAGGMAN** “*Simulation of microcellular DS-CDMA radio network*” Proceedings of the International Conference on Universal and Personal Communications - ICUPC’95, Tokyo, pp. 838 – 842, Nov. 6 - 10 1995.

[I.37] **G. DURGIN, N. PATWARI, T. S. RAPPAPORT** “*An Advanced 3D Ray Launching Method for Wireless Propagation Prediction.*” IEEE 47th Vehicular Technology Conference (VTC) 1997, Phoenix, pp. 785 - 789, May 1997.

[I.38] J.C. BIC, D. ISNER, M. JUY, P. METTON “*Les spécificités de la propagation en zone urbaine*” REE, Vol. 7, pp. 11 – 24, Juillet 1980.

[I.39] R. HOPPE, G. WÖLFLE, P. WERTZ, F.M. LANDSTORFER “*Advanced Ray-Optical Wave Propagation Modelling for Indoor Environments Including Wideband Properties*” European Transactions on Telecommunications (ETT), January/February 2003 (Number 01/2003), Jan. 2003

[I.40] ENCYCLOPEDIA “*Fermat’s principles*”

<http://encyclopedia.thefreedictionary.com/Fermat%27s%20principle>

[I.41] F.JENSEN, C. CARRES, M. SABBADINI “*CAD applications with GTD*” Journées Internationales de Nice sur les antennes, Nice, pp. 150 – 163, Novembre 1990.

Chapitre 2 - CONCEPTION ET REALISATION D'UN LOGICIEL D'AIDE AU DEPLOIEMENT : LIBUS

« Ce qui se conçoit bien s'énonce clairement et les mots pour le dire arrivent aisément »

Nicolas Boileau-Despréaux, *L'Art poétique.*

- INTRODUCTION**
- PRINCIPE – METHODE - ALGORITHME**
- INFLUENCE DU CANAL DE PROPAGATION**
- LES ANTENNES ET LE BILAN DE LIAISON**
- INTERPRETATION DE QUELQUES RESULTATS**
- CONCLUSION**

I. INTRODUCTION

La conception, base de toute réalisation est le résultat d'une construction mentale logique et rigoureuse. Rendre compte d'une réalisation nécessite de trouver les mots justes et la manière appropriée, résultats eux-mêmes d'une bonne conception. C'est à cet exercice parfois périlleux que nous nous livrons dans ce chapitre avec le désir que les principes énoncés et les méthodes utilisées matérialiseront le sens physique des phénomènes qui y sont décrits. La complexité de ce travail réside dans la définition même de « *logiciel* ». En effet, c'est « *l'ensemble des programmes, procédés et règles et éventuellement de la documentation, relatifs au fonctionnement d'un ensemble de traitement de données* ». Il s'agit dans notre cas de la propagation des ondes électromagnétiques dans un environnement outdoor. L'instabilité de ce milieu et les interactions qu'il génère expliquent le nombre important de procédés et règles décrits dans les trois premières parties. Le logiciel ainsi mis au point, nous l'utiliserons pour l'étude de la couverture des réseaux sans fil à partir de cas théoriques simples puis ultérieurement sur des cas réels.

La première partie présente la technique du tracé de rayons appliquée sur des modèles environnementaux en 2D ou 3D, en soulignant les contraintes qu'ils engendrent et la précision qu'ils apportent. Puis avec les améliorations apportées à ces modèles, nous avons élaboré un logiciel de simulation de la couverture, LIBUS. Par souci de protection des sources, nous ne présentons ici que la démarche et l'organigramme général, l'ergonomie faisant l'objet d'une partie du chapitre III.

L'influence du canal de propagation s'articulera autour de celui du milieu physique (relief, bâtiments, végétation...) et de celui des conditions climatiques. Au delà de leurs impacts, c'est la manière dont ils sont modélisés dans notre outil de simulation qui est présentée dans cette deuxième partie. Elle s'appuie en grande partie sur les recommandations de l'Union Internationale de Télécommunications (UIT).

Le bilan de liaison entre antennes étant la finalité de ce travail, la troisième partie présente d'abord les caractéristiques des antennes avant de préciser les techniques et les approximations utilisées pour le calcul des champs électromagnétiques.

La dernière partie est consacrée à l'analyse et à l'interprétation de quelques résultats de simulation sur quelques cas afin de confirmer ou d'infirmer le bien-fondé de la prise en compte de certains paramètres dans l'élaboration de LIBUS.

II. PRINCIPE – METHODE – ALGORITHME

La conception d'un outil d'aide au déploiement de réseaux sans fil nécessite une démarche rigoureuse allant des considérations générales à des considérations spécifiques. Les conditions générales comme le type de couverture, les modèles utilisés dans la représentation de l'environnement doivent rester inchangés quelle que soit la configuration à tester. Elles définissent ainsi les limites de validité de la méthode de prédiction. Les considérations spécifiques dépendant de chaque configuration peuvent donner lieu à de grandes variations d'un cas à un autre.

La couverture cellulaire dite Point – Multipoint consiste à desservir à partir d'un point fixe (BTS) des récepteurs fixes ou mobiles sur une zone. La définition de la taille des cellules élémentaires et du nombre d'antennes pour une BTS dépend du rayonnement en azimut des antennes utilisées. Une seule antenne omnidirectionnelle suffit pour couvrir une zone de 360° alors qu'il faudrait plusieurs antennes sectorielles pour la même zone. Un autre paramètre important est l'orientation relative entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception. En effet, les récepteurs ne reçoivent pas le même niveau de signal selon qu'ils sont dans l'axe d'émission ou non. Si l'on ne prend pas en compte les interférences entre cellules, l'étude de la couverture à l'échelle d'une ville par exemple peut se faire cellule par cellule. Dans cette hypothèse, notre étude sera limitée dans la suite de ce chapitre à l'échelle d'une cellule.

En fonction des informations dont on dispose ou de la description souhaitée, un même environnement peut être modélisé soit en deux dimensions (2D) soit en trois dimensions (3D). La technique du tracé de rayons est alors élaborée sur la base du modèle sur lequel elle doit s'appliquer. Le tracé de rayons 3D, plus complexe et plus lourd en volume de calcul est le plus approprié pour décrire de manière réaliste tous les phénomènes de propagation. Toutefois, le tracé 2D peut s'avérer dans certaines configurations assez efficace avec des résultats satisfaisants. Il permet aussi une étude simplifiée sur des configurations 3D trop complexes en faisant deux fois un tracé 2D respectivement dans les plans de coupe vertical et

horizontal. Une autre approche pour simplifier l'étude des structures 3D complexes est le tracé 2D^{1/2}. Ce sont différentes approches de la méthode du tracé de rayons qui font l'objet du paragraphe suivant.

II.1-La technique du Tracé de Rayons dans un environnement outdoor

Le tracé de rayons permet de reconstituer de façon précise les différents trajets du signal issu de l'émetteur à travers un environnement plus ou moins complexe en prenant en compte toutes les interactions avec le milieu. Contrairement à d'autres méthodes, il permet de constituer des informations complémentaires. Par exemple, la sommation des rayons arrivant sur le récepteur peut donner naissance à des interférences destructives dégradant le signal résultant. La connaissance du retard relatif à chaque trajet permet de construire un profil de puissance en fonction du retard. Ce profil est indispensable pour déterminer l'étalement spectral du signal [II.1]. L'utilisation du tracé de rayons pour la prédiction de la propagation part de l'hypothèse suivante : « *les dimensions des objets constituant l'environnement sont largement supérieures à la longueur d'onde* ». Cette hypothèse facilement vérifiable pour les hautes fréquences autorise l'utilisation des lois d'Optique Géométrique (OG) et de la Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD) [II.2, II.3]. Elles stipulent que les champs électromagnétiques en un point éloigné de la source (champs lointains) peuvent être représentés par des équations simplifiées de Maxwell [II.4]. Ces champs lointains sont alors considérés comme une combinaison résultant de la propagation de trajets localisés appelés rayons. Aussi utilise-t-on le tracé de rayons pour simplifier la reformulation de problèmes complexes de propagation. Ce processus est énoncé en trois étapes [II.5] :

- Détermination du champ incident direct issu de l'émetteur.
- Détermination des rayons réfléchis et diffractés arrivant au point de réception.
- Identification des lois et des théories appropriées pour calculer séparément les champs réfléchis et diffractés issus des rayons de l'étape précédente.

Les lois d'OG seront utilisées pour la réflexion sur des surfaces planes (réflexions sur les murs et les façades des bâtiments) et celles de la TUD pour la diffraction par les arêtes et les toits. Il existe une variété de techniques pour le tracé de ces rayons. La plus utilisée est la

Théorie des Images permettant de déterminer tous les rayons réfléchis sans redondance [II.6, II.7]. Elle consiste à placer itérativement des images virtuelles de l'émetteur derrière chaque segment ou chaque surface suivant le modèle 2D ou 3D utilisé. Les images successives sont rangées de façon hiérarchique dans un organigramme dont le sommet est l'émetteur initial, E comme indiqué à la figure II.1.

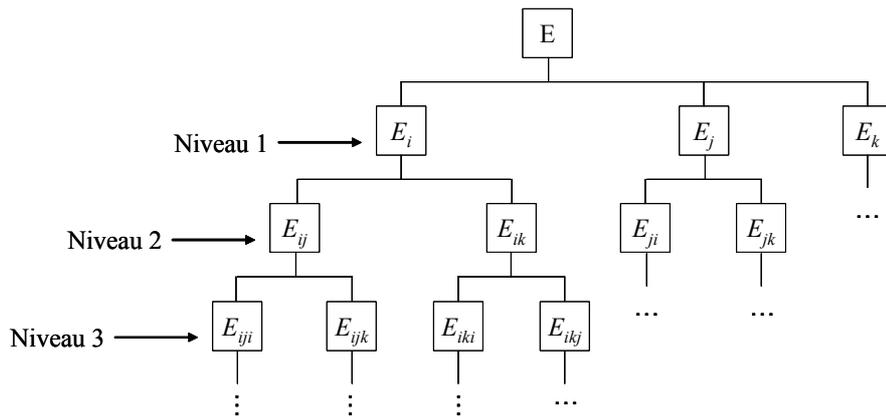


Figure II.1 : Organigramme du Tracé de Rayons par la Méthode des Images

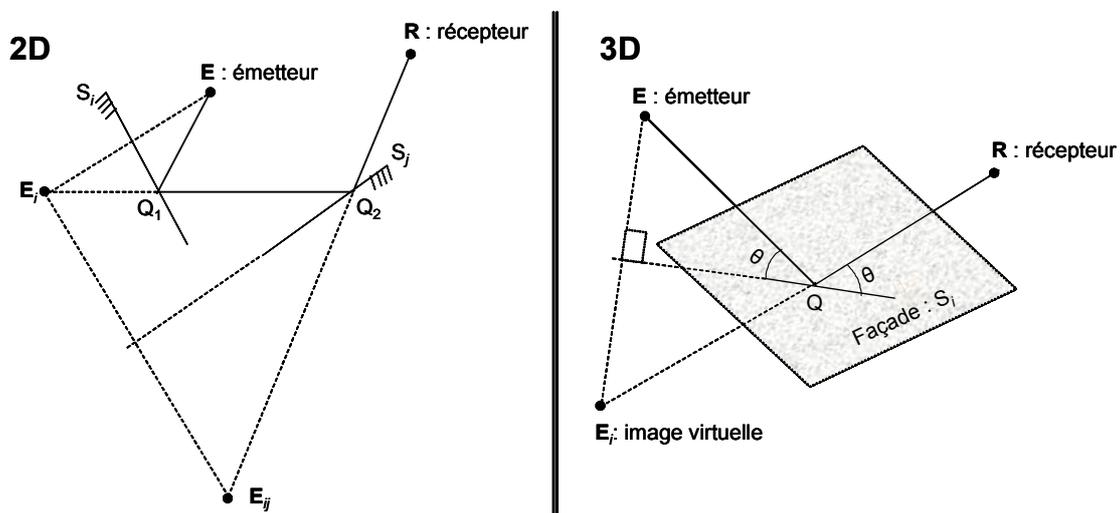


Figure II.2 : Le Tracé de Rayons par la Méthode des Images

Le premier niveau contient les images du premier ordre générées par différents obstacles. Le deuxième niveau contient les images du deuxième ordre (i.e. les images des images du premier ordre), puis ainsi de suite jusqu'à l'ordre n souhaité. Les indices $i, j, k...$

représentent les facettes (segments ou surfaces) $S_i, S_j, S_k...$ qui génèrent ces images. Dans la conception de notre outil, nous nous sommes limités à l'ordre 2 sachant qu'au-delà, les contributions élémentaires sont souvent suffisamment faibles pour être négligées. En effet, à 40 GHz, un signal qui subit une double réflexion sur des murs en béton perd plus de 50 % de son amplitude. A cela, il faut ajouter la dégradation due au phénomène de diffusion sur chaque surface réfléchissante (dont nous reparlerons plus loin).

II.1.1- Tracé de rayons 2D

Un modèle 2D de l'environnement se définit comme une coupe dans un plan d'un modèle 3D. Les deux principales sont la coupe dans le plan horizontal et celle dans le plan vertical.

- La coupe horizontale reconstitue le profil de l'occupation du sol soit par des bâtiments ou par d'autres obstacles (rideaux d'arbres...). Ce modèle permet de prendre en compte en 2D les contributions issues de la propagation latérale. Ces contributions sont assez élevées en particulier dans les configurations où la hauteur de l'émetteur est inférieure à celle de plusieurs bâtiments. Un tel scénario est possible dans une zone urbaine composée de grands ensembles d'immeubles. A partir du profil latéral ainsi dégagé, on trace les différents trajets du signal.
- La coupe verticale établit le profil de terrain, des bâtiments et de la végétation entre deux points l'un faisant office d'émetteur, l'autre de récepteur potentiel le plus éloigné. Ce modèle privilégie le niveau du terrain et la hauteur des obstacles susceptibles de limiter la visibilité directe indispensable dans notre étude. Il convient parfaitement à la prédiction de la propagation en zone rurale ou semi-rurale pour lesquelles la propagation latérale est négligeable du fait de la dispersion et de la hauteur moyenne des habitats.

La figure II.3 est un exemple de tracé 2D (coupe horizontale et verticale) entre deux points quelconques pris sur une zone du centre de Limoges. Il existe dans la littérature de nombreux travaux relatifs au tracé de rayons 2D [II.8, II.9]. La plupart ont été réalisés dans le cadre d'études de systèmes mobiles opérants aux fréquences centimétriques, de réseaux

WPAN (bluetooth) ou de réseaux WLAN (Wi-Fi, HiperLAN). L'application aux fréquences millimétriques pour des systèmes sans fil en outdoor a nécessité l'intégration de nouveaux paramètres (visibilité directe, matériaux externes, rugosité...).

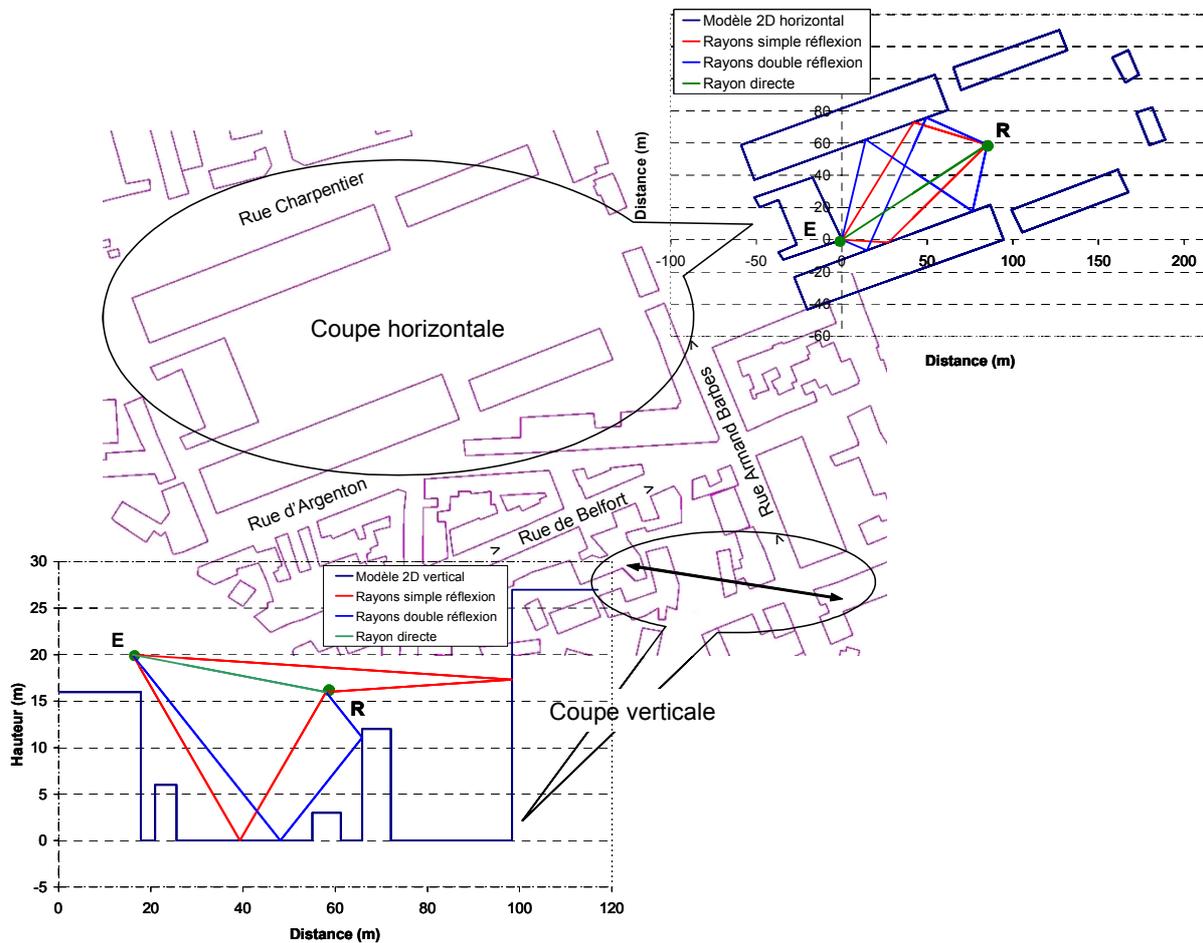


Figure II.3 : Exemple de Tracé 2D (Limoges Centre)

II.1.2- Tracé rayons 3D.

La modélisation réelle d'un objet en 3D est un exercice difficile qui devient très complexe à l'échelle d'une agglomération avec des bâtiments et autres structures de formes diverses et variées. Aussi se limite-t-on à des approximations plus ou moins fines en fonction des besoins et de la précision désirée. Plusieurs d'entre elles se contentent de représenter les bâtiments par de simples parallélépipèdes. Comme on peut l'observer sur la figure II.3, la

forme d'un bâtiment étant quelconque, un polyèdre semble mieux approprié pour le représenter. Dans ce cas, la base et le toit supposé plat sont représentés par deux polygones identiques qui définissent la forme du bâtiment tandis que les façades sont des rectangles. Le profil de l'occupation au sol ainsi que les hauteurs des bâtiments suffisent pour la construction d'un tel modèle. Ces approximations sont en réalité des modèles 2D et demi ($2D^{1/2}$). Nous avons proposé un modèle plus complet 3D dans lequel le toit n'est pas forcément plat. Le bâtiment est en définitive représenté par un tétraèdre plus ou moins complexe, les polygones irréguliers décrivant sa forme. Malgré le temps de calcul relativement important (mais acceptable sur de petites cellules), le tracé de rayons 3D [II.10] :

- fournit des résultats précis de niveaux de champs ou de puissances reçus,
- donne les valeurs des angles d'arrivée des différents rayons au point de réception,
- permet l'incorporation de diagramme de rayonnement 3D des antennes,
- donne des informations relatives à l'étalement des retards des multi-trajets,
- et fournit une réponse impulsionnelle du canal large bande.

Malgré l'engouement de ces dernières années, cette approche, encore peu abondante dans la littérature mérite d'autres investigations afin de mieux appréhender l'impact des paramètres environnementaux et de définir si possible ses limites. Il arrive parfois que certains environnements soient trop complexes ou trop lourds pour être modélisés en 3D. Dans ce cas, on se contente d'étudier séparément les contributions de la propagation latérale (2D, coupe horizontale) et de la propagation dans le plan vertical. On procède ensuite à une sommation cohérente en tenant compte du déphasage entre les deux champs résultants. Cette technique qualifiée de tracé 2x2D permet d'identifier les bâtiments latéraux et ceux dans l'axe principal, sujets à la réflexion et à la diffraction. On peut ainsi reconstituer localement un modèle 3D regroupant seulement les structures susceptibles d'interagir lors de la propagation. Le mérite du tracé 2x2D est donc de proposer un modèle simplifié 3D permettant une simulation globale de propagation.

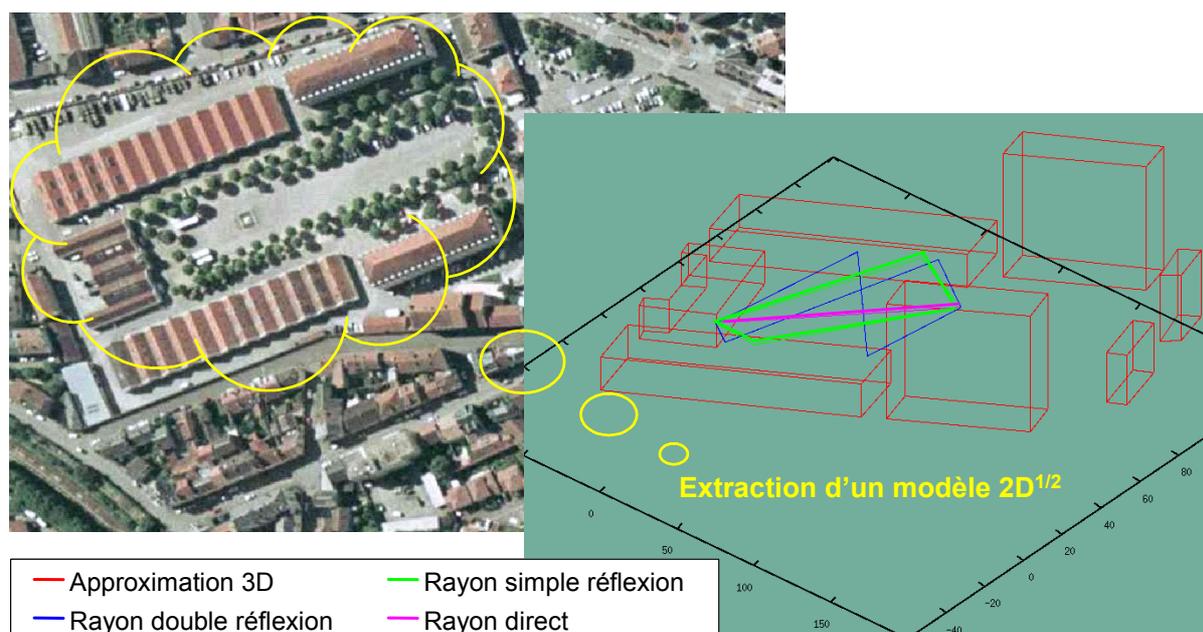


Figure II.4 : Exemple de tracé $2D^{1/2}$, approximation du 3D (Limoges Centre)

En 2D ou en 3D, le principe du tracé de rayons est le même. Ce qui change c'est d'une part la modélisation de l'environnement et d'autre part les lois mathématiques correspondantes, les unes issues de la géométrie plane et les autres de la géométrie dans l'espace.

II.2- Algorithme et paramètres d'entrée de LIBUS

Partant de la méthode du Tracé de Rayons 2D et 3D, un outil de simulation de la couverture radioélectrique a été réalisé et baptisé LIBUS : **L**ink **B**udget **S**imulator. L'ambition est de proposer un outil d'aide au déploiement de réseaux sans fil fixe large bande comme il en existe pour les réseaux mobiles. LIBUS est un logiciel électromagnétique de calcul de bilan de liaison offrant une multitude d'options tant dans le choix des configurations à tester et les antennes utilisées que dans celui des conditions climatiques expérimentales. D'autres options permettent de réaliser des simulations dans les conditions de non visibilité directe via des réflecteurs passifs ou des répéteurs pour améliorer et étendre la couverture. La recommandation R-P 1410-2 de l'UIT, recommandation de base utilisée dans sa conception permet de fixer la validité aux fréquences millimétriques et proches

millimétriques (entre 20 GHz à 50 GHz environ) [II.11]. Le schéma général de principe de la figure II.5 précise les paramètres indispensables en entrée et les résultats obtenus en fin de simulation.

II.2.1- Présentation de l'algorithme

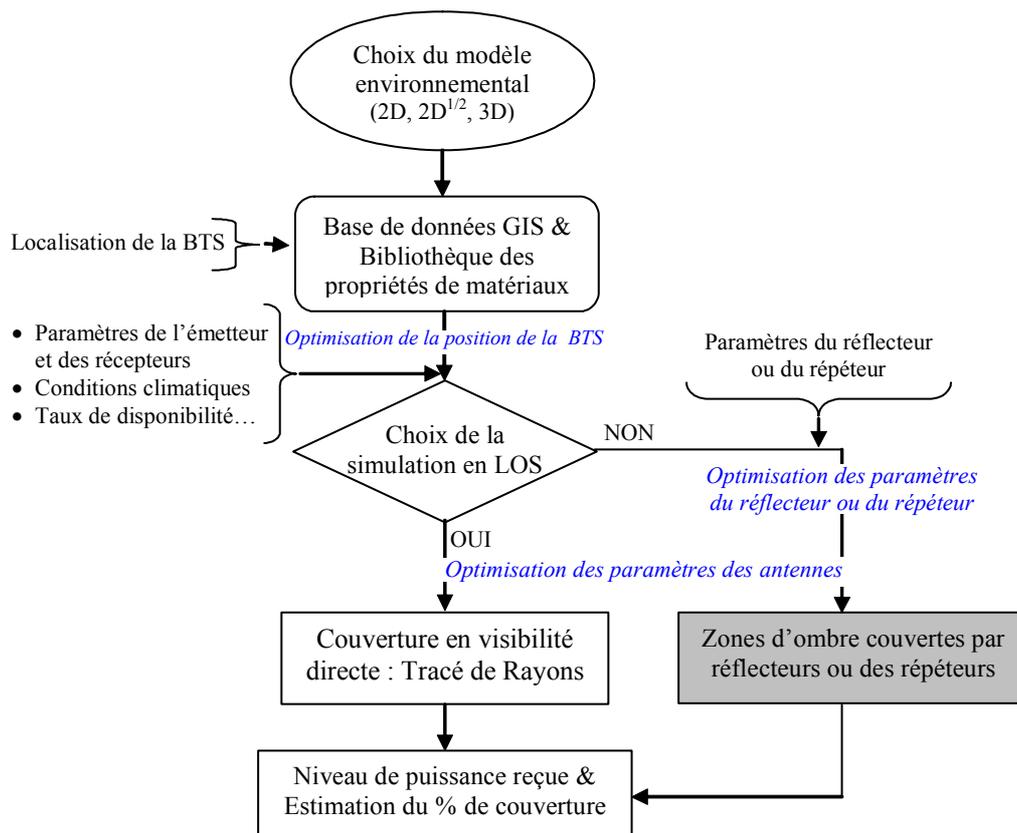


Figure II.5 : Schéma général de principe de LIBUS

La figure II.5 permet de dégager les étapes importantes dans le processus de simulation entre le choix du modèle et la prédiction de la couverture :

- La première consiste à déterminer sur la zone à couvrir la localisation optimale de la BTS. Cette position est le résultat d'un compromis entre la nécessité de visibilité directe et la hauteur moyenne des bâtiments. En effet, placer la BTS sur l'immeuble le plus élevé ne garantit pas toujours un meilleur pourcentage de visibilité.

-
-
- Tous les paramètres indispensables pour une bonne exécution du programme sont ensuite rentrés. Ces paramètres diffèrent quelque peu d'un modèle à l'autre, les procédures internes mises en œuvre n'étant pas les mêmes. Ainsi, sur un modèle 3D, il est impératif d'entrer un diagramme de rayonnement 3D ou tout au moins celui des deux plans principaux (E et H) tandis qu'un diagramme plan E est suffisant pour le 2D vertical et un diagramme plan H pour le 2D horizontal.
 - La troisième étape propose deux grandes options de simulation. L'option n°1 obéit à la condition de visibilité directe et fait apparaître toutes les zones masquées par les obstacles. L'option n°2 simule le contournement de ces obstacles par l'utilisation de réflecteurs ou de répéteurs selon le choix de l'utilisateur. Ces deux options sont complémentaires, la première quantifie l'étendue des zones d'ombres ou masquées et la deuxième essaie de les réduire. Ces deux options ne sont implémentées que pour les modèles 3D, l'option n°2 étant remplacée par une optimisation de la hauteur pour les modèles 2D.
 - Les fichiers résultats issus de la simulation sont enfin récupérés et traités, puis ils sont visualisés sous formes de graphes ou de cartographies de puissance. Les différents trajets du signal peuvent être visualisés sous forme de tracé.

II.2.2- Les entrées & sorties de LIBUS

Quels que soient les modèles et les options choisis, il existe des paramètres récurrents dont l'influence est déterminante sur le bilan de liaison. Ceux qui feront l'objet d'une étude plus approfondie dans les paragraphes III et IV sont :

- Les caractéristiques électromagnétiques (ϵ_r , σ) des matériaux de construction et éventuellement la rugosité des surfaces potentielles de réflexion.
- Les positions, les diagrammes de rayonnement, la puissance d'émission, la puissance isotrope rayonnée des émetteurs et le seuil de sensibilité des récepteurs. Ces puissances sont l'objet d'une réglementation très stricte des organismes de régulation pour éviter une pollution électromagnétique préjudiciable pour la santé publique.
- Les conditions climatiques qui sont particulièrement pénalisantes dans le domaine millimétrique. C'est le cas de l'intensité de pluie telle que définie par UIT

LIBUS fournit en sortie trois principaux fichiers de résultats : la puissance directe, la puissance réfléchie et la puissance totale reçue, sommation cohérente des deux premières. Une liste de plusieurs fichiers de résultats intermédiaires (rayons réfléchis, angles d'arrivée...) est proposée à la fin de l'exécution du programme.

III. INFLUENCE DU CANAL DE PROPAGATION

Par définition, le canal de propagation est le trajet au travers duquel un signal électromagnétique se propage [II.12]. Son impact dans la définition des méthodes de prédiction n'est plus à démontrer, l'importance et le grand nombre de travaux faisant foi. Les deux paramètres les plus influents sont le milieu physique (atmosphère, terrain, bâti, végétation...) dans lequel a lieu la propagation et les conditions climatiques (brouillard, pluie, neige...) correspondantes. Pour les systèmes « broadband » en millimétrique, nous nous intéresserons en particulier à l'influence du terrain, du bâti, et de la végétation d'une part et au phénomène d'atténuation par la pluie d'autre part. Un sous dimensionnement du canal de propagation entraîne des erreurs importantes surtout dans des configurations où le phénomène d'interférence entre symboles (IES) dû aux multi-trajets doit être pris en compte.

III.1- Influence du milieu physique

Dans la première phase de conception de LIBUS, l'influence du milieu physique est régie par le principe du « *tout ou rien* ». Ainsi, on se préoccupe de savoir seulement s'il y a visibilité directe ou non. Dans ce cas, les paramètres essentiels dans l'interaction entre l'onde et la matière sont les coefficients de réflexion.

III.1.1- Description du milieu : définition de la scène

La définition de la scène consiste à délimiter la zone géographique sur laquelle la simulation de la propagation est réalisée. En effet :

- Les modèles 2D ne fournissent que les profils des plans de coupe verticale ou horizontale. Dans ce cas, la définition de la scène consiste à quadriller ces plans sur la base d'un repère orthogonal dont l'origine dépend de la position de l'antenne d'émission. Les pas d'incrémentation Δx , Δy (2D horizontal) et Δx , Δz (2D vertical) sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde pour s'assurer d'une meilleure précision.

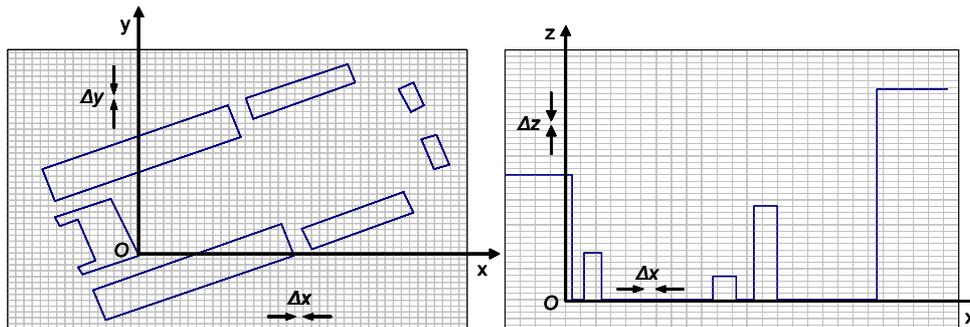


Figure II.6 : Définition de la scène (modèles 2D)

- Le modèle 3D autorise un maillage volumique de la zone potentielle de couverture. On définit à partir d'un référentiel de base (x, y, z) une zone parallélépipédique assez grande contenant tous les éléments susceptibles d'interagir avec le signal.

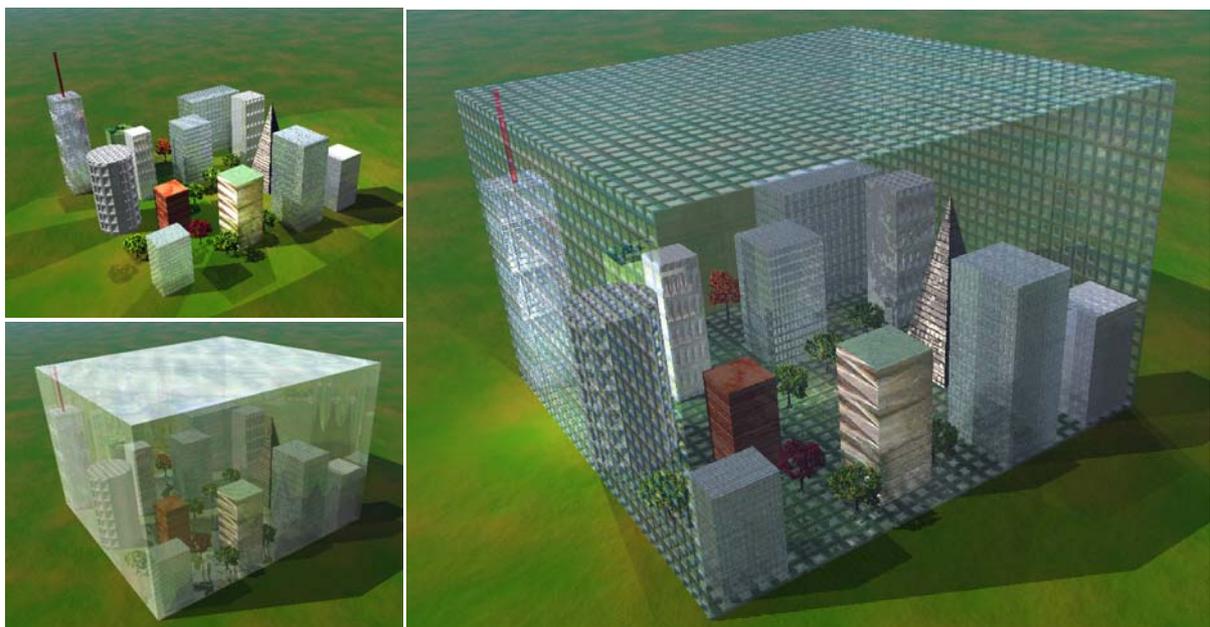


Figure II.7 : Définition de la scène (modèle 3D)

III.1.2- Phénomènes de réflexion (Caractéristiques de matériaux 20 - 50 GHz)

La prise en compte des rayons réfléchis dans la conception de LIBUS a nécessité une bibliographie sur les caractéristiques électriques (permittivité relative et conductivité) de différents matériaux (sol métallique, sol sec, sol humide, sapin, béton, vitre). On trouve dans la littérature quelques références mais la plupart sont limitées à des fréquences inférieures à 5 GHz [II.13, II.14]. Néanmoins quelques valeurs peuvent être obtenues par interpolation grâce aux abaques fournis par l'UIT [II.15]. Ces abaques couplés avec des travaux de caractérisation de matériaux à 40 GHz précédemment réalisés dans notre équipe, nous ont permis de constituer une bibliothèque de quelques matériaux que nous enrichirons progressivement [II.16].

ELEMENTS	Permittivité relative (ϵ_r)	Conductivité (σ en $S.m^{-1}$)
Eau pure à 20°C	15 - 20	60
Eau douce à 20°C	18	60
Eau de mer à 20°C	15 – 20	60
Sol humide	5	12 - 15
Sol sec	5	9
Bois (Sapin)	1,85	0,20
Béton	7,50	#
Vitre	6.80	0.36

Tableau II.1 : Valeurs moyennes des caractéristiques électriques autour de 40 GHz

Il faudra toutefois envisager la caractérisation systématique des matériaux les plus usuels en outdoor pour combler ce déficit. Le tableau II.1 énumère quelque uns de ces éléments dans la bande des 40 GHz. Les coefficients de réflexion sont ensuite calculés et interviennent dans le calcul du champ total réfléchi. En effet, la sommation des rayons réfléchis tient compte non seulement du déphasage temporel mais aussi de l'atténuation en amplitude à chaque réflexion.

III.1.2.1- Calcul des coefficients de réflexion

Pour mieux comprendre le phénomène de réflexion ainsi que le calcul des coefficients de réflexion qui en résulte, il est indispensable de comprendre le sens physique de certaines expressions et terminologies utilisées dans l'étude de la propagation (voir figure II.8). Pour calculer le champ électromagnétique réfléchi, on détermine le champ perpendiculaire au plan d'incidence formé par la direction de propagation et la normale à la surface réfléchissante considérée. On distingue deux cas de figures [II.17] :

- Le champ électrique E est perpendiculaire au plan d'incidence (mode TE), on parle de polarisation électrique.
- Le champ magnétique H est perpendiculaire au plan d'incidence (mode TM), on parle de polarisation magnétique.

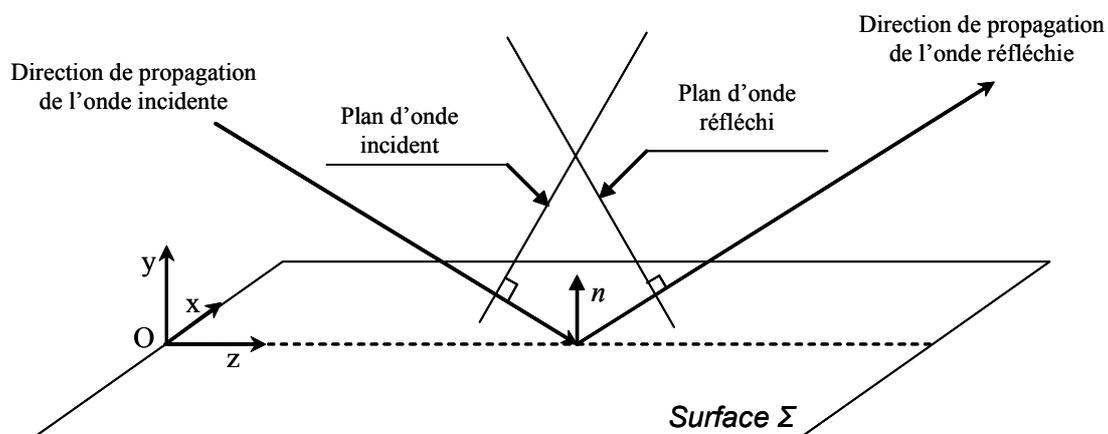


Figure II.8 : Géométrie du phénomène de réflexion.

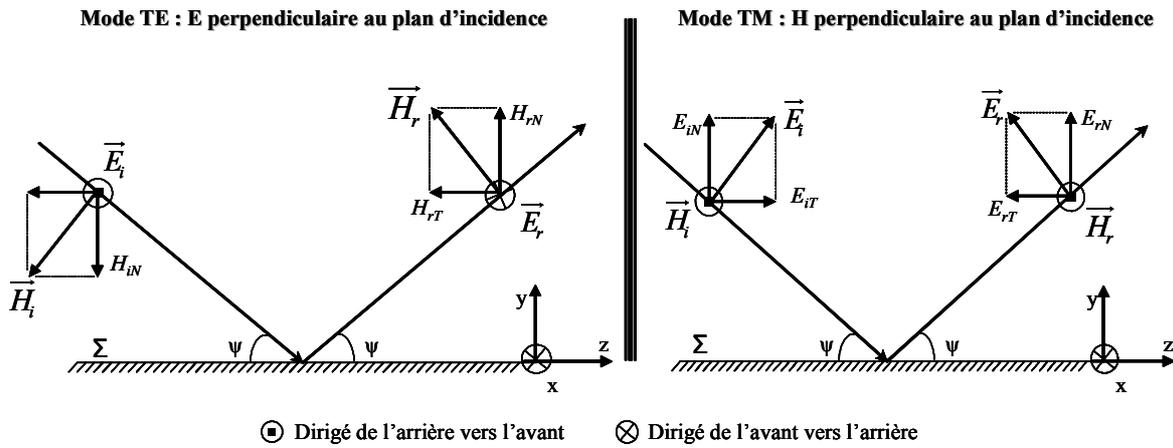


Figure II.9 : Configuration des champs E et H en fonction de la polarisation.

Quelle que soit la polarisation utilisée, nous nous limiterons au cas où $\epsilon_1 < \epsilon_2$ correspondant à l'interface air - matière ($\epsilon_1=1$ et $\epsilon_2 = \epsilon_r$ du matériau).

Polarisation	COEFFICIENT DE REFLEXION	
	Electrique (mode TE)	Magnétique (mode TM)
Plan métallique	- 1	+ 1
Plan diélectrique	$\frac{\cos \theta - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}$ $\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon''$	$\frac{\epsilon_r \cos \theta - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}{\epsilon_r \cos \theta + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}$ $\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon''$
Plan conducteur	$\frac{\cos \theta - \sqrt{\epsilon_e - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{\epsilon_e - \sin^2 \theta}}$ $\epsilon_e = \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}$	$\frac{\epsilon_e \cos \theta - \sqrt{\epsilon_e - \sin^2 \theta}}{\epsilon_e \cos \theta + \sqrt{\epsilon_e - \sin^2 \theta}}$ $\epsilon_e = \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}$

Tableau II.2 : Formules de Fresnel pour le calcul des coefficients de réflexion.

Les relations utilisées dans le calcul de ces coefficients diffèrent suivant que cette interface est considérée comme un plan conducteur ou un plan diélectrique. Leurs valeurs limites -1 et +1 correspondent au cas particulier d'un plan parfaitement conducteur (plan métallique) [II.18]. En utilisant les valeurs de ϵ et de σ données précédemment à 40 GHz, on peut calculer aisément le module du coefficient de réflexion qui rend compte du degré d'atténuation. A titre d'exemple pour une vitre, l'atténuation du signal incident est d'environ 45 % à 86 % suivant l'angle incidence. Elle passe dans le cas du béton de 47 % à 88 %.

III.1.2.2- Influence des irrégularités de surface : la rugosité

Dans la modélisation de la réflexion, nous avons considéré jusqu'ici les surfaces réfléchissantes comme étant parfaitement planes et lisses. Mais elles sont caractérisées par une certaine rugosité souvent perceptible à vue d'œil. Il n'est donc plus possible d'appliquer in extenso les expressions de Fresnel utilisées pour le calcul du coefficient de réflexion R pour le millimétrique en particulier. Pour cela, on introduit une procédure de prise en compte des irrégularités de surface énoncée par Lord Rayleigh. Le critère de Rayleigh stipule que pour savoir si une surface est lisse ou non, il faut calculer la différence de phase $\Delta\varphi$ entre les rayons réfléchis sur la base et sur le sommet de l'irrégularité de hauteur h [II.19, II.20] :

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi h}{\lambda} \sin\theta \quad (\text{Eq. II.1})$$

Avec : λ : longueur d'onde du signal et θ : angle d'incidence du rayon réfléchi.

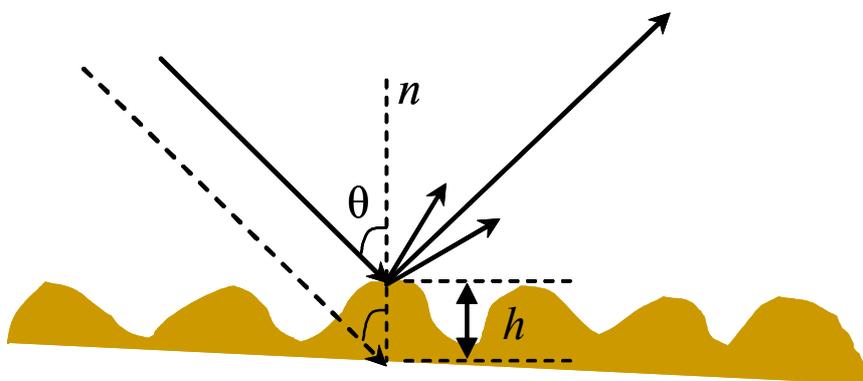


Figure II.10 : Les irrégularités de surface

Le seuil de Rayleigh étant $\Delta\varphi=\pi/2$, une réflexion est dite spéculaire pour une incidence donnée si $h < \lambda/(8\sin\theta)$, sinon elle est considérée comme diffuse. De façon globale, on définit un nouveau coefficient dit de réflexion diffuse R_d donnée par la relation II.2 [II.20, II.21].

$$R_d = \rho|R| \quad (\text{Eq. II.2})$$

Avec ρ : le facteur de rugosité.

$$\rho = \exp\left[-8\pi^2\left(\frac{\Delta h \sin\theta}{\lambda}\right)^2\right] \quad (\text{Eq. II.3})$$

Δh étant l'écart type de la distribution des irrégularités.

$\Delta h \cdot \sin\theta/\lambda$	1/100	1/32	1/16	1/8	1/4
ρ	0,99	0,93	0,73	0,29	0,0072

Tableau II.3 : Exemple d'évolution du facteur de rugosité.

Il ressort globalement que l'effet de la rugosité dépend aussi bien de la taille des irrégularités que de l'angle d'incidence du rayon réfléchi. Ainsi, une surface rugueuse en incidence normale peut paraître lisse en incidence rasante. Dans la conception de LIBUS, la distribution des irrégularités est supposée uniforme sur chaque surface réfléchissante considérée : $\Delta h = h$.

III.2- Influence des conditions climatiques

L'impact des hydrométéores (pluie, neige, grêle ou brouillard) est très variable suivant la fréquence de travail. A titre d'exemple, l'affaiblissement de la pluie doit être pris en compte aux fréquences millimétriques alors qu'il est quasi négligeable aux fréquences centimétriques. Une étude détaillée de l'atténuation par la pluie s'est donc avérée nécessaire. Il est important

de signaler que certaines expressions (comme taux ou intensité de pluie) utilisées aussi bien en météorologie qu'en télécommunication n'ont pas exactement le même sens. En effet, les météorologues fournissent le plus souvent les accumulations journalières de pluie relevées en un endroit précis. En revanche en télécommunication, on s'intéresse au taux de pluie instantané et à sa distribution spatiale. C'est le sens de la relation (Eq. II.4) qui montre par ailleurs l'étroite dépendance avec la fréquence de fonctionnement de la liaison [II.22].

$$A(t) = \int_{x_1}^{x_2} aR^b(x,t)dx \quad (\text{Eq. II.4})$$

Avec

$A(t)$: Affaiblissement en fonction du temps (dB)

$R(x, t)$: Taux de pluie en fonction du temps et de la position

a : Coefficient de la loi d'affaiblissement (dépendant de la fréquence)

b : Exposant de la loi d'affaiblissement (dépendant de la fréquence)

x_1 : position de l'émetteur ; x_2 : position du récepteur.

Physiquement, l'atténuation par la pluie peut s'expliquer par deux phénomènes. D'une part, la diffraction du signal par les gouttelettes d'eau et d'autre part, son absorption par les spectres de l'eau comme il en existe dans toute matière d'après les lois de la spectroscopie.

Dans la pratique et par souci de simplification, on utilise la méthode décrite dans la Recommandation UIT-R P.530-10 pour estimer les statistiques à long terme de l'affaiblissement dû à la pluie [II.23]. Cette méthode en 7 étapes, utilisée dans l'élaboration de LIBUS fait appel à différentes notions comme le pourcentage de temps de dépassement ou les zones géographiques. Ce pourcentage, p calculé sur l'année moyenne représente le temps de dysfonctionnement de la liaison radioélectrique par opposition au taux de fiabilité de valeur égale à $(100 - p)$ %. Cette procédure ci-dessous décrite est valable partout dans le monde moyennant une limitation en fréquence et en portée maximale.

ce modèle sont utilisés. La figure II.11 en est un exemple pour la zone Europe et une partie de la zone Afrique. LIBUS permet d'utiliser l'une ou l'autre des deux recommandations.

Etape 2 : Calculer l'affaiblissement linéique ou spécifique, γ_R (dB/km), pour la fréquence, la polarisation et l'intensité de pluie considérées, en utilisant la Recommandation UIT-R P.838 [II.26].

$$\gamma_R = kR^\alpha \quad (\text{Eq. II.6})$$

Les coefficients k et α dépendent de la fréquence et de la polarisation. Le tableau II.4 donne quelques valeurs entre 20 et 50 GHz en polarisation horizontale (H) et verticale (V) et pour un trajet horizontal sachant qu'elles sont suffisamment fiables sur cette bande de fréquence.

Fréquence (GHz)	k_H	k_V	α_H	α_V
20	0,07504	0,06898	1,0995	1,0663
25	0,1237	0,1125	1,0604	1,0308
30	0,1864	0,1673	1,0202	0,9974
35	0,2632	0,2341	0,9789	0,9630
40	0,3504	0,3104	0,9394	0,9293
45	0,4426	0,3922	0,9040	0,8981
50	0,5346	0,4755	0,8735	0,8705

Tableau II.4 : Coefficients en fonction pour les polarisation H et V.

Les formules (Eq. II.7, II.8) permettent de calculer k et α pour des polarisations rectiligne et circulaire et pour toute géométrie de trajet.

$$k = [k_H + k_V + (k_H - k_V) \cos^2 \theta \cos 2\tau] / 2 \quad (\text{Eq. II.7})$$

$$\alpha = [k_H \alpha_H + k_V \alpha_V + (k_H \alpha_H - k_V \alpha_V) \cos^2 \theta \cos 2\tau] / 2k \quad (\text{Eq. II.8})$$

Avec

θ : angle d'élévation du trajet ; τ : inclinaison de la polarisation sur le plan horizontal

($\tau = 45^\circ$ pour la polarisation circulaire)

Il est possible d'obtenir une estimation de k et α pour des fréquences ne figurant pas sur ce tableau en utilisant des abaques donnés par l'UIT.

Etape 3 : Calculer la longueur équivalente, d_{eff} , de la liaison en multipliant sa longueur réelle d par un facteur de distance r , que l'on peut prendre égal à :

$$r = \frac{1}{1 + d/d_0} \quad (\text{Eq. II.9})$$

Avec :

Pour $R_{0,01} \leq 100$ mm/h : $d_0 = 35 e^{-0,015 R_{0,01}}$ (Si $R_{0,01} > 100$ mm/h, prendre $R_{0,01}$ égal à 100 mm/h).

Etape 4 : Une valeur approchée de l'affaiblissement sur le trajet, pour 0,01% du temps est donnée par :

$$A_{0,01} = \gamma_R d_{eff} = \gamma_R d.r \text{ (dB)} \quad (\text{Eq. II.10})$$

Etape 5 : Pour les liaisons radioélectriques situées à des latitudes égales ou supérieures à 30° (Nord ou Sud), les valeurs des affaiblissements dépassés pendant d'autres pourcentages de temps p , dans la gamme située entre 0,001% et 1%, peuvent se calculer d'après la loi en puissance suivante :

$$A_p = A_{0,01} \cdot 0,12 p^{-(0,546 + 0,043 \log_{10} p)} \quad (\text{Eq. II.11})$$

Cette formule a été établie de façon à obtenir des valeurs égales à 0,12; 0,39; 1 et 2,14 pour respectivement 1%, 0,1%, 0,01% et 0,001% du temps; elle ne peut être utilisée que dans ce domaine.

Etape 6 : Pour les liaisons radioélectriques situées à des latitudes inférieures à 30° (Nord ou Sud), les valeurs des affaiblissements dépassés pendant d'autres pourcentages de temps p , entre 0,001% et 1%, peuvent être calculées d'après la loi en puissance suivante :

$$A_p = A_{0,01} \bullet 0,07 p^{-(0,855 + 0,139 \log_{10} p)} \quad (\text{Eq. II.12})$$

Cette formule a été déterminée de manière à donner des facteurs de 0,07 ; 0,36 ; 1 et 1,44 pour 1%, 0,1%, 0,01% et 0,001%, respectivement et ne doit être appliquée que dans cette plage.

Etape 7 : Dans LIBUS, la statistique pour le mois le plus défavorable n'ayant pas été prise en compte, cette étape n'est pas utile.

En résumé, LIBUS ne prendra en compte dans le canal de propagation que les phénomènes de réflexion, la rugosité et l'atténuation par la pluie. D'autres phénomènes (la diffraction, l'atténuation due au brouillard par exemple) sont négligés sur la base des travaux précédemment réalisés au sein de notre équipe de recherche [II.27].

Bien que la neige et le givre n'ont pas été pris en compte dans l'élaboration de LIBUS, il nous semble judicieux de préciser ici leur importance surtout quand l'on opère en milieu de haute altitude (sur les montagnes par exemple) et dans les régions de grand froid. Comme nous le verrons plus loin, un aérien est composé d'une antenne généralement placée dans un boîtier, le tout protégé par un radôme. On peut assister à une formation de givre ou à un dépôt de neige. Tout se passe comme si on avait disposé devant l'antenne une lame diélectrique dont les caractéristiques électriques (ϵ_r , σ) sont ceux du givre ou de la neige. Il faut alors tenir compte dans ce cas de l'atténuation que cette couche provoque connaissant son coefficient de transmission et son épaisseur. Le paramétrage du givre et de la neige n'est pas aisé dans ces conditions car il faut non seulement connaître l'épaisseur du dépôt mais aussi sa nature

(poudreuse ou non) en ce qui concerne la neige. Toutefois dans la pratique, on essaie de limiter cet effet en protégeant les aériens par de petits toits, solution plus ou moins efficace en fonction de la direction des vents. Il existe aussi des systèmes d'autochauffage, plus efficaces pour des applications sophistiquées.

IV. LES ANTENNES ET LE BILAN DE LIAISON

Le but principal de notre outil de simulation est de faire le bilan de liaison entre l'antenne d'émission de la BTS et une antenne de réception située dans la zone de couverture. Ce bilan réalisé par itérations successives pour différentes positions du récepteur permet de reconstituer le profil de puissance reçue. Faire le bilan de liaison entre deux antennes est assez classique en télécommunication, néanmoins, la connaissance de plusieurs paramètres est indispensable. Certains ayant déjà fait l'objet des paragraphes antérieurs, nous nous intéresserons essentiellement dans cette partie aux caractéristiques des antennes (diagrammes de rayonnement, puissance d'émission et seuil de sensibilité) et au calcul de la puissance reçue (directe, réfléchi et totale) tels qu'ils sont implémentés dans LIBUS. Ce calcul s'appuiera sur le calcul des champs en Optique Géométrique (OG) dont est issu le Tracé de Rayons, méthode de prédiction utilisée dans LIBUS.

IV.1- Les caractéristiques des modules d'émission / réception

LIBUS ne simule que la liaison descendante (de la BTS vers l'abonné). Pour cela, il ne prend en compte que les caractéristiques de l'antenne Tx (émetteur) de la BTS et ceux de l'antenne de réception de l'ODU.

IV.1.1- Les diagrammes de rayonnement des antennes

La prise en compte des diagrammes réels de l'émetteur et du récepteur est indispensable pour espérer une bonne précision dans les résultats de prédiction de LIBUS en particulier de l'utilisation des fréquences millimétriques. Un diagramme de rayonnement est

une représentation graphique en fonction de l'angle (en coordonnées polaires ou cartésiennes) de la distribution spatiale du rayonnement d'une antenne [II.28]. En électromagnétisme, le champ lointain rayonné par une antenne est souvent calculé de façon théorique en un point quelconque de l'espace. Il existe des outils de conception et d'analyse d'antennes qui donnent le rayonnement réel en tout point de l'espace. Mais dans la pratique, on ne dispose le plus souvent que des diagrammes des coupes dans deux plans principaux, le plan E et le plan H. Les diagrammes des plans E et H sont insuffisants dans les applications 3D à moins de trouver une procédure de reconstruction du diagramme en 3D à partir de la seule connaissance des diagrammes des deux plans principaux.

IV.1.1.1- Les diagrammes dans les plans E et H pour des applications 2D.

A titre d'exemple, nous montrons les diagrammes en coordonnées polaires des antennes utilisées dans le cadre du projet ERASME pour le déploiement du LMDS à Limoges. L'émetteur est directif dans le plan E et sectoriel dans le plan H tandis que le récepteur est directif dans les deux plans. L'antenne d'émission est un réseau linéaire de 8 patches et l'antenne de réception est un réseau carré de 16 x 16 éléments.

Seul le diagramme dans le plan E de l'émetteur sera nécessaire sur un environnement 2D en coupe verticale et le diagramme dans le plan H suffira pour un environnement 2D plan horizontal.

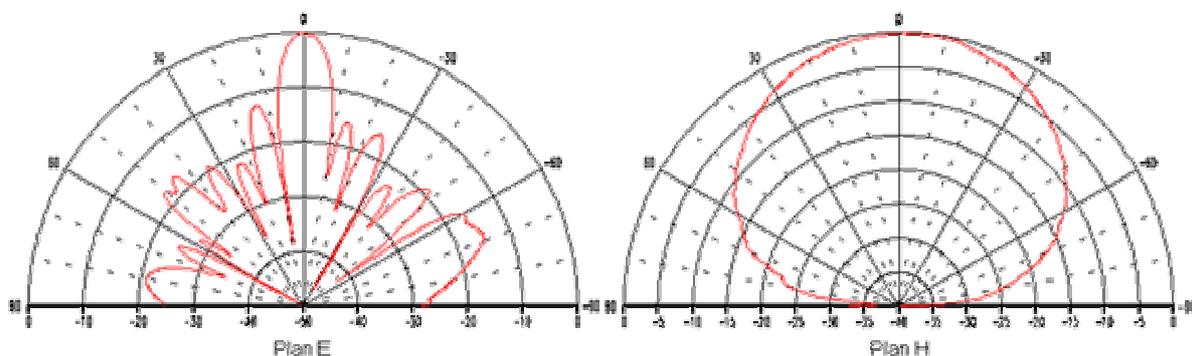


Figure II. 12 : Diagramme normalisés de l'émetteur LMDS à 41,5 GHz

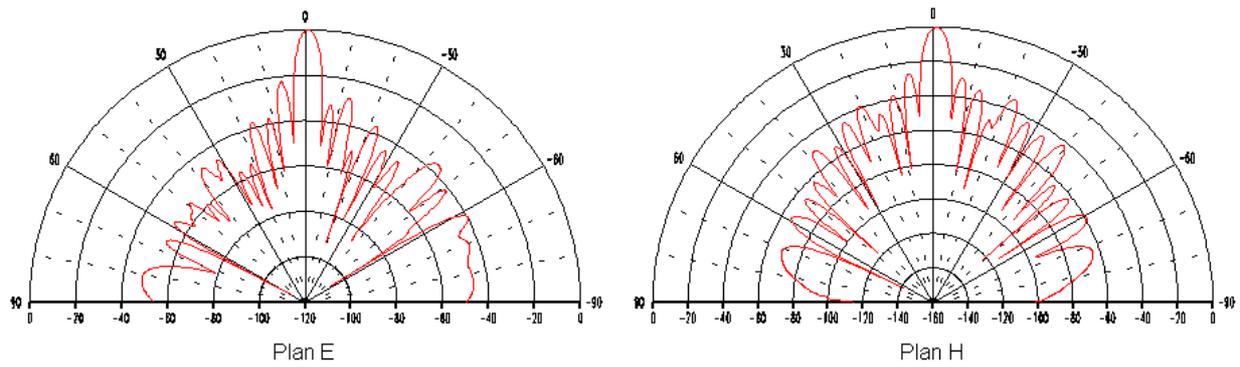


Figure II.13 : Diagrammes normalisés du récepteur LMDS à 41,5 GHZ

IV.1.1.2- Le diagramme 3D (réel ou interpolé) pour les applications 3D

Les diagrammes 3D sont indispensables pour toute simulation en environnement réel. LIBUS intègre une procédure de reconstruction du diagramme 3D à partir des diagrammes des plans E et H [II.29].

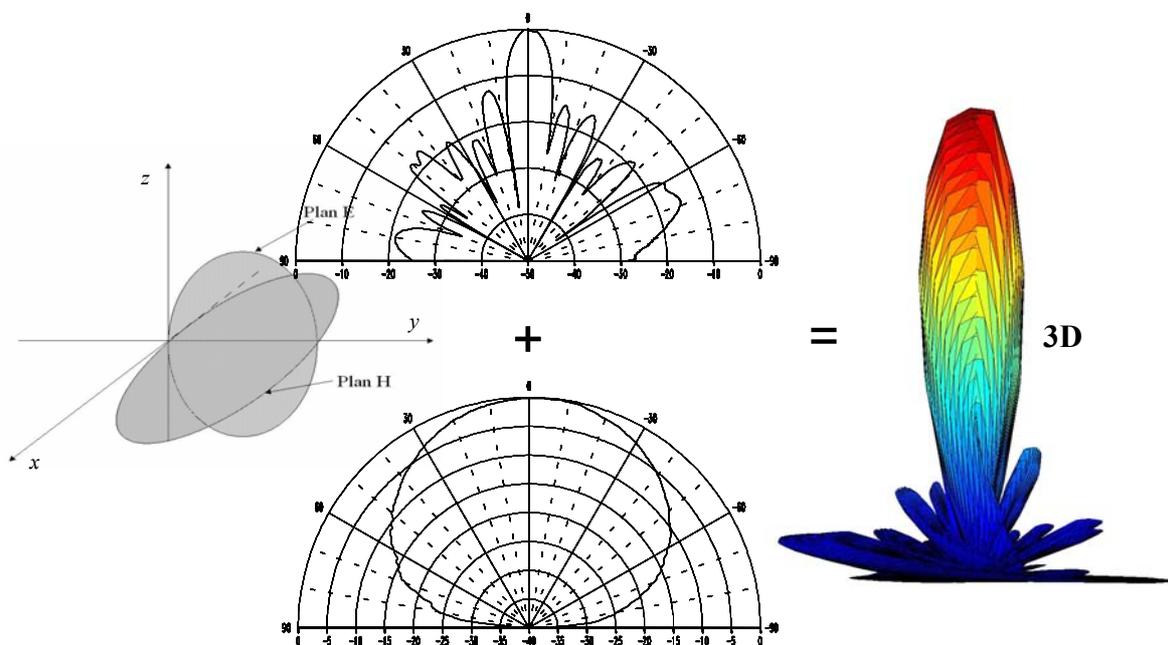


Figure II.14 : Principe de reconstruction du diagramme 3D.

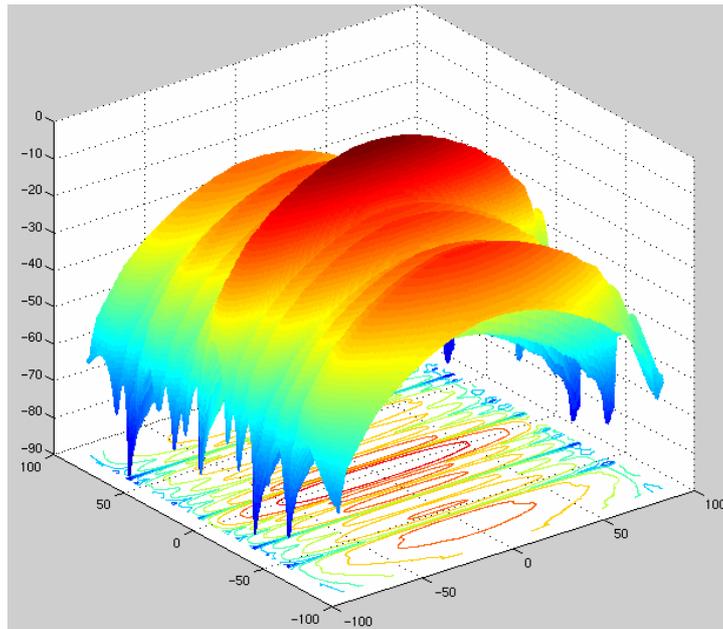


Figure II.15 : Exemple de diagramme 3D (émetteur LMDS)

Le principe de cette reconstruction est illustré sur la figure II.14 et la relation donnant le gain dans une direction quelconque repérée en coordonnées sphériques par θ et φ est donnée par la relation :

$$G(\theta, \varphi) = G_E(\varphi) \frac{G_H(\theta)}{G_{H \max}} \quad (\text{Eq. II.13})$$

Cette procédure donne des résultats très satisfaisants quand on les compare avec les diagrammes 3D obtenus directement par simulation mais est limitée à certaines antennes planes et n'est valable que sous certaines conditions [II.29]. Les antennes utilisées actuellement pour le déploiement expérimental du LMDS vérifient ces conditions.

Outre cette procédure, LIBUS offre la possibilité d'utiliser directement des diagrammes 3D. L'idéal serait d'utiliser les diagrammes obtenus par des mesures qui prennent en compte les antennes dans leur environnement (boîtier, radôme et éventuellement le support). En effet, les arêtes situées dans le voisinage proche de l'antenne (à des distances inférieures à la longueur d'onde) sont sources de diffractions multiples perturbant de façon significative le diagramme intrinsèque de l'antenne. En millimétrique, la longueur d'onde

étant de quelques millimètres, on s'applique de plus en plus à disposer l'antenne dans son boîtier afin d'éviter la présence de toute arête à moins de λ . Le radôme est aussi repoussé au maximum pour réduire toute perturbation du diagramme en champ proche.

IV.1.2- La puissance totale rayonnée de l'émetteur

La puissance fournie à une antenne d'émission subit plusieurs pertes internes notamment dans les connexions, le métal et le diélectrique. Ainsi la puissance totale rayonnée ou puissance d'émission est donnée par :

$$P_e = P_f - P_{\text{pertes}} \quad (\text{Eq. II.14})$$

Cette puissance ne peut être augmentée indéfiniment du fait de la pollution électromagnétique. De plus, la miniaturisation étant une contrainte importante dans les techniques de conception, les chipsets utilisées dans l'électronique amont ne permettent pas toujours d'atteindre les puissances désirées. Les avancées dans ce domaine permettraient d'atteindre des puissances de plus de 200 mW (soit 23 dBm) dans le cas du LMDS tout en restant dans les limites légales.

IV.1.3- La Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (PIRE)

La PIRE, connue sous la terminologie anglaise de EIRP (Equivalent Isotropic Radiated Power) est définie comme la puissance équivalente rayonnée dans la zone d'émission principale d'une antenne par rapport à une antenne isotrope équivalente de gain 0 dB. Cela correspond en fait à la somme du gain de l'antenne (en dBi) et de la puissance d'alimentation de l'antenne (en dBm). La PIRE est de ce fait la puissance qui devrait alimenter une source isotrope pour produire la même densité de puissance rayonnée que l'antenne. Elle fait l'objet d'une réglementation très stricte dans la plupart des systèmes de télécommunication sans fil.

IV.1.4- Le seuil de sensibilité du récepteur

Dans la réception d'un signal radioélectrique, la connaissance du seuil de sensibilité est indispensable. En effet, le seuil de sensibilité est la valeur minimale en deçà de laquelle un récepteur ne peut isoler le signal utile du bruit. C'est donc la valeur limite correspondant à la condition $S/N > 1$. Ce seuil est donné par la relation (Eq. II. 15) [II. 30].

$$S_r = 10 \log_{10}(KTB) + S/N + \text{Facteur de bruit} \quad (\text{Eq. II.15})$$

Avec :

T : Température du système (Généralement 298°K) ; K : Constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$) ; B : Largeur de bande du canal ($33 \cdot 10^6 \text{ Hz}$) ; S/N : Rapport Signal sur bruit (7 dB pour un TEB de 10^{-4}) ; Facteur de bruit (12 dB)

En utilisant les valeurs entre parenthèses correspondants aux spécifications du récepteur LMDS utilisé dans le projet ERASME, S_r est égal à -110 dBW ou - 80 dBm.

Le tableau II.5 fait la synthèse des valeurs des principales caractéristiques de l'émetteur et du récepteur dans ERASME qui seront utilisées dans la suite dans toutes les simulations et dans les mesures expérimentales.

Emetteur LMDS		
	<i>Valeur</i>	<i>Unité</i>
Puissance d'émission	20,0	dBm
Pertes internes	1,0	dBm
Gain antenne d'émission	15,0	dB
Récepteur LMDS		
Gain antenne réception	31,0	dB
Facteur de bruit	12,0	dB
Bande de bruit	33,0	MHz
Bruit thermique	-174,0	dBm/Hz
Seuil de sensibilité	-110,0	dBW

Tableau II.5 : Quelques caractéristiques des antennes utilisées dans ERASME

IV.2- Calcul des champs et de la puissance

Soit P, un point de l'espace muni d'un repère (O, x, y, z) où l'on désire calculer le champ électrique total $E^t(r)$ et soit $dE(r)$, le champ élémentaire issu d'une source localisée sur un élément de surface dS [II. 31].

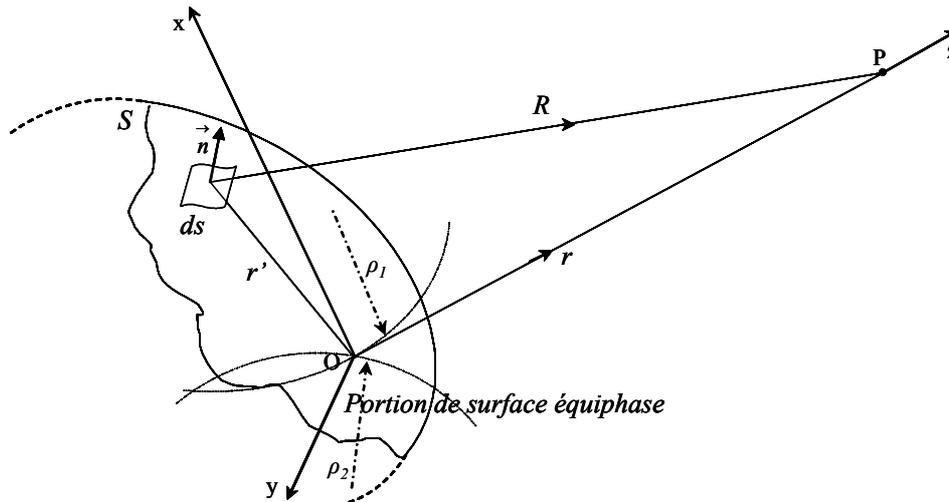


Figure II.16 : Géométrie du front d'onde en Optique Géométrique

$$\vec{E}^t(r) = \iint_S d\vec{E}(r) \quad (\text{Eq. II.16})$$

$$d\vec{E}(r) = \frac{jk\eta_0}{4\pi} \left[\vec{u}_R \wedge \left(\vec{u}_R \wedge \vec{J}_S \right) + (1/\eta_0) \vec{u}_R \wedge \vec{M}_S \right] \frac{e^{-jkR}}{R} dS \quad (\text{Eq. II.17})$$

Avec

\vec{J}_S : densité de courant électrique et \vec{M}_S : densité de courant magnétique issues du principe de Huygens éventuellement ; η_0 : impédance d'onde du milieu de propagation (espace libre).

Par l'utilisation de la méthode de la phase stationnaire, cette intégrale se ramène à [II. 32]:

$$\vec{E}^t(P) = \vec{E}^t(O) \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + R)(\rho_2 + R)}} e^{-jkR} \quad (\text{Eq. II.18})$$

Avec ρ_1 et ρ_2 : rayons de courbure principaux de la surface S au point de référence O .

C'est sur cette dernière relation, base de l'OG que repose l'ensemble des calculs de champs implémenté dans LIBUS. Ayant négligé le champ diffracté pour les raisons précédemment mentionnées, la valeur complexe du champ total reçu en P peut se décomposer en champ incident et en champ total réfléchi obtenu par sommation des N réflexions.

$$\vec{E}^t(P) = \vec{E}^i(P) + \sum_{j=1}^N \vec{E}^{rj}(P) \quad (\text{Eq. II.19})$$

Avec

\vec{E}^t : Champ total reçu

\vec{E}^i : Champ incident direct reçu

\vec{E}^{rj} : Champ reçu issu du rayon réfléchi j

N : Nombre de rayons réfléchis. Il dépend de la configuration simulée.

IV.2.1- Expression du champ en incidence directe

Soit $(\vec{e}_i, \vec{e}_{//}, \vec{e}_{\perp})$ une base orthonormée directe définie localement en P avec \vec{e}_i : vecteur unitaire du rayon incident, $\vec{e}_{//}$: parallèle au plan d'incidence et \vec{e}_{\perp} : perpendiculaire au plan d'incidence. Le champ incident est donné par :

$$\vec{E}^i(S^i) = E_{//}^i(S^i) \vec{e}_{//} + E_{\perp}^i(S^i) \vec{e}_{\perp} = \begin{bmatrix} E_{//}^i(S^i) \\ E_{\perp}^i(S^i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{//}^i(O) \\ E_{\perp}^i(O) \end{bmatrix} \sqrt{\frac{\rho_1^i \rho_2^i}{(\rho_1^i + S^i)(\rho_2^i + S^i)}} e^{-jkS^i} \quad (\text{Eq. II.20})$$

Pour une onde plane $\rho_1 = \rho_2 = \infty$

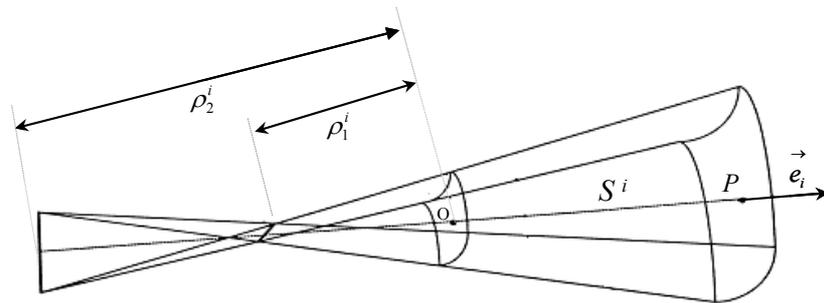


Figure II.17 : Faisceaux de rayons incidents

IV.2.2- Expression du champ réfléchi

Soit $(\vec{e}_r, \vec{e}_{//}, \vec{e}_\perp)$ une base orthonormée directe définie localement en P avec \vec{e}_r : vecteur unitaire du rayon réfléchi, $\vec{e}_{//}$: parallèle au plan d'incidence et \vec{e}_\perp : perpendiculaire au plan d'incidence.

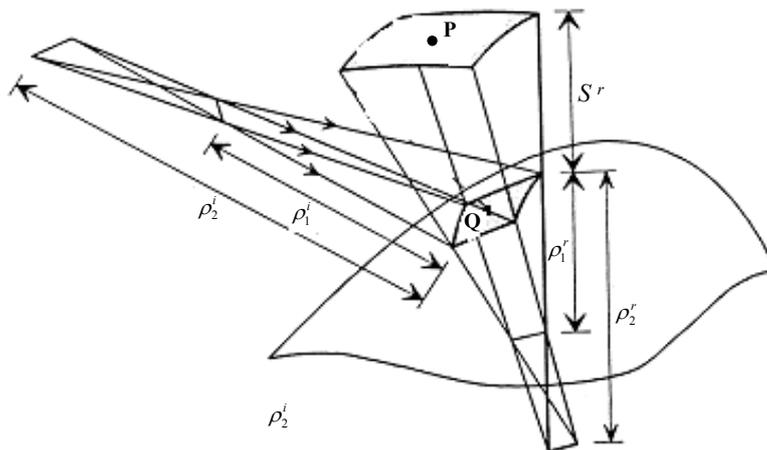


Figure II.18 : Réflexion d'un faisceau de rayons sur une surface

Le champ réfléchi est donné par :

$$\vec{E}^r(S^r) = \begin{bmatrix} E_{//}^r(S^r) \\ E_{\perp}^r(S^r) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathfrak{R}_{//} & 0 \\ 0 & \mathfrak{R}_{\perp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{//}^i(Q) \\ E_{\perp}^i(Q) \end{bmatrix} \sqrt{\frac{\rho_1^r \rho_2^r}{(\rho_1^r + S^r)(\rho_2^r + S^r)}} e^{-jkS^r} \quad (\text{Eq. II.21})$$

$\mathfrak{R}_{//}$ et \mathfrak{R}_{\perp} représentent les coefficients de réflexion ; ρ_1^r et ρ_2^r , des rayons de courbure

IV.2.3- Passage au calcul de la puissance reçue

La connaissance de champs E et H permet de calculer la densité surfacique de puissance ΔP_s , module du vecteur de Poynting par la relation suivante :

$$\Delta P_s = \frac{1}{2} \left| \vec{E} \wedge \vec{H}^* \right| \quad (\text{Eq. II.22})$$

En utilisant l'approximation en champ lointain et la définition du gain d'une antenne d'émission, on en déduit que :

$$\Delta P_s = \frac{E^2}{2\eta_0} = \frac{P_e G_e(\theta, \varphi)}{4\pi R^2} \quad (\text{Eq. II.23})$$

Avec R : longueur du trajet parcouru par le signal entre l'émetteur et le récepteur.

De plus, la surface équivalente d'une antenne de réception est liée à son gain par la relation :

$$S_e = \frac{\lambda^2 G_r(\theta', \varphi')}{4\pi} \quad (\text{Eq. II.24})$$

On calcule ainsi la puissance délivrée à un récepteur de surface équivalente Se et illuminé par une densité de puissance ΔPs en faisant le produit des deux grandeurs : c'est l'équation dite des télécommunications ou formule de Friis.

$$P_r(\theta', \varphi') = \Delta Ps \cdot Se = P_e \cdot G_e(\theta, \varphi) \cdot G_r(\theta', \varphi') \cdot \left[\frac{\lambda}{4\pi R} \right]^2 \quad \text{forme linéaire} \quad (\text{Eq. II.25})$$

Avec : P_e, P_r, G_e, G_r sont des grandeurs linéaires

$$P_r(\theta', \varphi') = P_e + G_e(\theta, \varphi) + G_r(\theta', \varphi') + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) \quad \text{forme logarithmique} \quad (\text{Eq. II.26})$$

Avec P_e et P_r en dBW ; G_e et G_r en dB ; $(\lambda/4\pi R)^2$: facteur d'affaiblissement en espace libre.

Les équations II.25 et II.26 sont des expressions de la formule de Friis dans le cas idéal avec des antennes adaptées. Dans la pratique, il faut tenir compte des nombreuses atténuations dues à la désadaptation, à la dépolarisation, à la connectique sans oublier l'atténuation par la pluie, très présente en millimétrique. La puissance totale reçue est alors obtenue par sommation de toutes ces grandeurs algébriques si elles sont connues ou estimées. C'est cette relation globale donnée par les relations II.27 et II.28 qui est implémentée dans LIBUS.

$$P_t = P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \left[\frac{\lambda}{4\pi R} \right]^2 \frac{1}{L_{ad}} \frac{1}{L_{pol}} \frac{1}{L_p} \frac{1}{L_{aut}} \quad \text{linéaire} \quad (\text{Eq. II.27})$$

$$P_t = P_e + G_e + G_r + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) - 10 \log_{10} (L_{ad} + L_{pol} + L_p + L_{aut}) \quad \text{logarithmique} \quad (\text{Eq. II.28})$$

$$P_t = P_e + G_e + G_r + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) - A_{ad} - A_{pol} - A_p - A_{aut}$$

Avec : $A_{indice} = 10 \log_{10} (L_{indice})$ indice = [ad, pol, p, aut]

A_{ad} : atténuation due à la désadaptation ; A_{pol} : atténuation due à la dépolarisation

A_p : atténuation due à la pluie ; A_{aut} : autres atténuations (insertion, connectique...)

Ce processus ainsi décrit s'applique seulement sur les modules de calcul de LIBUS (décrits à la figure II.19) qui font le bilan de liaison avec l'hypothèse de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Le bilan de liaison via un réflecteur ou un répéteur fait appel à un autre processus avec de nouvelles formules et sera abordé dans le chapitre IV.

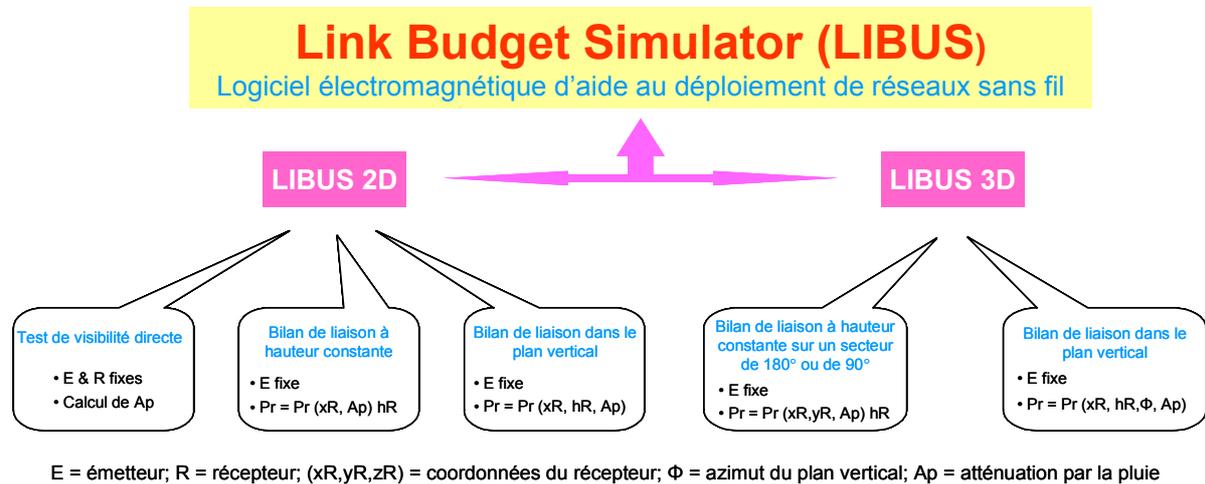


Figure II.19 : Modules de LIBUS avec l'hypothèse de visibilité directe.

V. INTERPRETATION DE QUELQUES RESULTATS

L'un des objectifs que nous nous sommes fixés depuis le premier chapitre est la nécessité d'explorer les spécificités de la bande millimétrique allouée aux applications de réseaux sans fil large bande. LIBUS nous offre cette opportunité par l'interprétation de quelques résultats théoriques. A ce stade de notre travail, le but est de mieux appréhender et d'expliquer certains phénomènes observés liés à la position et aux diagrammes de rayonnement des antennes ou aux conditions climatiques à partir de simulations sur des cas d'école simples.

V.1- La présence de trous de puissance dans le profil de puissance.

Sur une courbe de profil du niveau de puissance reçue, on observe des trous de puissance qui, par endroits, passent en dessous du seuil de sensibilité du récepteur (dans notre cas d'étude est de -110 dBW) : ce sont des zones d'ombre. Deux phénomènes expliquent leur

présence: la différence de hauteur entre l'émetteur et le récepteur quand on utilise une antenne d'émission directive en site d'une part et les interférences destructives entre le signal incident et les multi trajets d'autre part.

V.1.1- Les zones d'ombres dues à l'utilisation d'une antenne directive en site

Le profil de puissance montre une forte dépendance entre la puissance reçue et la différence de hauteur du fait de l'utilisation d'antennes directives en site au niveau de la station de base. Cette différence de hauteur est la cause de la présence des trous de puissance indiqués sur la figure II.20.

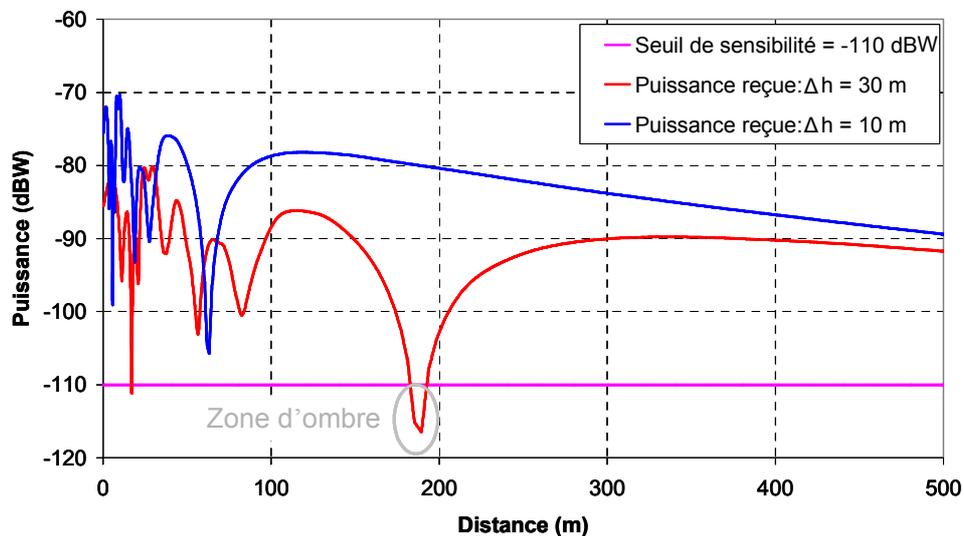


Figure II.20 : Profil du niveau de puissance en fonction de la différence de hauteur

Ces trous de puissance sont surtout observés au voisinage de la BTS sur les trois cents premiers mètres de couverture. Pour des différences de hauteur supérieures à 15 mètres, ces trous passent par endroits en dessous du seuil de sensibilité donnant naissance aux zones d'ombre. En dessous de 15 mètres de différence de hauteur, ces trous ne sont plus préjudiciables pour la couverture. Cette situation ainsi décrite correspond à une simulation dans laquelle nous avons fait abstraction de tout multi trajets (en particulier pas de réflexion au sol) et avec un émetteur sans tilt mécanique (inclinaison nulle par rapport à l'horizontal). Une solution évidente dans ce cas est de réduire autant que possible la différence de hauteur entre l'émetteur et le récepteur. Un module implémenté dans LIBUS permet pour une position

donnée d'optimiser la hauteur (figure II.21) sachant que dans la pratique on est souvent très limité. En effet, la hauteur moyenne des habitations individuelles est généralement de 5 mètres et celle des buildings d'environ 15 mètres. Donc, pour un émetteur placé à plus de 30 mètres, la différence moyenne de hauteur reste supérieure à 15 mètres.

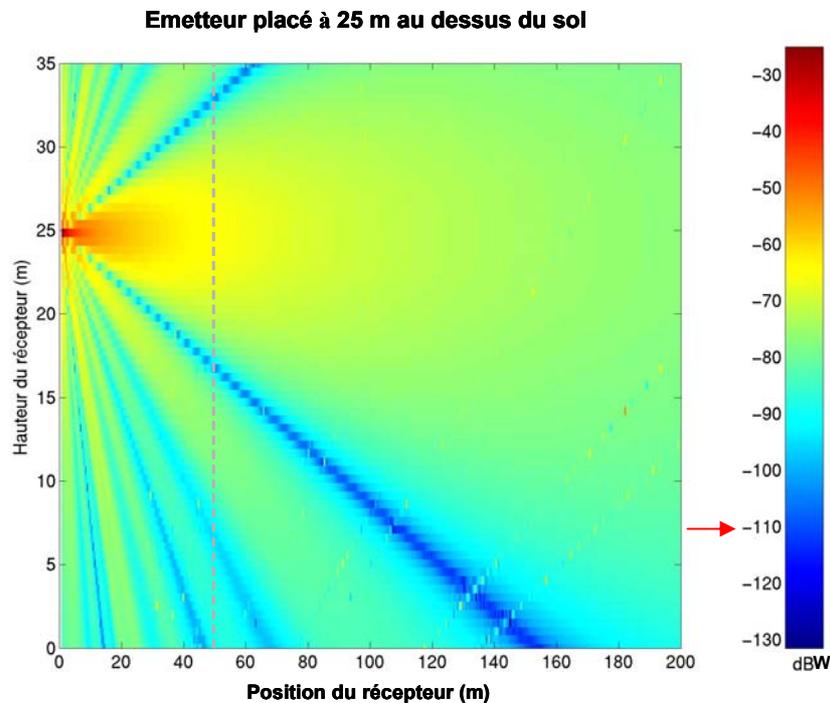


Figure II.21 : Optimisation de la hauteur pour une inclinaison nulle.

La figure II.22 donne à titre d'exemple le profil de la puissance reçue en fonction de la hauteur pour un récepteur situé à 50 m de l'émetteur. Elle montre que le cas optimal est celui pour lequel l'émetteur et le récepteur sont à la même hauteur (soit 25 m pour cet exemple). Dans le cas échéant, il faut choisir d'autres hauteurs pour positionner le récepteur en évitant si possible celles correspondant aux niveaux de puissance les plus bas (c'est le cas dans ce exemple pour les hauteurs de 7m, 17m et 33m). De façon générale, le gain de puissance peut dépasser 40 dB entre la hauteur donnant la puissance minimale et celle correspondant à la puissance maximale.

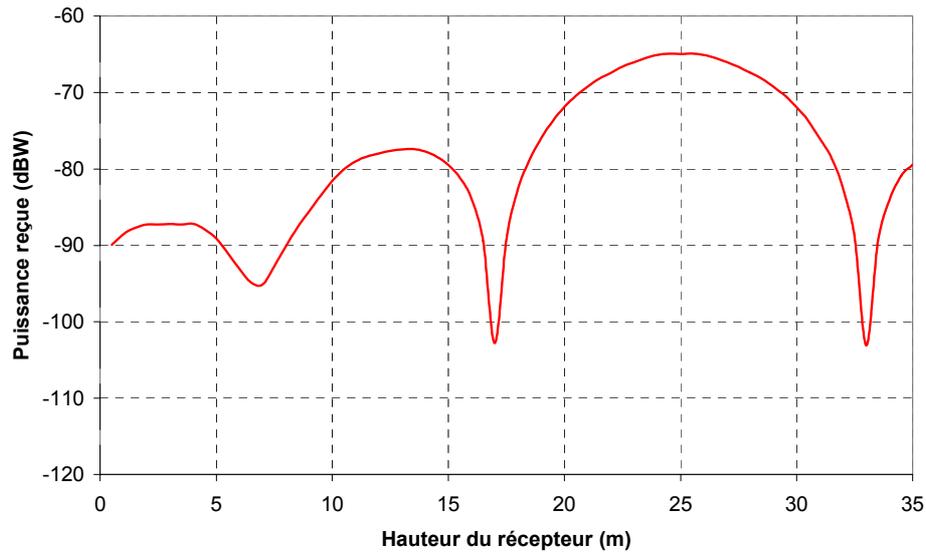


Figure II.22 : Profil de puissance en fonction de la hauteur à la position 50 m

A défaut d'optimiser la hauteur comme indiquée sur les figures II.21 et II.22, on peut se résoudre à incliner légèrement l'émetteur de deux ou trois degrés (tilt mécanique) de manière à relever le niveau des trous de puissance. Le principe et l'effet de cette solution sont indiqués respectivement sur les figures II.23 et II.24. L'inconvénient majeur de cette option est la diminution de la portée maximale couverte.

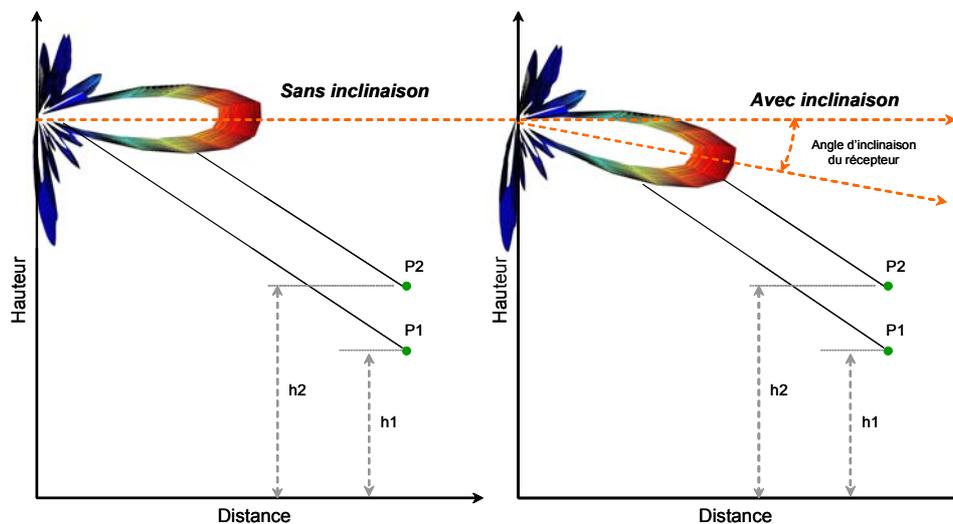


Figure II.23 : Schéma de principe du tilt mécanique

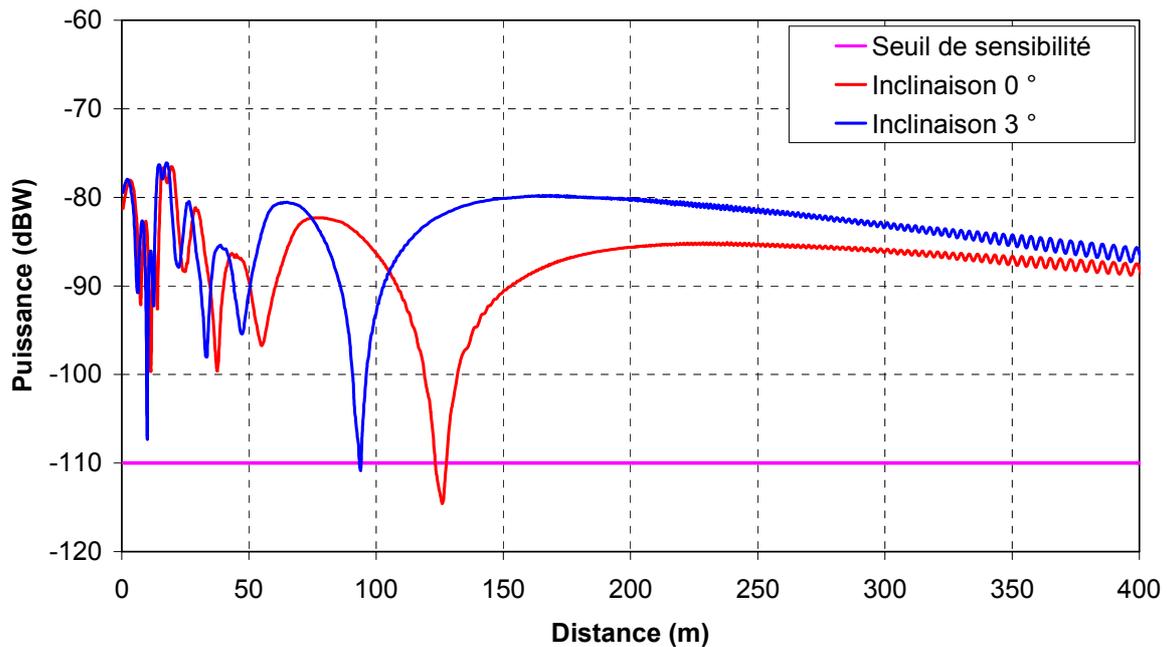


Figure II.24 : Effet du tilt mécanique dans la zone proche de l'émetteur

V.1.2- Les zones d'ombres dues aux trajets réfléchis (cas particulier du sol)

Partons d'une autre simulation dans laquelle nous avons considéré que le sol est parfaitement plan et lisse, donc les rayons réfléchis par celui-ci obéissent aux lois de Descartes. Cette considération se traduit physiquement par la présence d'interférences constructives ou destructives entre le rayon incident direct et les rayons réfléchis et sont aussi par endroits responsables de trous de puissance. Ce phénomène est plus présent au fur et à mesure que l'on s'éloigne de l'émetteur du fait de l'augmentation de la différence du chemin optique. Toutefois, il n'est pas inquiétant car sur des cas réels, le sol est rarement plan et lisse. Ce que nous vérifions aisément en lançant une simulation avec un sol rugueux. Pour une taille de la rugosité moyenne de 2 mm, ce phénomène disparaît complètement (figure II.25). Il reste seulement à prendre en compte d'éventuels multi trajets résultant de la réflexion sur des surfaces de rugosité quasi nulle (surface métallique, vitre...).

Ce résultat vient confirmer la nécessité de la prise en compte de la rugosité des surfaces réfléchissantes pour les hautes fréquences comme nous l'avons implémenté dans LIBUS.

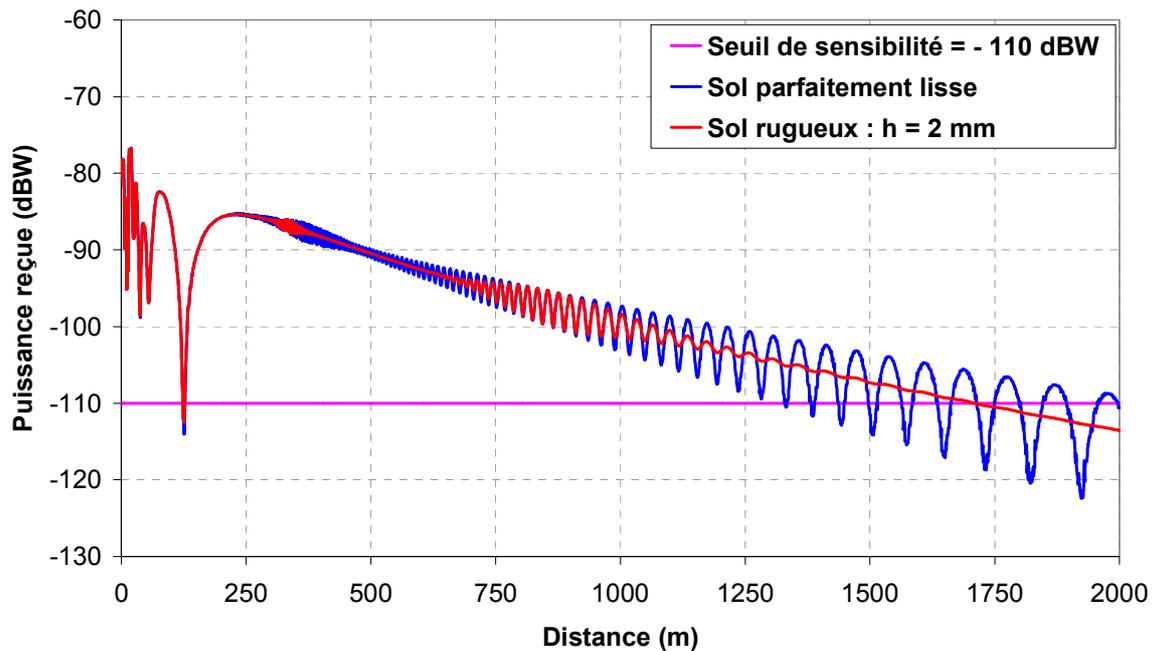


Figure II.25 : Comparaison de l'effet entre sol lisse et sol rugueux.

Dans ce paragraphe, nous avons expliqué l'origine de la présence des zones d'ombre dues soit à un rayonnement directif de l'émetteur soit à l'existence de multi trajets en proposant dans chaque cas une première approche de solution. Une autre approche pour éliminer les zones d'ombre dues au rayonnement sera abordée en détail dans le troisième chapitre. Signalons enfin que cette terminologie de « zones d'ombres » est aussi utilisée pour désigner les zones non couvertes du fait de la présence d'obstacles. Toutefois, afin d'éviter toute confusion, nous utiliserons la terminologie de « zones masquées » pour ces dernières dont nous reparlerons dans le dernier chapitre.

V.2- Compromis entre la portée maximale et le taux de fiabilité

Pour mieux appréhender l'impact des conditions climatiques dans l'étude de la propagation surtout dans la bande millimétrique, nous avons simulé une couverture sur 4 Km^2 (avec un sol lisse) pour quatre différentes intensités de pluie correspondant à quatre zones géographiques de la France. La portée maximale diminue avec l'augmentation de l'intensité de pluie telle qu'elle est définie par l'UIT pour une disponibilité de 99,99%.

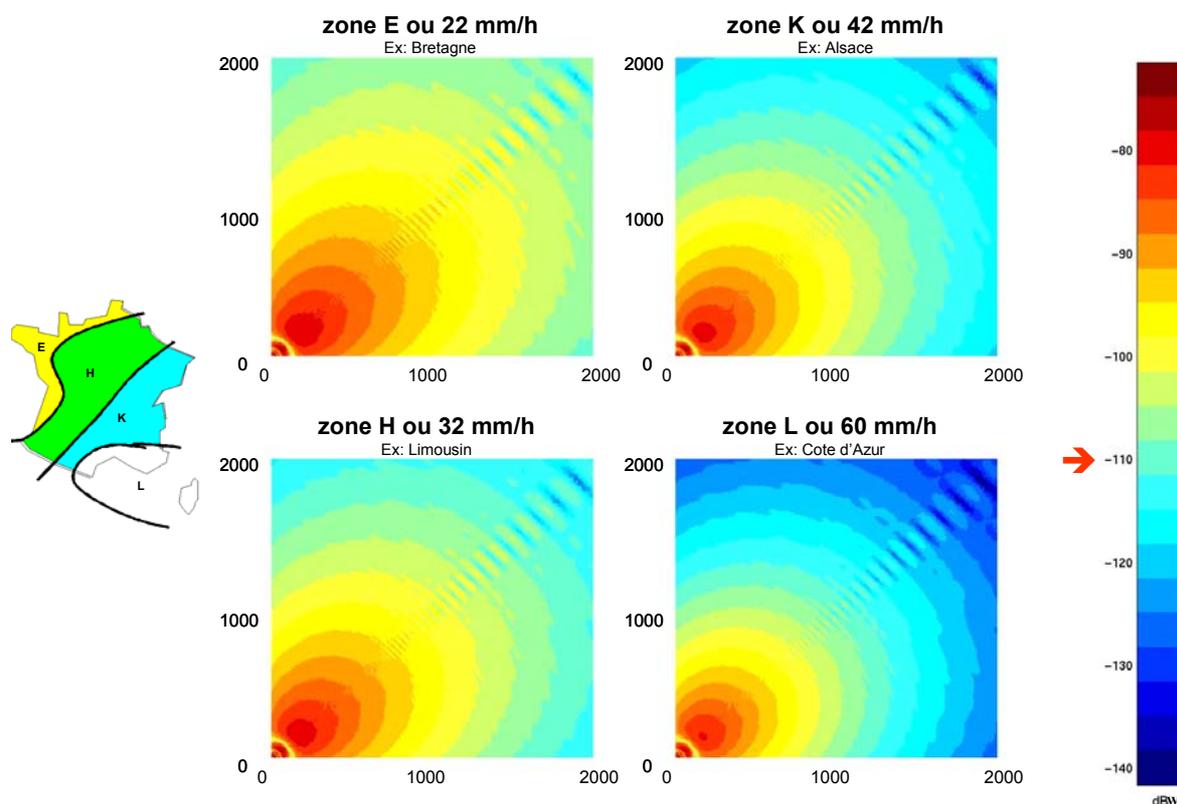


Figure II.26 : Comparaison des 4 zones pour un taux de disponibilité fixe : 99,99%

Une observation qui pourrait surprendre est la valeur de l'intensité de pluie pour la Bretagne (22 mm/h) et celle de la Côte d'Azur (60 mm/h). Ces valeurs indiquent que pour un même taux de disponibilité, la portée d'un tel système est meilleure en Bretagne que sur la Côte d'Azur contrairement à ce qui aurait pu être imaginé connaissant la fréquence de pluie dans les deux régions. Le tableau II.6 établi à partir des données de Météo-France illustre plusieurs faits importants :

- La Bretagne a une fréquence de pluies très élevée (>172 jours /an) comparée à celle de la Côte d'Azur (89 jours / an). Pourtant, les pluies dites importantes (>5 mm) sont du même ordre de grandeur soit respectivement 43 j/an et 40 j/an.
- Les taux pluviométriques maxima sont sujets à de grandes variations d'une année à une autre sur une même région. Les moyennes sont de ce fait inexploitable.

REGIONS		BRETAGNE (Rennes)	LIMOUSIN (Limoges)	ALSACE (Strasbourg)	COTE D'AZUR (Nice)
Max annuel du jour le plus pluvieux (mm/h)	1999	1,38	1,1	1,41	4,51
	2000	1,47	1,45	1,33	4,10
	2001	1,48	1,58	1,04	1,02
	2002	1,07	1,54	1,69	2,71
	2003	1,64	1,98	1,45	2,41
Moyenne des 5 années		1,41	1,53	1,38	2,95
Nombre de jours de pluie importante (>5 mm) par an		43	65	38	40
Nombre de jours de pluie par an		172	176	170	89

Tableau II.6 : Quelques statistiques de METEO-FRANCE relatives à la pluie

Une considération importante qui intervient dans la définition de l'intensité de pluie est le taux de disponibilité de liaison. Pour mieux comprendre aussi son impact surtout sur la portée maximale atteinte, nous avons simulé la couverture sur la même zone géographique pour différents taux de disponibilité.

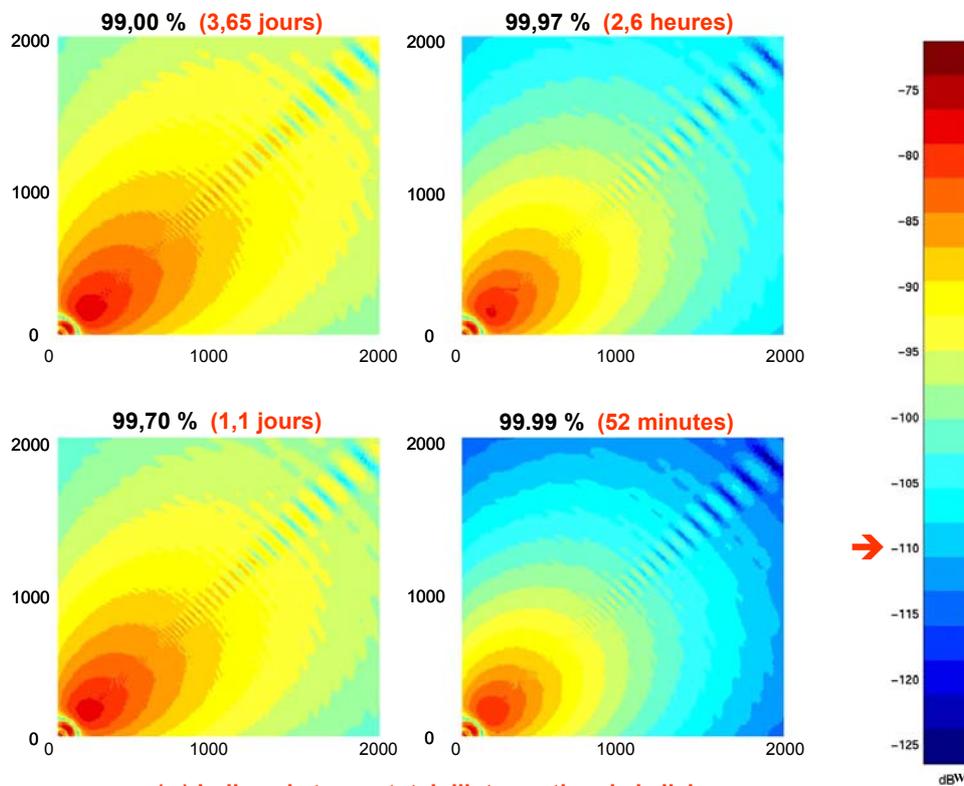


Figure II.25 : Comparaison de différents taux de disponibilité pour une même zone

Les résultats présentés à la figure II.27 montrent que la portée maximale décroît quand le pourcentage du taux de fiabilité augmente. Bien que le taux recommandé pour les réseaux de télécommunication soit de 99,99 % (soit 52 minutes d'interruption possible de la liaison par an), il y a lieu de faire parfois un compromis entre la couverture maximale souhaitée et la garantie de disponibilité de la liaison. On pourra ainsi ne garantir qu'une disponibilité de 99,7 % (l'équivalent de 26 heures d'interruption annuelle) dans les régions où les conditions climatiques sont assez draconiennes pour les communications radio. Toutefois, si la priorité est d'offrir une meilleure disponibilité, il faudra alors accepter la limitation de la portée que cela implique, sachant qu'elle est plus ou moins importante suivant les zones géographiques.

Trouver une couverture optimale nécessite souvent de nombreux compromis du fait de la prise en compte de paramètres parfois opposés en terme d'impact sur les phénomènes de propagation. On pourrait ainsi analyser la nécessité d'un compromis entre la résolution des bases de données géographiques utilisées et la précision désirée dans la prédiction du niveau de puissance reçue.

VI. CONCLUSION

« Que fait LIBUS et comment le fait-il ? », telle est l'interrogation à laquelle nous avons tenté de répondre tout au long de ce chapitre. La méthode utilisée a été clairement explicitée et les principaux paramètres d'entrée ont été présentés. Nous avons ainsi montré l'intérêt de leur prise en compte dans notre logiciel de prédiction de la propagation avec un accent particulier sur les spécificités du millimétrique et du proche millimétrique. Les points importants à retenir sont :

- la prise en compte réaliste du milieu de propagation (les bâtiments, la végétation, la rugosité des surfaces...).
- la prise en compte des conditions pluviométriques très pénalisantes en hautes fréquences.
- l'incorporation des diagrammes de rayonnement (si possible mesurés) des antennes en trois dimensions et à défaut une reconstruction à partir des diagrammes des plans principaux sous certaines conditions.

C'est donc confiant de ce paramétrage et de cette méthodologie que nous avons conçu et réalisé les différentes routines de LIBUS entièrement écrites en Fortran 90. Ce logiciel nous a ensuite permis d'entreprendre des études de cas simples comme nous l'avons présenté dans la dernière partie. Mais, un tel outil n'a d'intérêt que s'il peut dans des cas pratiques, contribuer et faciliter la conception et le déploiement de réseaux millimétriques pour un ingénieur radio. Faire de LIBUS un vrai outil de travail, pratique, efficace et convivial sera notre souci dans le prochain chapitre où nous introduirons le couplage avec les données géographiques et les interfaces graphiques.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II

[II.1] **G. DURGIN** “*Ray Tracing Applied to Radio Wave Propagation Prediction*”

The Bradley department of Electrical and Computer Engineering. Virginia Polytechnic Institute and State University. <http://www.computer.org/students/looking/summer97/ray.htm>

[II.2] **J.B. KELLER** “*The geometric theory of diffraction*”

J. Opt. Soc. Amer., 52 (1962), pp. 116 – 130.

[II.3] **R.G. KOUYOUMJIAN, P.H. PATHAK** “*A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in perfectly conducting surface*” Proc. IEEE, pp. 1448 – 1468, Nov. 1974

[II.4] **L.B. FELSEN** “*Foundations of geometrical theory of diffraction*” Theoretical methods for determining the interaction of electromagnetic waves with structures, J.K. Skwirzynski Eds., Sijthoff & Noordhoff., Alphen aan den Rijn, The Netherlands, pp. 439 – 454, 1981.

[II.5] **K. RIZK** “*Propagation in microcellular and small cell urban environments*” Thesis n° 1710 of Federal Institute of Technology of Lausanne, 1997, Swiss.

[II.6] **K. RIZK, J-F. WAGEN, F. GARDIOL** “*Two-dimensional ray-tracing modelling for propagation prediction in microcellular environments*” IEEE Trans. Veh. Tech., Vol. 46, pp. 508 – 518, May 1997.

[II.7] **M.C. LAWTON, J.P. McGeehan** “*The application of a deterministic ray launching algorithm for the prediction of radio channel characteristics in small-cell environments*” IEEE Trans. Veh. Tech., Vol. 43, pp. 955 – 969, Nov 1994.

[II.8] **J.B. ANDERSEN** “*UTD transition region diffraction*” IEEE Proceedings, Antennas and Propagation. 1997.

[II.9] **P.G. BROWN, C. C. CONSTANTINOU** “*Investigations on the prediction radio wave propagation in urban microcell environments using ray-tracing methods*” IEEE Proceedings, Antennas and Propagation, Vol. 143, n° 1, pp. 36 – 42, Feb 1996.

[II.10] T. RAPPAPORT “Site- specific Propagation” IEEE Student Com. – VT Society Meeting, September 3, 1997. http://www.mprg.org/Tech_xfer/ppt/COMSOC.pdf

[II.11] RECOMMANDATION UIT – R P.1410 - 2 “Données de propagation et méthodes de prévision nécessaires pour la conception de systèmes d'accès radioélectrique de terre à ondes millimétriques et à large bande fonctionnant entre 20 et 50 Ghz environ”

Question UIT – R 203/3 (1999 – 2001 – 2003).

[I.12] ENCYCLOPEDIA “Transmission Channel”

<http://www.thefreedictionary.com/transmission%20channel>

[II.13] L-F CHEN “Microwave Electromagnetics: Measurement and materials characterisation” 5th edition, WILEY, March 2004.

[II.14] L. BOITHIAS “Propagation des ondes radioélectriques dans un environnement terrestre” Collection Techniques et Scientifiques des Télécommunications – DUNOD

[II.15] RECOMMANDATION UIT – R P.527 – 3* “Caractéristiques électriques du sol” Conforme à la résolution UIT –R 44. (1978 – 1982 – 1990 – 1992).

[II.16] P. LEVEQUE “Diffraction d’ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence d’un milieu diélectrique à pertes” Thèse de Doctorat n° 14 – 94. UER. Des Sciences, Université de Limoges. Février 1994.

[II.17] P. F. COMBES “Micro-ondes. Lignes, Guides et Cavités” Cours et exercices. DUNOD, Paris, 1996

[II.18] WOLFRAM RESEARCH “Fresnel Equations”

<http://scienceworld.wolfram.com/physics/FresnelEquations.html>

[II.19] P. F. COMBES “Micro-ondes. Circuits passifs, Propagation, Antennes” Cours et exercices. DUNOD, Paris, 1997.

[II.20] **M. TERRE** “*Propagation*” Cours du Conservatoire National des Arts et Métiers. Cours B8, version 5.0, 2003 – 2004.

[II.21] “*Diffraction par des écrans*”

http://www-en.enseeiht.fr/enseigne/microond/doc/propa_r2.pdf

[II.22] **P. LAHAIE, M. LECOURS** “*Construction d'un modèle de prédiction des affaiblissements des micro-ondes par la pluie dans la gamme des fréquences comprises entre 20 et 40 GHz*” Rapport annuel d'activités 199 – 1995, Laboratoire de Radiocommunications et de Traitement du Signal.

[II.23] **RECOMMANDATION UIT – R P.530 - 10** “*Données de propagation et méthodes de prévision nécessaires pour la conception de faisceaux hertziens à visibilité directe de Terre*” Question UIT – R 204/3, 2001.

[II.24] **RECOMMANDATION UIT – R P.837 - 1** “*Caractéristiques des précipitations pour la modélisation de la propagation*” Question UIT – R 201/3, 1994.

[II.25] **RECOMMANDATION UIT – R P.837 - 4** “*Caractéristiques des précipitations pour la modélisation de la propagation*” Question UIT – R 201/3, 2003.

[II.26] **RECOMMANDATION UIT – R P.838 - 2** “*Modèle d'affaiblissement linéique dû à la pluie destiné aux méthodes de prévision*” Question UIT – R 201/3, 2003.

[II.27] **O. BESSE** “*Contribution à l'étude de la propagation électromagnétique en zone urbaine dans le domaine millimétrique*” Thèse de Doctorat – n° 41-00 – U.E.R. des Sciences – Université de Limoges, Octobre 2000.

[II.28] **ENCYCLOPEDIA** “*Radiation pattern*”

<http://www.thefreedictionary.com/radiation%20pattern>

[II.29] **P. VAUDON, B. JECKO, P. BRACHAT** “*Some relations between the radiation patterns in the two main planes and the whole radiation pattern*” Annals of telecommunications, 51, n° 5 – 6, pp. 227 – 232, 1996.

[II.30] **J. ZYREN, A. PETRICK** “*Tutorial on Basic Link Budget Analysis*” INTERSIL, Application Note, AN9804.1, June 1998.

[II.31] **P.H. PATHAK** “*Techniques for high-frequency problems*” in ANTENNA HANDBOOK, Theory, Applications, and Design. Van Nostrand Reinhold company Inc., New-York, 1988.

[II.32] **S. SILVER** “*Microwave antenna theory and design*”
Mc GRAW, HILL, New-York, 1949.

Chapitre 3 – APPLICATION À L'ETUDE DE COUVERTURE A PARTIR DES BASES DE DONNES GIS ET VALIDATION

« On fait la science avec des faits, comme on fait une maison avec des pierres : mais une accumulation de faits n'est pas plus une science qu'un tas de pierres n'est une maison. Il faut un principe unificateur. »

Henri POINCARÉ

- INTRODUCTION**
- BESOIN DE COUPLAGE AVEC UNE BASE DE DONNEES GIS**
- LOGICIEL DE VISUALISATION ET COUPLAGE AVEC LIBUS**
- EXEMPLES D'ÉTUDE DE COUVERTURE ET VALIDATION**
- CONCLUSION**

I. INTRODUCTION

Notre principale motivation dans ce troisième chapitre est d'apporter la démonstration de l'utilité et de la valeur « scientifique » de notre logiciel de simulation en s'appuyant sur des exemples concrets et vérifiables : des faits. « *Mais une accumulation de faits n'est pas plus une science qu'un tas de pierres n'est une maison. Il faut un principe unificateur* ». Il était donc indispensable d'établir le lien entre la réalité d'un milieu et sa prise en compte dans un outil informatique comme le nôtre. Cette relation est rendue possible grâce au SIG : Système d'Information Géographique ou GIS. Nous pourrions ainsi évaluer la rigueur de l'ensemble de notre démarche par le passage de la Théorie à la Pratique indispensable dans les sciences de l'ingénieur.

Ce chapitre est organisé en trois parties principales présentant respectivement des données GIS (Geographic Information System), le logiciel nécessaire à leur visualisation ainsi que le lien avec l'interface graphique de LIBUS et les résultats de simulation et de mesures expérimentales.

La première partie montre l'intérêt des bases de données GIS dans la prédiction de la propagation avec un accent particulier sur l'importance de leur précision dont dépend leur prix d'achat ainsi que l'exactitude et la finesse de la prédiction électromagnétique. D'où la nécessité des techniques et des mesures complémentaires que nous proposons pour affiner leur précision. Nous passerons en revue les produits commercialisés par l'Institut Géographique National, les campagnes de mesures au DGPS et d'autres mesures utilisant des techniques topographiques.

L'analyse et l'exploitation des bases de données sont assez complexes surtout quand elles sont issues de sources différentes. C'est pourquoi la deuxième partie traite de la plateforme de développement en Java, JLOOX utilisée pour concevoir le logiciel de visualisation avec d'une part les fonctionnalités requises pour tout logiciel SIG et d'autre part la possibilité de réaliser un couplage avec une autre interface graphique qui gère le code de calcul proprement dit de LIBUS. Les fonctionnalités ergonomiques de cette dernière interface sont décrites à travers un exemple de simulation.

L'objectif de ces deux premières parties est de faire des simulations sur des cas réels d'environnement avec toute la diversité de configurations qui peut exister d'un milieu à un

autre. La troisième partie a permis de réaliser quelques études de couverture autour d'ESTER Technopole à Limoges. Les résultats de simulations sont présentés avec des essais d'interprétation des phénomènes observés. Cette partie décrit aussi le cadre et les conditions expérimentales des trois sites sur lesquels des mesures de puissance ont été effectuées. Puis les comparaisons Simulation – Mesures présentant un bon accord ont permis de valider notre outil en donnant au passage la preuve de l'exactitude des certaines hypothèses formulées dans la conception de LIBUS.

II. BESOIN DE COUPLAGE AVEC UNE BASE DE DONNEES GIS

Un bloc important dans le processus de notre logiciel d'aide au déploiement est l'intégration des bases de données GIS aussi connues sous leur terminologie française de Système d'Information Géographique (SIG). Par définition, « *un SIG est un ensemble coordonné d'opérations, généralement informatisées, destinées à transcrire et à utiliser un ensemble d'informations géographiques sur un territoire. Ce dispositif vise particulièrement à combiner au mieux les différentes sources accessibles : base de données, savoir-faire et les capacités de traitement* » [III.1]. Les bases de données GIS sont organisées par couches thématiques donnant une information géographique explicite (longitude, latitude) ou implicite (adresse, code postal, nom de rue) avec une description de la nature des objets. Le nombre et la nature des couches utilisées sont fonction de l'application envisagée. Un SIG offre de ce fait aux utilisateurs toutes les possibilités des bases de données (requêtes, analyses statistiques au travers d'une visualisation unique et analyses géographiques propres aux cartes) [III.2, 3]. Ainsi les bases des données SIG sont devenues incontournables dans la description réaliste de l'environnement indispensable pour plusieurs applications couvrant divers domaines (militaire, services administratifs, les sciences de l'ingénieur, l'environnement, les sciences de la terre...). Les télécommunications n'échappent pas à cette règle surtout pour le déploiement de réseaux en particulier les réseaux sans fil. La technologie SIG permet aux professionnels des télécoms d'intégrer des données de localisation dans les processus de déploiement, de management, de gestion de réseaux, de marketing et d'assistance clientèle [III.4].

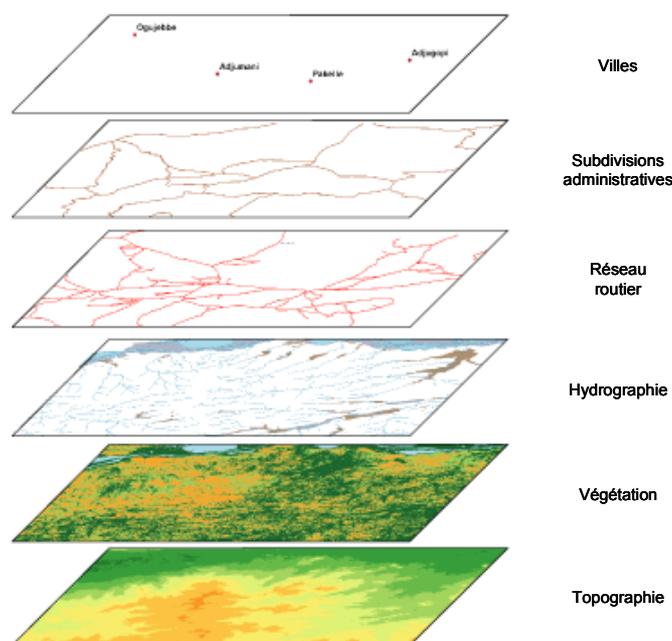


Figure III.1 : Quelques couches d'une base de données SIG

Jusqu'à présent, nos exemples de simulation ont porté sur des configurations théoriques arbitraires et imaginées, l'objectif était alors de montrer simplement l'opérabilité de l'outil. Mais que se passe-t-il sur une configuration réelle ? Pour le savoir, il fallait réaliser un couplage avec des bases de données SIG. Ce couplage, une fois réalisé permettrait de simuler sur un environnement réel et faciliterait l'interprétation de nombreux résultats surtout lorsqu'il sera question de comparer les simulations avec les mesures expérimentales de puissance sur le terrain.

Outre le matériel informatique (ordinateur, serveur), deux composantes sont indispensables pour l'utilisation d'un SIG : les données et les logiciels de visualisation et d'analyse.

- **Les données :** Composantes essentielles des SIG, les données géographiques et les données tabulaires qui leur sont associées peuvent être constituées en interne ou acquises auprès des producteurs spécialisés. C'est en associant ces deux aspects que nous avons constitué une base de données dite de référence et dont la description fera l'objet de la suite de cette partie.

- **Les logiciels :** Les données étant des fichiers « muets », il faut des logiciels spécifiques pour les exploiter. Il en existe plusieurs sur le marché offrant des outils, des fonctions de stockage, d'analyse et d'affichage de toutes les informations. Leurs fonctionnalités de bases sont :
 - Outils de saisie et de manipulation des informations géographiques.
 - Système de gestion de base de données
 - Outils géographiques de requêtes, d'analyse et de visualisation
 - Interface graphique

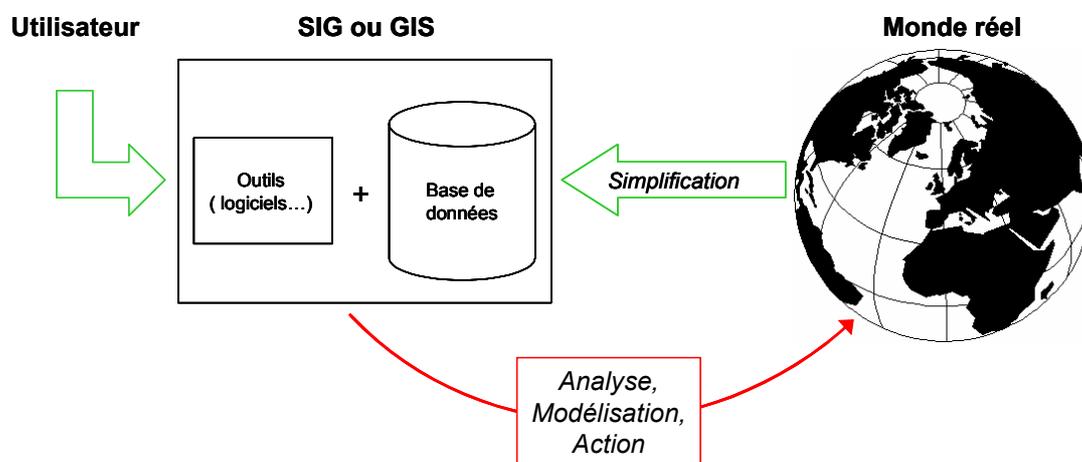


Figure III.2 : Principe de description du milieu par un SIG

Pour des raisons que nous expliquerons dans la suite de ce chapitre, nous avons choisi d'acquérir une plate-forme de développement et de réaliser nous même un logiciel « maison » ayant non seulement les fonctionnalités précitées mais permettant aussi le couplage avec LIBUS. La partie III de ce chapitre sera consacrée à cet aspect.

II.1- Constitution d'une base de données de référence

Généralement, un SIG utilise deux types de représentation. Chacun ayant ses propres avantages, il est souvent souhaitable d'utiliser l'un et l'autre si possible :

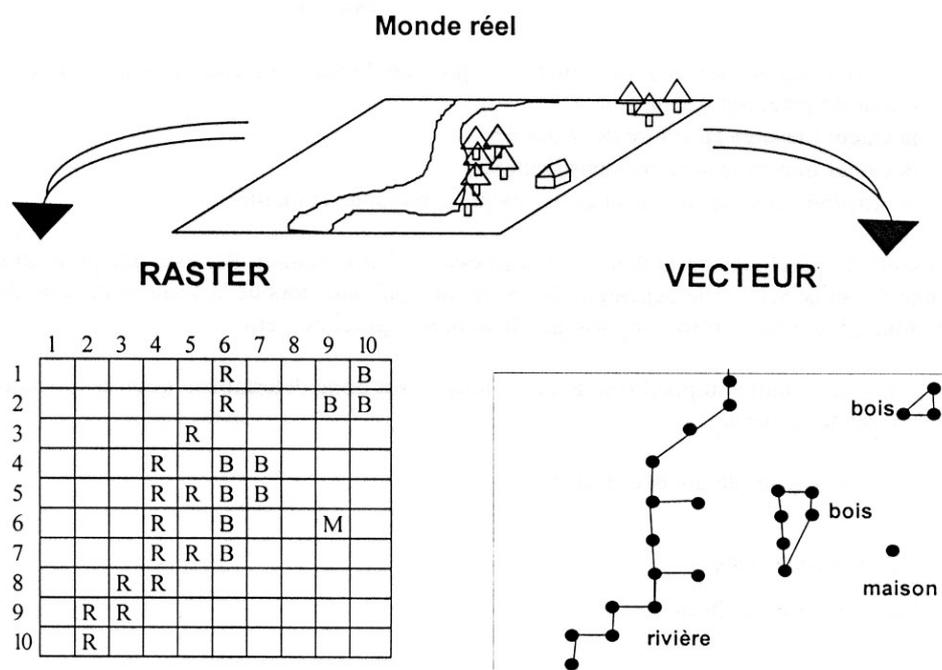


Figure III.3 : Transcription en mode Vecteur et Raster

- **La représentation en mode Vecteur :** Très utilisé dans la représentation des données discrètes, le modèle Vecteur regroupe les informations sous la forme de coordonnées (x, y) [III.5]. Les données Vecteur sont généralement le résultat d'une numérisation manuelle ou semi-automatique. Ainsi on distingue trois éléments de base :
 - Le point représentant un objet de type ponctuel
 - La succession de coordonnées (x, y) représentant les objets linéaires (voies de communications, fleuves...).
 - La succession de points délimitant une surface fermée représente des objets polygonaux (Parcelle, lacs...).

- **La représentation en mode Raster :** Parfaitement adapté à la description des données variables, ce modèle est constitué d'une matrice de points. Un point de la matrice correspond à un pixel (picture element) dont la taille détermine la finesse de la résolution exprimée de Dpi (correspondant au nombre de pixels sur 2,54 cm) et conditionne l'exactitude de la représentation. Les données Raster proviennent essentiellement soit d'une scannérisation d'une carte par exemple soit d'une image

numérique (images satellites ou photos aériennes). Plus la résolution est grande, meilleure est la qualité de l'image mais le poids informatique des données est alors plus élevé. Il faut trouver un bon équilibre entre la résolution et la précision de la représentation.

Il existe plusieurs systèmes de coordonnées pour se repérer à partir d'une base de données géographiques. Ils sont généralement regroupés en deux principales catégories :

- Les systèmes de coordonnées angulaires qui donnent en principe la latitude par rapport à l'équateur et la longitude par rapport à un méridien de référence (généralement le méridien de Greenwich). Ces systèmes bien qu'applicables sans discontinuité à l'ensemble de la surface terrestre, n'offrent pas de relation linéaire entre les valeurs des coordonnées et les distances sol.
- Les systèmes de coordonnées rectangulaires limités à une zone particulière de la surface de la terre suivant une projection mathématique définie (généralement les projections orthogonales). S'ils permettent d'établir une relation linéaire entre les coordonnées et les distances au sol sur une zone donnée, ils obligent à redéfinir une nouvelle projection orthogonale pour chaque nouvelle zone. Les projections les plus couramment utilisées sont le système de projection universelle transverse de Mercator et les projections Lambert II ou Lambert II Etendu.

Quels que soient le mode et les systèmes de coordonnées, l'utilisation des bases de données topographiques en télécommunications s'est généralisée avec l'avènement de la téléphonie mobile. Ce regain d'intérêt a donné lieu à la Recommandation UIT –R P.1058 en vigueur depuis 1994 [III.6]. Elle donne des directives pour l'établissement de bases de données répondant aux exigences de la prévision de la propagation. La complexité de ce travail réside dans le fait que les contraintes diffèrent suivant que l'on soit en milieu rural, sub-urbain ou urbain, d'où la constitution des bases spécifiques propres à chaque type d'application. Une des orientations de cette recommandation est d'harmoniser la nomenclature de désignation des éléments composant une base de données. Un tableau construit sur le modèle d'un plan comptable permet s'associer une même série de chiffres à

une catégorie d'objets. Ainsi les bases peuvent être utilisées dans tous les pays quelle que soit la langue. Le tableau II.1 est un exemple d'une base de couverture de terrain avec les grandes catégories, le détail figure en Annexe V.

<i>Numéro de désignation</i>	<i>Nom de la catégorie</i>
00	Indéterminé
10	Zones rurales – Terrains découverts
20	Zones boisées
30	Zones construites
40	Sols secs
50	Terrains humides (sans arbres)
60	Etendues d'eau douce
70	Etendues marines
80	Cryosphère (glace, glaciers, neige)
90	Autres (préciser)

Tableau II.1 : Catégories d'une base de données macroscopiques de couverture de terrain

Une autre directive importante est la résolution horizontale et la précision verticale des données. Plus les méthodes déterministes sont détaillées comme nous l'avons fait dans LIBUS, meilleures doivent être la résolution et la précision des données géographiques.

Pour l'étude de la propagation dans le domaine du millimétrique et du proche millimétrique (quel que soit le type d'environnement), nous avons combiné les produits commerciaux de l'IGN (Institut Géographique National) avec les données issues des services administratifs (Cadastre, Mairie...) et celles collectées lors de campagnes de mesures au DGPS (Differential Global Positioning System). Dans ce cas, la compatibilité des données issues de différentes sources est assurée en les associant à la même géodésique et au même système de coordonnées.

II.2- Les éléments de la base de données de référence.

Le coût d'une base de données GIS est assez élevé surtout lorsqu'on désire avoir une bonne précision. Aussi, bien qu'il existe plusieurs fournisseurs publics et privés, le choix s'est porté sur l'Institut Géographique National qui proposent des prix réduits pour l'enseignement et la recherche. Pour répondre aux besoins de notre application, nous avons acquis deux produits IGN, la BD-TOPO et la BD-ORTHO (figure III.4).

II.2.1- Les produits de l'IGN [III.7]

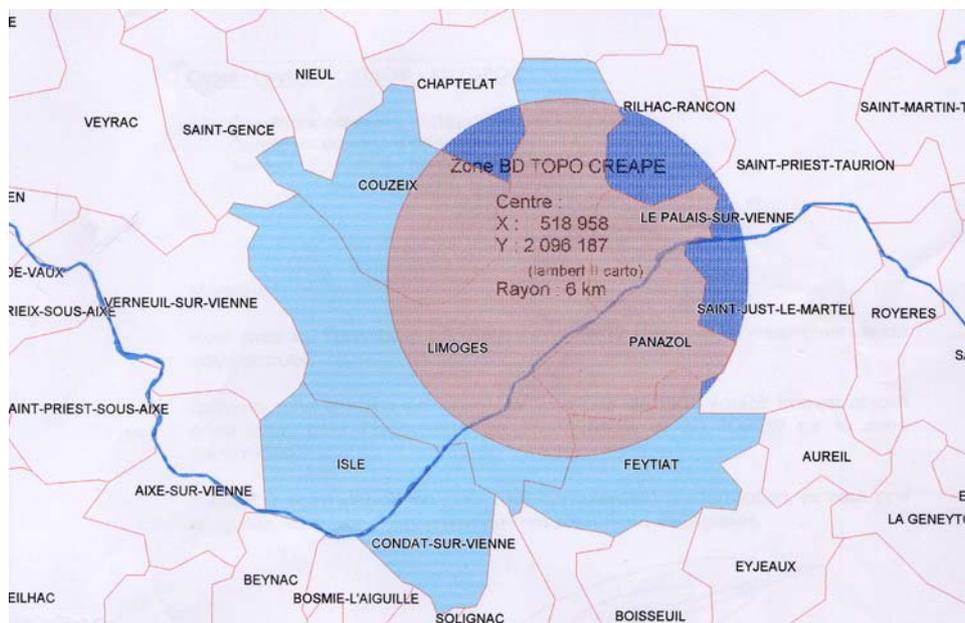


Figure III.4 : Zone de couverture des bases de données GIS utilisées

II.2.1.1- BD-TOPO

La BD-TOPO est une base de données comprenant une description physique tridimensionnelle du territoire national. C'est la composante nécessaire à la constitution de systèmes d'informations localisées [III.7]. Elle se compose de deux grands ensemble : la BD-TOPO Pays et la BD-TOPO MNT.

La BD-TOPO Pays est construite autour de neuf thèmes principaux :

1. **Réseau routier** : il regroupe les routes, les sentiers et les franchissements en précisant dans la plupart des cas la largeur des voies.
2. **Réseau ferré** : il est constitué de voies ferrées y compris les transports urbains et les gares.

Ces deux premiers thèmes peuvent s'avérer localement importantes si ces rues et voies ferrées sont de potentielles surfaces réfléchissantes.

3. **Hydrographie** : Elle fournit une description des cours d'eau (naturels ou non), des zones hydrographiques et des réservoirs d'eau. Elle n'est pas déterminante dans l'étude des liaisons de proximité même si parfois des points d'eau (lacs, étangs...) peuvent engendrer des coefficients de réflexion relativement élevés.
4. **Occupation du sol** : Elle contient les lignes et diverses limites (murs, haies, rangées d'arbres, clôtures, levées de terre, coulées d'éboulis, bords de crevasse, ...), ainsi que les zones végétales, minérales (bois, vigne, glaciers, pêcheries, ...) et les objets naturels remarquables (arbres, rochers, ...).
5. **Bâtiments** : Cet ensemble regroupe les bâtiments industriels, agricoles, commerciaux, les constructions et les sites touristiques.
6. **Équipement** : il regroupe les enceintes industrielles, administratives, commerciales, les lignes de transport d'énergie, les réservoirs, les équipements sportifs...
7. **Altimétrie** : C'est l'ensemble des courbes de niveaux et des points cotés.

Les quatre thèmes ci-dessus, essentiels dans toute étude de propagation outdoor deviennent déterminants pour les réseaux large bande opérant en hautes fréquences du fait de l'exigence de la visibilité directe. C'est la raison pour laquelle la description de ces thèmes doit être la plus détaillée et la plus précise possible. On reste toutefois confronté à

la difficulté de description des zones végétales ou des rangées d'arbres dont la couverture foliaire peut changer de manière radicale d'une saison à une autre.

8. **Administratif** : il donne des informations sur les communes, les limites administratives et les limites de domaine.
9. **Toponymie** : fournit le nom des lieux.

Les deux derniers thèmes sont intéressants en ce qu'ils permettent un repérage plus facile que celui des coordonnées géographiques (longitude - latitude ou Lambert).

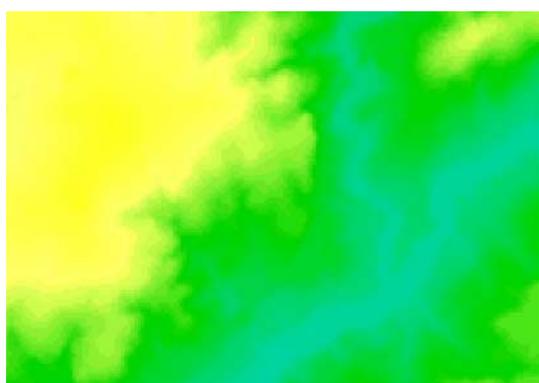
A partir d'un ou de plusieurs thèmes, on construit les différentes couches GIS (la couche « bâti » : bâtiments, la couche « voies de communications » : réseau routier + réseau ferré). La BD-TOPO Pays utilisée dans notre étude couvre une superficie de 113 Km² soit un rayon de 6 Km autour d'ESTER Technopole à Limoges avec une précision métrique. Bien qu'elle existe en différents formats, c'est le format *Shapefile* compatible avec notre logiciel SIG qui a été choisi.

Le second ensemble, la BD-TOPO MNT fournit le modèle numérique de terrain avec un pas de 25 m et est nécessaire à la prise en compte du sol, donc du relief. Ces données sont très importantes surtout sur des zones très accidentées où les variations de niveaux au sol peuvent être très importantes sur de courtes distances.

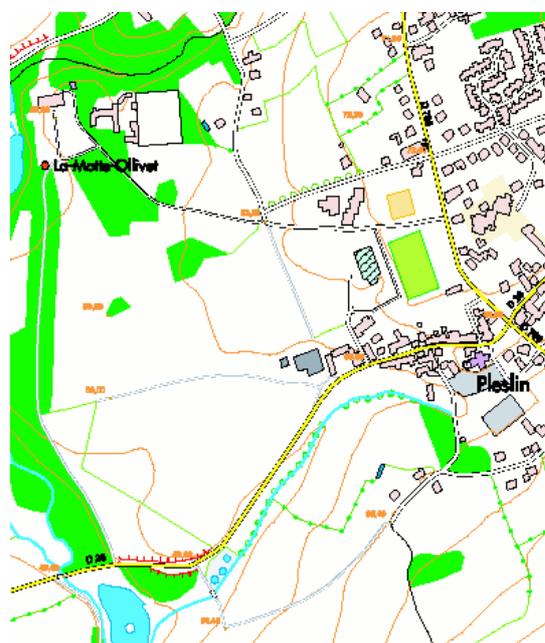
II.2.1.2- La BD-ORTHO

La BD-ORTHO est une base de données constituée d'orthophotographies numériques couleurs avec une résolution de 50 cm. C'est une image numérique en projection présentant les mêmes caractéristiques qu'une carte ou une base de données de la même projection pour tous les éléments au sol. Les images qui la constitue sont codées sur 3 octets (16 millions de couleurs) et sont livrées sous la forme d'un tableau de dalles de 1 Km². La projection la plus couramment utilisée est le Lambert II étendu et le produit est livré en format Tiff. Régulièrement mise à jour, la BD-ORTHO est un bon complément pour toute autre base de

données géoréférencées. En effet certains détails en particulier ceux relatifs à la végétation (un arbre isolé par exemple) manquent dans la description fournie par la BD-TOPO. Or aux fréquences où nous travaillons, ce “*petit détail*” peut avoir un effet significatif sur la prédiction de la propagation. La BD-ORTHO permet d'identifier ce détail et si nécessaire, réaliser des mesures complémentaires sur site. En outre, elle facilite la connaissance d'un site et permet de rendre conviviales les applications développées.



Exemple de BD-TOPO MNT (Limoges)



Exemple de BD-TOPO Pays (Pleslin)



Exemple de BD-ORTHO (Centre de Toulouse)

Figure III.5 : Exemples de la BD-TOPO et de la BD-ORTHO

II.2.2- Les données complémentaires nécessaires

En fonction de la complexité des applications envisagées et de la précision souhaitée sur la prédiction, on peut être amené à recourir à la collecte de données complémentaires. Les éléments qui font défaut dans la quasi-totalité des bases de données telles qu'elles sont commercialisées sont généralement les hauteurs précises des bâtiments, les formes des toits et les caractéristiques des matériaux de construction. A titre d'exemple, les hauteurs de bâtiments sur les fichiers IGN sont celles au niveau des gouttières. Dans les conditions de visibilité directe requises, de telles valeurs peuvent induire des erreurs importantes. Les caractéristiques des matériaux sont inexistantes dans ces fichiers et pourtant indispensables pour la prise en compte de la réflexion et de la diffraction. De plus comme nous l'avons signalé précédemment la prise en compte de certains éléments (arbre isolé, haie, un poteau...) ne peut se faire autrement qu'en ayant recours à des données complémentaires. C'est donc pour palier à toutes ces insuffisances que nous avons réalisé quelques mesures GPS et pris contact avec certains services spécialisés (Mairies, Urbanisme, Cadastre...).

II.2.2.1- Les mesures GPS [III.8, 9]

Nos mesures GPS visent deux objectifs : compléter la base IGN et optimiser le positionnement des antennes lors du déploiement sur site. En effet, les positions réelles des aériens sur site devraient correspondre presque exactement aux positions optimales de l'émetteur et du récepteur déterminées par simulation LIBUS.

Le GPS (Global Positioning System) est un système de repérage et de localisation utilisable partout dans le monde et mis en place par le Département Américain de la Défense. Il permet de connaître la position d'un point (arbre, pylône...), d'une ligne (route, rivière...), d'une surface (lacs, étangs...) mais avec une précision de 50 mètres seulement pour des raisons stratégiques. Pour améliorer la précision, il est possible d'utiliser une autre variante du GPS : le DGPS (Differential Global Positioning System). Son principe de fonctionnement consiste à faire les mesures de position par rapport à un point de référence fixe ramenant la précision à quelques mètres seulement. Le DGPS autorise aussi une correction automatique et en temps réel des erreurs par liaison directe avec une station au sol. Il reste toujours des erreurs liées soit au signal lui-même (Selective Availability, Ionosphère, Troposphère, les

éphémérides), soit à l'environnement (trajets multiples, la qualité du récepteur, la dilution de la précision DOP) avec un écart-type sur une position de l'ordre de 68%.

Le DGPS comme le GPS se compose de trois segments :

- Un segment spatial (une constellation de 24 satellites situés en orbite à 20183 Km de la surface du sol présentant une période de révolution de 12 heures).
- Un segment de contrôle (5 stations de pilotage réparties sur la planète).
- Un segment utilisateurs (l'ensemble des utilisateurs dans le monde).

L'intersection spatiale, la mesure de la distance à partir d'un satellite, la mesure précise du temps, le positionnement des satellites et la correction des erreurs sont les différents éléments constitutifs d'un signal (D) GPS. Toutes les mesures sont effectuées dans le référentiel géodésique et leur collecte se fait suivant cinq étapes :

- Travaux de reconnaissance. Ils sont nécessaires pour définir un dictionnaire de données (Diamètre d'un tronc d'arbre, largeur d'une route, hauteur supposée).
- Préparation de la mission consistant entre autre à créer un dictionnaire d'attributs et à les configurer.
- Préparation du matériel. Le matériel est composé de deux modules mis à part les accessoires (batteries, antennes, câbles ...).
 - Un récepteur (D) GPS : Pro XR /XRS.
 - Un carnet de terrain avec son logiciel Asset Surveyor
- Opération de terrain : C'est la capture des données. Plusieurs fonctions facilitent leur relevé. Une mesure en 3D ne peut être effectuée que si l'on a au moins 4 satellites ou 5 en mode surdéterminé et si le PDOP (Position Dilution Of Precision) est inférieur à 6. De plus, il faut que le SNR (Signal/Noise Ratio) soit supérieur à 6.

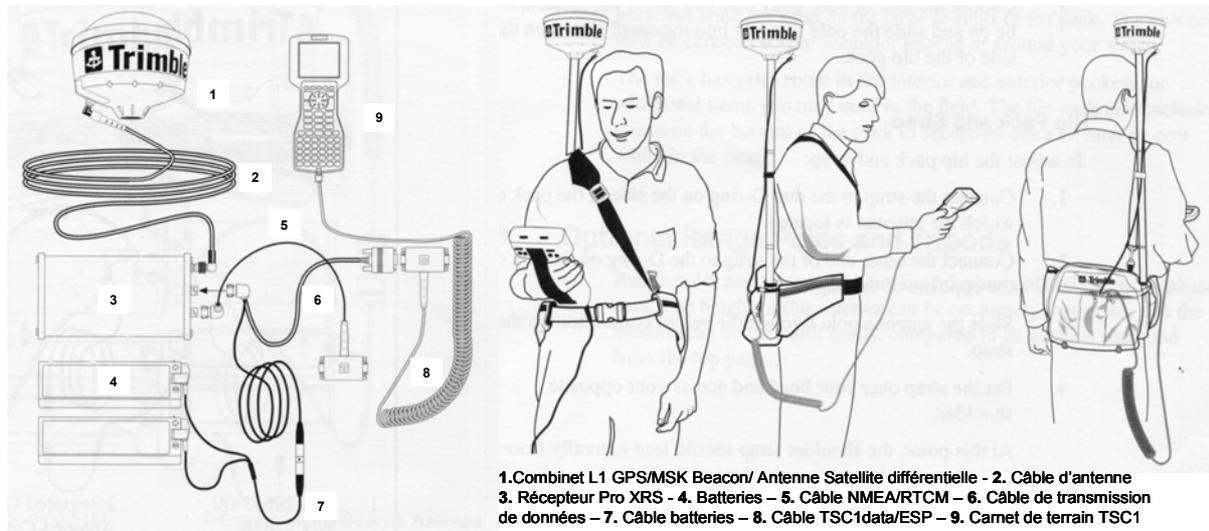


Figure III.6 : Equipement DGPS utilisé pour les mesures de positions.

- Opération de bureau consiste à transférer les fichiers de données collectées, faire un traitement différentiel (si nécessaire) et exporter les données affichées et éditées. Le logiciel PathFinder installé sur un PC permet ensuite d'exploiter les données enregistrées. Voici un exemple de mesures effectuées autour d'Ester Technopole à Limoges.

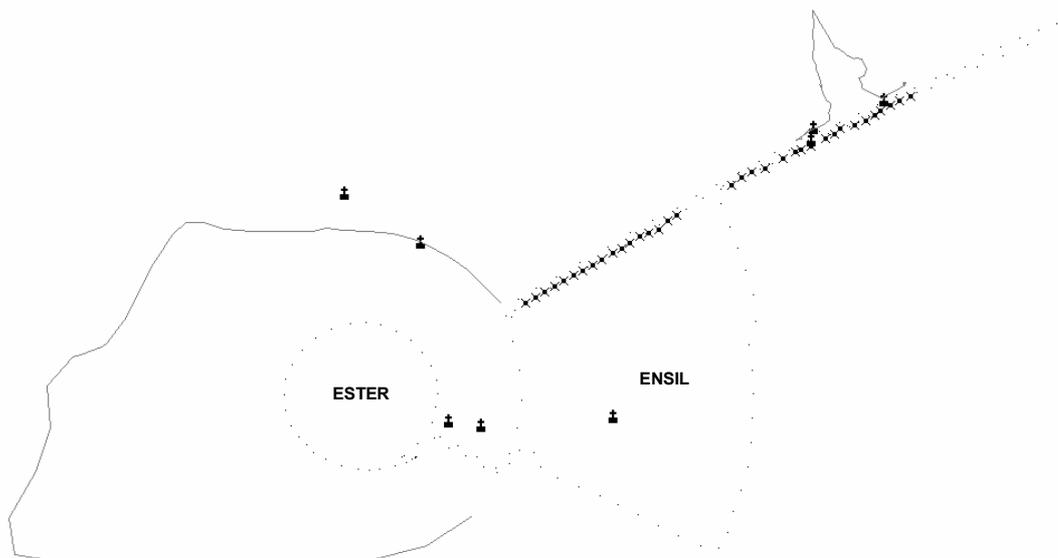


Figure III.7 : Mesures DGPS autour d'Ester- Technopole à Limoges

II.2.2.2- Les autres données complémentaires.

Il est parfois possible d'obtenir auprès de quelques services administratifs des informations assez précises quand elles sont disponibles et non confidentielles sur la hauteur des bâtiments (toits inclus) et la nature des matériaux de construction. De plus, le cadastre dispose par endroit d'une description plus détaillée.

Un autre moyen pour compléter la base de données est le recours aux techniques et outils utilisés dans différents secteurs pour mesurer les distances et les hauteurs. Deux dispositifs utilisés respectivement par les forestiers et les géomètres sont particulièrement intéressants :

- **Le dendromètre** : Initialement cantonné à une utilisation en forêt, le dendromètre sert aujourd'hui à mesurer les hauteurs, les pentes et les distances avec une précision de l'ordre du mètre pour un modèle de qualité. Ces mesures s'effectuent par un système de doubles visées et ce quelle que soit la position relative de l'utilisateur par rapport à l'objet [III.10].
- **Théodolite** : Constitué d'une lunette et de deux cercles gradués, le théodolite est un instrument précis de géodésie et de topométrie. Plus complexe en utilisation que le dendromètre, il permet de mesurer les angles, les hauteurs et les distances. Il est très utilisé par les géomètres pour tracer l'alignement des constructions [III.11].

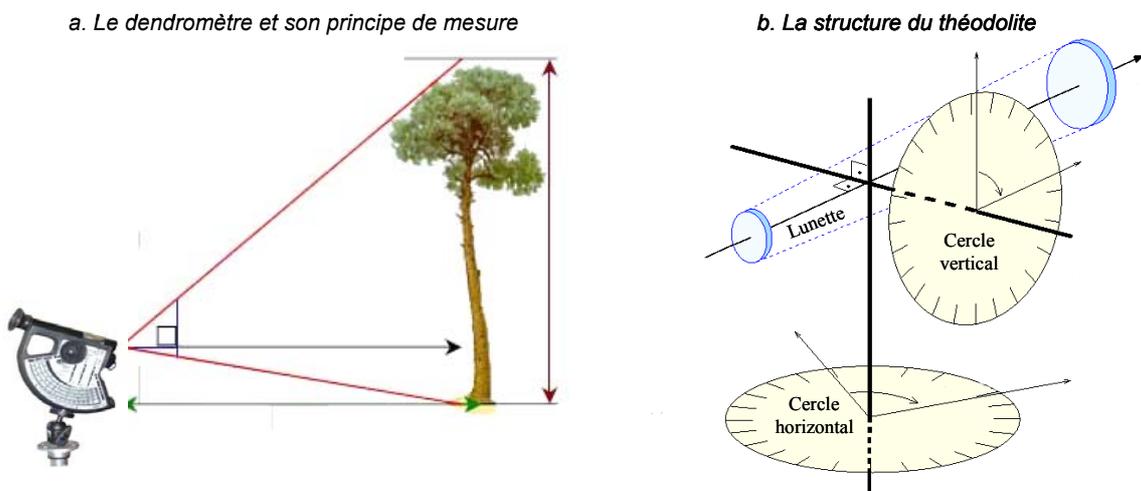


Figure III.8 : Le Dendromètre et le Théodolite

La base de données de référence étant ainsi constituée en combinant diverses sources, il reste l'essentiel : un logiciel permettant sa visualisation et son analyse d'une part et d'en extraire les informations utiles pour LIBUS via un interface graphique d'autre part.

III. LOGICIEL DE VISUALISATION ET COUPLAGE AVEC LIBUS.

Le marché des SIG regorge d'une multitude de logiciels permettant de visualiser et d'exploiter les bases de données. Les plus connus et peut-être les plus utilisés sont MapInfo et ArcView. On aurait pu choisir l'un de ces deux logiciels mais notre ambition était de développer en parallèle une interface graphique pour LIBUS compatible et qui s'intégrerait plus tard au logiciel SIG proprement dit. Nous avons donc opté pour l'utilisation de la plateforme de développement JLOOX qui contient aussi bien les outils SIG que des outils de planification et de management réseaux.

III.1- La plate-forme JLOOX et la gestion de bases de données GIS.

JLOOX est une plate-forme de développement en Java (langage de programmation orienté objet, très utilisé pour la réalisation d'interface graphique et d'API. Voir Annexe IV) commercialisée par ENGENUITY Technologies. Elle regroupe deux familles de produits : JLOOX Visualization Suite et JLOOXTelecom.

III.1.1- les produits JLOOX [III.12, 13]

JLOOX Visualization suite est un ensemble de composants et d'outils dédiés au développement d'applications professionnelles de visualisation en Java. Il contient trois modules :

- JLOOX Essentials facilite le développement d'applications graphiques de type Swing avec en prime un composant puissant de création de graphes et courbes.

-
-
- JLOOX Layout, prêt à l'emploi, flexible et interactif, ce module est spécialisé dans l'agencement automatique et la visualisation de topographies complexes grâce à un ensemble d'algorithmes prédéfinis.
 - JLOOX GIS, ce module essentiel à notre application permet de gérer plus d'un million d'objets géographiques ainsi que des données Vecteur et Raster. Il est compatible avec différents formats et autorise plusieurs projections.

JLOOXTelecom (non utilisé dans les présents travaux) permet de créer les interfaces de gestion de réseaux télécoms en s'appuyant sur une bibliothèque de dispositifs électroniques et de communication. Il sert à mettre en place différentes applications telles que :

- Gestion des systèmes en réseau
- Gestion d'éléments en réseau
- Planification des applications réseaux
- Gestion et contrôle des capacités réseau.

III.1.2- Réalisation d'un logiciel SIG

Par l'utilisation des différents modules de JLOOX Visualization Suite, nous avons conçu et réalisé un logiciel SIG en partenariat avec une société qui déploie des faisceaux hertziens. Cet outil bien qu'intégrant déjà la plupart des fonctions classiques est en perpétuelle évolution, le but étant à terme d'implémenter autant de fonctions que possible répondant à la spécificité de nos besoins. Ces besoins s'étendront de l'étude de la couverture (Lien avec LIBUS et superposition cartographie et niveau de puissance) à la création d'interfaces de gestion de réseaux (Prise en compte des équipements radio, de la couche MAC...). L'interface présentée ne correspond donc qu'à l'étape actuelle de conception du logiciel dont le principe de fonctionnement est le suivant :

- Différentes bases de données GIS et toutes les informations utiles au bon fonctionnement du logiciel sont stockées dans une base MySQL sur un serveur local.
- La base GIS choisie par l'utilisateur est ensuite chargée dès le lancement du logiciel.

- La fenêtre de l'interface graphique contenant trois panneaux par défaut comme le montre la figure III.9 est alors activée.
 - Le panneau central est la zone de visualisation principal de la base chargée.
 - Le panneau à gauche permet de sélectionner les couches GIS que l'on souhaite afficher et d'autres éléments (station de base, récepteurs ...) s'ils existent.
 - Le panneau à droite montre la vue d'ensemble de la zone entière chargée précédemment.

Il est possible d'afficher d'autres panneaux grâce au menu de la fenêtre principale et qui permettent la mise en œuvre des fonctions implémentées dans le logiciel.

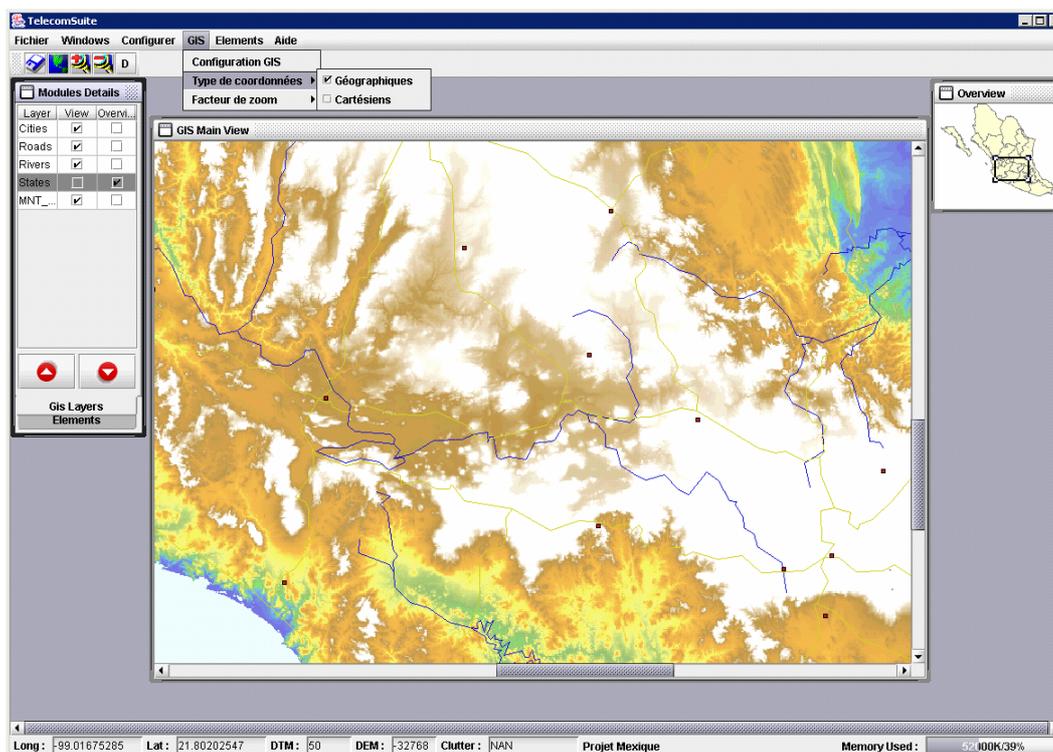


Figure III.9 : Logiciel SIG avec visualisation d'une zone du Mexique

Les fonctions les plus utilisées sont :

- L'extraction d'un profil soit à partir du MNT, soit à partir du MNE (Modèle Numérique d'Élévation) constitué des couches « occupation du sol » et « bâtiments », soit encore à partir de la combinaison MNT + MNE.

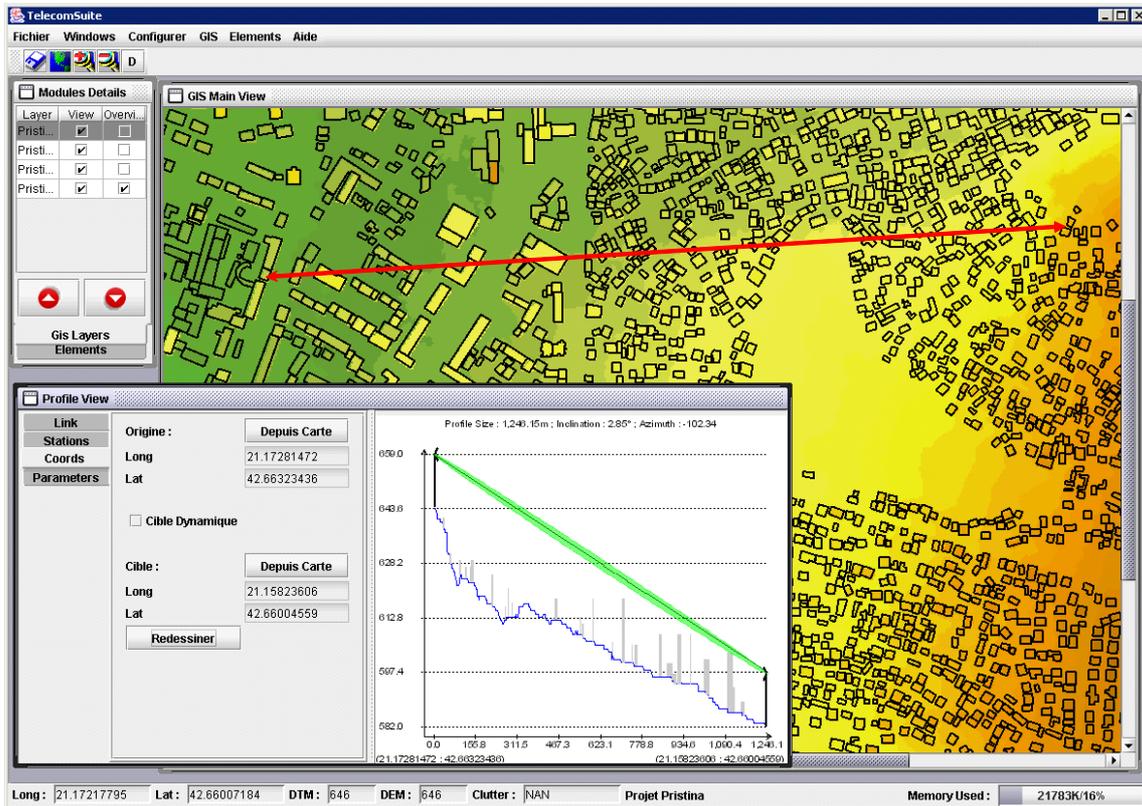


Figure III.10 : Extraction d'un profil à partir de MNT + MNE

La figure III.10 montre un profil réalisé entre deux points situés à 15 mètres au dessus du sol à partir d'une base de données GIS de la ville de Pristina (ex yougoslavie). On y voit aussi l'ellipsoïde de Fresnel à 41,5 GHz (en vert) et la ligne de visibilité directe au milieu.

- Le calcul de la distance entre deux points en deux clics après avoir activé l'icône « D » de la barre de menu.
- L'utilisation des fiches de saisies pour paramétrer (position, caractéristiques...) les sites, les stations radio (BTS), les équipements et les liaisons Emetteur – Récepteur...

La figure III.11 est un exemple de visualisation de la BD-ORTHO sur un secteur de Limoges. On y voit aussi la distance calculée avec les coordonnées des deux points et une fiche de saisie de paramètres.

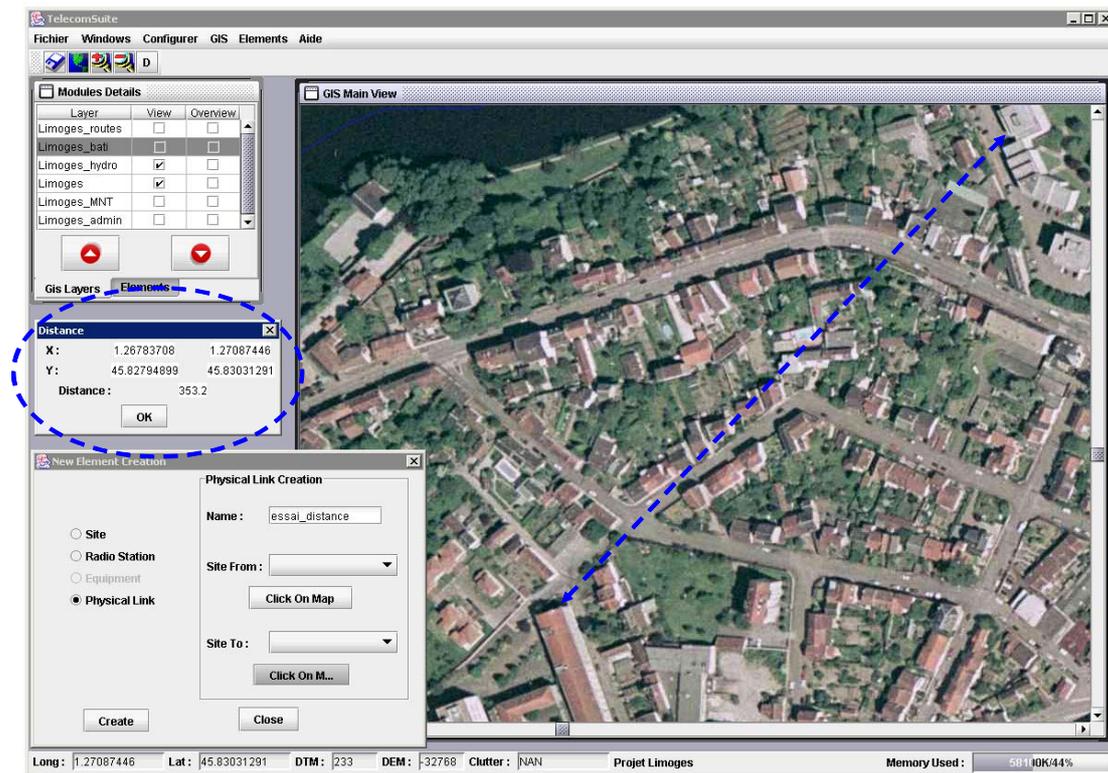


Figure III.11 : Calcul de distance et fiches de paramètres sur une vue aérienne (Limoges)

Sur cette interface de gestion des bases de données GIS viendra ensuite se greffer une autre interface qui permet d'effectuer les entrées - sorties dans LIBUS. Pour des raisons de commodité dans la programmation, nous avons choisi de la concevoir parallèle.

III.2- Conception d'une interface « entrées – sorties » de LIBUS [III.14]

Le principe était de conserver les routines de LIBUS en Fortran 90 mais de rendre plus conviviale son utilisation tant dans la saisie des paramètres d'entrée que dans le traitement des résultats de simulation. En effet, lancé en mode console, les erreurs de saisie conduisent généralement à tout reprendre depuis le début de l'exécution. Même s'il existe des astuces de programmation, elles sont souvent source de « perte de temps et de nervosité ». De plus, ce mode offre très peu de lisibilité et de visibilité d'ensemble du processus de simulation. Nous présentons l'ergonomie de cette interface graphique développée en Java à travers quelques fonctionnalités.

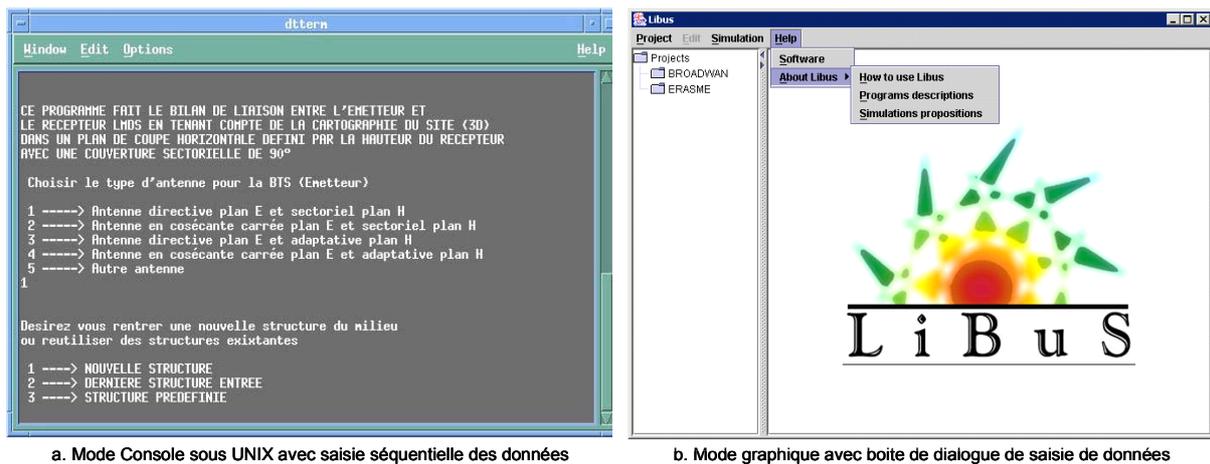


Figure III.12 : Les deux modes de fonctionnement de LIBUS

Nous avons déjà implémenté sur cette interface toutes les étapes de saisies de paramètres de toutes les routines Fortran opérationnelles. Chaque routine étant destinée à une simulation spécifique, les étapes ne sont pas identiques d'une simulation à une autre. Il serait donc fastidieux et inintéressant de présenter l'ensemble de étapes des huit routines existantes. Aussi avons-nous choisi de ne présenter que les étapes nécessaires pour une simulation donnée choisie assez arbitrairement tout en faisant une digression pour décrire certaines étapes importantes qui n'y figurent pas.

1. **Première étape :** Elle consiste à créer un sous répertoire dans le répertoire "**Projects**" qui apparaît dans le panneau gauche de l'interface. Ce répertoire sera l'emplacement de sauvegarde du récapitulatif des paramètres de simulation, des fichiers utilisés et des fichiers résultats. Le menu "**Simulation**" est alors activé offrant le choix entre trois routines 2D ou cinq routines 3D. A titre d'exemple, nous avons choisi "**b13d90.f90**" qui simule le bilan de liaison en 3D sur un secteur de 90°. Cette sélection de la routine lance une fenêtre indépendante de saisie des paramètres avec le premier panneau.
2. **Deuxième étape :** Le panneau "**Topography**" sert à la prise en compte des données GIS. Deux options sont proposées : "***New structure***" pour la construction manuelle d'une base en saisissant plan par plan tous les éléments du milieu avec leur caractéristiques (permittivité, conductivité et rugosité). Cette option est laborieuse et n'est en pratique

adaptée qu'à l'étude de cas simples avec quelques bâtiments. **“Predefined structure”** autorise la prise ne compte d'un fichier prédéfini à partir d'une sélection d'une zone de couverture via le logiciel SIG décrit au paragraphe précédent. C'est cette option qui servira le plus souvent dans l'étude de cas réels. Deux icônes actives situées en bas **“Next”** et **“Cancel”** permettent respectivement de passer au panneau suivant ou d'arrêter l'exécution de la simulation.

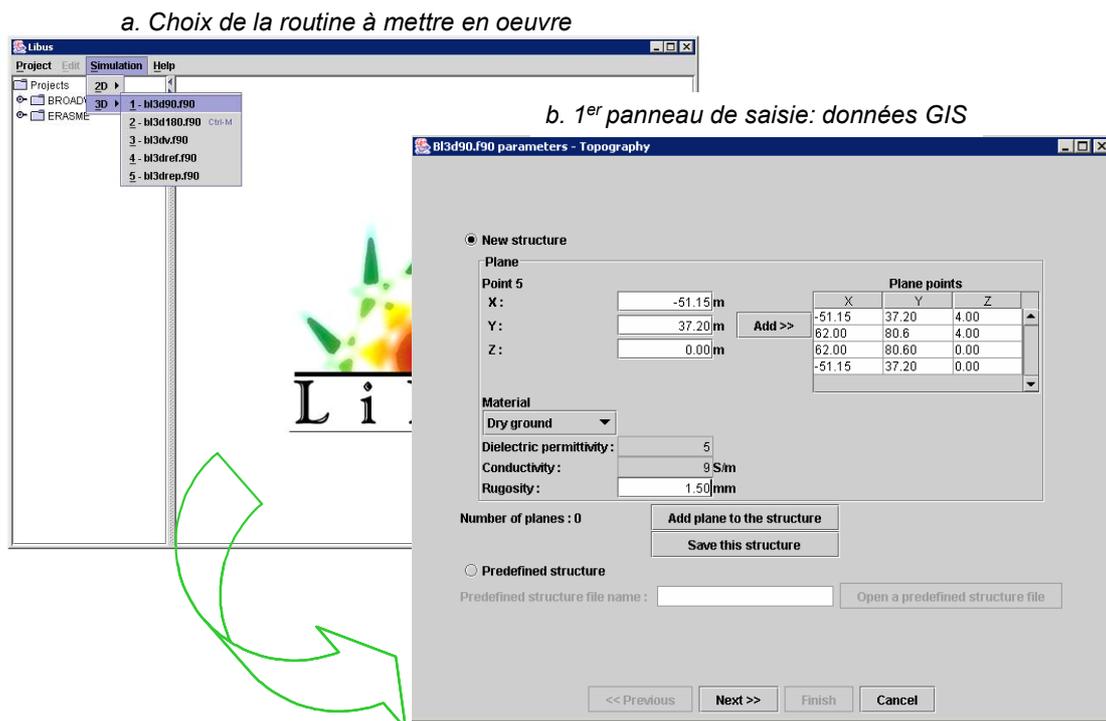


Figure III.13 : Etapes N°1 et 2 d'une simulation par LIBUS

3. **Troisième étape : “Climate”** est le deuxième panneau de saisie avec aussi deux options qui permettent de prendre en compte les paramètres météorologiques (notamment l'intensité de la pluie) tels que définis par les recommandations UIT. Quand l'option **“Clear weather”** est activée, seul le champ de texte de la fréquence reste actif. **“Rainy weather”** permet par contre soit de rentrer directement l'intensité de pluie (à 0,01%), soit de sélectionner une zone géographique et un taux de fiabilité dans les listes déroulantes correspondantes. Le défilement des cartes au centre facilite le choix approprié de la valeur ou de la zone.

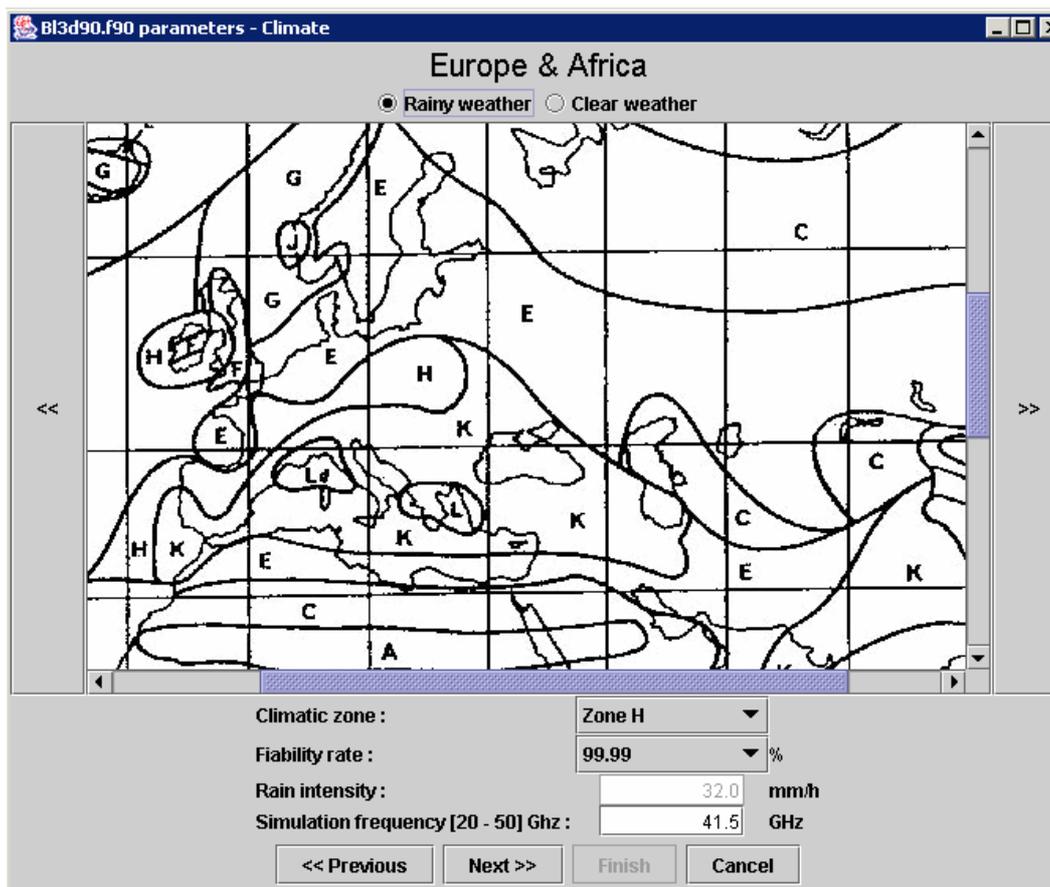


Figure III.14 : Etapes N°3 d'une simulation par LIBUS

4. **Quatrième étape :** Ce panneau intitulé “Aerials” est divisé en deux parties “*Transmitter*” et “*Receiver*” pour la saisie des paramètres de l'émetteur et du récepteur. Il s'agit essentiellement des fichiers de diagramme de rayonnement, des gains maxima, des positions, de la puissance émise et du seuil de sensibilité.
5. **Cinquième étape :** Ce dernier panneau “Results files” pour cette simulation permet d'une part de personnaliser les noms des trois principaux fichiers de résultats et d'autre part de définir quelques paramètres généraux (limites de la zone de simulation et pas d'incrément ou de maillage). Sur ce panneau est activé l'icône “**finish**” qui termine le processus de saisie des données et lance le calcul proprement dit. De plus, depuis la troisième étape l'icône “**Previous**” toujours active permet de revenir en arrière pour faire éventuellement des modifications.

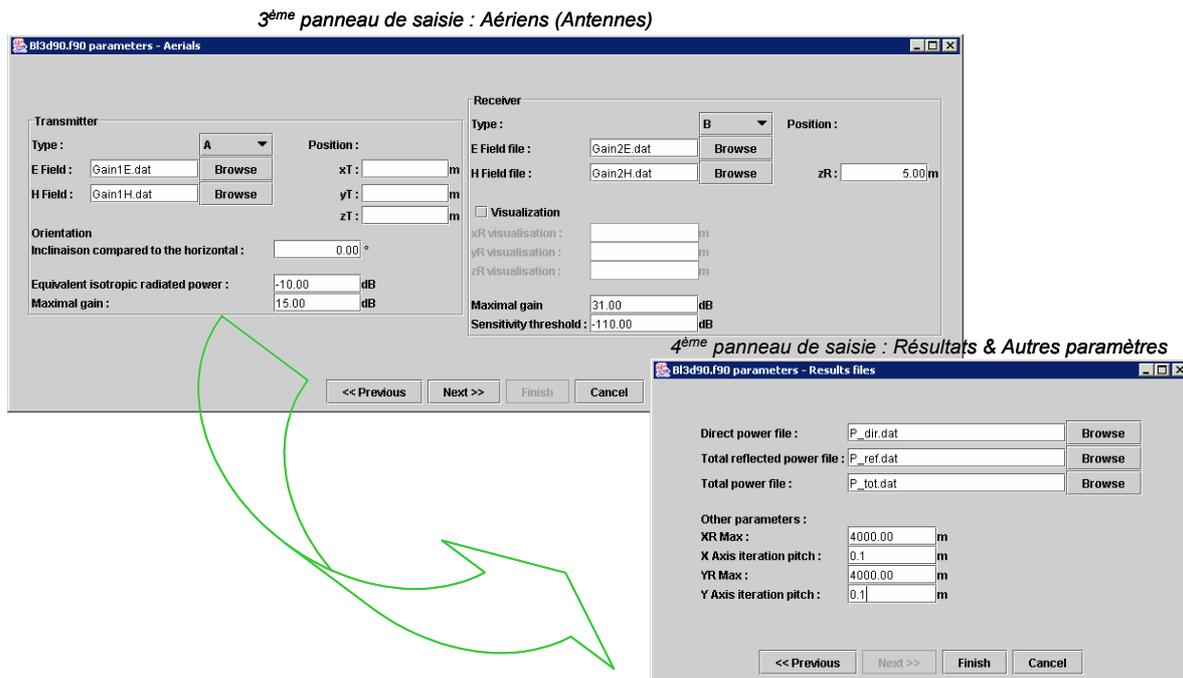


Figure III.15 : Etapes N°4 et 5 d'une simulation par LIBUS

Sur le troisième panneau de saisie, on aurait pu avoir une partie supplémentaire *“Reflector”* ou *“Repeater”* permettant de rentrer les caractéristiques et la position du réflecteur ou du répéteur si on était dans une configuration de NLOS.

De nombreuses améliorations et optimisations sur cette interface sont possibles moyennant une meilleure connaissance de la programmation orientée objet. Quant à l'outil de calcul lui-même, il a déjà servi à l'étude de la couverture dans le cadre du projet RNRT « ERASME » et est cours d'utilisation dans le programme européen BROADWAN. Les résultats de simulations réalisées à cet effet font l'objet d'une partie du paragraphe IV.

IV. EXEMPLE D'ÉTUDE DE COUVERTURE ET VALIDATION

Au delà de l'élaboration d'un modèle de propagation optimisé pour la prédiction, la finalité de notre travail était de fournir un outil qui servirait à l'étude de la couverture pour différentes configurations de milieu et d'environnement. Aussi dans les deux projets précités, nous avons réalisé à Limoges des études de cas de couverture autour d'ESTER – TECHNOPOLE. Ces simulations ont servi entre autre à optimiser le déploiement du réseau

LMDS à 40 GHz d'une part et à faire une comparaison avec les mesures expérimentales de puissances de manière à valider le logiciel.

IV.1- Application à l'étude de la couverture à Limoges.

IV.1.1- Secteur 1 dans le projet ERASME

Le but de l'étude de couverture sur cette zone était de prédire le niveau de puissance reçue sur la première zone desservie dans le cadre du projet ERASME notamment l'ENSIL, la CCIL et la cité universitaire située derrière l'ENSIL. Mais la présence d'un rideau d'arbres entre Ester – Technopole et la cité universitaire empêche de desservir la cité dans les conditions de visibilité directe. Pour contourner cette situation, nous envisagerons dans le prochain chapitre l'utilisation d'un réflecteur passif qui réorienterait le signal. Dans cette simulation, l'émetteur est situé à 20 m sur le toit de la Technopole, le récepteur supposé soit au dessus des toits, soit à 5 mètres au dessus du sol sur les zones non batiées. Dans ces conditions le bleu foncé représente que les zones masquées qu'engendrent certains bâtiments ou la végétation.



Figure III.16 : Couverture radioélectrique avec utilisation d'un réflecteur passif

Au regard de cette cartographie de puissance, deux remarques essentielles s'imposent :

- L'existence par endroits d'un léger décalage entre les positions des bâtiments visibles en fond de carte et leurs positions définies par les zones bleues de la couverture.
- Les bords en « dents de scie » observables sur les transitions de couleurs définissant les niveaux de puissance sur le couverture.

Ces deux observations sont dues essentiellement à la définition du pas d'incrémentation en x et en y . En effet le calcul de puissance est fait en un point (x_0, y_0) de la zone de couverture puis on affecte la valeur trouvée à toute la maille élémentaire définie par $(x_0+\Delta x)*(y_0+\Delta y)$. Plus Δx et Δy sont grands, plus les temps de simulation sont petits mais le décalage de position est grand et les « dents de scie » plus visibles. La cartographie de la figure II.16 a été réalisée avec un $\Delta x = 4$ m et un $\Delta y = 5$ m sur zone carrée de 500 m de côté. Il est difficile de paramétrer les temps de calcul du fait de l'utilisation d'un serveur de calcul externe dont on ne connaît ni les performances ni le mode de gestion des calculs. Voici toute fois quelques ordres de grandeurs à titre indicatif. Le temps de la simulation ainsi décrite est d'environ 10 secondes sur LIMREC (le serveur du Centre de Calcul de l'Université de Limoges). Ce temps peut augmenter de façon exponentielle pour des pas d'incrémentation plus petits. Il est multiplié par environ 20 soit 3 minutes 20 secondes si $\Delta x = \Delta y = 1$ m et par 2000 soit 5 heures 56 minutes si $\Delta x = \Delta y = 0,1$ m. Ce temps est trop long pour être acceptable. De plus, les 10 secondes qui nous ont servi de base d'estimation sont fonction aussi du nombre de plans (murs, toits de bâtiments, autres obstacles) qui entrent dans l'itération de recherche de rayons réfléchis. Dans ce cas il n'y avait que 42 plans (correspondant à 6 bâtiments et une zone boisée). Il faudrait donc s'attendre pour une couverture en zone urbaine ou semi urbaine à un temps de base relativement plus grand. Aussi le compromis trouvé pour la suite de nos exemples de simulation est de prendre un $\Delta x = \Delta y \geq 1$ m pour de grandes zones de couverture avec une forte densité d'habitations et $\Delta x = \Delta y = 0,5$ m pour de petites zones de couverture. Ce qui permet d'avoir sur LIMREC des temps de simulation de quelques minutes seulement ou de quelques dizaines de minutes.

IV.1.2- Quatre secteurs autour d'ESTER Technopole : Projet BROADWAN

La configuration des bâtiments autour de la Technopole de Limoges est celle typiquement d'une zone industrielle à proximité de laquelle il existe des secteurs résidentiels avec un habitat regroupé. Pour une couverture globale de cette zone avec une seule station de base, nous l'avons découpée en quatre secteurs, chacun correspondant à la couverture d'une antenne sectorielle ayant une ouverture d'environ 90°.

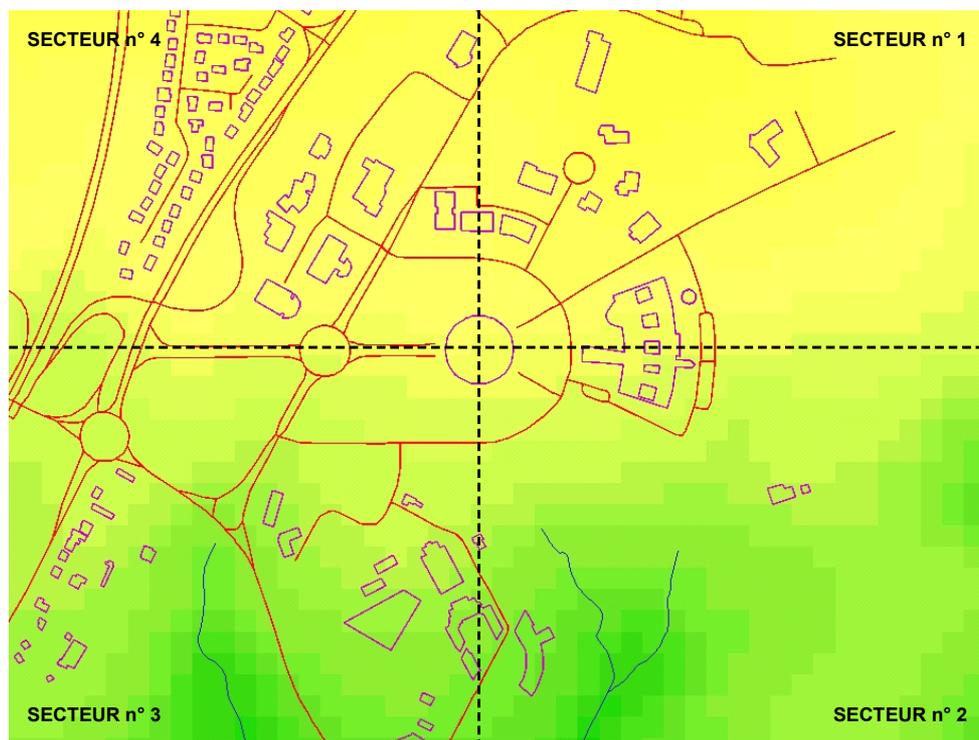


Figure III.17 : Zone d'étude avec une occupation du bâti de type ruraine

Nous avons donc fait une étude de couverture secteur par secteur avec dans chaque cas l'émetteur à 20 mètres et le récepteur soit au dessus des toits soit à 5 mètres pour des endroits non bâtis. Les simulations ont été faites en considérant des conditions climatiques de Limoges conformément aux recommandations UIT : une intensité de pluie de 32 mm / h pour un taux de fiabilité de la liaison de 99,99 %. On remarque sur les figures suivantes, une calotte circulaire en bleu à proximité de l'émetteur représentant la zone d'ombre due à l'utilisation d'une antenne directive.

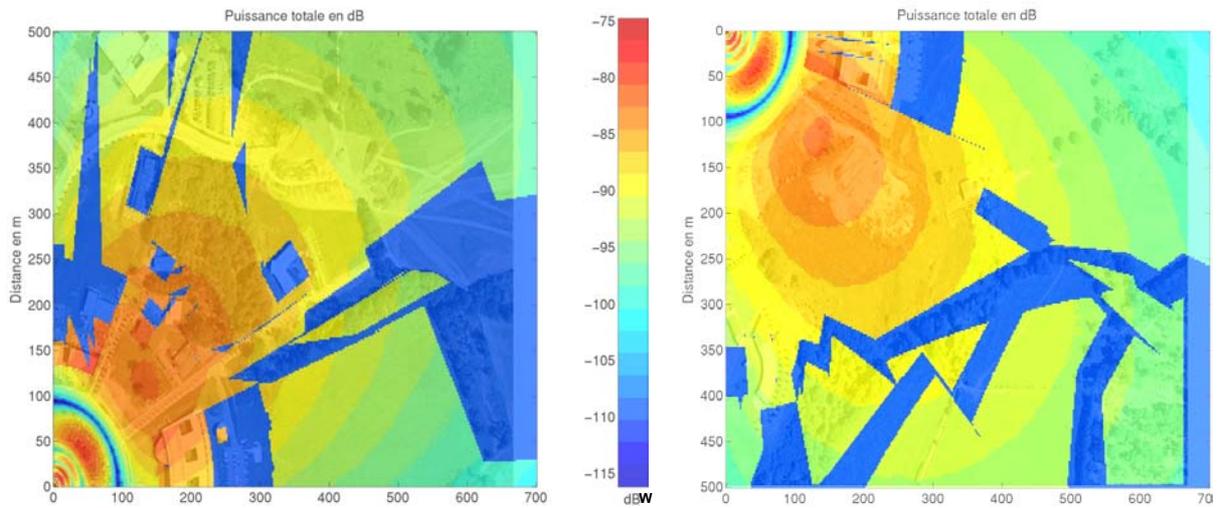


Figure III.18 : Couverture radioélectrique Secteur n° 1 et Secteur n° 2

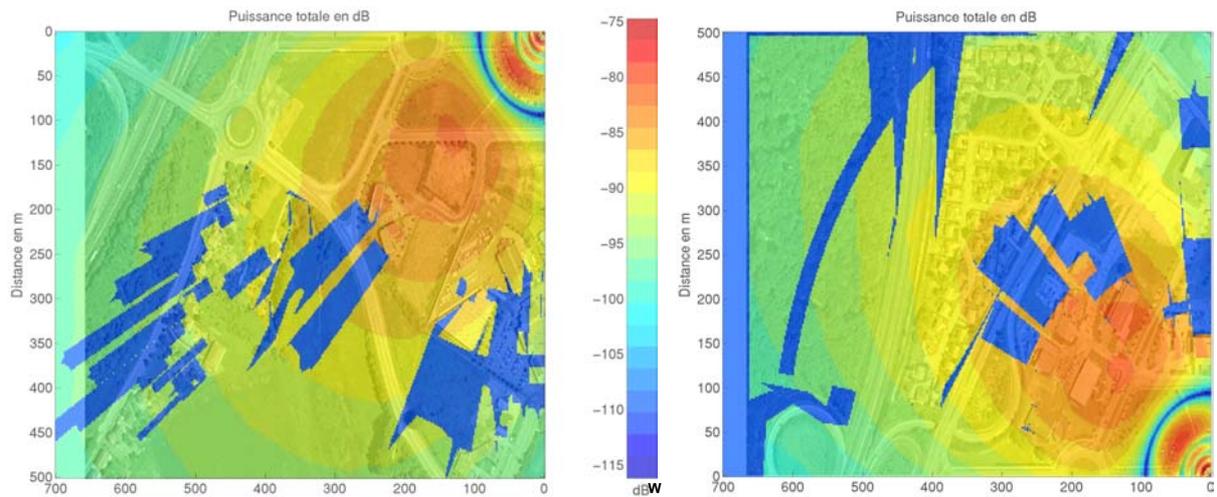


Figure III.19 : Couverture radioélectrique Secteur n° 3 et Secteur n° 4

Sur ces quatre cartographies de puissance, le bleu foncé, mise à part la calotte circulaire précédemment signalée, représente les zones masquées par les bâtiments ou la végétation, soit environ 21,25 % de la couverture. Ce pourcentage peut augmenter très rapidement si l'on est dans une zone urbaine avec une densité de bâtiments plus élevée. D'où l'intérêt des solutions d'amélioration et d'extension de la couverture que nous proposons dans le chapitre IV. La figure III.20 est une représentation de ce que doit être une couverture d'une station de base en quatre cellules abstraction faite de toutes interférences entre cellules.

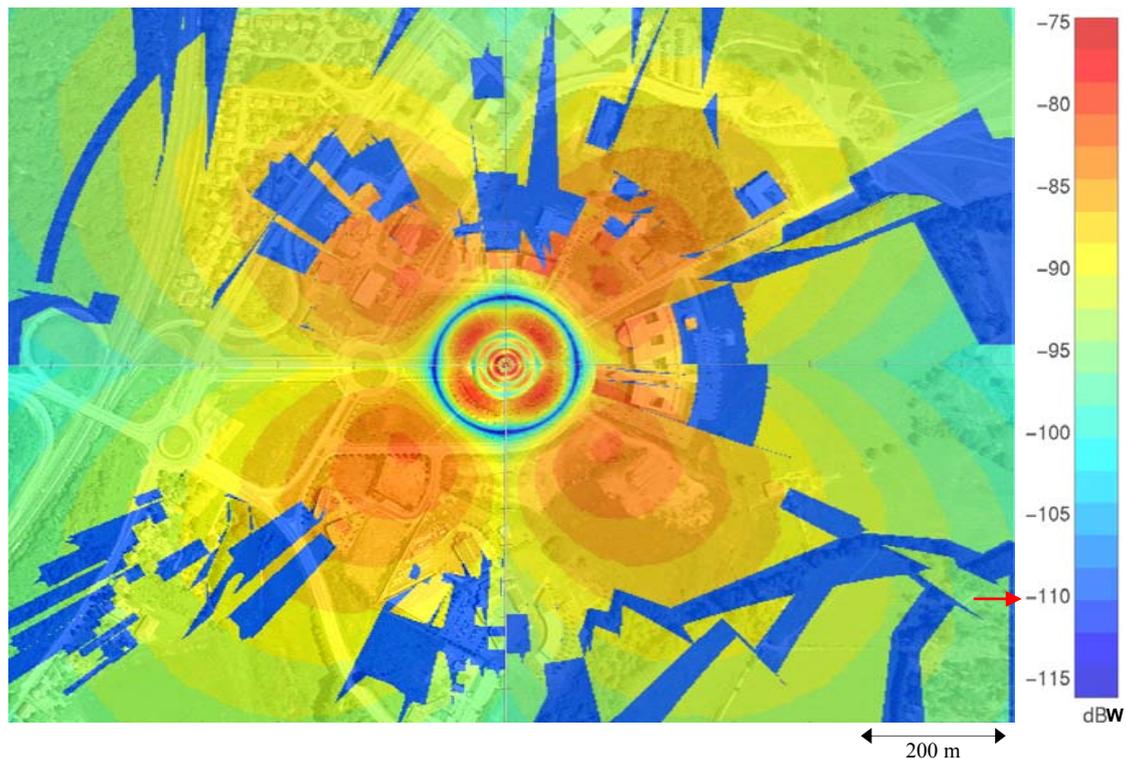


Figure III.20 : Vue d'ensemble de la couverture avec une BTS en quatre cellules

IV.2- Validation de LIBUS par les mesures expérimentales de puissance.

Le principe de validation le plus couramment utilisé dans la littérature pour la validation d'un outil de simulation est la comparaison avec d'autres outils. Cette méthodologie n'est applicable que si l'on dispose ou si l'on a accès à quelques outils similaires. Or, comme nous l'avons mentionné tout au long ce mémoire, l'une des raisons de l'élaboration de LIBUS est la difficulté de trouver sur le marché des modèles fiables de propagation en millimétrique dans des configurations outdoor. Certes, il existe des outils de laboratoire réalisés ou en cours de réalisation, mais souvent difficiles d'accès. Aussi avons-nous opté pour une autre méthodologie de validation de notre outil : la comparaison entre les simulations et mesures expérimentales sur le terrain. Cette approche présente des contraintes supplémentaires par rapport à la précédente. En effet, quand on compare deux outils, on leur applique exactement le même modèle environnemental tandis que de la simulation à la mesure, les paramètres du milieu peuvent varier. A titre d'exemple, la réflexion sur un parking simulée comme un espace vide ne correspond pas à la valeur mesurée quand les voitures sont en stationnement. En plus de ces paramètres qui peuvent évoluer de manière aléatoire lors des mesures, il faut ajouter les incertitudes liées aux dispositifs de mesures et à

l'expérimentateur. Pour réduire toutes ces sources d'erreurs possibles, le choix du matériel, du cadre et des conditions d'expérimentation est essentiel.

IV.2.1- Le cadre et le dispositif de mesure

Trois sites expérimentaux ont été choisis avec le souci d'avoir à disposition un secteur d'alimentation électrique nécessaire pour les appareils et le dispositif de mesures. De plus, le cadre devait permettre de faire des mesures sur au moins 200 mètres.

IV.2.1.1- Le cadre expérimental

1. **Le site d'Ester - Technopole :** les mesures ont été réalisées le long de la rue allant d'Ester – Technopole à la Cité universitaire située derrière l'école d'ingénieurs sur une distance de 450 m en considérant un sol avec une taille moyenne de rugosité de 2 mm. L'émetteur est placé sur le toit de la Technopole à hauteur de 9 m au dessus du sol tandis que le récepteur est maintenu à une hauteur constante de 2 m au dessus du sol. Pour limiter le nombre de points, les mesures sont faites tous les 2 m jusqu'à 100 m, puis tous les 5 m jusqu'à 200 m et tous les 10 m jusqu'à la fin.

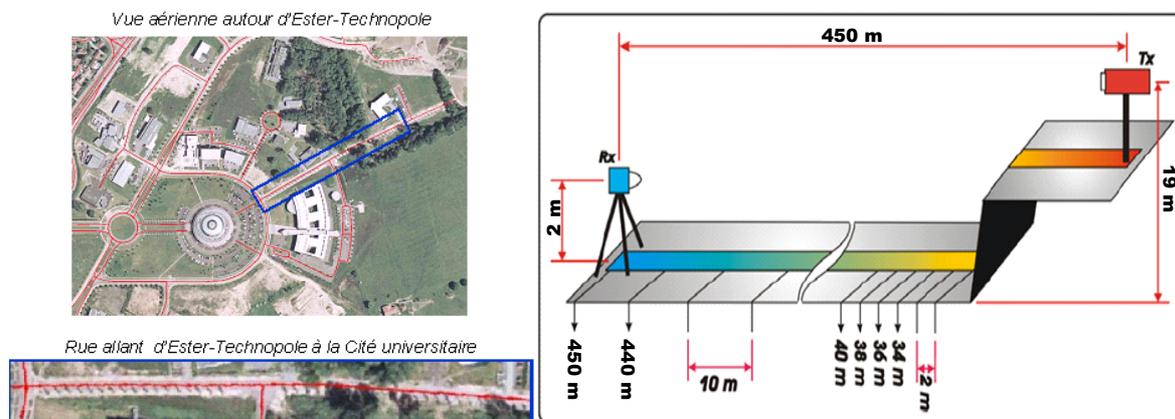


Figure III.21 : Cadre et paramètres expérimentaux de mesure : cas n°1

Il faut noter la présence d'un élément pouvant perturber les mesures à proximité de l'émetteur. En effet, il existe une grille métallique autour du toit de la Technopole et un récepteur situé à moins de 60 m n'était en visibilité directe avec l'émetteur qu'au travers des mailles de la grille.

2. **Le Site du parking de l'IRCOM (Facultés des Sciences et techniques) :** Nous avons effectué plusieurs séries de mesures sur ce site en période estivale pendant laquelle le parking est quasiment vide. De plus, nous avons une vue directe de plus de 200 m sans dénivellation. Ici, l'émetteur et le récepteur sont situés à la même hauteur, soit 1,80 m au dessus du sol considéré comme rugueux (avec une taille de 2 mm en moyenne). Les mesures sont faites tous les 2 m jusqu'à 110 m puis tous les 10 m pour le reste.

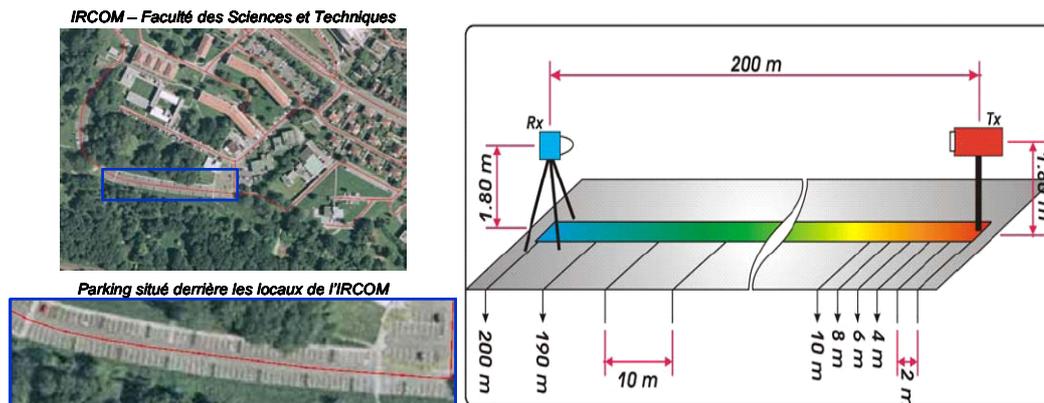


Figure III.22 : Cadre et paramètres expérimentaux de mesure : cas n°2

3. **Le site du terrain de foot stabilisé de La Borie :** La configuration de ce terrain offre une possibilité comme dans le cas du site d'Ester de réaliser des mesures avec une différence de hauteur entre l'émetteur et le récepteur mais dans un environnement moins perturbé que celui de la Technopole mais toujours avec une rugosité moyenne du sol de 2 mm. Le pas des mesures est aussi de 2 m sur les 100 premiers m et de 10 m jusqu'à 140 m avec l'émetteur à 3,95 m et le récepteur à 1,40 m au dessus du sol.

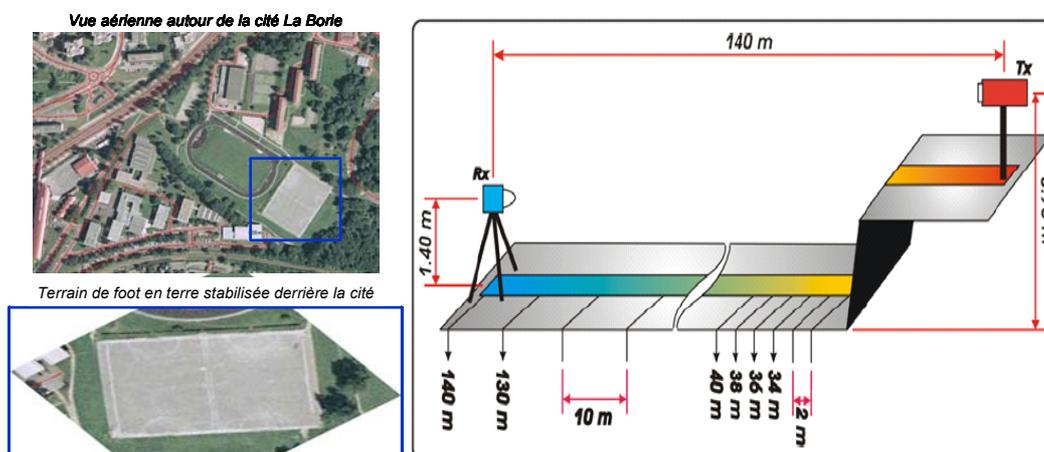


Figure III.23 : Cadre et paramètres expérimentaux de mesure : cas n°3

IV.2.1.2- Le matériel et le dispositif de mesure.

Nous avons utilisé les mêmes appareils de mesure et le même dispositif expérimental sur les trois sites. Ce dispositif comprend :

- En amont, un émetteur hyperfréquence dans la bande de 40,5 – 43,5 GHz avec deux entrées. La première est reliée à un modulateur QPSK délivrant un signal en format MPEG-2. La deuxième connecte l'émetteur à un boîtier de commande alimenté en continu et le tout piloté par un programme installé sur une carte ou sur un PC.
- En aval, un récepteur hyperfréquence est directement relié à l'entrée RF d'un mesureur professionnel de champ, le MCP 3000. C'est lui qui nous permet de mesurer la puissance moyenne reçue abstraction faite des pertes dans les câbles.

Le **MCP 3000 TV SAT ANALOGIQUE NUMERIQUE** est le plus complet des mesureurs de champ panoramiques. Avec une bande de fréquence allant de 5 à 2150MHz, il est capable de mesurer des niveaux allant de 20 dB μ V à 130 dB μ V en valeur crête. De plus, il est possible de mesurer la puissance des signaux numériques (QPSK, QAM, COFDM). On y trouve aussi une imprimante intégrée et un GPS (proposé en option). Comme son nom l'indique le mesureur de champ peut être utilisé aussi bien en mode analogique qu'en mode numérique [III.15].

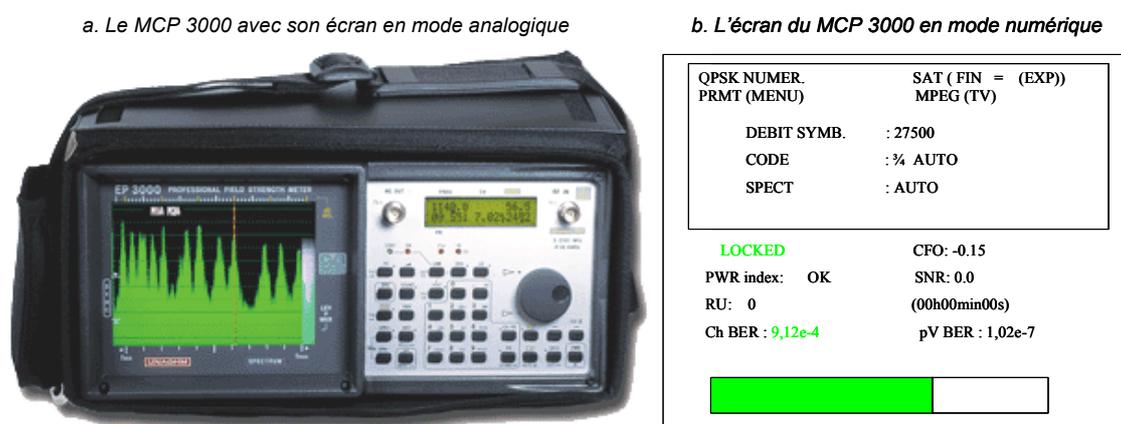


Figure III.24 : Le MCP 3000 TV SAT ANALOGIQUE NUMERIQUE

- En analogique, il est utilisé comme analyseur de spectre. Il sert parfois pour le pointage d'antennes lors de déploiement. Une de ces fonctions permet d'effectuer un calcul du niveau de champ puis d'extrapoler la puissance du signal reçu. C'est en général, une puissance moyenne obtenue sur la bande autour de la fréquence centrale.
- En numérique, les grandeurs physiques telles que le rapport C/N, le TEB (le Taux d'Erreur Binaire), le SNR, etc.... peuvent être calculées pour s'assurer de la qualité de la transmission. (voir Annexe III pour la description détaillée de son fonctionnement).

IV.2.2- Comparaison Simulation – Mesures

Sur chacun des sites, plusieurs séries de mesures ont été réalisées dans des conditions quasi identiques et les graphes ci-dessous sont obtenus à partir de la moyenne de l'ensemble des séries de chaque site. Dans le but d'estimer le pourcentage d'erreur de nos mesures par rapport aux valeurs obtenues par simulation, nous avons quantifié la dispersion des mesures en calculant l'Ecart-type. En effet l'écart-type est une grandeur mathématique couramment utilisée en statistique pour connaître la tendance d'un échantillon « de mesures » autour d'une valeur moyenne. Sans entrer dans les détails des formules, nous avons simplement utilisé la fonction « Ecart-type » du tableur EXCEL pour ce calcul. Le pourcentage d'erreurs est alors obtenu par la relation simple suivante [III.16] :

$$\%d'erreur = \frac{Ecart - type * 100}{Moyenne} \quad (Eq.III.1)$$

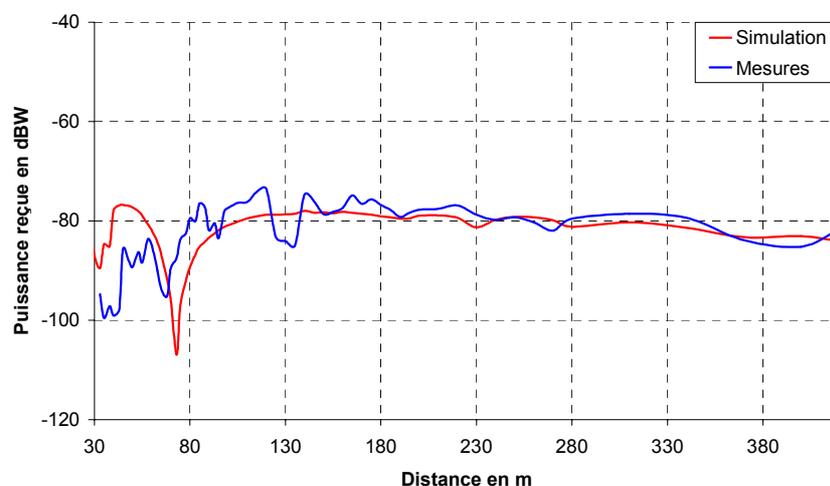


Figure III.25 : Comparaison Simulation – Mesures : Cas n°1

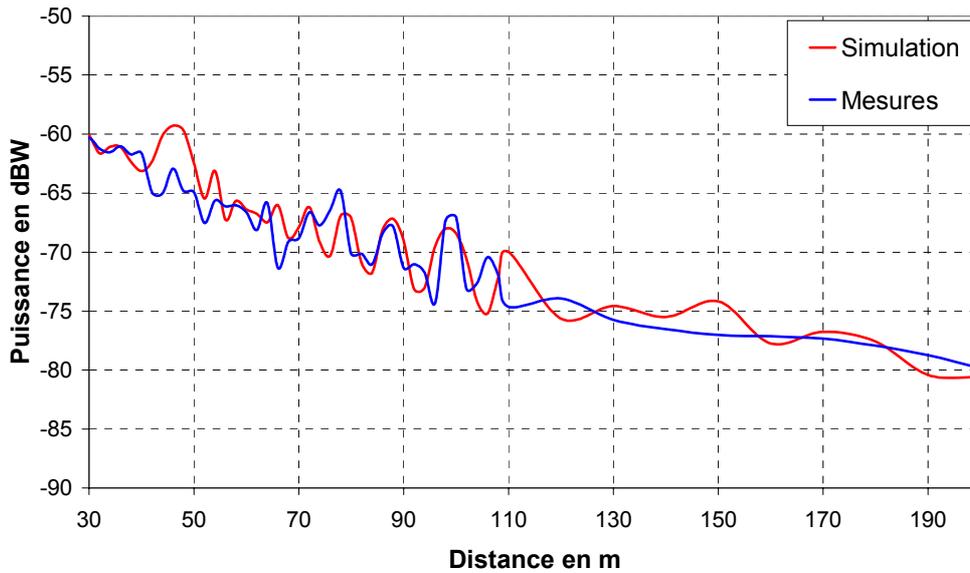


Figure III.26 : Comparaison Simulation – Mesures : Cas n°2

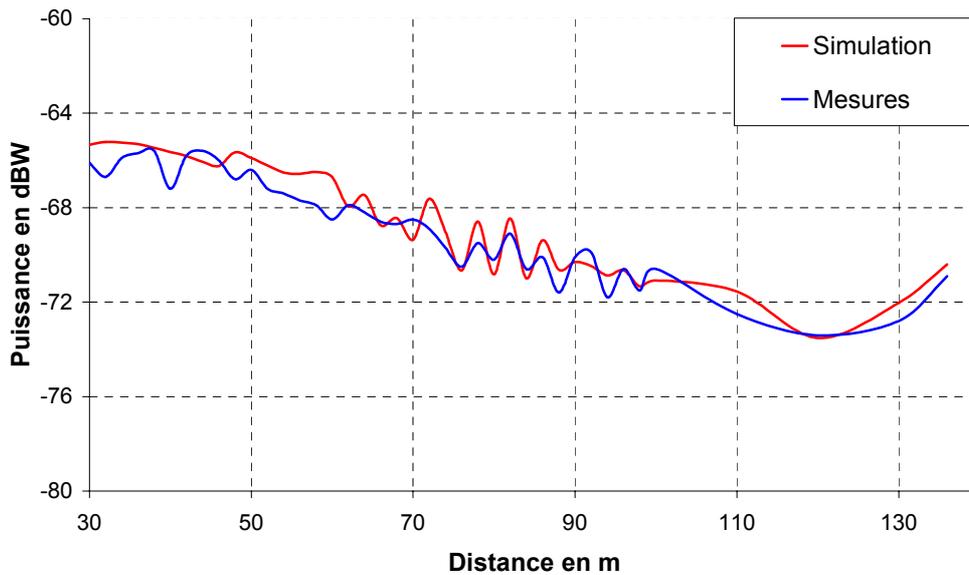


Figure III.27 : Comparaison Simulation – Mesures : Cas n°3

Le pourcentage d'erreur cas n°1 est égal à 8 %

Le pourcentage d'erreur cas n°2 est égal à 8,8 %

Le pourcentage d'erreur cas n°3 est égal à 3,1 %

Les trois graphes montrent un bon accord entre la simulation et les mesures pour l'allure globale des courbes. Il demeure toutefois quelques incertitudes sur les mesures inhérentes à toute expérimentation. On remarque une différence relativement importante sur les soixante premiers mètres dans le cas d'étude n°1. La présence d'une grille métallique à proximité de l'émetteur engendre dans le lobe principal du rayonnement un phénomène de diffraction par les arrêtes atténuant ainsi l'intensité du champ reçu. On pourrait multiplier des séries de mesures sur des distances plus grandes mais il est difficile de trouver un cadre accessible offrant une ligne de vue continue sur plus de 500 mètres. La seule possibilité sur de grandes distances serait d'effectuer des mesures discrètes en des points accessibles sur la zone de couverture puis d'en faire la comparaison point par point. Ce travail sera effectué dès que possible ou ultérieurement.

IV.2.3- Confirmation de l'influence de la rugosité

Dans les simulations réalisées afin d'établir la comparaison avec les mesures, le sol est pris en compte avec une taille de rugosité moyenne de 2 mm. Aussi pour nous conforter dans les conclusions précédemment tirées sur l'effet de la rugosité, nous avons repris la simulation du dernier cas étudié, le cas n°3 en négligeant la rugosité du sol (sol parfaitement plan). On obtient les courbes de la figure ci-dessous. La courbe verte montre des écarts assez importants par endroits du fait de la présence des interférences constructives et destructives. La courbe rouge simulée avec une taille de rugosité moyenne de 2 mm atténue cet effet et se rapproche davantage des valeurs mesurées. L'abaque ci-dessous est une interprétation de cet effet.

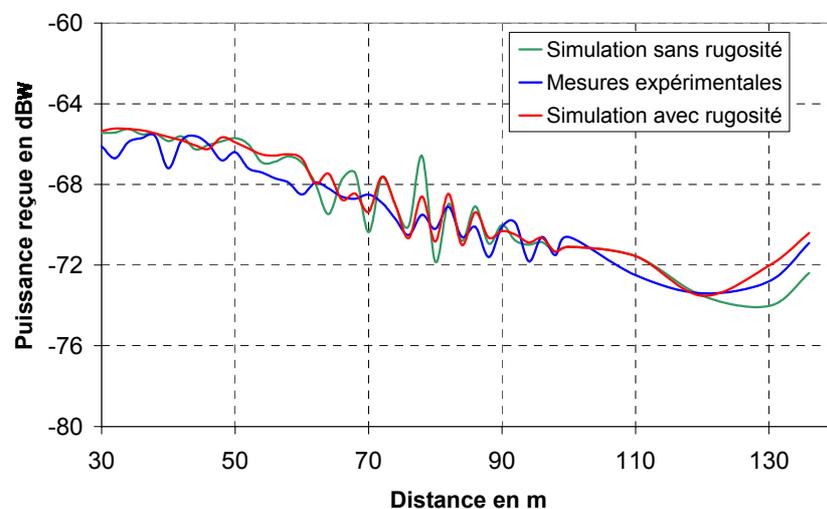


Figure III.28 : L'effet de la rugosité (cas particulier du sol)

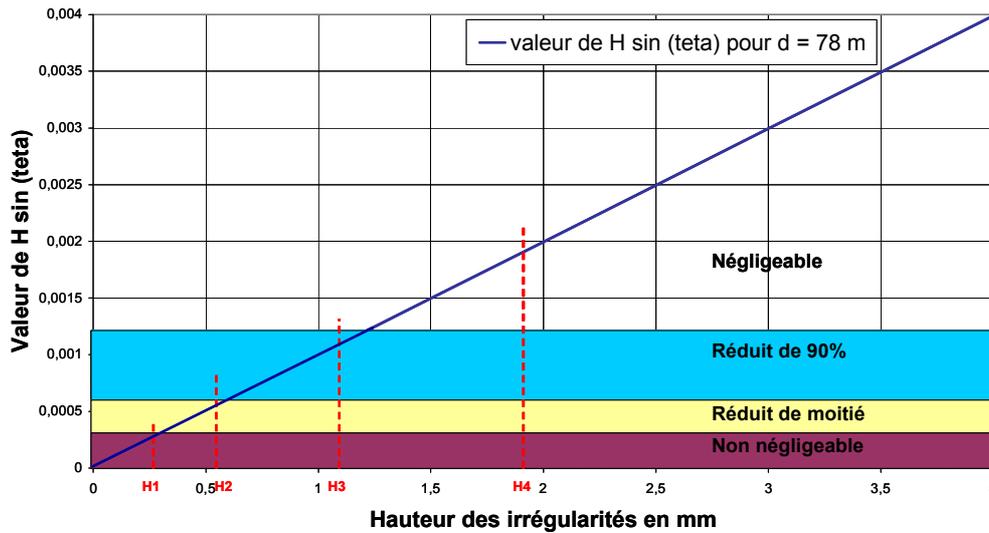


Figure III.29 : Abaque d'interprétation de l'effet de la rugosité du sol

Cet abaque représente l'influence des irrégularités du sol pour une position donnée. Elle est fonction de la hauteur des irrégularités H : $f(H) = H \sin \theta$. L'axe des ordonnées est découpé en quatre zones ; celles-ci correspondent à l'effet de la rugosité en fonction de l'état de la surface réfléchissante. Ces zones sont définies suivant le principe de Rayleigh que l'on simplifie de la manière suivante sachant que R est le module du coefficient de réflexion [III.17] :

- pour $H \sin \theta = \lambda / 120$. R^2 n'est pas réduit.
- pour $H \sin \theta = \lambda / 16$. R^2 est réduit de moitié.
- pour $H \sin \theta = \lambda / 8$. R^2 est réduit de 90 %.
- pour $H \sin \theta > \lambda / 4$. R^2 est négligeable.

Les quatre valeurs de H prises sur l'abaque illustrent bien le fait que la réflexion due au sol est généralement très négligeable car sa rugosité moyenne est supérieure à 1,5 mm. Ce qui n'est pas le cas des nombreuses surfaces (métal, verre...) pour lesquelles la taille moyenne de rugosité est inférieure à 1,5 mm. Dans ces cas, la réflexion devient un phénomène très prépondérant.

V. CONCLUSION

Notre souci dans ce chapitre était de démontrer l'importance des bases de données GIS dans le processus de simulation et de validation de LIBUS. C'est ce que nous nous sommes efforcé de faire en décrivant de façon détaillée le système d'information géographique aussi bien la constitution des données que le logiciel de visualisation que nous avons conçu pour mieux les exploiter. Nous avons pu montrer l'intérêt d'une interface graphique de saisie des paramètres d'entrée-sortie pour LIBUS et présenter ses fonctionnalités ergonomiques. C'est cette interface qui servira dans la suite de lien avec le logiciel de visualisation et d'analyse des données GIS. Ces deux premières parties sont un complément logique du chapitre II dans lequel nous avons décrit les méthodes et les éléments utilisés pour l'élaboration de LIBUS. Des études de couverture réalisées autour de la Technopole de Limoges ont été aussi présentées à titre d'exemples. Puis à défaut de disposer d'un logiciel étalon de comparaison, nous avons réalisé plusieurs séries de mesures expérimentales de puissance que nous avons comparé avec les résultats de simulation. Nous avons ainsi validé cet outil d'aide au déploiement sachant toutefois que des améliorations notamment sur l'interfaçage graphique de couplage avec des données GIS sont possibles et doivent être envisagées. Forts de ces résultats encourageants, il nous a semblé opportun d'utiliser les simulations par LIBUS pour vérifier et valider quelques propositions d'amélioration et d'extension de la couverture du réseau LMDS à 40 GHz. C'est l'objet du chapitre IV.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III

[III.1] F. BOUMEDIENE “Cours sur le Systèmes d’Information Géographiques” Cours de maîtrise, Service de cartographie – Faculté des Lettres et Sciences Humaines, 2001/2002.

[III.2] ESRI FRANCE “Les SIG en quelques mots” <http://www.esrifrance.fr/societe>

[III.3] L. CAMBREZY, R. ZAISS, A. BEAUDOU, M. SOURIS “Une approche de l’environnement par l’espace” Institut de Recherche pour le Développement (IRD)
<http://www.bondy.ird.fr/carto/refugies/index.html>

[III.4] ESRI “Geography Matters” An ESRI White Paper, September 2002

[III.5] C. STAMM “Algorithms and software for radio signal coverage prediction in terrains” Dissertation for the degree of Doctor of Technical Sciences, Swiss federal Institute of Technology (ETH) Zürich, 2001.

[III.6] RECOMMANDATION UIT – R P.1058 - 2 “Bases de données topographiques numériques pour les études de propagation” Question UIT – R 202/3, 1994-1997-1999.

[III.7] INSTITUT GEOGRAPHIQUE NATIONAL “Présentation des produits IGN en zone agglomération” CD réalisé par MapInfo ProViewer, Projection Lambert II. Extraits : Département du Rhône (4 communes) – Juin 2002.

[III.8] TRIMBLE NAVIGATION France S.A. “PRO XR / XRS Avec ASSET SURVEYOR” Guide Pratique d’utilisation.

[III.9] TRIMBLE NAVIGATION LIMITED “Pro XR / XRS Receiver Manual” Part Number 31172-20-UNG, May 1998.

[III.10] Ets. P. CHAUSSET “Matériel de topographie”
http://perso.wanadoo.fr/chaussetopo/catbleu/pagbleu/carl_leiss.html

[III.11] Serveur éducatif de l'IGN et de l'Education Nationale sur l'information géographique.

<http://pse.ensg.ign.fr/sommchap.php3?RPHP=&RCO=&RCH=&RF=&RPF=&RPC>

[III.12] ENGENUITY Technologies “*JLOOX Product Family*” 2003

<http://www.engenuitytech.com/products/JLOOX/index.shtml>

[III.13] KAPITEC Software “*JLOOX, la solution pour accélérer vos développements graphiques en Java 2D*” 2003

[III.14] C. DELANNOY “*Programmer en Java*” Deuxième édition mise à jour, EYROLLES N° d'édition 6771, 2002.

[III.15] SYNTHEST INSTRUMENTS “*Mesureur de champ couleurs TV SAT Analogique Numérique*” UNAOHM FRANCE, Rev 0.0.

[III.16] R. POWELL “*Standard deviation in Excel spreadsheets*”

<http://www.beyondtechnology.com/tips016.shtml>

[III.17] P. F. COMBES “*Micro-ondes. Circuits passifs, Propagation, Antennes*” Cours et exercices. DUNOD, Paris, 1997.

Chapitre 4 – APPLICATION DE LIBUS À L'AMELIORATION DE LA COUVERTURE D'UN RÉSEAU LMDS À 40 GHz

« L'usage et la pratique ont précédé toutes les sciences et tous les arts ; mais les sciences et les arts ont ensuite perfectionné la pratique »

César CHESNEAU

- INTRODUCTION**
- UTILISATION DE NOUVEAUX TYPES D'ANTENNES**
- UTILISATION DE REFLECTEURS PASSIFS**
- DIMENSIONNEMENT D'UN REPETTEUR ACTIF**
- CONCLUSION**

I. INTRODUCTION

Les outils scientifiques et technologiques n'ont d'utilité que s'ils permettent aux praticiens et autres usagers de mieux comprendre les faits auxquels ils sont confrontés au quotidien et ainsi améliorer les processus et les réalités qui en découlent. La finalité de l'outil de simulation que nous avons élaboré et présenté tout au long de ce mémoire a aussi pour finalité le « *perfectionnement de la pratique* » : le déploiement de réseaux sans fil pour des fréquences millimétriques et proches.

Ce chapitre passe en revue quelques possibilités envisageables pour améliorer le déploiement de réseaux sans fil en utilisant des résultats de simulations réalisées par LIBUS. Le cheminement qui nous a conduit à cette étape est le suivant : nous avons conçu et réalisé un logiciel d'aide au déploiement que nous avons testé premièrement sur des configurations simples. Afin de le valider sur des cas réels, nous l'avons couplé à un système d'information géographique puis nous avons mené des campagnes de mesures qui ont confirmées les résultats de simulation. Cette validation ayant été satisfaisante, nous nous proposons maintenant de mener une série d'études sur un exemple de réseau sans fil millimétrique: le LMDS à 40 GHz. Les propositions qui découleront des différentes simulations donneront un avant goût des différentes possibilités que LIBUS offre en termes de compréhension et d'interprétation des phénomènes électromagnétiques, d'optimisation et d'amélioration de la couverture. Nous aurons ainsi montré que LIBUS est un outil utile pour le déploiement de réseaux sans fil millimétriques.

Les propositions faites dans ce chapitre concerneront en particulier l'amélioration et l'extension de la couverture du réseau LMDS. En effet à 40 GHz, la portée maximale d'un émetteur n'est d'environ que de 3 Km si l'on fait abstraction de tout obstacle. On aurait pu penser accroître cette portée par une augmentation de la PIRE. Cette solution est très limitée pour des raisons évidentes de pollution électromagnétique mentionnée précédemment. A cette portée limitée, il faut ajouter les problèmes des zones masquées en particulier sur des configurations de type urbaine qui réduisent de façon significative les pourcentages de couverture, d'où l'intérêt de l'amélioration et de l'extension proposée ici.

L'amélioration permettra la diminution voire la suppression des zones d'ombres (celles dues au diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission de la BTS) et des zones

masquées par des obstacles (zones de non visibilité : NLOS zones) dans la limite de la portée maximale d'un émetteur. Les solutions qui seront envisagées à cet effet sont :

- l'utilisation de nouveaux types d'antennes
- l'utilisation de réflecteurs passifs

L'extension permet de porter la couverture au delà de la limite de la portée maximale atteinte par un émetteur en déployant des répéteurs actifs comme relais de transmission. Cette solution éviterait de recourir systématiquement à la multiplication des stations de bases.

La première partie de ce chapitre, relative à l'utilisation de nouveaux types d'antennes nous permettra de présenter les antennes ayant un diagramme en cosécante carrée en site comme solution des zones d'ombre et celles à pointage électronique pour une meilleure couverture. La deuxième partie montre l'intérêt des réflecteurs (plans et sphériques) dans la couverture de zones masquées et la dernière propose une étude théorique d'un répéteur pour l'extension de la couverture.

II. UTILISATION DE NOUVEAUX TYPES D'ANTENNES

Les études de couverture réalisées dans les chapitres II et III en application au LMDS ont révélé par endroits d'importants problèmes de couverture, certains étant dus au type d'antennes utilisées en émission sur les stations de base. Les antennes utilisées dans le cadre du projet ERASME présentent un rayonnement sectoriel en azimut (plan horizontal) avec une ouverture à -3 dB de plus de 60° et un rayonnement directif en site (plan vertical) avec une ouverture à -3 dB de 8°. C'est cette grande directivité qui est à l'origine de la présence de trous de puissance, responsables des zones d'ombre. La solution envisagée jusqu'à présent était de provoquer la remontée de ces trous de puissance par inclinaison de l'émetteur sans pour autant les éliminer. Il fallait concevoir une nouvelle topologie d'antennes qui formeraient dans le plan vertical un rayonnement equi-reparti : l'antenne en cosécante carrée [IV.1, IV.2]. De plus, nous avons montré que plus l'on monte en fréquence, plus la portée maximale d'un système sans fil diminue. Pour assurer une plus grande couverture à partir d'un seul émetteur, il faut augmenter la PIRE. Cette puissance ne pouvant être augmentée indéfiniment, seul une meilleure répartition du rayonnement en azimut est envisageable, d'où l'intérêt des antennes à

pointage électronique de la famille des “*antennes intelligentes*” ou “*smart antennas*” comme les antennes multifaisceaux et les antennes adaptatives.

II.1- L'antenne en cosécante carrée : Formation d'un rayonnement équi-reparti

Initialement utilisée dans les radars de veille et d'altimétrie, le principe d'une antenne en cosécante carrée consistait alors à détecter de façon identique une cible se déplaçant à hauteur constante H, quels que soient sa position et son angle d'observation. Ce qui suppose que la puissance reçue par l'antenne de réception du radar doit être constante. Cette condition peut être remplie si le diagramme du gain en émission suit la loi de variation de l'inverse de la fonction sinus : la fonction cosécante. En transposant ce principe dans le cas d'un émetteur d'une station de base, il était donc possible d'assurer une équi répartition du champ rayonné, donc une puissance reçue quasi constante sur une distance d_{max} . Cette distance maximale servirait juste à couvrir la zone à proximité de l'émetteur dans laquelle des trous de puissance pourraient engendrer des zones d'ombre. Le gain en dB de cette antenne serait alors donné par la relation (Eq. IV.1) suivant le schéma de principe ci-dessous.

$$G(\theta) = G_{max} + 10 \log \left[\frac{\operatorname{cosec}^2(\theta)}{\operatorname{cosec}^2(\theta_0)} \right] \quad (\text{Eq. IV.1})$$

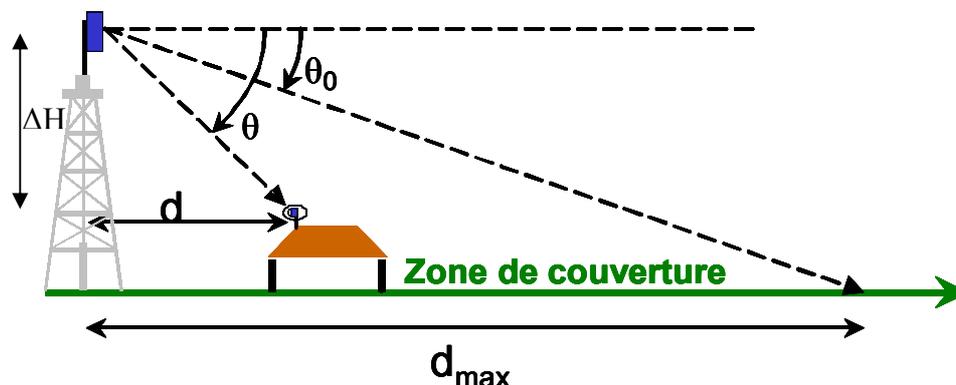


Figure IV.1 Schéma de principe d'une antenne en cosécante carrée pour une station de base de réseaux sans fil.

On vérifie bien en utilisant la formule de FRIIS que la puissance reçue sur l'intervalle $[0, d_{\max}]$ est indépendante de la distance d et de l'angle θ . En effet, en remplaçant le gain d'émission par le gain de la relation (Eq. IV.1), on obtient :

$$P_r = P_e + G_{e_{\max}} + G_r + 20 \log \left(\frac{\lambda \sin(\theta_0)}{4\pi\Delta H} \right) \quad (\text{Eq. IV.2})$$

$$\text{Sachant que : } \text{Cosec}(\theta) = \frac{d}{\Delta H} \quad (\text{Eq. III.3})$$

Avec :

P_r : la puissance reçue (dBW) ; P_e : la puissance émise (dBW)

$G_{e_{\max}}$: Gain maximum de l'antenne d'émission (dB)

G_r : Gain de l'antenne de réception (dB)

λ : Longueur d'onde du signal (m)

ΔH : La différence de hauteur Emetteur – Récepteur (m)

θ_0 : Angle correspondant à d_{\max} .

D'importants travaux menés au CREAPE ont permis de concevoir et de réaliser cette antenne. Le diagramme de rayonnement en cosécante carrée dans le plan vertical est formé à partir d'un réseau linéaire de huit patches [IV.1, IV.2].

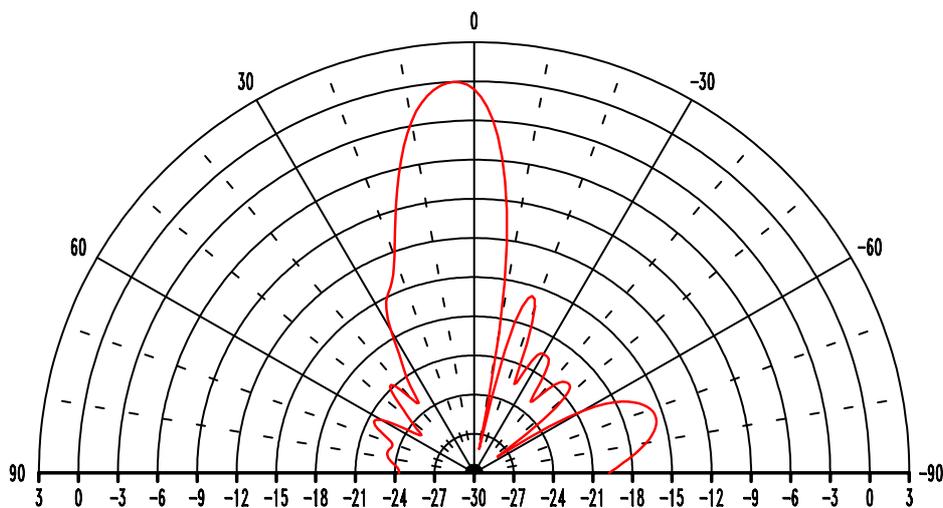


Figure IV.2 : Diagramme de rayonnement de l'antenne en cosécante carré

Nous avons donc utilisé ce diagramme pour étudier l'effet de l'antenne en cosécante carrée sur la couverture d'un réseau LMDS à 41,5 GHz. Afin de faciliter l'interprétation et la comparaison avec des résultats précédents, l'étude de la couverture autour d'Ester Technopole à Limoges dans le cadre du projet BROADWAN a été reprise dans les mêmes conditions : l'émetteur à 20 m, les récepteurs soit au dessus des toits soit à 5 m sur des zones non bâties et l'intensité de pluie à 32mm / h pour une disponibilité de 99,99 %.

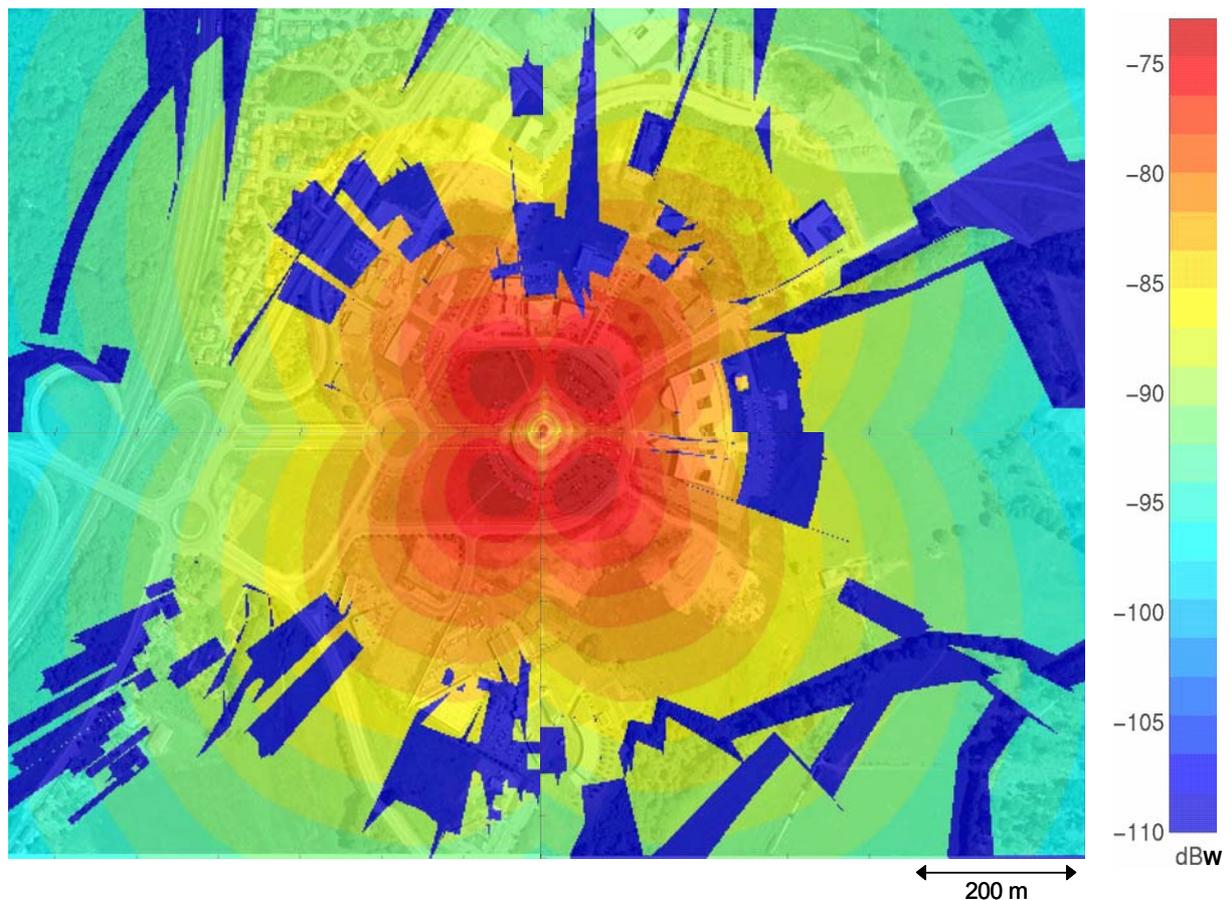


Figure IV.3 : Couverture autour d'Ester Technopole à Limoges avec une BTS utilisant des antennes en cosécante carré

La calotte circulaire en bleu visible à proximité de la station de base sur les figures III.18, III.19 et III.20 du chapitre précédent a disparu. On peut donc conclure qu'avec les conditions de simulation (milieu, positions des antennes et conditions climatiques identiques), l'utilisation de l'antenne en cosécante carrée résout le problème des zones d'ombre dues au

rayonnement. Les deux courbes de la figure IV.4 l'illustrent de façon évidente. Mais les autres zones bleues dues aux obstacles restent inchangées.

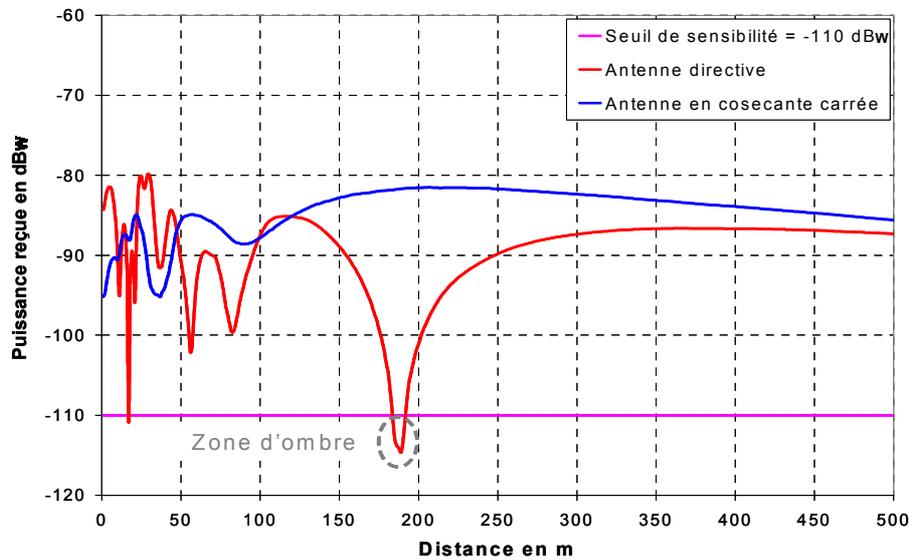


Figure IV.4 : Elimination de zones d'ombre par une antenne en cosécante carrée

L'élimination des zones d'ombre n'est pas le seul intérêt d'une antenne en cosécante carrée, elle peut permettre de réguler le niveau de puissance de manière à ce que les récepteurs trop proches de la station de base ne reçoivent pas trop de puissance conduisant à l'utilisation d'atténuateurs sur ces récepteurs.

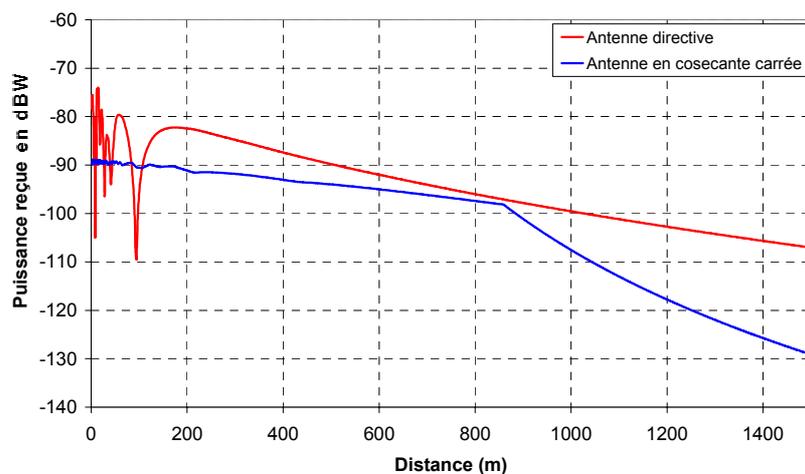


Figure IV.5 : Diminution de la puissance en zone proche d'une antenne en cosécante carrée

La différence entre les antennes en cosécante carrée utilisées sur les figures IV.4 et IV.5 est la valeur de l'angle θ_0 qui passe de 3° à 1° . En effet, quand θ_0 décroît, la distance maximale de l'effet de la cosécante carrée augmente (elle est passée d'environ 300 m à 800m) mais la niveau de puissance diminue.

L'antenne en cosécante carré est donc une solution satisfaisante pour améliorer la couverture en zone proche (trois cents premiers mètres environ) d'une station de base de réseaux sans fil en particulier du système LMDS qui est l'objet de notre application. Toutefois, elle n'améliore ni la portée globale du système ni la couverture des zones masquées qui demeurent des contraintes non négligeables. La suite des propositions que nous formulons apporte quelques éléments de réponses à ces deux problématiques.

II.2- Les antennes à pointage électronique : formation de faisceaux

Les antennes qui ont servi aux différentes simulations jusqu'à présent sont des antennes sectorielles en azimut. De façon générale, l'ouverture à - 3 dB de ces antennes est de l'ordre de 60° à 90° . Le problème pour la couverture avec ce type d'antennes est que la portée maximale n'est pas identique suivant que l'on est dans l'axe de rayonnement ou non. En effet la perte en gain dans les directions non axiales se traduit par une diminution de la portée. Cette diminution devient significative quand la perte de gain dépasse les 3 dB, ce qui est le cas dans les directions situées à plus de 30° de part et d'autre de l'axe principal. De plus, on sait que le gain maximal d'une antenne est inversement proportionnel au produit des ouvertures à - 3 dB des deux principaux plans conformément à la relation empirique bien connue des antennistes [IV.3] :

$$G_{max} = \frac{K}{\theta_{site} \theta_{azimut}} \quad (Eq. IV.4)$$

Avec :

G_{max} : gain maximum de l'antenne

θ_{site} et θ_{azimut} (en degré) représentant les angles d'ouverture dans les deux plans principaux.

K : constante prise entre 30000 et 36000

L'idée est donc d'augmenter le gain G_{\max} pour un θ_{site} fixé, en diminuant l'ouverture θ_{azimut} , et ainsi former des faisceaux directifs en azimut. Mais pour qu'un faisceau pointe dans une direction donnée, il faut qu'il soit piloté électroniquement. On distingue les antennes dont les directions de pointage des faisceaux sont soit prédéfinies soit dynamiques. Quel que soit le type, les antennes à pointage électronique offrent de nombreux avantages outre l'augmentation spatiale de la couverture [IV.4].

- Leur utilisation n'entraîne que peu de modifications du matériel et des protocoles.
- Elles concentrent la puissance RF utile dans les directions prioritaires (prédéfinies ou dynamiquement en terme de demande de débit).
- Elles augmentent l'efficacité spectrale du système.

Nous nous intéresserons en particulier à la première catégorie d'antennes dont les directions des faisceaux sont prédéfinies. Il existe un nombre considérable de techniques pour la formation ces faisceaux allant des lentilles de Rotman aux matrices de Butler en passant par les matrices de Blass [IV.5, 6, 7]. Ces techniques ont fait l'objet d'études approfondies au sein du CREAPE [IV.8] et ont permis de retenir les matrices de Butler du fait de leurs nombreux avantages en corrélation avec l'application visée : réalisation d'antenne multifaisceaux pour les stations de base de réseaux sans fil de type LMDS.

II.2.1- Antenne multi-faisceaux (switch beam antenna)

Les principaux avantages des matrices de Butler comme répartiteurs sont leur capacité de générer des faisceaux orthogonaux avec un niveau de recouvrement constant en utilisant peu de composants et leur facilité de conception. Elles ont permis de réaliser une antenne multifaisceaux dont le principe de fonctionnement est brièvement présenté à la figure IV.6. Nous montrons ensuite comment elle permet d'augmenter la portée et d'améliorer le pourcentage de couverture du système LMDS à 40 GHz en utilisant notre outil de simulation, LIBUS. Les résultats qui seront présentés peuvent donner l'illusion que tous les faisceaux sont simultanément illuminés. Ce qui n'est pas le cas, car on ne peut illuminer qu'un faisceau à la fois. Les cartographies de puissances ont été donc réalisées avec l'hypothèse que les faisceaux sont illuminés séquentiellement grâce à une méthode d'accès appropriée comme

multiplexage temporel, le TDD (Time Domain Duplexing) ou le multiplexage par code, le CDD (Code Domain Duplexing). Le multiplexage fréquentiel ne peut être utilisé avec ce type d'antennes.

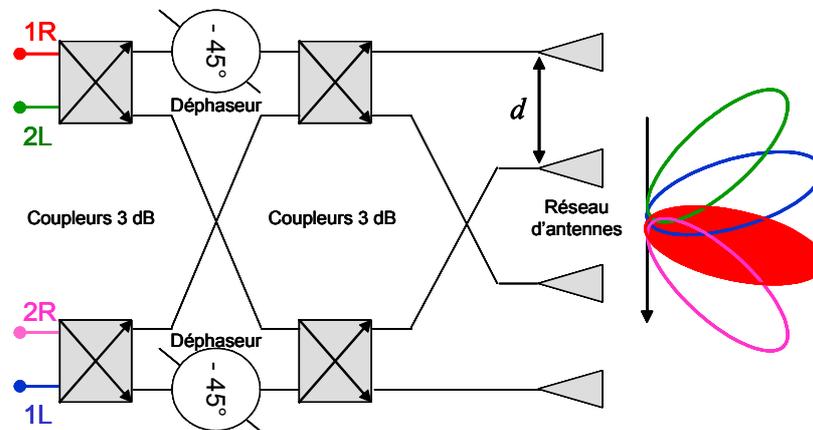


Figure IV.6 : Principe de fonctionnement d'une antenne avec la matrice de Butler 4*4

Une matrice de Butler dans sa version standard est composée de coupleurs 3dB, de déphaseurs et dispose de N ports d'entrée et de N ports de sortie reliés à un réseau d'antennes. C'est cet ensemble qui constitue l'antenne multifaisceaux. Le signal qui alimente chaque port est alors divisé en N signaux d'égale amplitude puis recombinaison par le réseau d'antennes pour produire le faisceau correspondant dont la phase pour chaque dépointage est donnée par la relation Eq. IV.5 (sur la figure IV.6, seul le port 1R est alimenté et les autres chargés à 50 Ω , d'où l'illumination du faisceau en rouge).

$$\varphi_m = \frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin(\theta_m) \quad (\text{Eq. IV.5})$$

Avec :

d : distance entre les éléments rayonnants

θ_m : angle entre la normale du réseau d'antennes et le faisceau d'indice m .

λ_0 : longueur d'onde de l'air

φ_m : gradient de phase entre deux éléments rayonnants consécutifs.

Le diagramme de rayonnement reconstitué à partir des quatre faisceaux générés par la matrice et un réseau de patches 4*4 présente un gain théorique maximum de 20,8 dB.

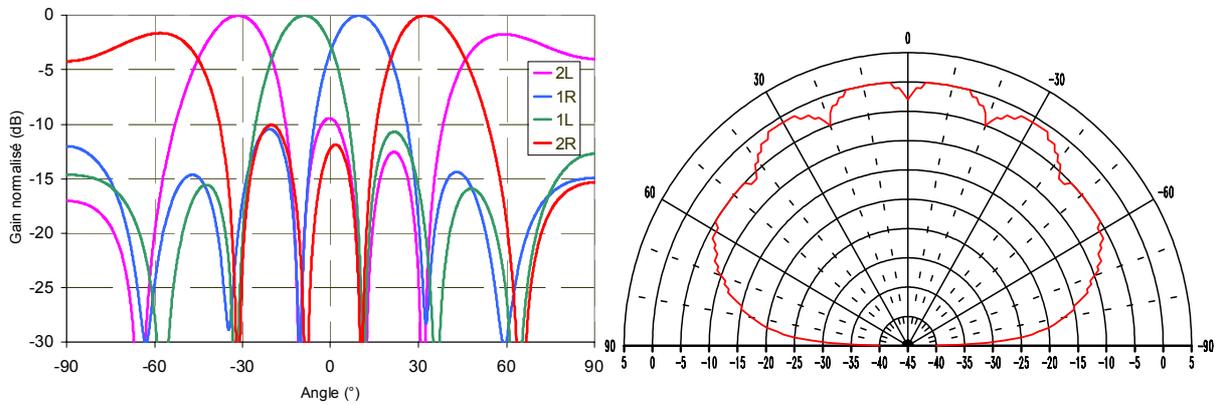


Figure IV.7 : Diagramme de rayonnement d'une antenne multifaisceaux avec une matrice de Butler 4*4 à 41,5 GHz

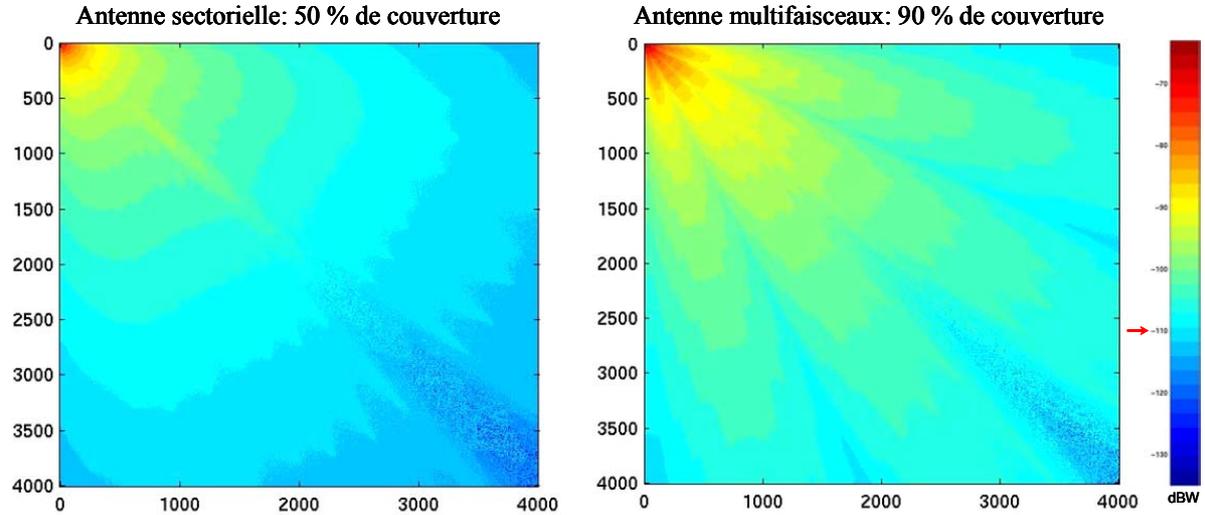


Figure IV.8 : Comparaison de la couverture d'une antenne sectorielle et d'une antenne multifaisceaux utilisant une matrice de Butler 4*4

En utilisant le diagramme de rayonnement et les caractéristiques de cette antenne, nous avons réalisé grâce à LIBUS l'étude de la couverture sur une zone de 16 km² que nous

comparons avec la couverture d'un émetteur utilisant le même réseau d'antennes de type sectoriel. Pour un seuil de réception de -110 dBW du récepteur LMDS, le pourcentage de couverture passe d'environ 50 % avec une antenne sectorielle à près de 90 % avec une antenne multifaisceaux. Dans ces simulations nous considérons des conditions classiques d'un cas d'école : sol sec parfaitement plan, prise en compte de l'atténuation par la pluie, soit 32 mm / h de pluie. L'émetteur est situé à 25 mètres au dessus du sol et le récepteur placé à une hauteur constante de 5 mètres.

On voit bien que l'accroissement de la couverture est très significatif et peut dans certaines configurations éviter la multiplication des stations de base ou des répéteurs. En observant les directions dans lesquelles pointent les quatre faisceaux, on remarque qu'il est même possible de couvrir une zone de plus de 16 Km². Dans cette simulation on voit apparaître entre les faisceaux des zones à la limite du seuil de réception (-107 dBW à -110 dBW) qui peuvent être assez pénalisantes en particulier dans l'axe. Il est possible d'y remédier en ayant recours à une antenne utilisant une matrice de Butler avec un faisceau dans l'axe.

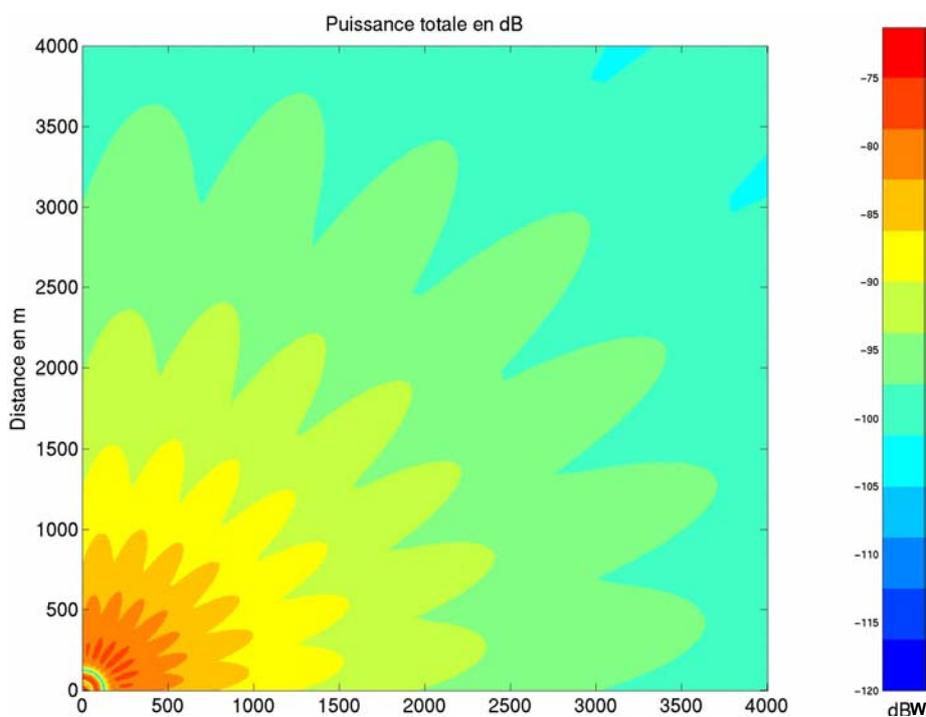


Figure IV.9 : Couverture d'une antenne multifaisceaux avec une matrice de Butler 7*7

La conception d'une telle matrice à partir de modèle standard est actuellement en cours d'étude dans l'équipe. Cette antenne avec un faisceau dans l'axe si elle était réalisée donnerait une couverture similaire à celle de la figure IV.9 réalisée à titre indicatif avec une matrice à 7 faisceaux.

Sur les cartographies précédentes, on remarque toujours le trou de puissance à proximité de l'émetteur car le réseau de patches que la matrice de Butler alimente forme un diagramme directif dans le plan vertical. L'approche optimale serait donc une antenne multifaisceaux formée par une matrice présentant un faisceau axial et alimentant un réseau de patches avec un diagramme en cosécante carré dans le plan vertical. La couverture d'une telle antenne serait alors la suivante. On a ainsi étendu sur la figure IV.10, la couverture de façon quasi homogène dans toutes les directions et aussi éliminé les zones d'ombres possibles à proximité de l'émetteur.

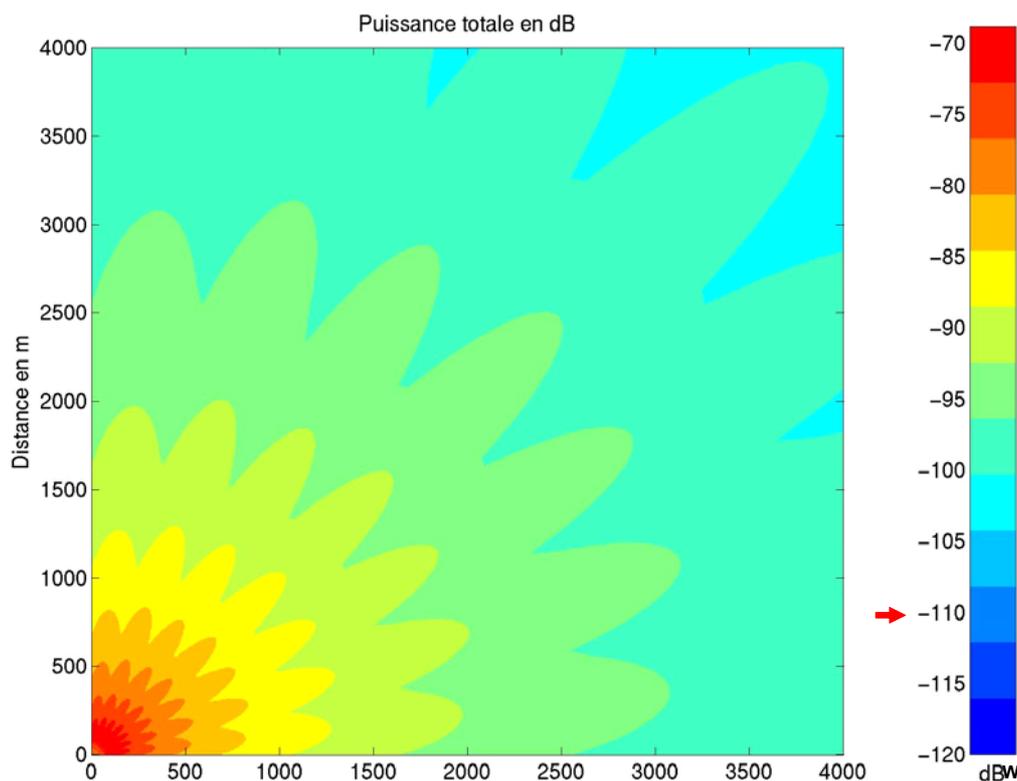


Figure IV.9 : Couverture d'une antenne multifaisceaux avec une matrice de Butler 7*7 et un diagramme en cosécante carré dans le plan vertical

II.2.2- Antennes adaptatives

A la différence des antennes multifaisceaux, les antennes adaptatives grâce à un traitement du signal sophistiqué permettent d'ajuster dynamiquement le rayonnement dans des directions privilégiées en fonction de la demande des utilisateurs. Elles optimisent ainsi le bilan de liaison dans ces directions en évitant tout multi trajet et toute interférence par une mise à jour continue. Une analogie permettant de mieux comprendre le principe de fonctionnement d'une antenne adaptative est celle d'une personne écoutant une conversation. Quand une personne écoute une autre, son cerveau collecte et combine à travers les deux oreilles les différents sons pour une meilleure écoute. Il est dès lors capable de déterminer la direction dans laquelle lui parle son interlocuteur. Si ce dernier se déplace, la personne qui écoute, même les yeux fermés est capable de « mettre à jour » la position angulaire sur la seule base de ce qu'il entend de son interlocuteur. De plus il peut concentrer son attention sur les paroles utiles en évitant dans le même temps tous les bruits et les interférences parasites [IV.4]. Cette solution est particulièrement intéressante dans la perspective d'utilisation du réseau LMDS pour supporter des applications mobiles dans lesquelles les systèmes de poursuite « tracking » sont en pleine progression.

De manière générale, l'utilisation de nouvelles topologies d'antennes apporte quelques éléments de réponse notamment en ce qui concerne la couverture des trous de puissance à proximité de la BTS et l'augmentation de la portée maximale d'un émetteur. Mais la couverture des zones masquées par des obstacles reste une contrainte de taille, d'où l'idée d'utiliser des réflecteurs passifs comme sources secondaires pour la couverture de ces zones dont le nombre et l'étendue peuvent devenir importantes en milieu urbain.

III. UTILISATION DE REFLECTEURS PASSIFS

L'idée d'utiliser des réflecteurs passifs pour diriger le signal vers une zone non couverte directement par l'émetteur principal est aussi vieille que l'utilisation de faisceau hertzien. Dans notre cas d'étude, cette idée a été confortée par une observation faite sur une série de simulations réalisées par LIBUS dont nous donnons ici un exemple illustratif.

L'émetteur est placé à 20 m sans inclinaison, le récepteur à 5 m au dessus du sol considéré sec et parfaitement plan.

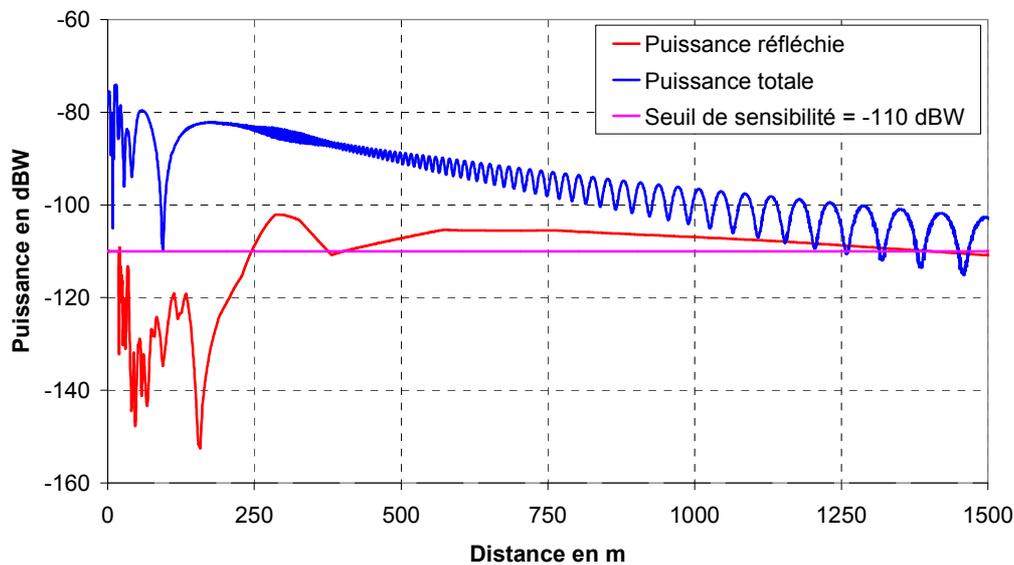


Figure IV.11 : La contribution de la puissance réfléchie par rapport à la puissance totale reçue.

On constate que la contribution du champ réfléchi peut être par endroits suffisamment importante pour que la puissance qu'il engendre passe au dessus du seuil de sensibilité. On peut déduire dès lors, qu'un récepteur en non visibilité directe avec l'émetteur mais situé à une distance raisonnable sur le trajet d'un faisceau réfléchi pourra largement être couvert. Une telle conclusion offre deux possibilités :

- L'utilisation de réflecteurs « naturels » (baie vitrée, toit métallique, bâtiments latéraux...) pour couvrir les récepteurs à proximité en non visibilité directe. Cette approche bien qu'astucieuse reste trop tributaire de nombreux paramètres (configuration des bâtiments, nature des façades exposées...) difficilement maîtrisables. Toutefois, il a été possible de vérifier sur un cas expérimental sa faisabilité. En effet, l'émetteur LMDS qui dessert le secteur n°1 dans le projet ERASME illumine le toit métallique de l'école d'ingénieurs située en face. En utilisant le rayonnement réfléchi par le toit dans la direction de l'émetteur, il a été possible d'alimenter un récepteur situé à l'arrière de celui-ci (donc dans une zone théoriquement non couverte par l'émetteur).

- L'utilisation de petites plaques métalliques idéalement placées en guise de réflecteurs passifs. Nous avons donc exploré cette voie afin de proposer dans LIBUS un module qui prend en compte la couverture par un réflecteur des zones masquées si elles sont préalablement déterminées par une simulation dans les conditions de visibilité directe.

III.1.- Les différents types de réflecteurs

Pour mener à bien l'analyse théorique sur les réflecteurs, nous avons utilisé la formulation électromagnétique issue de l'étude des ouvertures rayonnantes. Le principe qui sous-tend cette approche vient de la généralisation du théorème de Babinet qualifié de théorème d'équivalence des champs et des courants et formulé comme suit : « Le rayonnement d'une ouverture est identique à celui issu d'une surface opaque de mêmes dimensions et illuminée de la même manière » [IV.9, 10]. Ainsi, on peut remplacer l'étude d'un réflecteur par celle d'une ouverture rayonnante ayant la même forme.

Soit (O, x, y, z) , un repère orthonormé direct ; soit A , l'aire d'une ouverture rayonnante et soit P , un point d'observation où l'on veut connaître le champ électrique total rayonné par cette ouverture. Ce champ est décomposable en ses composantes E_θ et E_ϕ dont les valeurs sont données par les relations *Eq. IV.6* et *Eq. IV.7* [IV.11, IV.12].

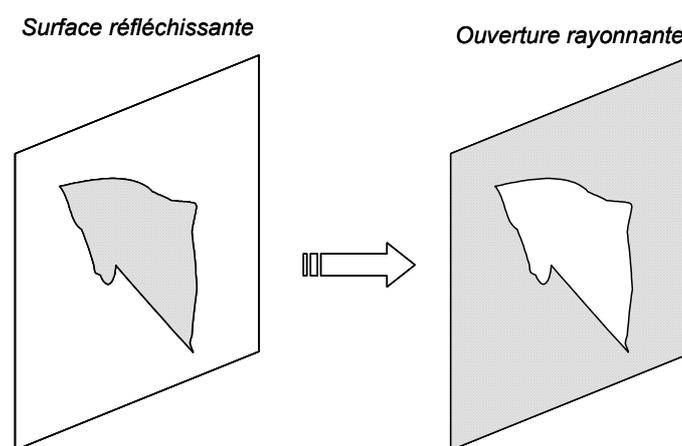


Figure IV.12 : Principe d'équivalence des champs et des courants

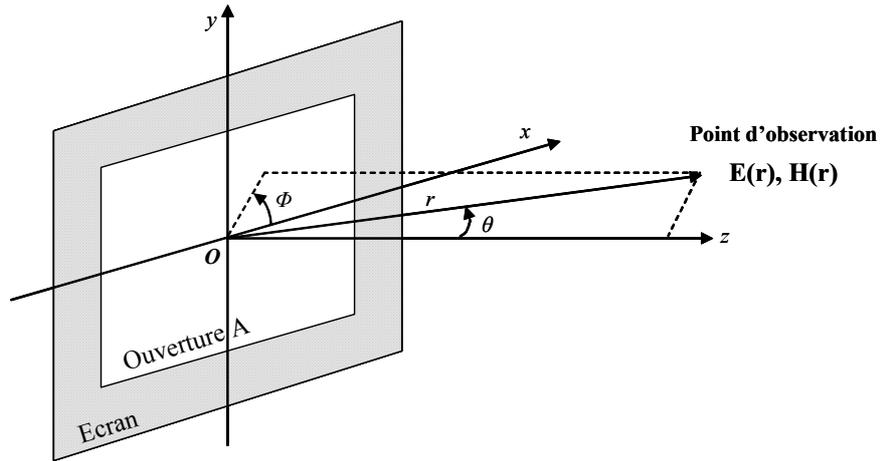


Figure IV.13 : Les champs rayonnés par une ouverture

$$E_{\theta} = jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \left[(f_x \cos \phi + f_y \sin \phi) + \eta \cos \theta (g_y \cos \phi - g_x \sin \phi) \right] \quad (\text{Eq. IV.6})$$

$$E_{\phi} = jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \left[\cos \theta (f_y \cos \phi - f_x \sin \phi) - \eta (g_x \cos \phi + g_y \sin \phi) \right] \quad (\text{Eq. IV.7})$$

Avec :

η : impédance d'onde ; f_x, f_y, g_x et g_y les composantes des fonctions f et g suivantes :

$$f(\theta, \phi) = \int_A E_a(r') e^{jkr'} dx' dy' \quad \text{et} \quad g(\theta, \phi) = \int_A H_a(r') e^{jkr'} dx' dy' \quad (\text{Eq. IV.8})$$

Les relations **Eq. IV.6** et **Eq. IV.7** se simplifient dans le cas particulier des « sources de Huygens » pour lequel les champs E_a et H_a en tout point de l'ouverture vérifient la relation **Eq. IV.9**. Dans l'hypothèse des champs lointains cette condition est toujours vraie car l'onde incidente est une onde plane.

$$\vec{H}_a = \frac{1}{\eta} \vec{n} \times \vec{E}_a \quad (\text{Eq. IV.9})$$

Après simplification dont les détails figurent en annexe VI, le gain normalisé est donné par :

$$G(\theta, \phi) = \left(\frac{1 + \cos \theta}{2} \right)^2 \frac{|f(\theta, \phi)|^2}{|f|_{max}^2} \quad (\text{Eq. IV.10})$$

C'est cette dernière formule qui nous servira dans la détermination du gain rayonné par un réflecteur plan.

III.1.1- Cas des réflecteurs plans

Les réflecteurs plans sont de simples plaques métalliques de forme quelconque et de dimensions généralement de l'ordre du mètre au maximum. Ils sont les plus couramment utilisés à cause de leur facilité d'usinage. Il faut aussi tenir compte du polissage de la surface réfléchissante pour accroître son rendement.

Par souci de simplification, nous avons étudié seulement deux cas de réflecteurs plans ayant une forme classique : le rectangle et le disque.

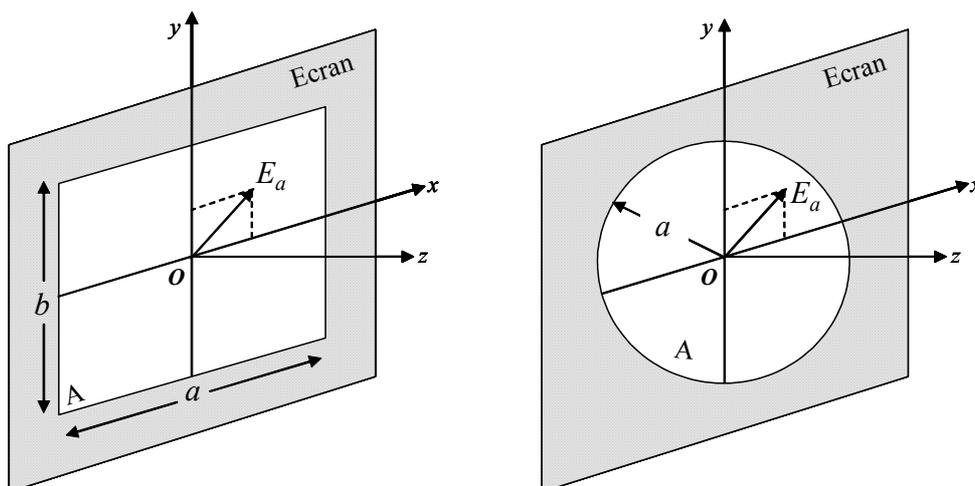


Figure IV.14 : Une ouverture rectangulaire et une ouverture circulaire uniformes

E_a étant constant sur toute l'ouverture A, la fonction $f(\theta, \Phi)$ de **Eq. IV.8** est équivalente à $A f_c(\theta, \Phi) E_a$, avec f_c , une quantité scalaire dépendante de la forme géométrique de l'ouverture et définie par :

$$f_c(\theta, \phi) = \frac{1}{A} \int_A e^{jkr'} ds' \quad (\text{Eq. IV.11})$$

En appliquant cette intégrale aux deux surfaces (rectangle et disque), on obtient respectivement :

Cas d'une plaque rectangulaire :

$$f_c(\theta, \phi) = \frac{\sin(k_x a / 2)}{k_x a / 2} \frac{\sin(k_y b / 2)}{k_y b / 2} \quad (\text{Eq. IV.12})$$

$$\text{Avec : } k_x = k \sin \theta \cos \phi \quad \text{et} \quad k_y = k \sin \theta \sin \phi \quad (\text{Eq. IV.13})$$

Cas d'un disque :

$$f_c(\theta, \phi = 0) = 2 \frac{J_1(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta} \quad (\text{Eq. IV.14})$$

Avec J_1 : fonction de Bessel 1^{er} ordre.

Une étude comparative des deux fonctions montre la forme du diagramme de rayonnement issu de la réflexion sur les deux surfaces. Dans les deux cas, le rayonnement est très étroit avec des ouvertures identiques dans l'axe tandis que les lobes secondaires issus du disque sont plus bas que ceux issus de la plaque rectangulaire.

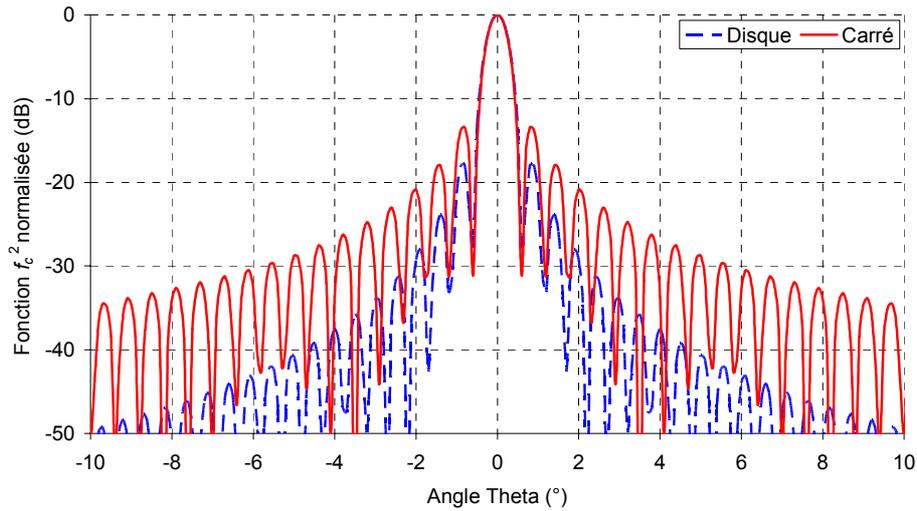


Figure IV.15 : Etude comparative du rayonnement d'un réflecteur rectangulaire et d'un réflecteur circulaire ayant la même surface.

Un élément important dans l'étude des réflecteurs est la surface. De façon générale, l'augmentation de la surface entraîne celle du gain et donc de la directivité. Conformément à la relation *Eq. IV.4*, cette augmentation réduit l'ouverture angulaire donnant un lobe principal de plus en plus étroit. Nous le vérifions aisément au travers des trois courbes de la figure IV.16 pour des surfaces de $0,25 \text{ m}^2$; $0,50 \text{ m}^2$; 1 m^2 .

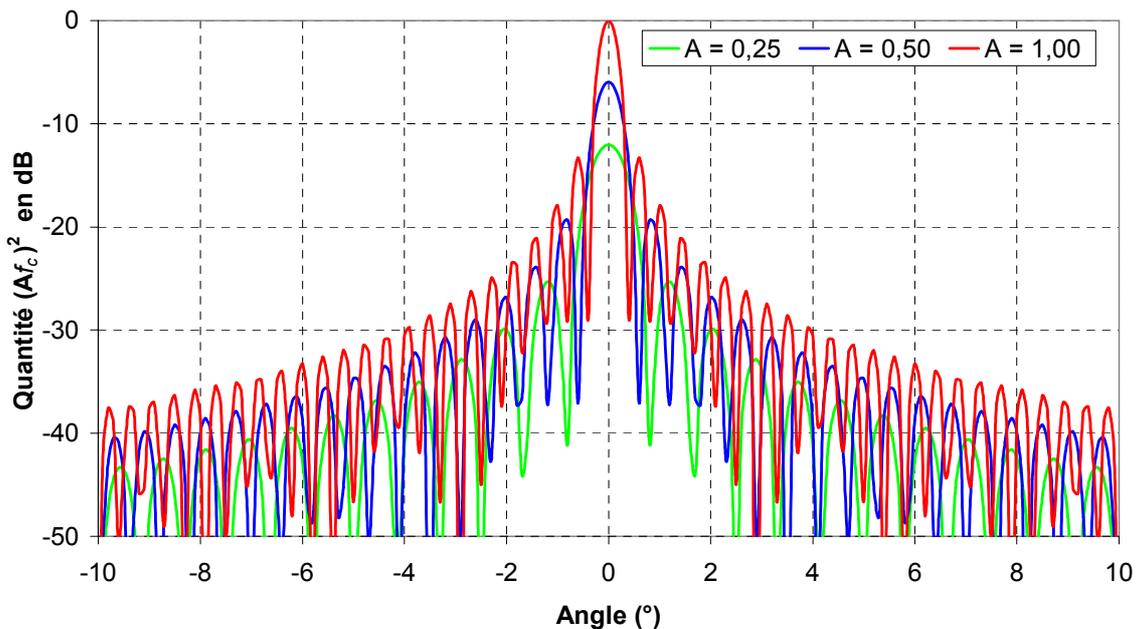


Figure IV.16 : Effet de la surface A (en m^2) sur le rayonnement du réflecteur plan

III.1.2- Cas des réflecteurs convexes

L'étroitesse de la zone de couverture par un réflecteur plan, nous a conduit à réfléchir sur un autre design de réflecteurs. Les réflecteurs convexes semblent bien répondre à ce besoin même s'ils sont plus difficiles à usiner que les réflecteurs plans. La figure IV.17 montre que le faisceau issu d'un réflecteur convexe est plus large que celui du réflecteur plan [IV.13]. Mais les ordres de grandeurs tels qu'on peut les percevoir sur cette figure ne sont pas représentatifs de la réalité car dans la pratique les dimensions des réflecteurs sont négligeables par rapport à la distance Emetteur - Récepteur. Cette augmentation de l'ouverture du rayonnement du réflecteur convexe s'accompagne d'une diminution du gain conformément à la relation *Eq. IV.4*. Dans ce cas, les relations utilisables sont les suivantes :

$$G \approx \frac{4\pi}{\theta_{site}\theta_{azimut}} \quad (\text{Eq. IV.15})$$

Avec :

$$\theta_{site} \approx 890^\circ \cdot \frac{h}{D_y} \quad (\text{En degré}) \quad (\text{Eq. IV.16})$$

$$\theta_{azimut} \approx 890^\circ \cdot \frac{h}{D_x} \quad (\text{En degré}) \quad (\text{Eq. IV.17})$$

pour $3 \text{ mm} < h < 15 \text{ mm}$ et $0,3 \text{ m} < D_x, D_y < 1 \text{ m}$.

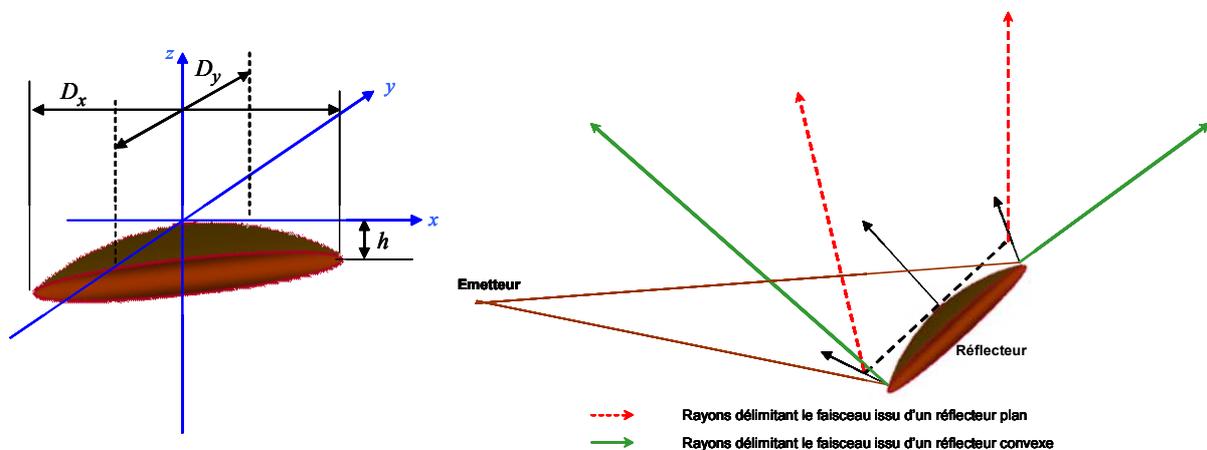


Figure IV.17 : Couverture d'un réflecteur convexe comparée à celle d'un réflecteur plan

III.1.3- Généralisation sur l'utilisation des réflecteurs

Comme on a pu le constater, suivant la forme géométrique du réflecteur utilisé, les formules utilisées ne sont pas identiques. Or, il est impossible d'inventorier toutes les formes géométriques des surfaces qui peuvent constituer des réflecteurs naturels par exemple. Il était donc indispensable de proposer une formulation de généralisation qui dépendrait uniquement d'une grandeur physique calculable indépendamment. L'analogie trouvée est la méthode de calcul de la puissance reçue dans les radars bi statiques. En effet, le calcul de cette puissance dépend outre les paramètres classiques (gains, distances...) de la SER (Surface Equivalente Radar) de la cible. Cette cible dans notre cas de figure, n'est autre que le réflecteur. Moyennant la connaissance de la SER de la surface réfléchissante, la formule II.28 utilisée dans le chapitre II pour le calcul de la puissance totale devient :

$$P_t = P_e + G_e + G_r + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{SER_{ref}}{4\pi} \right) - A_{ad} - A_{pol} - A_p - A_{aut} \quad (\text{Eq. IV.18})$$

Avec :

P_t : puissance totale ; P_e : puissance émise

G_e : gain d'émission ; G_r : gain de réception

R_1 : distance Emetteur – Réflecteur ; R_2 : distance Réflecteur – Récepteur

λ : longueur d'onde ; SER_{ref} : surface équivalente radar du réflecteur

A_{ad} : atténuation due à la désadaptation ; A_{pol} : atténuation due à la dépolarisation

A_p : atténuation due à la pluie ; A_{aut} : autres atténuations (insertion, connectique...)

Cette dernière formulation n'est pas prise en compte dans le logiciel, seuls les cas de réflecteurs classiques en particulier les réflecteurs plans sont actuellement implémentés dans LIBUS et font l'objet du paragraphe suivant.

Forts de ces résultats, nous avons à nouveau repris l'étude de couverture réalisée autour de la Technopole dans le cadre du projet BROADWAN. Elle présentait plusieurs zones masquées. Nous avons choisi de réaliser la couverture via un réflecteur des trois petites zones indiquées sur la figure IV. 19.

	Surface en m ²	Position (x,y,z) en m	Zone de couverture [(x,y) ; ... ; (x,y)]
Réflecteur n°1	4,00	(375,235,6)	[(375,235) ; (335,240) ; (300,230) ; (325,200)]
Réflecteur n°2	4,00	(100,200,5)	[(100,200) ; (50,225) ; (35,180)]
Réflecteur n°3	4,00	(-285,300,7)	[(285,300) ; (255,275) ; (310,200) ; (350,250)]

Tableau IV.1 : Récapitulatif des paramètres de simulation des réflecteurs

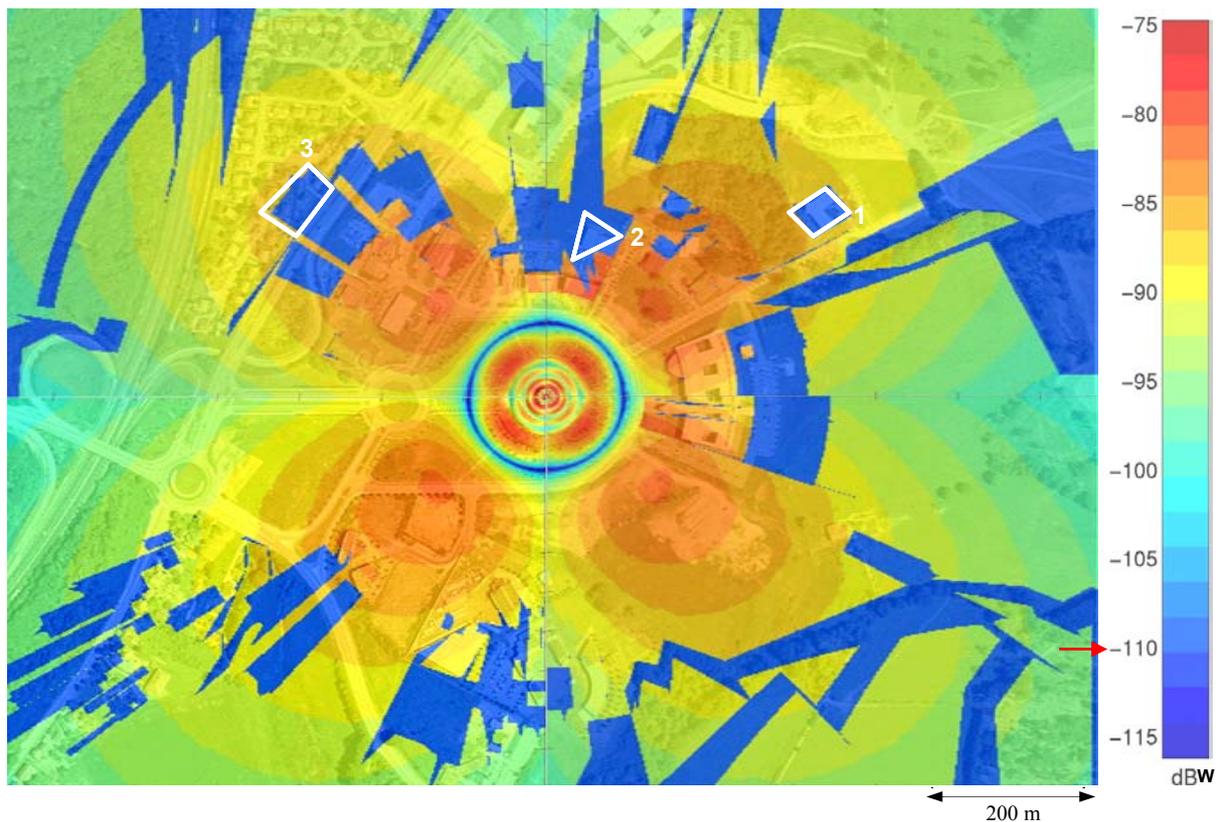


Figure IV.19 : Position des réflecteurs et délimitation des zones à couvrir

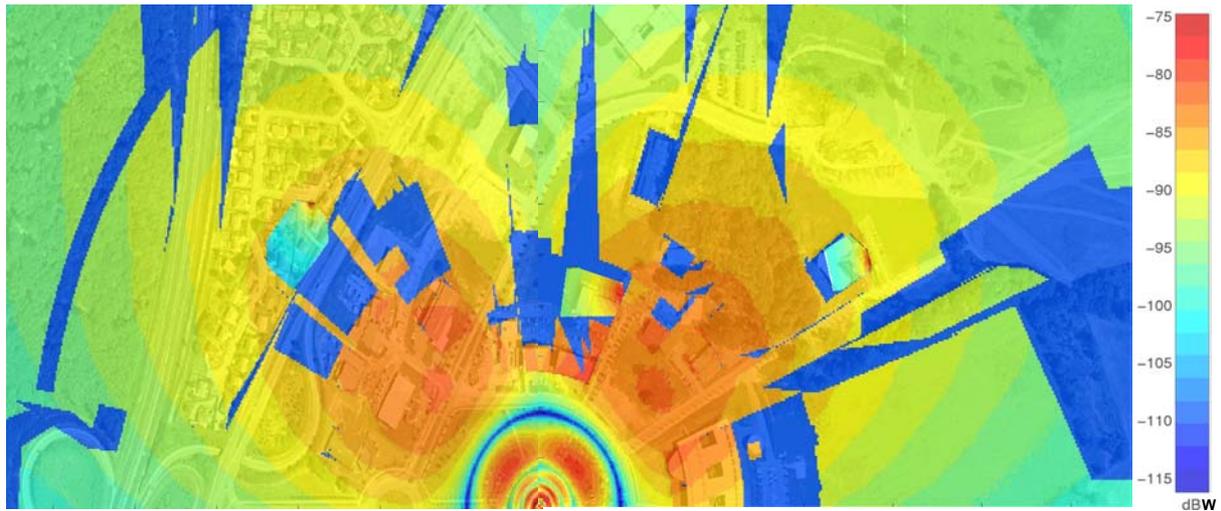


Figure IV.20 : Trois zones couvertes par des réflecteurs plans de 0,25 m² de surface

Ces simulations ont été validées par expérimentation. En effet, ne pouvant atteindre directement la Cité universitaire qui devait être couverte dans le cadre du projet ERASME, un réflecteur plan rectangulaire de 0,5 m de coté a été utilisé pour desservir une petite zone où les récepteurs sont placés juste en dessous du toit (figure IV.21).

a. Façade de la Cité universitaire avec les récepteurs en dessous du toit



b. Un réflecteur plan placé sur un mât



Figure IV.21 : Le réflecteur et les récepteurs qu'il dessert.

Comme on peut le constater, les réflecteurs même s'ils apportent une solution pour la couverture des zones masquées, leur déploiement pose quelques problèmes : la limitation de la surface, les difficultés de pointage et le besoin de proximité avec l'émetteur. L'amélioration de la couverture « à grande échelle » ne peut alors se faire que soit par agencement de couverture de plusieurs BTS soit par des répéteurs actifs.

IV. DIMENSIONNEMENT D'UN REPETEUR ACTIF

L'utilisation d'un répéteur pour le LMDS répond à plusieurs besoins :

- La nécessité de couvrir des zones d'ombres résultant de la présence d'obstacles divers sur le trajet direct entre la station de base et les ODU des abonnés situés dans ces zones. En effet le pourcentage de couverture d'une cellule en zone urbaine est seulement d'environ 60 % à 70 %. Le reste de la cellule est constituée de zones d'ombre. Un répéteur idéalement placé permettrait de réduire considérablement ces zones. L'utilisation des quelques répéteurs ramènera le pourcentage de couverture de la cellule à plus de 90 %.

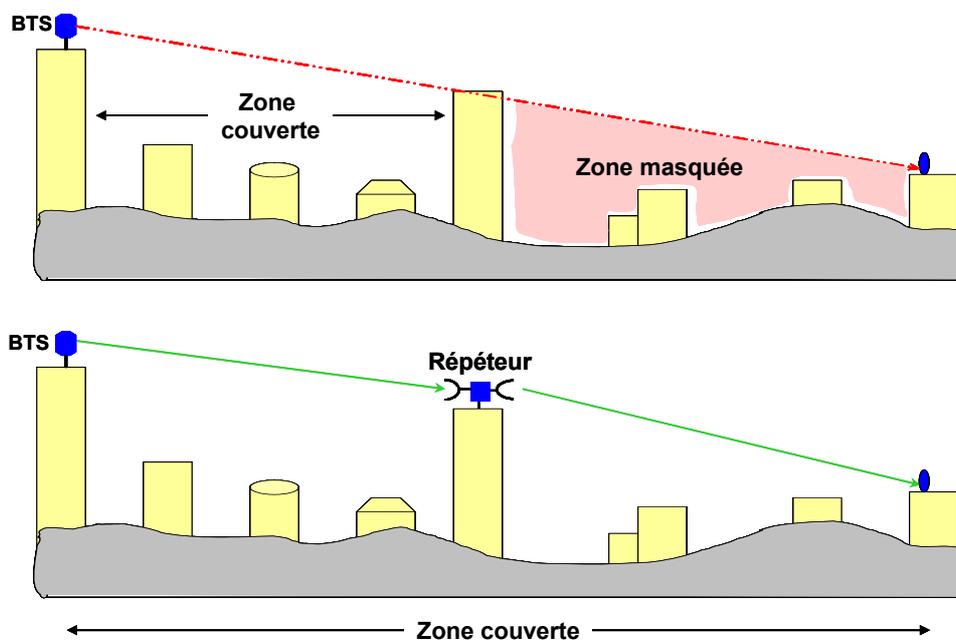


Figure IV.22 : Extension de la zone de couverture via un répéteur

- La nécessité d'étendre la zone de couverture d'un module d'émission. On peut ainsi augmenter de manière significative le nombre d'abonnés en maintenant un nombre raisonnable de stations de base. Cette perspective est intéressante en terme d'infrastructure et de coût d'investissement. La logistique nécessaire pour la mise en fonctionnement d'une station de base (module d'émission, modems de connexion, l'INA...) n'a rien de comparable à la pose d'un répéteur. Ceci est d'une grande utilité pour un ingénieur radio.
- Le besoin de tester l'interconnexion du réseau LMDS avec les autres réseaux peut nécessiter un répéteur spécifique (un exemple courant est l'interconnexion du LMDS avec le WIFI).

IV.1- Généralités sur les répéteurs

Un répéteur est un bloc constitué d'un module de réception et d'un module d'émission relié par un amplificateur. C'est un dispositif capable de recevoir un signal et de le réémettre instantanément permettant ainsi l'utilisation du système au delà de ses capacités (limites) normales. Il n'influe que sur la couche physique du réseau. Schématiquement un répéteur peut être représenté par la figure IV.23 [IV.14].

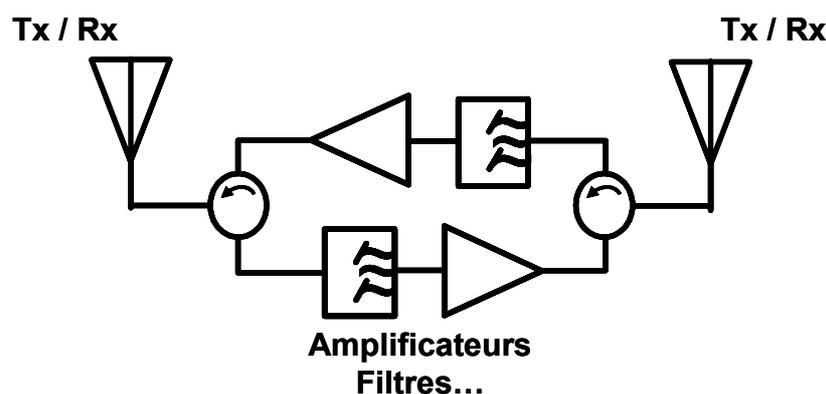


Figure IV.23 : Schéma de principe d'un répéteur

Le gain G_{rep} du répéteur prend en compte les gains des trois éléments constituant le répéteur (l'antenne de réception, l'antenne d'émission et l'amplificateur) :

$$G_{\text{rep}} = G_e + G_r + G_{\text{Amp}}$$

(Eq. IV.19)

Avec :

G_e = Gain de l'antenne d'émission ; G_r = Gain de l'antenne de réception

G_{Amp} = Gain de l'amplificateur

Dans la pratique, deux configurations sont possibles :

- La disposition verticale.
- La disposition horizontale.

Dans le cas de notre étude sur le réseau LMDS, nous nous intéresserons à la disposition horizontale. Ceci dans la perspective de faciliter la prise en compte de la position du répéteur dans le code de calcul du bilan de liaison. En effet, les hauteurs des deux modules constituant le répéteur seront identiques.

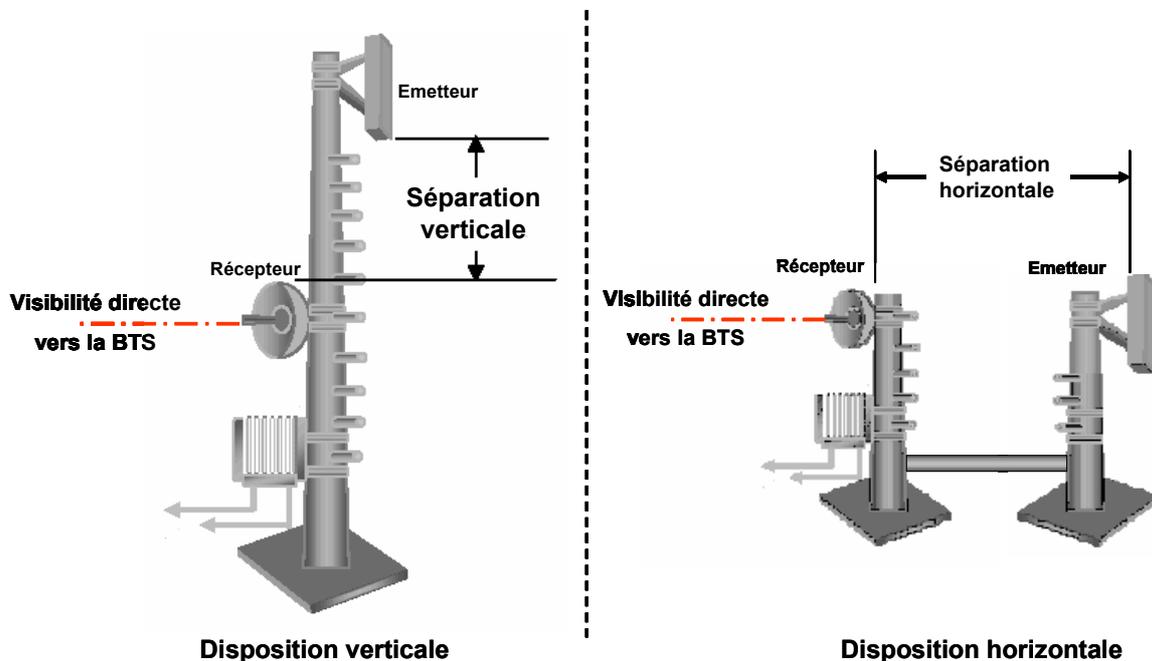


Figure IV.24 : Configurations possibles d'un répéteur

Quelques conditions sont indispensables pour optimiser le déploiement de répéteurs LMDS.

- Une visibilité directe entre la BTS et le répéteur d'une part et le répéteur et les ODU abonnés d'autre part.
- La présence de liaison bidirectionnelle entre la BTS et le répéteur et entre le répéteur et les ODU.
- La possibilité de disposer le répéteur à tout endroit de la cellule de couverture par un module d'émission. Pour réaliser cette condition il est indispensable que :
 - les puissances d'émission des Tx soient maximales dans les deux sens (de la BTS vers les ODU et vis versa)
 - les seuils de sensibilité des Rx situés sur la BTS et sur les ODU soient suffisants pour capter les signaux descendant et montant.
- La transparence vis-à-vis du système. En effet, le répéteur doit détecter les différents signaux séparément, les amplifier sans modifier leur format détaillé (modulation, forme du spectre).

Nous avons conçu un code de calcul capable de simuler le bilan de liaison en tenant compte de la présence d'un répéteur. Il fallait donc en plus des paramètres des antennes d'émission et de réception dans un bilan de liaison classique connaître ceux du répéteur. Deux options sont possibles. La première consiste à utiliser les caractéristiques d'un répéteur du marché ou d'un prototype de test fonctionnant dans la bande de fréquence désirée. Cette possibilité bien que plus réaliste n'a pas été exploitée du fait de l'absence auprès des équipementiers télécoms de répéteurs dans la bande de 40,5 – 43,5 GHz ou dans une sous bande de celle-ci. Face à ce constat, nous avons opté pour le dimensionnement théorique d'un répéteur. Il a donc été possible de calculer le gain nécessaire d'un répéteur connaissant la distance maximale à couvrir et la position du répéteur par rapport à la station de base (émetteur). Le paragraphe suivant présente la démarche suivie dans la définition de ce gain et le calcul de la couverture radioélectrique via un répéteur [IV.15].

IV.2- Calcul du gain d'un répéteur

Une étude paramétrique a permis de définir le gain maximal nécessaire d'un répéteur en fonction du rapport d_{rep} / d_{lim} comme indiqué sur la figure IV.25. Le gain maximal du répéteur est donné par la relation suivante :

$$G_{rep} = S_r + A_{pmax} + 40 \log_{10}(4\pi / \lambda) d_{lim} + 20 \log_{10} \left[d_{rep} / d_{lim} (1 - d_{rep} / d_{lim}) \right] - P_e - G_e - G_r \quad (\text{Eq. IV.20})$$

Avec :

G_{rep} = Gain du répéteur inclus les gains du Tx et Rx du répéteur (en dB)

S_r = Seuil de sensibilité du récepteur pour un TEB de 10^{-7} (en dBW)

A_{pmax} = Atténuation maximale due à la pluie (en dB)

P_e = Puissance d'émission de la BTS (en dBW)

G_e = Gain d'émission de la BTS (en dB)

G_r = Gain de réception de l'ODU (en dB)

λ = Longueur d'onde du signal (en m)

d_{rep} = Distance BTS – Répéteur (en m)

d_{lim} = Distance BTS – Abonné le plus éloigné (en m)

Pour mieux comprendre le principe de définition de ce gain, des abaques facilitant sa lecture peuvent être construits. Chaque graphe correspond à la distance limite pouvant être atteinte si l'on utilise un répéteur. Voici la procédure de construction de ces graphes :

1. La distance maximale D_{max} couverte par une BTS seule sans répéteur est calculée.
2. La distance limite de couverture d_{lim} via un répéteur est déduite :

$$d_{lim} = D_{max} (1 + \% \text{ d'accroissement de la couverture désiré})$$

Exemple : Si $D_{\max} = 2$ Km et si l'on désire avoir en plus de la couverture initiale 50 % de couverture supplémentaire alors $d_{\lim} = 2 (1+0.5) = 3$ Km

3. L'atténuation maximale $A_{p\max}$ due à la pluie sur la distance d_{\lim} est ensuite calculée.
4. En posant $d_{\text{rep}} / d_{\lim} = x$, on obtient avec les valeurs des paramètres suivants le tableau récapitulatif IV.2 :

x exprime le pourcentage de distance entre la BTS et le répéteur (définie par rapport à la distance limite d_{\lim})

$$S_r = -110 \text{ dBW } (-80 \text{ dBm}); P_e = -11 \text{ dB } (19 \text{ dBm})$$

$$\lambda = 7.2 \cdot 10^{-3} \text{ m}; G_e = 15 \text{ dB}; G_r = 30 \text{ dB}$$

Les résultats présentés ici ont été obtenus dans les conditions suivantes : 32 mm / h de d'intensité de pluie pour un taux de disponibilité de 99,99 %. Seule la distance D_{\max} correspondant à chaque taux de fiabilité de la liaison varie d'une zone climatique à une autre.

Condition de fiabilité	D_{\max} (Km)	d_{\lim} (Km)	$A_{p\max}$ (dB)	$G_{\text{rep}} = G_{\text{rep}}(x = d_{\text{rep}}/d_{\lim})$
Temps clair	5.00	10.00	0.00	$145.7 + 20 \log_{10} [x(1-x)]$
		7.50	0.00	$140.7 + 20 \log_{10} [x(1-x)]$
99.90 %	3.00	6.00	16.30	$153.1 + 20 \log_{10} [x(1-x)]$
		4.50	12.90	$144.7 + 20 \log_{10} [x(1-x)]$
99.99 %	2.00	4.00	30.60	$160.4 + 20 \log_{10} [x(1-x)]$
		3.00	23.80	$148.6 + 20 \log_{10} [x(1-x)]$

Tableau IV.2 : Les relations donnant la valeur de gain du répéteur

Sur l'abaque de la figure IV.25, les marqueurs triangulaires indiquent un accroissement de la couverture de 50 % tandis que les marqueurs carrés indiquent le doublement de la couverture. Si théoriquement le répéteur peut être placé n'importe où entre la BTS et le dernier abonné potentiel à couvrir, physiquement ce n'est réalisable que s'il est dans la zone de couverture de la BTS seule ($d_{rep} \leq D_{max}$)

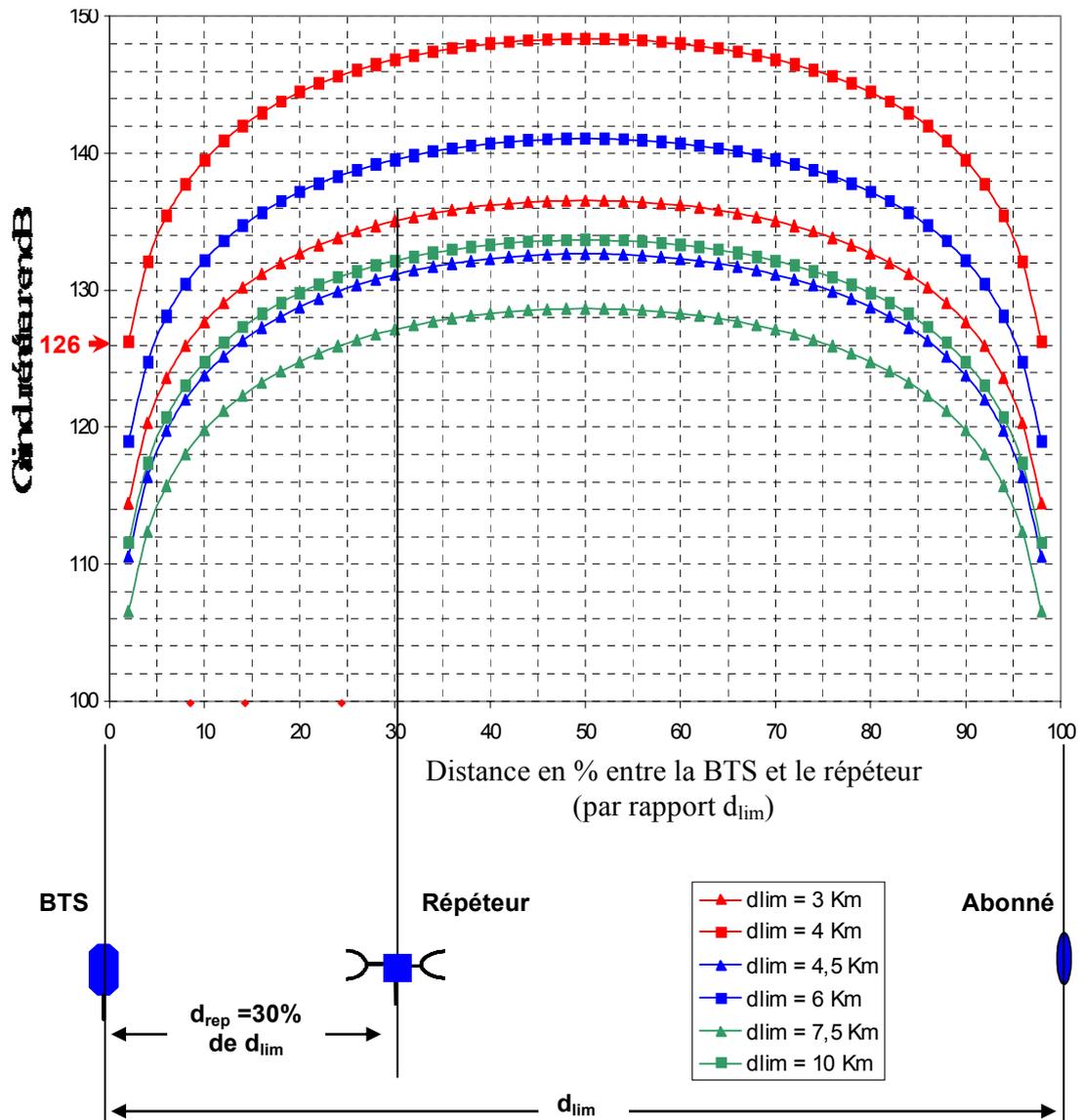


Figure IV.25 : Gain maximal du répéteur en fonction du rapport d_{rep}/d_{lim} exprimé en %

Une fois construites, ces abaques permettent d'atteindre deux objectifs suivant le besoin de l'utilisateur.

- La position optimale du répéteur connaissant son gain et la distance limite

Supposons que l'on désire augmenter de 50 % la couverture d'une BTS avec un répéteur de 126 dB de gain (les 3 courbes avec des marqueurs triangulaires). Sa position optimale donnée par l'abaque pour chacune des courbes est :

d_{lim} (Km)	7.50	4.50	3.00
d_{rep} (Km)	24% = 1.80	14% = 0.63	8% = 0.24

Tableau IV.3 : Position optimale du répéteur en fonction de d_{lim}

- Le gain nécessaire requis pour une position donnée du répéteur afin de réaliser la couverture maximale définie par d_{lim} .

Si l'on part de l'hypothèse que le répéteur est localisé à 30 % de la distance d_{lim} alors le gain requis donné par l'abaque dans chaque cas de figure est :

d_{lim} (Km)	7.50	4.50	3.00
G_{rep} (dB)	135.00	131.00	127.00

Tableau IV.4 : Gain du répéteur correspondant aux positions précédentes

IV.3- Extension de LIBUS : Couverture via un répéteur.

Le gain et la position optimale du répéteur connus, le code de calcul permettant de simuler la couverture radioélectrique via un répéteur a été élaboré. L'algorithme s'appuie sur celui défini précédemment au § II.2.1 du chapitre II. Les différents paramètres (Données GIS, les caractéristiques des antennes, les conditions climatiques...) utilisés sont identiques. Le principe de couverture utilisé permet de prendre en compte la portée maximale D_{max} et l'ouverture maximale en azimuth de l'antenne d'émission couvrant un secteur de 90° . D_{max} donne la valeur de la distance en deçà de laquelle la couverture est assurée par l'émetteur de la BTS et au delà par le répéteur. Il est plus commode que cette valeur soit égale à d_{rep} mais elle peut être supérieure. Nous avons donc élaboré un module supplémentaire incorporé à LIBUS qui permet de simuler la couverture globale de la zone en visibilité directe et de la

zone couverte par le répéteur. Actuellement, on ne peut prendre en compte qu'un seul répéteur par cellule élémentaire.

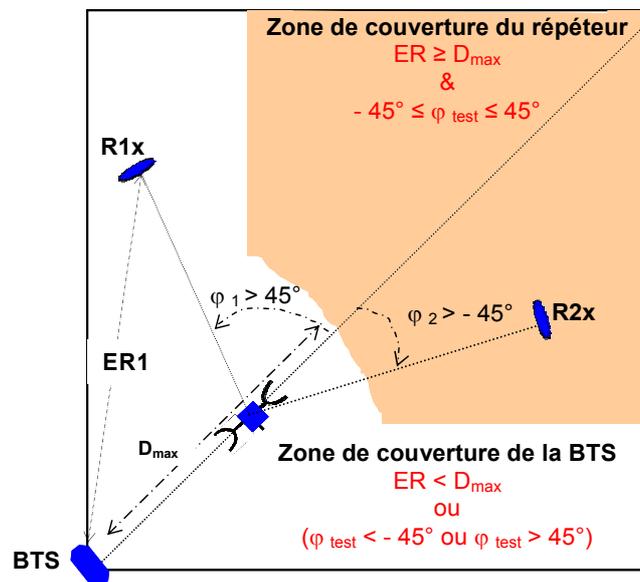


Figure IV.26 : Principe de l'algorithme d'extension de la couverture via un répéteur

En considérant un répéteur placé dans l'axe principal, à la même hauteur que l'émetteur et à la distance $d_{rep} = 1420$ m de celui-ci, nous avons réalisé une simulation avec un émetteur à 25 mètres au dessus du sol, les récepteurs à 5 mètres et l'intensité de pluie de 32 mm / h pour 99,99 %.

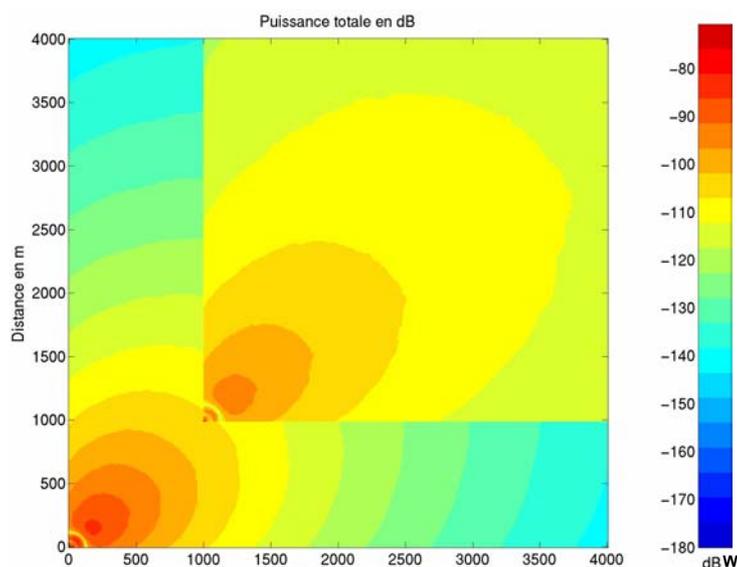


Figure IV.27 : Couverture avec un répéteur dans l'axe et couvrant un secteur de 90°

En guise de synthèse pour les différentes solutions proposées pour optimiser, améliorer et accroître la couverture d'un réseau sans fil large bande, nous présentons une étude comparative à partir des figures IV.28, IV.29. Elles permettent de voir l'intérêt stratégique et économique de ces solutions surtout quand elles sont judicieusement combinées pour la couverture à l'échelle d'une agglomération ou d'une ville de quelques dizaines de kilomètres carrés. Ces deux figures sont des résultats théoriques montrant seulement les avantages des optimisations. Les valeurs des pourcentages de couverture sont des ordres de grandeurs donnés à titre indicatif et ne peuvent être généralisées. En effet, dans un cas réel, il faudrait tenir compte des bâtiments et d'autres obstacles susceptibles de compliquer l'étude de la couverture.

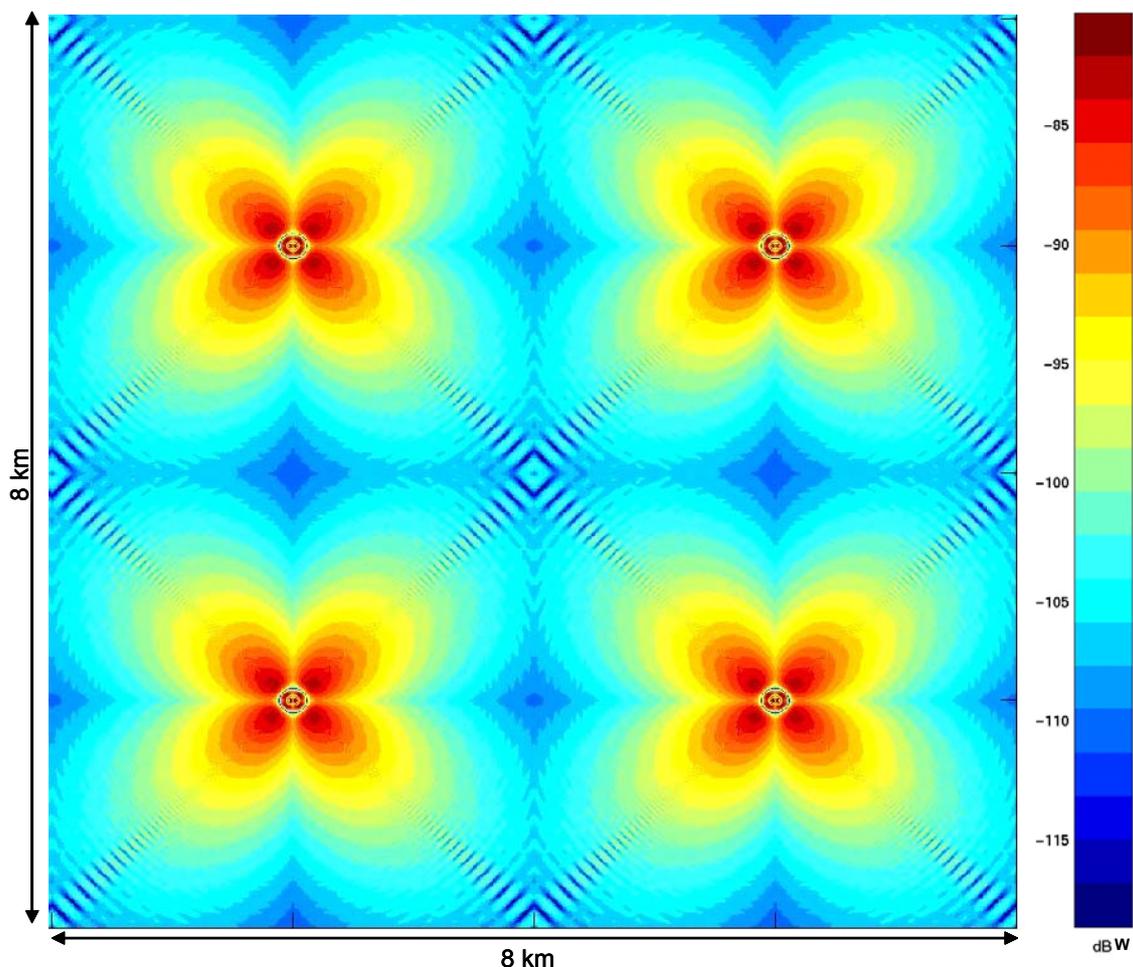


Figure IV.28 : Les BTS utilisent des antennes directives en site et sectorielles en azimut.

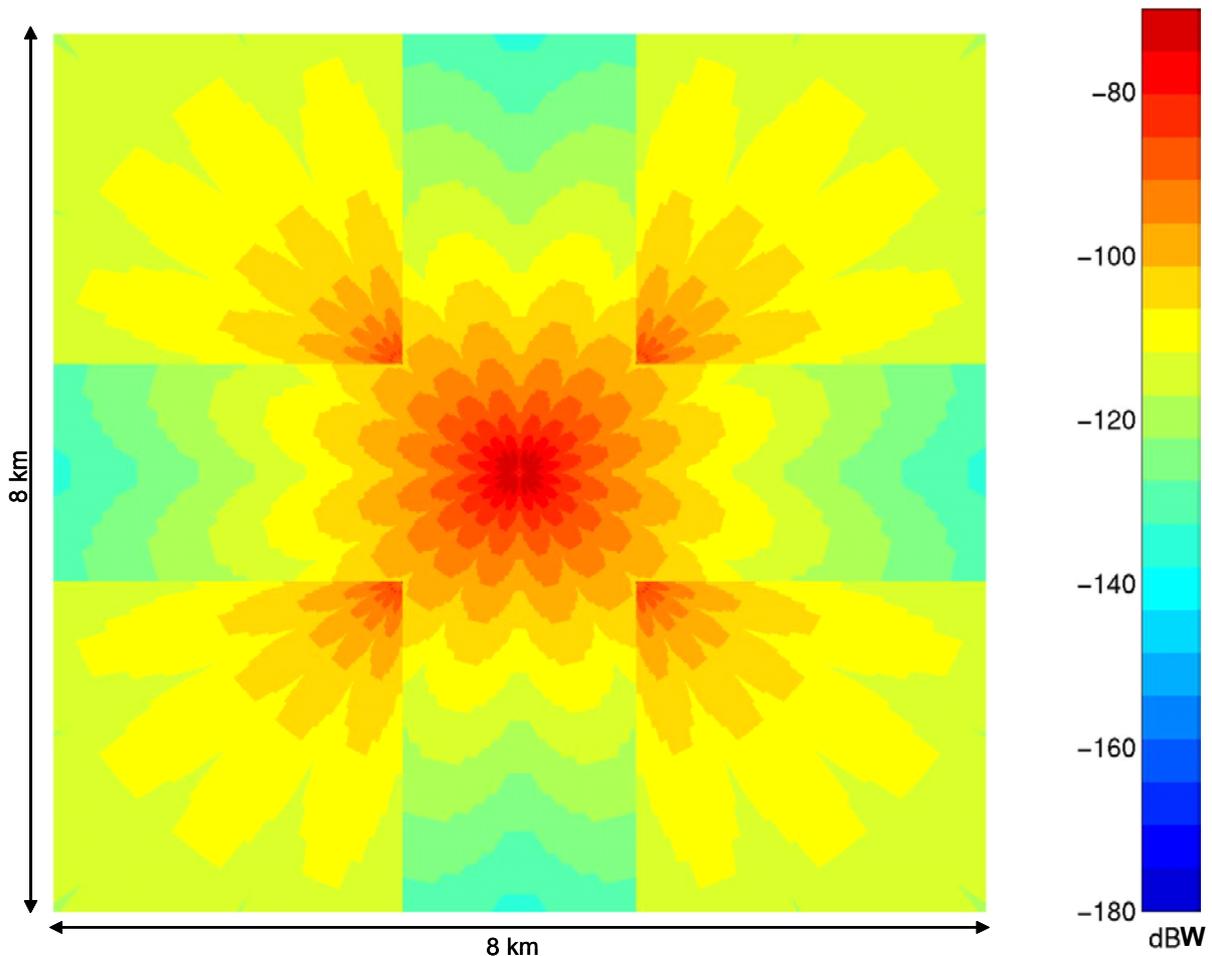


Figure IV.29 : La BTS combine différentes optimisations : antennes en cosécante carrée en site, multifaisceaux en azimut avec l'utilisation de 4 répéteurs

Comme on peut le constater, pour une zone de 64 Km^2 ($8 \times 8 \text{ Km}$), le pourcentage de couverture est d'environ 95 % avec quatre BTS utilisant des antennes sectorielles en azimut (figure IV.28). On peut avoisiner un tel pourcentage sur la même zone en utilisant seulement une BTS et quatre répéteurs, un répéteur par cellules élémentaire couverte (figure IV.29). Les coûts des infrastructures et de maintenance du réseau sont alors réduits de moitié voire de deux tiers d'une part et le gain de temps nécessaire au déploiement est considérable d'autre part.

Enfin, voici le schéma récapitulatif de l'ensemble des modules de calcul actuellement disponibles dans LIBUS.

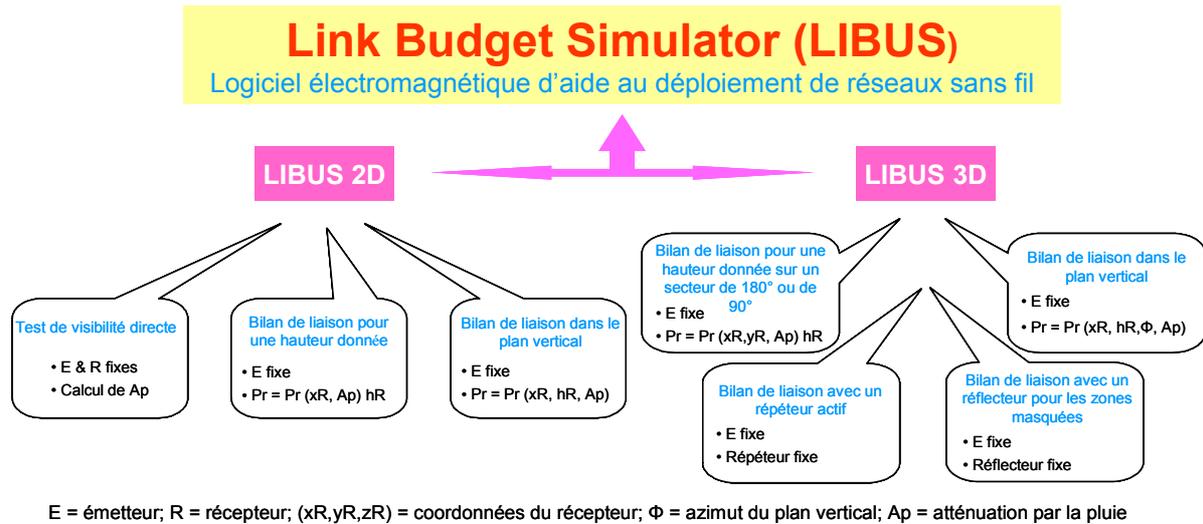


Figure IV.30 : Ensemble des modules disponibles dans LIBUS

V. CONCLUSION

L'objectif de ce chapitre était d'envisager grâce aux résultats de simulations par LIBUS, quelques solutions possibles pour améliorer la couverture du réseau LMDS à 40 GHz. Elles devaient répondre au besoin d'un déploiement rapide et efficient du système quels que soient les milieux et leurs configurations. Les trois approches que nous avons développées répondent à ces impératifs. En effet, nous avons établi que l'utilisation d'une antenne en cosécante carrée résolvait définitivement les problèmes de zones d'ombres dues au rayonnement dans les régions proches de l'émetteur. Elle peut si tel est le besoin, permettre aussi de contrôler la puissance pour éviter "d'aveugler" les abonnés situés en zone proche. Quant aux abonnés situés en zones masquées par des obstacles, ils ne peuvent être desservis que un agencement de couverture des plusieurs BTS ou plus simplement en ayant recours à des réflecteurs passifs. Nous avons démontré qu'il faut préférer les réflecteurs naturels aux petites plaques métalliques. Les premiers offrent une meilleure couverture car disposant généralement d'une SER plus importante tandis les rayonnements des plaques sont trop étroits pour espérer de meilleures couvertures. Ces deux premiers points ont fait l'objet de vérifications expérimentales notamment le test de l'antenne en cosécante carrée et l'utilisation de réflecteurs passifs pour la couverture d'une cité universitaire cachée par un rideau d'arbres et située sur la première zone de couverture du projet ERASME. Enfin, il a été possible de

mener à bien une étude paramétrique sur le dimensionnement d'un répéteur pour l'extension de la couverture du réseau. Notre regret est de n'avoir pas eu de vérification expérimentale pour le répéteur. Malgré nos diverses tentatives il n'a pas été possible de trouver un répéteur fonctionnant dans la bande de 40,5 – 43,5 GHz pour notre application.

Les principes que nous avons énoncés et les conclusions qui découlent de cette étude d'optimisation par LIBUS peuvent s'appliquer à des types de réseaux outdoor autres que le LMDS fonctionnant en millimétrique ou dans les bandes voisines. D'autres applications peuvent être trouvées à LIBUS dans l'état actuel de nos travaux mais certains aspects ont besoin d'être approfondis afin de dégager de nouvelles orientations nécessaires pour la poursuite de nos travaux.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV

[IV.1] **L. FREYTAG, B. JECKO** “*Cosecant-squared antenna for the optimisation of LMDS system coverage*” Journées Internationales de Nice sur les Antennes, Nice – France, Novembre 2002.

[IV.2] **L. FREYTAG, B. JECKO** “*Cosecant-squared pattern antenna for Base Station at 40 GHz*” IEEE AP – S International Symposium & USNC/URSI National Radio Science Meeting, pp 2464 – 2467. Monterey California - USA, June 2004.

[IV.3] **B. JECKO** “*Mesures d'antennes*” Cours d'antennes, ENSIL 3ème année, 2002

[IV.4] **D. NOWICKI, J. ROUMELIOTOS** “*Smart Antenna Strategies*” ArrayComm, Inc. Mobile Communications Int'l April 1995.

[IV.5] **W. ROTMAN, N. F. TURNER** “*Wide-angle microwave lens for lime source applications*” IEEE Transactions on Antennas and Propagation. AP 11, pp 623 – 632. 1963.

[IV.6] **J. BLASS** “*Multi-directional antenna – New approach top stacked beams*” IRE International Convention record. Pt. 1, pp 48– 50. 1960.

[IV.7] **J. BUTLER, R. LOWE** “*Beam-forming matrix simplifies design of electrically scanned antennas*” Electronic Design, April 12, 1961.

[IV.8] **C. DALL'OMO** “*Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de matrices de Butler*” Thèse de Doctorat – n° 42-2003 – U.E.R. des Sciences – Université de Limoges, Novembre 2003.

[IV.9] **R. P. SALATHÉ** “*Optique*” Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Mars 2004.

[IV.10] **S. W. LEE** “*Theorems and Formulas*” ANTENNA HANDBOOK: Theory, Applications and Design, VAN NOSTRAND REINHOLD COMPANY, New York 1988.

[IV.11] S. J. ORFANIDIS “*Electromagnetic waves & antennas*”.

[IV.12] D. JENN “*Apertures, Horns and Reflectors*” LECTURE NOTES: Antennas & Propagation, Naval Postgraduate School.

[IV.13] G. BAUER, J. FREESE, R. JAKOBY “*Single-Cell coverage prediction of LMDS including passive reflectors*”.

[IV.14] O. ROYER “*Schéma de principe d'un répéteur*”, 2003.

<http://eaulive.free.fr/repet/schemap.htm>

[IV.15] D. SCHERER “*Defining a repeater for LMDS deployment*” RAWCOM, August20, 2001.

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

« Dans les sciences, le chemin est plus important que le but. Les sciences n'ont pas de fin »

Erwin CHARGAFF

Cette conclusion ne sera pas une fin en soi mais simplement un résumé du chemin parcouru le long des quatre chapitres puisque « *les sciences n'ont pas de fin* ». L'objectif de nos travaux était de réfléchir sur les techniques de mise en place de réseaux sans fil large bande opérant en hautes fréquences en proposant un outil d'aide à leur déploiement. Voici pour mémoire, le cheminement qui a été le nôtre.

Partant du besoin croissant de débit consécutif à l'émergence de nouveaux services multimédia, nous avons présenté les solutions envisagées en terme de supports de transmission. Les contraintes en infrastructures des solutions filaires nous ont conduit à proposer les technologies sans fil comme une excellente alternative avec un accent particulier sur les réseaux BFWA, le LMDS étant un exemple en pleine progression. Nous avons ainsi décrit ce système comme un capillaire haut débit et présenté son architecture, ses équipements et les contraintes de son déploiement inhérentes à tout système sans fil d'une part et à l'utilisation des fréquences millimétriques d'autre part. Un outil d'aide au déploiement était donc indispensable. C'est ce que nous avons montré en prenant soin de choisir le modèle de prédiction et la méthode de calcul appropriés après avoir inventorié ceux existants. Les modèles déterministes et le Tracé de rayons se sont révélés propices à l'élaboration de notre logiciel de simulation dont les principales étapes sont présentées à la fin du premier chapitre.

Dans le chapitre II, nous avons exposé les détails du processus d'élaboration de LIBUS, le logiciel électromagnétique d'aide au déploiement qui permet de faire le bilan de liaison entre un émetteur de la station de base et un récepteur de la zone de couverture. Puis, nous avons analysé les premiers résultats de simulation. Nous avons décrit la méthode du tracé de rayons suivant le modèle environnemental auquel il est appliqué distinguant ainsi le tracé de rayons 2D (applicable sur les profils de terrain en coupe vertical ou horizontal) et le tracé de rayons 3D, plus général. Après avoir présenté l'organigramme général du logiciel sous forme d'un algorithme simplifié, nous avons analysé l'influence des paramètres essentiels du canal de propagation : le milieu physique et les conditions climatiques. Pour le milieu physique, il ressort que le pas de maillage de la scène de simulation est déterminant dans la précision de prédiction. De plus, parmi les interactions du signal avec le milieu, seule la réflexion est prépondérante moyennant toutefois la prise en compte de la diffusion due à la rugosité des surfaces. En effet, la transmission au travers de la matière n'est pas possible, la visibilité directe étant requise aux fréquences millimétriques et avoisinantes et la diffraction y est négligeable. Pour les conditions climatiques, seule l'atténuation par la pluie estimée grâce

aux recommandations de l'UIT a été quantitativement prise ne compte avec d'énormes variations d'une région à une autre et en fonction du taux de fiabilité. L'effet qualitatif de la neige et du givre a été toutefois mentionné. Nous avons ensuite décrit la méthode d'interpolation d'un diagramme de rayonnement 3D à partir du diagramme des deux plans principaux E et H. Puis, nous avons fait le constat que l'utilisation d'antennes directives en site est la cause de la présence de trous de puissance, responsables des zones d'ombre dans les régions proches de l'émetteur.

Il était alors temps de passer à l'étude de couverture sur un cas réel en ayant recours à un système d'information géographique. Nous avons décrit ce qu'est une base de données GIS et comment elle est utilisée en général et dans les télécommunications en particulier. Pour créer des interfaces graphiques plus conviviales et réaliser le couplage des modules de calcul de LIBUS avec les données GIS, nous avons utilisé la plate-forme de développement en Java, JLOOX. Les fonctionnalités de ces interfaces ont été décrites dans le chapitre III. Puis, des exemples d'étude de couverture réalisée autour de la Technopole à Limoges, notamment dans le cadre du projet RNRT « ERASME » et du programme européen « BROADWAN » ont été présentés. Ces études ont été possibles grâce à la constitution d'une base de données géographique de référence en combinant les produits commerciaux, la BD-TOPO et la BD-ORTHO de l'IGN et des données issues de mesures de terrain au DGPS. Enfin, les mesures expérimentales de puissance sur trois sites différents ont permis de valider les résultats de simulation.

Ayant ainsi réalisé et validé le logiciel d'aide au déploiement sur des cas réels, nous avons consacré le dernier chapitre à faire des propositions pour améliorer et étendre la couverture d'un système LMDS à 40 GHz. Nous avons montré que les antennes en cosécante carrée en site permettent d'éviter les zones d'ombre à proximité de l'émetteur tandis que les antennes pilotées électroniquement comme les antennes multifaisceaux permettent d'augmenter sensiblement la portée maximale. Pour résoudre le problème de zones masquées, nous avons proposé l'utilisation des réflecteurs. Le résultat avec un réflecteur plan expérimenté à Limoges est encourageant mais peut être amélioré en utilisant des réflecteurs convexes. Enfin, à défaut de disposer d'un répéteur à 40 GHz sur le marché, nous avons mené une étude théorique de dimensionnement d'un répéteur que nous avons utilisé pour étendre en simulation la couverture sans recourir à la multiplication de stations de base.

Ces travaux ainsi résumés nécessitent à coup sûr d'être approfondis ou complétés sur certains points et ouvrent de nouveaux horizons de réflexion que nous résumons en deux points :

- **Amélioration de l'ergonomie du logiciel** : il s'agira de compléter les interfaces graphiques de LIBUS et le couplage avec les bases de données GIS afin de les rendre encore plus conviviaux et faciles d'utilisation même pour les non initiés.
- **Amélioration et extension de LIBUS** : il faudra :
 - Approfondir l'étude de la prise en compte de la rugosité surtout dans les fréquences millimétriques et si possible valider qualitativement et quantitativement par de nouvelles mesures expérimentales.
 - Définir une nouvelle approche en introduisant des facteurs correctifs dans l'utilisation des bases de données GIS sachant que les données souvent disponibles ont une précision et une résolution très moyennes.
 - Intégrer le traitement de signal en émission comme en réception pour prendre en compte les modulations, les codages.
 - Etendre LIBUS à certaines bandes de fréquences dans lesquelles émergent des technologies prometteuses. C'est le cas du WIMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) dans la bande de 2 – 11 GHz. Une telle extension nécessitera une réévaluation des phénomènes de réflexion, de diffraction et de transmission qui ne seront pas les mêmes en bas et en haut de cette bande.

Ces travaux faciliteront la réalisation d'un logiciel unique de simulation réseau avec la prise en compte de la couche physique et de la couche MAC (Medium Access Control).

Autant de sujets de réflexion possibles à aborder et pourtant la liste n'est pas exhaustive. C'est pourquoi nous n'estimons pas avoir atteint «*la fin*», nous espérons simplement avoir contribué d'une part à l'évolution de la réflexion en ouvrant de nouvelles pistes sur le long chemin scientifique de ce sujet que nous avons eu l'honneur d'exposer. Nous espérons que vous avez pris autant de plaisir à lire ce mémoire que nous en avons eu à l'écrire.

LES ANNEXES

- ❑ ***Annexe I : QUELQUES RÉSEAUX DE COMMUNICATION DU CAPILLAIRE HAUT DÉBIT***
- ❑ ***Annexe II : COMPLEMENT SUR LES PROJETS « ERASME » & « BROADWAN »***
- ❑ ***Annexe III : PRINCIPALES CATÉGORIES D'UNE BASE DE DONNÉES MACROSCOPIQUES DE COUVERTURE DE TERRAIN***
- ❑ ***Annexe IV : PRINCIPALES CLASSES JAVA UTILISÉES DANS LA CONCEPTION DES INTERFACES GRAPHIQUES***
- ❑ ***Annexe V : COMPLEMENT SUR LE MANUEL D'UTILISATION : LE MESUREUR DE CHAMP MCP 3000 TV SAT ANALOGIQUE - NUMÉRIQUE***
- ❑ ***Annexe VI : THÉORIES DES OUVERTURES RAYONNANTES***

Annexe I : QUELQUES RESEAUX DE COMMUNICATION DU CAPILLAIRE HAUT DEBIT

I. LES RESEAUX FILAIRES

Sur le dernier kilomètre d'un réseau de communication, il existe trois principales technologies de type filaire capables de répondre aux besoins de largeur de bande et de haut débit qu'exigent les nouveaux services de communication. Les plus connues sont les technologies dites DSL (Digital Subscriber Line), le câble et la fibre optique. Elles reposent soit sur des réseaux téléphoniques préexistants, soit sur des nouveaux réseaux filaires à déployer ou en cours de déploiement. De ce fait, elles sont dépendantes du sous dimensionnement du réseau téléphonique et des nombreux et coûteux travaux de génie civil indispensables pour le câblage de nouveaux supports ou pour l'extension à de nouvelles zones de couverture. De plus, plusieurs nouveaux opérateurs restent tributaires de l'opérateur traditionnel souvent propriétaire du réseau téléphonique, limitant ainsi les velléités de concurrence. C'est le cas de FRANCE TELECOM en France.

I.1- Les technologies xDSL

Ces technologies ont constitué une réponse immédiate face au développement rapide de l'Internet d'une part et à des prix concurrentiels du matériel informations (ordinateur, logiciel ...) d'autre part. Elles sont définies comme étant des réseaux d'accès point à point

capables de véhiculer des données, de la voix et de la vidéo sous différents formats à travers la paire de cuivre torsadée du réseau téléphonique sur le « dernier kilomètre ». [AI.1] Aujourd'hui, il en existe plusieurs variantes. La plus connue, l'ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) a été initialement développée par Bellcore Labs de Morristown, New Jersey - USA en 1998 dans le but de rendre compatible la transmission vidéo sur une ligne téléphonique. [AI.2] Les technologies xDSL se sont imposées comme une solution pour fournir de l'Internet haut débit en préservant les communications téléphoniques qui ont lieu dans le même temps. Néanmoins plusieurs contraintes freinent leurs expansions et limitent leurs déploiements. On peut en citer deux particulièrement pénalisantes :

- La distance entre le central téléphonique (CT) de l'opérateur et l'abonné. Le débit fourni dépendant très fortement de la distance, un abonné éloigné du CT a un débit faible comparé à celui d'un abonné situé à proximité du CT.
- L'impossibilité de déployer une technologie xDSL à travers un réseau téléphonique utilisant le câble ou la fibre optique comme support.

Toutefois, la rentabilité de ces technologies est évidente, du fait qu'elles nécessitent très peu d'infrastructures additionnelles et qu'elles s'appuient exclusivement sur les réseaux déjà existants.

Quelle que soit la variante utilisée, le schéma générique de l'implémentation est décrit par la *figure AI.1* montrant le dispositif et les équipements côté CT et côté abonné.

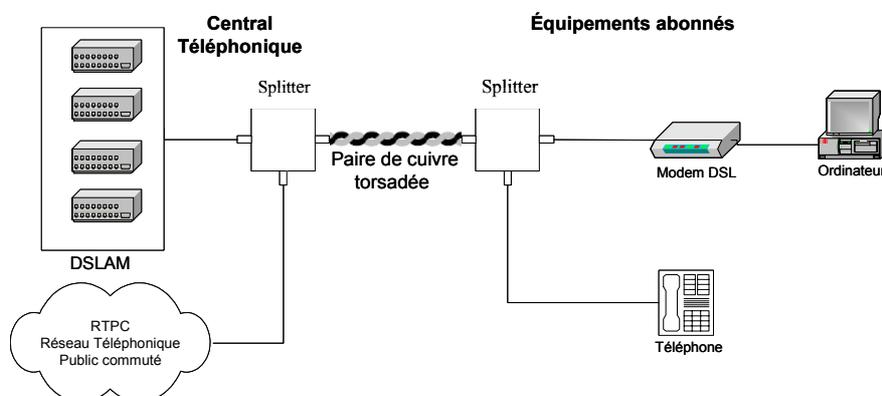


Figure AI.1 – Schéma générique d'implémentation d'un système xDSL

Les variantes les plus connues sont :

- ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line)

L'ADSL fournit des débits très dissymétriques du CT vers l'abonné (voie descendante ou downstream) et de l'abonné vers le CT (voie montante ou upstream) sur une distance maximale d'environ 5,5 Km. Sur cette distance, les débits typiques sont de 1,544 Mbps (downstream) et de 176 Kbps (upstream). Ces débits peuvent être respectivement augmentés jusqu'à 8 Mbps et 640 kbps sur des liaisons de courtes distances de l'ordre de 3 Km maximum [AI.3]. L'ADSL a été conçu pour coexister avec une ligne téléphonique classique fonctionnant dans des bandes de fréquences allant jusqu'à 4 KHz. Pour éviter des interférences avec le réseau téléphonique, l'ADSL fonctionne à des fréquences supérieures à 4 KHz, typiquement dans la bande 30 KHz – 1,1 MHz (30 KHz – 138 KHz downstream et 138 KHz – 1,1 MHz upstream) [AI.4]. De ce fait, il existe des séparateurs - splitters - qui reçoivent un signal unique de la ligne ADSL, puis le séparent en deux signaux, l'un pour le téléphone et l'autre orienté vers un ordinateur ou un réseau d'ordinateurs.

Très approprié pour une utilisation domestique et dans les petites entreprises, l'ADSL à cause de sa forte dissymétrie n'est pas adapté pour les grandes entreprises dans lesquelles le besoin de haut débit est aussi important sur la voie montante que sur la voie descendante.

Des sous variantes de l'ADSL existent. :

- RADSL (Rate Adaptative Digital Subscriber Line) : sa particularité se trouve dans sa capacité d'adapter de façon dynamique le débit aux conditions de la ligne de transmission. Ainsi, elle permet d'étendre la portée de l'ADSL à 6,5 Km environ avec des débits typiques de 640 Kbps et 128 Kbps assurant aux abonnés trop éloignés du CT un débit raisonnable. [AI.5]
 - ADSL-Lite permet de supprimer le splitter de l'équipement abonné tout en assurant les mêmes services que l'ADSL mais avec des débits plus faibles que ce dernier. Typiquement 1,5 Mbps (downstream) et 512 Kbps (upstream)
- HDSL (High Bit-Rate Digital Subscriber Line)

Le HDSL utilise plusieurs paires torsadées et est capable de fournir des débits symétriques. Mais la portée maximale est réduite à 3,6 Km environ avec des débits de 1,544

Mbps dans les deux directions pour deux paires torsadées utilisées. Ces débits peuvent être portés à 2,048 Mbps pour trois paires [AI.6]. Contrairement à l'ADSL et ses sous variantes, le HDSL permet d'acheminer les données dans les deux directions sur la même bande de fréquences. Seules les fréquences basses de la bande allouée sont utilisées de manière à réduire les pertes de transmission plus importantes aux fréquences supérieures. Bien que plus facile et économique à l'installation, les coûts de déploiement pour les opérateurs sont plus élevés du fait de la nécessité d'au moins deux paires torsadées. De plus, le service téléphonique ne peut coexister sur la même ligne, obligeant ainsi les abonnés à recourir à une ligne téléphonique supplémentaire.

Une nouvelle variante de HDSL : HDSL 2 garantit des débits symétriques de 1,544 Mbps par paire torsadée.

- VDSL (Very High Bite-Rate Digital Subscriber Line)

Cette variante est encore relativement récente. Elle permet de délivrer des débits très importants sur de courtes distances et cohabite facilement avec le service téléphonique. Sa mise en place viendrait en complément de la fibre optique à proximité des utilisateurs finaux. Initialement, le VDSL est asymétrique avec des débits en downstream de 13 Mbps sur 1,4 Km et de 55 Mbps sur 0,3 Km. Les débits en upstream vont généralement de 1,6 Mbps à 2,3 Mbps. Cette dernière valeur correspond au débit dans les deux directions pour les applications dites « symétriques » du VDSL. Un des problèmes majeurs de cette variante est la nécessité d'extension de la fibre optique entraînant un surcoût d'investissement pour les opérateurs. Bien qu'il existe une approche pour réduire le coût de l'extension de la fibre, cette technologie reste relativement onéreuse [AI.7].

- Autres variantes: IDSL, VoDSL [AI.8]

IDSL est une contraction de ISDN-DSL. Elle repose sur le réseau ISDN (Internet Service Domain Name) et fournit des débits symétriques de 1,44 Kbps identiques au débit du réseau ISDN sur une portée maximale de 5,5 Km. Malgré la faiblesse des débits alloués, IDSL a séduit certains abonnés moyens par l'offre d'une connexion permanente et une grille tarifaire forfaitaire.

VoDSL (Voice over Digital Subscriber Line) est un service de téléphonie vocale permettant de véhiculer de la voix et des données avec une largeur de bande dynamique. Son

atout principal est la transmission simultanée de plusieurs connexions téléphoniques au travers d'une même paire de cuivre. Il s'appuie sur la variante SDSL (Single Line DSL) et autorise des débits symétriques de 768 Kbps. Dans un environnement concurrentiel du marché de la téléphonie, le VoDSL a un avenir prometteur.

Le tableau A1.1 permet une comparaison rapide de quelques variantes.

Technologies xDSL	Modulations	Mode de transmission	Compatible avec le téléphone	Nombre de paires	Débit downstream	Débit upstream	Distance Maximale (Km)
ADSL	QAM/CAP Ou DMT	Asymétrique	Oui	1	8 Mbps	640 Kbps	5,5
RADSL	QAM/CAP Ou DMT	Asymétrique	Oui	1	640 Kbps	128 Kbps	6,5
ADSL-Lite	QAM/CAP Ou DMT	Asymétrique	Oui	1	1,5 Mbps	512 Kbps	5,5
HDSL	2B1Q	Symétrique	Non	1, 2, 3	2 Mbps	2 Mbps	3,6
SDSL	2B1Q	Symétrique	Non	1	768 kbps	738 Kbps	6,5
VDSL	QAM/CAP Ou DMT	Asymétrique ou Symétrique	Oui	1	55 Mbps	2,3 Mbps	1,4
IDSL	2B1Q	Symétrique	Non	1	1,44 Kbps	1,44 Kbps	5,5

Tableau A1.1 – Comparaison des différentes technologies xDSL

I.2- Le câble

Les paires de cuivre torsadées n'ayant pas donné une entière satisfaction, un autre support a été envisagé : le câble coaxial. Il est constitué de trois couches concentriques autour d'une âme centrale en cuivre (Voir figure AI.2). Cette protection autour de l'âme centrale encore appelée blindage est essentielle dans les transmissions par câble. En effet, le blindage permet non seulement de réduire sensiblement les pertes pour des applications hautes fréquences mais aussi d'éviter les interférences électromagnétiques et les interférences RF. Initialement, le câble a été développé pour des applications militaires et dédié aux transmissions hautes fréquences. Aujourd'hui, le câble est présent dans des transmissions téléphoniques longues distances, dans la diffusion de la télévision, sur des réseaux Ethernet et dans les supports filaires au niveau de la boucle locale [AI.9]. On distingue deux modes de transmission utilisant le câble : la transmission en bande de base et la transmission large bande. Le premier mode ne véhicule que des données et de la voix sur des distances limitées et sur un seul canal mais offre des débits très élevés et des coûts d'installation réduits car ne nécessitant pas de modems. Le deuxième mode permet la diffusion des données, de la voix et de la vidéo avec une allocation de canaux en FDMA (Frequency Division Multiplex Access) ce dernier mode offre de nombreux avantages par rapport à la paire torsadée : [AI.10]

- Une bande passante plus importante (jusqu'à 500 MHz)
- La distance maximale plus grande
- Des débits relativement élevés en fonction du type de câble.

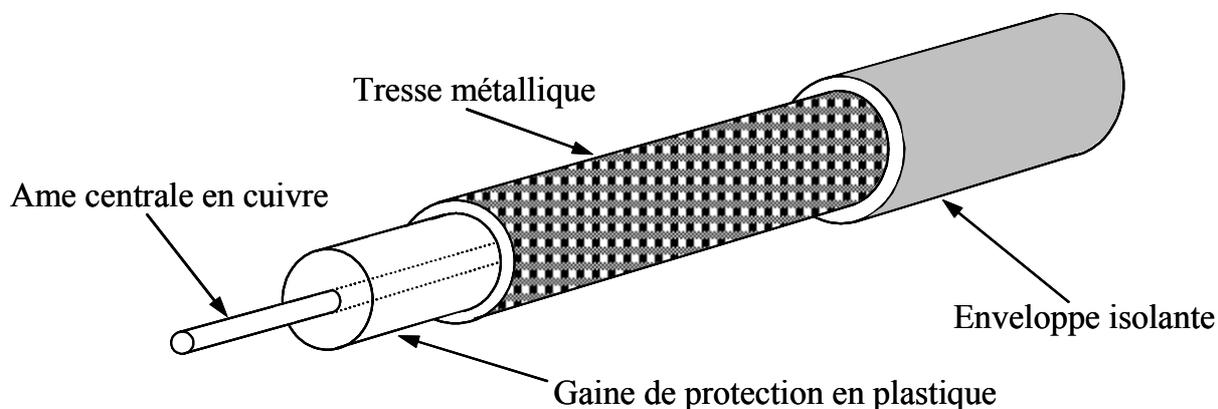


Figure AI.2 – Structure d'un câble coaxial.

Le prix du câble est environ 8 fois plus cher que celui de la paire torsadée. De plus, il est plus lourd et moins maniable. De ce fait, le câblage est coûteux et assez difficile à réaliser surtout sur des anciennes constructions et à travers des sites géographiquement accidentés. Tout cela freine la pénétration du câble. Le pourcentage de foyers physiquement raccordés au câble n'était que de 20,5 % en 1997 en France. Ce pourcentage a largement augmenté à cause de la forte demande des cinq dernières années mais reste insuffisant. Aujourd'hui, il est estimé à plus de 37 % par l'ART (*Autorité de Régulation des Télécommunications*) [AI.11]. Cette progression bien que significative n'est pas spectaculaire et ne touche que les régions à forte densité de population.

I.3- La fibre optique [AI.12]

La fibre optique est sans doute la solution idéale pour une transmission fiable à très haut débit. C'est pourquoi elle est utilisée depuis longtemps pour assurer les transmissions sur de longues distances. De manière générale, une fibre optique est composée d'une âme centrale en verre ou en plastique entouré d'une gaine optique, le tout recouvert par un revêtement de protection. Les dimensions sont très petites et sont de l'ordre de quelques dizaines de microns comme indiqué sur la figure AI.3.

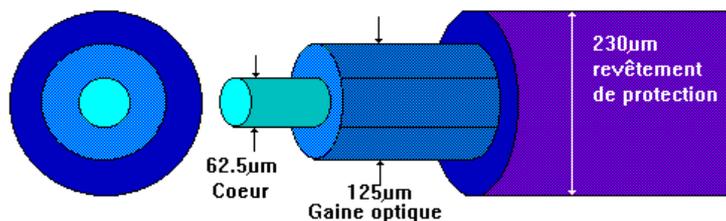


Figure AI.3 : Exemple de structure d'une fibre optique multimode

On en distingue deux types suivant le mode de fonctionnement :

- La fibre monomode avec une âme centrale très fine donnant lieu à une propagation quasi linéaire du signal. Son principal avantage est qu'elle offre de ce fait une bande passante presque illimitée et est très utilisée pour les communications distantes.
- La fibre multimode : il en existe deux familles :
 - La fibre à saut d'indice avec une section importante de l'âme centrale.
 - La fibre à gradient d'indice dont le cœur est constitué de couches successives.

Le principe de fonctionnement des ces différents types est décrit sur la figure AI.4.

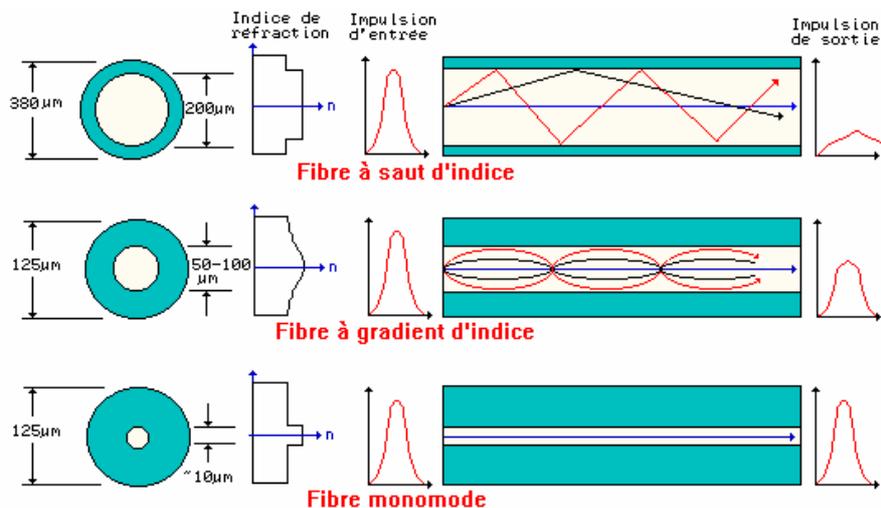


Figure AI.4 : Principe de fonctionnement de différents types de fibre

Avec un prix moyen de 15 € par mètre pour une fibre multimode, soit 15.000 € au Km, il n'est pas raisonnable d'utiliser intensivement la fibre optique comme solution du dernier kilomètre même si les débits sont de plusieurs Gbps.

II. LES RESEAUX SANS FIL

Les réseaux sans fil sont de plus en plus utilisés comme capillaire d'accès haut débit et donnent des résultats satisfaisants en terme de débit avec un coût d'investissement largement inférieur à celui nécessaire au déploiement de réseaux filaires. On comprend alors

l'engouement croissant des opérateurs et autres fournisseurs de services pour le développement de ces technologies. Outre l'explosion de la téléphonie mobile avec toutes ses variantes (GSM, DCS, UMTS), de nombreuses technologies sans fil permettent aujourd'hui l'accès aux services multimédia exigeant d'importants débits. Les WLAN et BFWA sont assez représentatifs de nombreux systèmes sans fil présents sur le dernier kilomètre.

II.1- WLAN (Wireless Local Area Network) [AI.13, AI.14]

Les réseaux WLAN sont utilisés généralement au sein d'une entreprise, d'une collectivité ou sur un site industriel. Ils fonctionnent dans les bandes de fréquences libres de droits dites bandes ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) autour de 2,4 GHz et de 5 GHz. C'est le cas du WiFi (*Wireless Fidelity*) mis au point par l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Il existe deux variantes, la première à 2,4 GHz utilise la norme 802.11b et donne des débits qui sont compris entre 11 et 22 Mbps. Mais ils atteignent 54 Mbps si l'on utilise le codage OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) conformément à la norme 802.11g. Une autre variante fonctionne à 5 GHz avec la norme 802.11a et offre des débits similaires.

Parallèlement, une technologie similaire développée par l'ETSI, l'HiperLAN (*High Performance Local Area Network*) à 5 GHz offrent des débits de 54 Mbps sur 200 mètres.

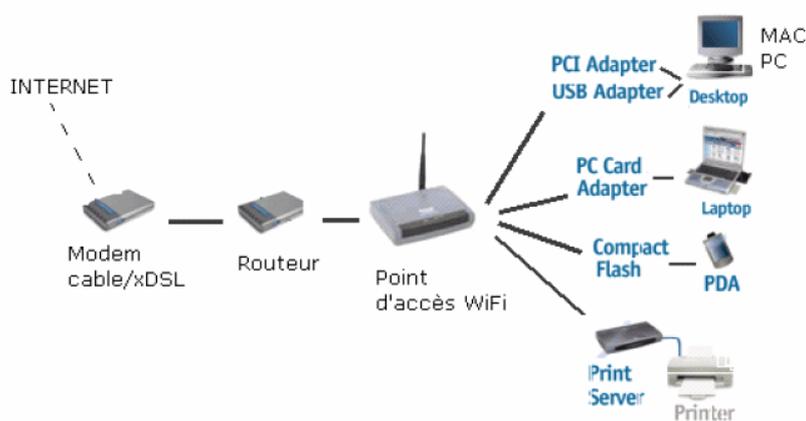


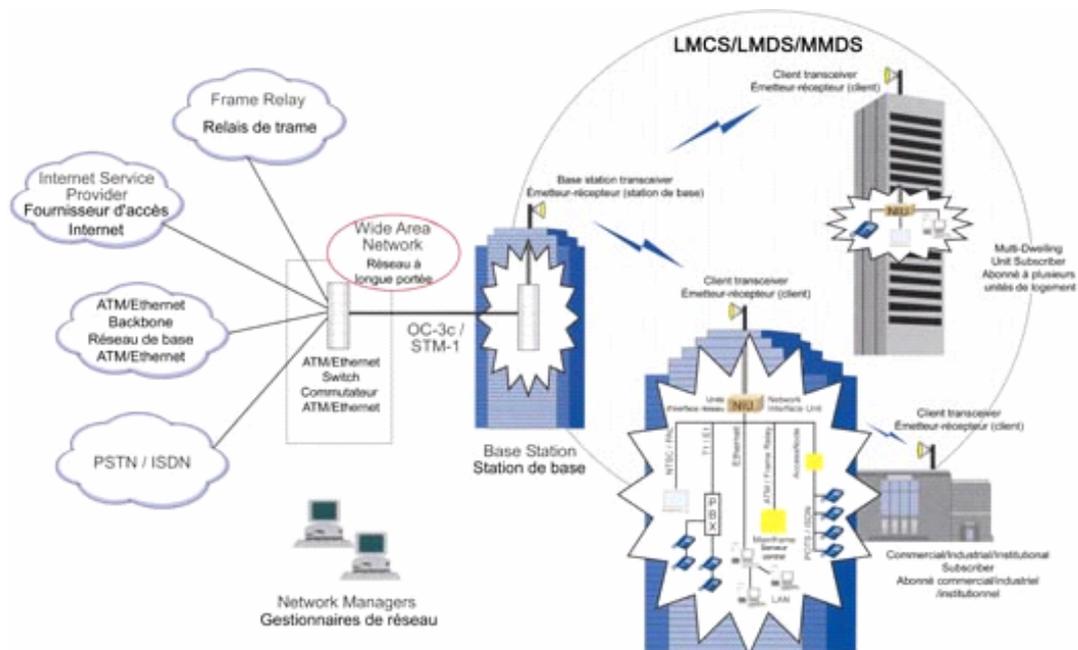
Figure AI.5 : Exemple d'un mode de fonctionnement du WiFi

II.2- BFWA (Broadband Fixed Wireless Access) [AI.15, AI.16]

Ces réseaux permettent d'augmenter la bande passante grâce aux fréquences de fonctionnement généralement supérieures à 20 GHz. Il existe plusieurs variantes et des terminologies différentes pour les désigner d'un pays à un autre. Le développement de ces réseaux est très prometteur avec la mise en place de la nouvelle norme de l'IEEE, la 802.16.

- Systèmes multicanaux de distribution multipoint (MMDS)
- Services locaux de distribution multipoint (LMDS) (aux USA et en Europe)
- Systèmes multipoints de communications locales (LMCS) (au Canada)
- Systèmes multipoints de distribution vidéo (MVDS) (en Europe)

L'architecture générale est décrite à la figure AI.6.



Broadband Wireless Access / Accès sans fil à large bande

Providing Full Voice, Data, Internet and Video Services - From 64 Kbps to 155 Mbps
Fournissant un service complet - voix, Internet et vidéo - de 64 Kbs à 155 Mbps

Figure AI.6 : Exemple de structure d'un réseau BFWA

L'architecture de ces réseaux est de type cellulaire avec une station de base (BTS) et des récepteurs abonnés. Ces réseaux offrent de nombreux avantages :

- Des communications bidirectionnelles indispensables dans tous les services multimédia nécessitant de l'interactivité.
- Diversité de services disponibles (diffusion vidéo, télévision numérique, vidéo à la demande, vidéoconférence, Internet haut débit, téléphonie...)
- Largeurs de bandes passantes importantes : de quelques centaines de MHz jusqu'à plus de 1 GHz.
- Des débits pouvant atteindre 155 Mbps.

Même si les technologies citées dans cette annexe semblent concurrentes, elles sont le plus souvent complémentaires les unes des autres et forment des réseaux complexes dits « hétérogènes »

Annexe II : Complément sur les projets “ERASME” & “BROADWAN”

Le LMDS, bien que déjà commercialisé dans certains pays nord européens et aux Etats-Unis est dans sa phase expérimentale en France et dans d'autres pays d'Europe. Les investigations et les études ne sont dès lors menées que dans le cadre de projets nationaux ou internationaux de recherche et d'expérimentation et de manière secondaire par les départements R&D de quelques grands groupes ou opérateurs télécoms intéressés par une future commercialisation. Cette étude a été menée initialement dans le cadre du projet RNRT « ERASME » puis elle s'est poursuivie dans le cadre plus élargi du programme européen « BROADWAN ».

I. PROJET RNRT « ERASME »

ERASME : Evaluation de Réseau Sans fil Multimédia en EHF est un projet national labellisé RNRT en 2000. Il est la suite logique de deux programmes, le contrat ANVAR n° A 97 07 028 K 00 pour la réalisation d'un démonstrateur technique à Limoges et du projet DANUBE. Il a été porté par treize partenaires regroupant des compétences et des champs d'activité variés allant des professionnels télécoms (industriels, PME-PMI, opérateurs) aux expérimentateurs de services en passant par des laboratoires de recherche. Cette diversité a permis un regard croisé entre concepteurs de systèmes et fournisseurs de services d'une part et utilisateurs d'autre part. Les partenaires de ce projet sont : THOMSON-CSF Communications – *Gennevilliers* ; THOMSON MULTIMEDIA R&D FRANCE – *Rennes* ; MDS – *Taluyers* ; THOMCAST - *Conflans Ste Honorine* ; ULTIME – *Limoges* ; CEGETEL - *Paris La Défense* ; SIRADEL - *Rennes* ; IPANEMA Technologies - *Paris* ; Chambre de Commerce et d'Industrie de Limoges ; ESTER TECHNOPOLE - *Limoges* ; IRCOM équipe

CREAPE – *Limoges* ; CREAPE INGENIERIE - *Limoges* ; INT – *Paris* ; LEGRAND - *Limoges*.

I.1- Objectifs et verrous technologiques

Les objectifs principaux définis par les partenaires sont les suivants : **[AII.1]** :

- Le premier objectif est d'étudier et de modéliser les flux de données générés afin de définir des réseaux d'accès sans fil capables de les supporter au mieux en tenant compte de leurs limitations et possibilités.
- Le deuxième objectif est de lever à travers la mise en place d'une plate-forme de réseau d'accès sans fil multimédia dans la bande des 40,5 - 43,5 GHz, les points durs ou verrous technologiques matériels ou logiciels, concernant en particulier la compatibilité des standards et des interfaces.

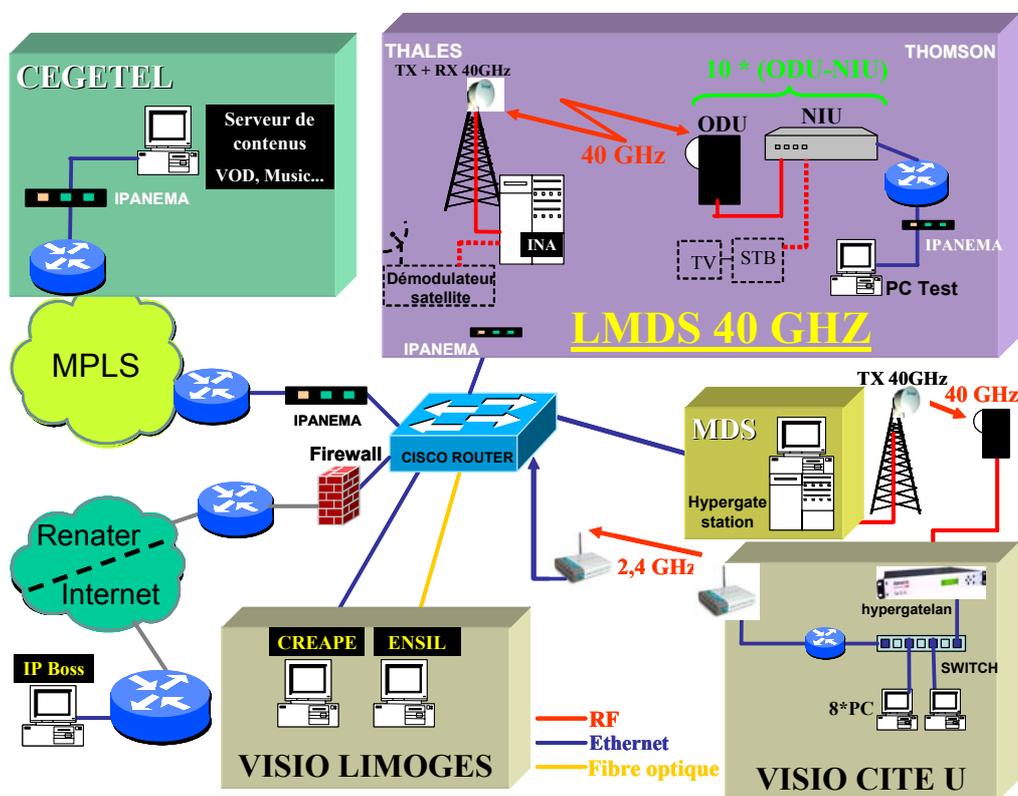
Au nombre de ces verrous, on peut citer **[AII.1]** :

- Démontrer la maturité de la technologie dans cette bande de fréquence.
- Prouver que la qualité de service (QoS) obtenue sur une portée satisfaisante pour les opérateurs est compatible avec les applications visées (surtout celles nécessitant une interactivité en temps réel).
- Quantifier la demande moyenne en trafic montant et descendant par des modélisations de comportements d'utilisateurs et des données statistiques sur des enregistrements dans le but d'y adapter la politique d'allocation du spectre.
- Evaluer de nouvelles méthodes de travail coopératif, d'enseignement, de commerce, d'accès à des bases de données utilisant le capillaire LMDS.
- Epruver les méthodes d'ingénierie de réseau dans cette nouvelle bande de fréquence et évaluer sur un cas réel le taux de couverture et des méthodes susceptibles de l'améliorer (répéteurs actifs et passifs, antennes grand gain, augmentation de la puissance rayonnée).

Un tel projet devra susciter des retombées importantes. Outre, l'analyse du comportement de la QoS (Quality of Service) et du trafic, une meilleure investigation des susceptibilités de cette bande face aux obstacles et aux aléas climatiques est nécessaire. Ce qui devait se traduire par l'élaboration d'un modèle de propagation approprié.

I.2- La plate forme ERASME à Limoges

Ce projet a permis de monter une plate-forme expérimentale de services nécessitant un accès haut débit autour du site d'ESTER-TECHNOPOLE à Limoges. Les zones de couverture et l'architecture physique du réseau ont été présentées dans le premier chapitre.



FigureAII.1 : Architecture réseau du LMDS (Projet ERASME)

Le cœur du réseau LMDS est un routeur CISCO 3550-12T qui permet de relier les différents éléments composants notre réseau expérimental :

- « Sans-fil : »

LMDS 40 GHz (cadre violet)

Il se compose principalement d'une station de base (INA) et de la partie abonnés (ODU+NIU). Sur ce schéma, nous avons ajouté un routeur entre la NIU et le PC de test afin d'assurer le bon fonctionnement des sondes IPANEMA. Conjointement à la partie « DATA », il est possible d'envoyer de la télévision à l'aide d'un démodulateur coté station de base et d'une SetUp-box coté client.

MDS (cadre jaune)

Afin de combler certains problèmes quant à l'utilisation de la visioconférence, nous avons déployé un système unidirectionnel qui utilise le 40 GHz. La station de base est l'« hypergate station » et coté client nous trouvons un « hypergateLAN ». Pour la voie montante, un pont Wifi à 2,4 GHz permet fermer la boucle.

- « Fils : »

- Salles de visioconférence à l'ENSIL et au CREAPE.
- Réseau CEGETEL MPLS venant de la Défense afin de permettre la consultation de films et musiques.
- Réseau RENATER (via l'université de Limoges) : connexion Internet

II. PROGRAMME EUROPEEN « BROADWAN »

BROAWAN: Broadband services for everyone over fixed wireless access networks est l'un des projets retenus par le 6^{ème} programme-cadre de recherche PCRD (2002 – 2006) dans la rubrique « Broadband access for all » [AII.2]. Il regroupe plus de 25 partenaires repartis dans plusieurs pays d'Europe.

L'ambition de BROADWAN est le développement d'architectures de réseau et de technologies permettant un accès large bande pour tous, y compris les régions, les plus défavorisées en infrastructures. Le projet développera de nouvelles architectures, des outils

logiciels et des guides de mise en œuvre, encourageant ainsi l'utilisation des services large bande à tous les niveaux de la société.

Les solutions sans fil sont perçues comme une partie essentielle et intégrée du réseau large bande pour l'accès multiservices universel. La radio offre une alternative flexible et évolutive en fonction de la demande la capacité avec la possibilité de couverture de zones non desservies par le filaire. BROADWAN élaborera des solutions autonomes pour la couverture complète et compétitive, facilement extensible aux utilisateurs nomades.

Le projet aura pour centre d'intérêt premier, l'architecture et le développement de composants réseau sans fil et se poursuivra avec un accent particulier sur l'utilisation de réseaux large bande.

Le développement d'architecture inclut l'analyse économique du marché nécessaire à la conception de réseaux robustes, l'établissement de bonnes procédures et l'assurance d'un déploiement réussi.

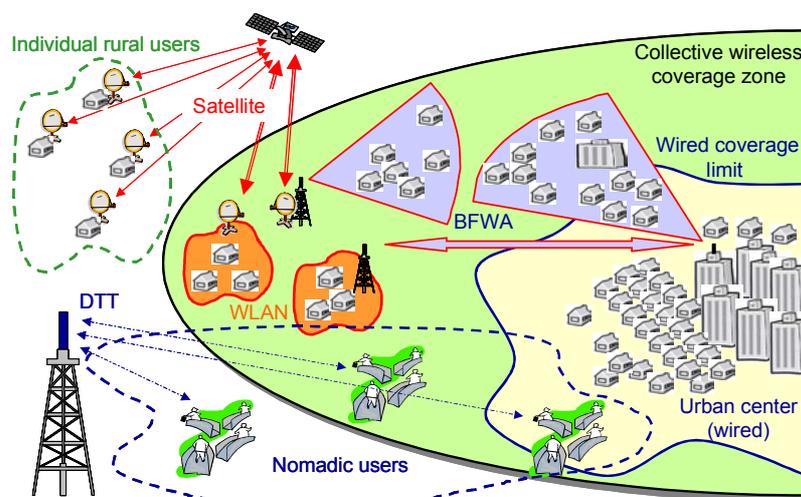


Figure AII.2 : Exemples de différentes technologies d'accès.

Le sans fil s'articulera principalement autour de deux axes :

1. Accès haut débit en utilisant les réseaux millimétriques en plein essor
2. Augmenter la couverture des systèmes opérants en basses fréquences.

Tous les systèmes sans fil seront utilisés y compris l'accès sans fil fixe large bande, des réseaux locaux sans fil, l'accès satellite et la télévision numérique terrestre (TNT). Le plus important sera l'accès sans fil fixe, dans lequel BROADWAN fournira des guides, des outils logiciels, développera des démonstrations et mettra en place des ateliers pour les designers et les utilisateurs.

Le partenariat est bâti sur une relation forte et complémentaire entre des industriels, des opérateurs, des universitaires et des consultants. Les PME incluent aussi bien les opérateurs que les consultants en réseaux large bande. Tous les partenaires sont décidés à exploiter les résultats sur des applications réelles. Les prévisions économiques augurent un marché fructueux en Europe et un marché potentiel important dans le monde.

Les raisons qui ont motivé la mise en place de ce programme se résument en quatre points [AII.3] :

- Développer une architecture réseau économiquement viable en combinant les technologies d'accès existantes afin de fournir des services haut débit et large bande partout en Europe.
- Promouvoir l'établissement d'un leadership pour l'industrie européenne dans les technologies d'accès sans fil de nouvelle génération.
- Encourager l'utilisation des services large bande à toutes les échelles de la société en multipliant des tests, des essais et des démonstrations avec un intérêt particulier pour le monde rural.
- Fournir un accès complet et simplifié large bande pour les réseaux et services utilisant l'IPv6.

Plusieurs arguments socio-économiques issus des statistiques et des études de marchés montre l'intérêt croissant des technologies sans fil d'accès large bande (BFWA : Broadband Fixed Wireless Access). A titre d'exemple, l'évolution technique et économique en zones urbaines et sub-urbaines sur neuf années (2002 – 2010) montre une rapide croissance du retour sur l'investissement. Cette étude illustrée par les histogrammes de la figure AII.3 a été réalisée sur un échantillon de population composée des résidents et des PME-PMI [AII.3].

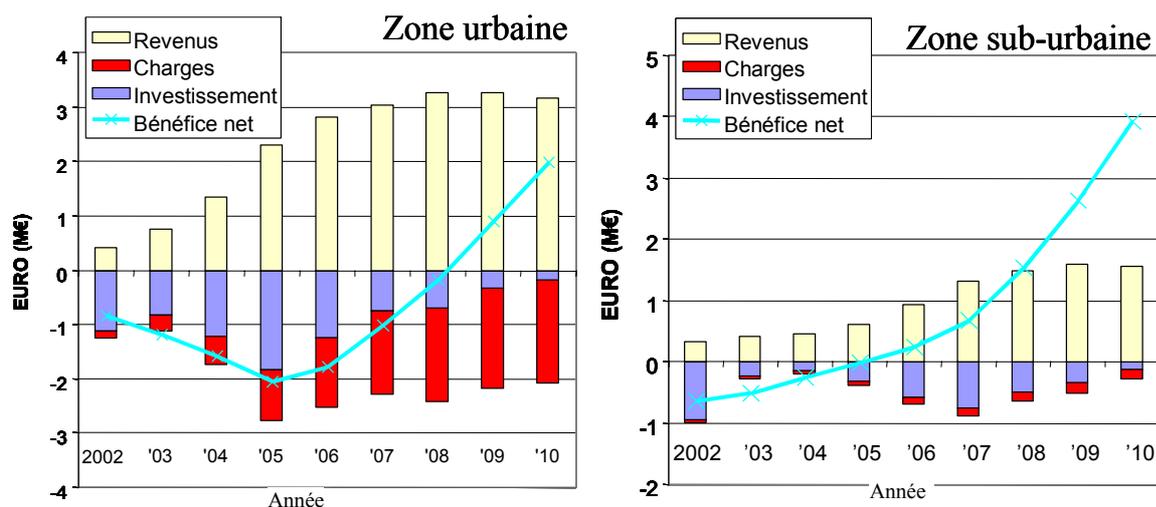


Figure AII.3 : Analyses technico-économiques sur les technologies BFWA

Ainsi, au terme de ce projet, les innovations importantes seront apportées sur différents aspects [AII.3] :

- Des solutions et des architectures réseau pour une couverture globale large bande.
- Des solutions réseau et des équipements abonnés permettant des opérations réglables, configurables et adaptables en fonction de la demande de l'utilisateur et pour des zones à densités de population variables.
- La fourniture sur une plate-forme unique de tous les services en direction des abonnés fixes ou nomades (mobiles).
- L'allocation du débit à la demande (même pour le peer-to-peer).
- L'implémentation d'une allocation spectrale utilisant les avantages du TDD (Time Division Duplex), de la modulation adaptative, des antennes planaires à 40 GHz et des stations de bases « intelligentes » à 5 GHz.
- L'implémentation d'une modulation adaptative utilisant la gamme de modulations entre le QPSK et 64 QAM.
- L'implémentation de l'IPv6 pour toutes les applications multicast.

Ces deux projets offrent un cadre expérimental utile pour la suite des investigations.

+ Annexe III : 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)

Annexe IV : LES PRINCIPALES CLASSES JAVA UTILISÉES DANS LA CONCEPTION DES INTERFACES GRAPHIQUES

I. RAPPELS SUR LA PROGRAMMATION ORIENTÉE OBJET

Les langages orientés objets (LOO) sont une nouvelle méthode de programmation qui tend à se rapprocher de notre manière naturelle d'appréhender le monde. Les L.O.O. se sont surtout posé la question "*Sur quoi porte le programme ?*". En effet, un programme informatique comporte toujours des traitements, mais aussi et surtout des données. Si la programmation structurée s'intéresse aux traitements puis aux données, la conception objet s'intéresse d'abord aux données, auxquelles elle associe ensuite les traitements. L'expérience a montré que les données sont ce qu'il y a de plus stable dans la vie d'un programme, il est donc intéressant d'architecturer le programme autour de ces données.

JAVA est un langage de programmation orienté objet développé par SUN et dont le kit de développement est diffusé gratuitement. Il permet de développer de véritables applications et des applets que l'on peut incorporer si on le souhaite dans des pages HTML [AIV.1].

La **programmation orientée objet** (POO) consiste à modéliser informatiquement un ensemble d'éléments d'une partie du monde réel (que l'on appelle *domaine*) en un ensemble d'entités informatiques. Ces entités informatiques sont appelées **objets**. Il s'agit de données informatiques regroupant les principales caractéristiques des éléments du monde réel (taille, la couleur, ...) [AIV.2]. Les objets sont caractérisés par :

- Leurs attributs qui caractérisent les objets (exemple : la marque d'une voiture, son kilométrage).

- Leurs fonctions qui traduisent leur comportement (exemple : pour une voiture accélérer, freiner).

Cette notion d'objet est étroitement liée à celle de classe. On appelle **classe** la structure d'un objet, c'est-à-dire la déclaration de l'ensemble des entités qui composeront un objet. Un objet est donc "issu" d'une classe, c'est le produit qui sort d'un moule. En réalité on dit qu'un objet est une **instanciation** d'une classe [AIV.2]. Il existe en Java plusieurs bibliothèques de composants mais la plus utilisée dans la conception d'interfaces graphiques est sans doute la bibliothèque de composants SWING.

II. LA BIBLIOTHÈQUE DE COMPOSANTS « SWING »

Cette bibliothèque est formée d'un large éventail de classes servant à la réalisation rapide et simplifiée d'interfaces graphiques. Ces classes ont été largement utilisées dans la conception et la réalisation des interfaces graphiques présentées dans ce mémoire. Nous décrivons ici les principales classes et leurs fonctionnalités.

II.1. JFrame :

Cette classe permet de créer des fenêtres prédéfinies qui pourront ensuite contenir d'autres composants nécessaires à la réalisation d'une tâche. Elles disposent de fonctionnalités de base telles que « réduire la fenêtre », « fermer la fenêtre », « agrandir la fenêtre » ou « redimensionner la fenêtre ». C'est la base de l'interface car c'est à elle que viennent se greffer tous les composants utilisés pour les différentes saisies.

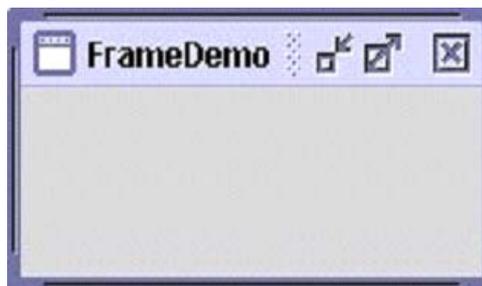


Figure AIV.1 : Une instance de la classe JFrame

II.2. JPanel :

On utilise les panneaux pour définir des sous zones à l'intérieur de la fenêtre principale. Cette classe donne la description d'un panneau pouvant contenir des composants dans une disposition par défaut ou définie par le programmeur lors de l'instanciation de ces panneaux. Le langage Java dispose également de classes permettant de disposer les composants de manière particulière. Deux de ces classes ont permis de mettre en place la quasi totalité des composants de saisie. Il s'agit des classes *GridBagLayout* et *BorderLayout*.

II.3. GridBagLayout :

Elle permet de créer une grille où l'on viendra placer les divers composants selon des contraintes bien précises. Cette classe utilise une structure de type *GridBagConstraints*, dans laquelle on vient modifier les attributs (contraintes), qu'on associe à l'élément à ajouter à la grille. On peut ainsi définir de manière précise la position d'un composant en se servant les mailles de la grille. Un composant peut occuper une ou plusieurs mailles. La taille de ces mailles est déterminée de manière automatique en largeur par la largeur du plus grand composant de la colonne et en hauteur par celle du plus grand composant sur la ligne.

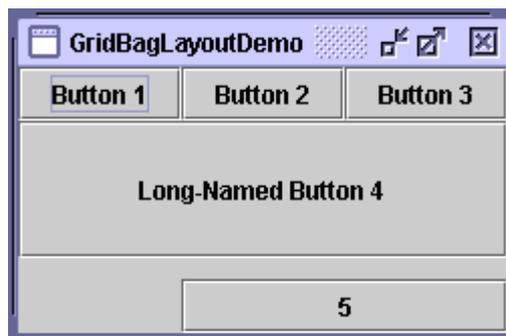


Figure AIV.2 : Exemple de disposition selon GridBagLayout

II.4. BorderLayout :

Cette classe décompose les conteneurs (un panneau par exemple) en 5 zones : une zone centrale et 4 zones aux points cardinaux, en bande. Les tailles des bandes s'adaptent

automatiquement aux contenus des composants insérés. Il suffit juste de préciser lors de l'ajout du composant la position « Nord », « Sud », « Est », « Ouest » ou « Centre ».

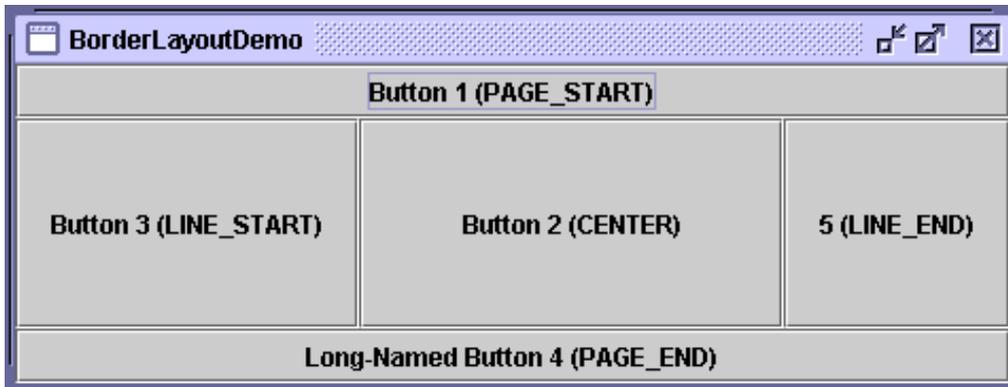


Figure AIV.3 : Une disposition selon BorderLayout. On voit bien les 5 zones (4 bandes cardinales et la partie centrale).

II.5. CardLayout :

Cette classe a été utilisée pour une grande partie de la saisie des paramètres de simulation. Elle permet à plusieurs sets de composants de partager le même espace à l'écran, un peu à la manière de cartes qu'on placerait les unes au dessus des autres selon ce qu'on veut voir. Il suffit juste ensuite d'associer un moyen pour passer d'une carte à l'autre en utilisant une liste déroulante, des boutons... C'est un moyen très pratique de gestion de l'espace.

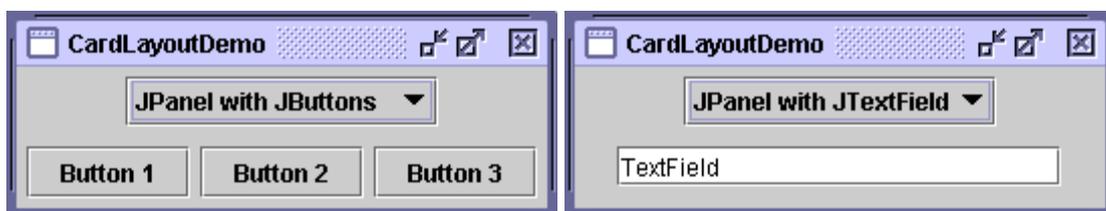


Figure AIV.4 : Une liste déroulante permet de passer d'un set de composants (les 3 boutons à gauche) à un autre (le champ de texte à droite)

II.6. JLabel :

JLabel est principalement utilisé pour afficher les titres, les noms de champs de texte, des images comme une sorte d'étiquette, que l'on intègre à un panneau contenant ces différents composants.

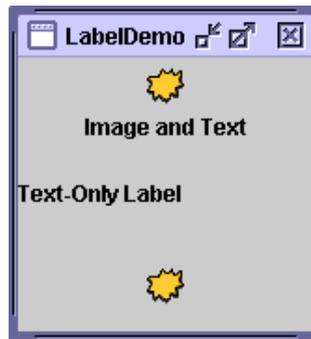


Figure AIV.5 : Trois étiquettes avec leurs composants associés

(image + texte, texte seul, image seule)

II.7. JTextField :

Cette classe permet de définir des champs de texte à remplir par l'utilisateur. Elle dispose de quelques fonctions utiles comme l'activation ou la désactivation du champ selon le désir du programmeur (exemple : quand on veut qu'un champ soit actif sous certaines conditions seulement). Il est en outre possible de disposer les saisies à droite, au centre ou à gauche selon l'apparence désirée.



Figure AIV.6 : Un JTextField à droite d'un JLabel

II.8. Les classes de boutons (JButton, JCheckBox, JRadioButton...):

Elles permettent de créer des boutons à l'apparence prédéfinie (bouton simple, case à cocher, bouton radio). A la différence des boutons simples, les boutons radios d'une même famille ne peuvent être activés simultanément, l'activation de l'un, désactive les autres.



Figure AIV.7 : Différentes instanciations de boutons dans un panneau

II.9. JFile Chooser :

Elle permet la création de boîtes de dialogues standard pour l'ouverture et la fermeture de fichiers. Ces dialogues sont composées de boutons classiques (enregistrer, annuler, boutons de navigation dans le système de fichier) et d'un panneau de visualisation du système de fichier.

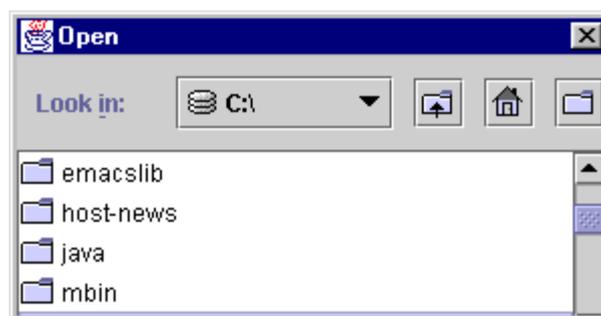


Figure AIV.8 : Un JFileChooser

II.10. JComboBox :

Cette classe permet de créer une liste déroulante avec un choix d'options prédéfinies pour limiter les erreurs de saisie. Il est toutefois possible de laisser un champ vide pour la saisie d'une valeur ne figurant pas dans la liste proposée.

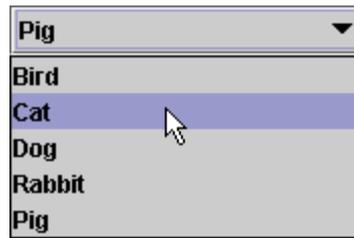


Figure AIV.9 : Une liste déroulante prédéfinie

II.11. JScrollPane :

La classe JScrollPane permet de créer des panneaux où l'on pourra visualiser des composants de grandes dimensions en se servant d'un système de glissières verticalement et horizontalement.



Figure AIV.10 : Un JScrollPane contenant une image

II.12. JSplitPane :

La classe JSplitPane sert à créer des barres de séparation. Ces barres séparent un panneau en deux parties que l'on peut redimensionner. La séparation peut être verticale ou horizontale.

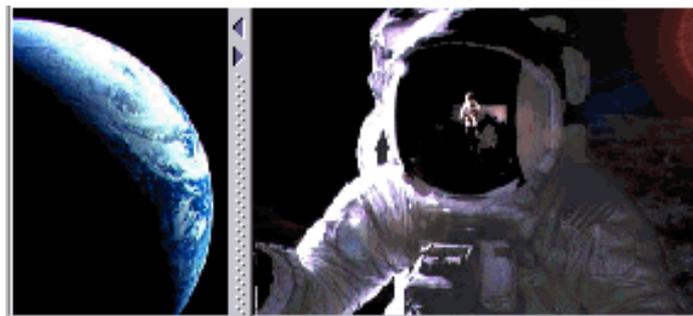


Figure AIV.11 : Deux images séparées par une barre mobile dans les deux sens.

II.13. Les classes de création de menu :

Différentes classes servent à créer des menus (JMenu, JMenuItem, JMenuBar). Elles sont organisées de la manière suivante : Une classe JMenuBar est un composant de JFrame, et JMenuBar a pour composants des JMenu, eux même composés de JMenuItem, ou encore de sous menus de type JMenu. Il est possible de personnaliser certains de ces menus, avec des images ou des boutons radios.

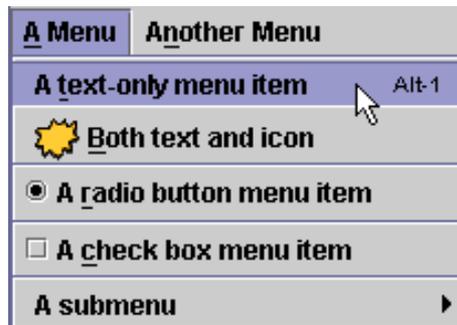


Figure AIV.12 : Une JMenuBar contenant des JMenu, eux mêmes contenant d'autres JMenu ou des JMenuItem

II.14. Autres classes :

Les classes associées aux arbres (JTree, TreeModel, MutableTreeNode). Elles permettent de manipuler des données hiérarchisées et de fournir une implémentation graphique.

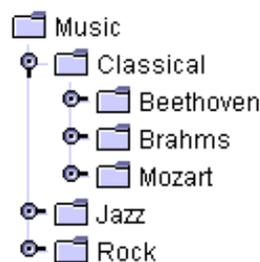


Figure AIV.13 : Un JTree avec un affichage par défaut.

Annexe V : Complément sur le manuel d'utilisation

Le mesureur de champ MCP 3000 TV SAT ANALOGIQUE NUMERIQUE



I. PRÉSENTATION DU MESUREUR DE CHAMP ET DE SON PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le MCP 3000 est le plus complet des mesureurs de champs panoramiques. Sa bande de fréquence de fonctionnement est de 5 – 2150 MHz et est capable de mesurer des niveaux allant de 20dB μ V à 130dB μ V en valeur crête pour des signaux TV, FM ou AM. Il sert aussi à mesurer les puissances reçues pour les signaux numériques (QPSK, QAM, COFDM) et donne le rapport C/N (signal à bruit) et le rapport A/V de façon automatiquement. Il dispose en outre de deux marqueurs de fréquences et de niveaux (permettant de mesurer efficacement les différences de fréquences ou de niveaux). Il offre enfin la possibilité de sélectionner le type d'image et de son (L, BG, NTSC). On y trouve en option un GPS et (ou) une imprimante incorporés (STP167).

Comme son nom l'indique le mesureur de champ peut être utilisé aussi bien en analogique qu'en numérique :

- En analogique, le mesureur de champ est utilisé comme analyseur de spectre. Il sert souvent au pointage d'antennes notamment lors de déploiement de systèmes hertziens. Le mesureur calcule le niveau de puissance reçue puis la puissance par extrapolation. Cette puissance apparaît sous forme de la puissance instantanée ou de puissance moyenne obtenue sur la bande fréquentielle autour de la fréquence centrale de la porteuse.
- En numérique : d'autres paramètres tels que le rapport C/N, le TEB (le Taux d'Erreur Binaire), le SNR, etc... peuvent être calculés. Ils permettent de vérifier la qualité de la transmission.

II. MODE ANALOGIQUE

II.1 – Analyseur de spectre

Dispositif : le mesureur est connecté à un générateur de spectre modulé ou non grâce à son **Entrée RF**. Par exemple, on peut utiliser un wobulateur pour émettre une porteuse pure ou un modulateur QPSK émettant une porteuse modulée à une fréquence donnée (dans le cas du LMDS, le signal est modulé à une fréquence intermédiaire FI = 70 MHz). Le spectre est obtenu directement en allumant le mesureur avec la touche **ALIM**.

NB : Il faut penser à alimenter le LNB s'il y a lieu. Dans ce cas, la touche **LNB SOR** sera activée par un double appui rapide. Deux voyants lumineux (leds) respectivement vert et rouge s'allument.

Accord de fréquences : on peut régler la fréquence de 2 manières différentes :

- Avec le clavier alphanumérique du mesureur à condition de connaître la fréquence exacte à laquelle on travaille. La touche **C. FR** fait apparaître un curseur au niveau de l'écran numérique, permettant de saisir la fréquence souhaitée. Et la touche entrée **←** permet de valider. Le marqueur est alors à la bonne fréquence sur le spectre.

- Avec la roue codeuse : l'accord de fréquence est presque identique au cas précédent. Au lieu d'une saisie, la roue codeuse permet de sélectionner manuellement la fréquence souhaitée. Les touches de déplacement permettent de déplacer le curseur pour une sélection rapide de la fréquence.

Astuce: La touche **BP** par un double appui permet de sélectionner la bande de fréquence dans laquelle on souhaite travailler. Il existe 5 bandes de fréquences sur le MCP 3000 TV SAT : 5 – 65 MHz ; 45 - 156 MHz ; 156 – 454 MHz ; 454 – 900 MHz et la bande BIS 900 – 2150 MHz.

L'étendue du spectre affiché (la bande de fréquence apparaissant sur l'écran) peut être augmentée ou réduite grâce aux touches Exp+ ou Exp- . De plus un menu permet entre autre de choisir l'échelle du spectre; d'afficher ou non la grille, le niveau et de calculer éventuellement le niveau de puissance par intégration numérique.

Les touches M+ et M- permettent un zoom avant et arrière de l'affichage du spectre en amplitude sans en modifier la valeur. Elles sont dites touches atténuateurs et n'agissent que sur la visualisation.

Remarque : En fait, il existe deux marqueurs, l'un en rouge et l'autre en jaune notés respectivement M1A et M2A. Ils peuvent être activés simultanément grâce à la touche **MRQ**. Il est possible de figer le spectre à un instant donné par un double appui rapide sur cette même touche. **FREEZE** apparaît alors pendant un court instant en haut du spectre. Ces deux marqueurs peuvent ainsi servir à mesurer la largeur de bande d'un spectre en le positionnant de part et d'autre de celui-ci.

II.2 – Mesure de puissance

Comme dit précédemment, l'indication du niveau de spectre apparaît sur le spectre. La valeur numérique de ce niveau s'affiche dans le coin supérieur droit de l'écran. C'est une valeur instantanée qui fluctue beaucoup en particulier dans le cas d'un signal modulé. Afin d'avoir une valeur moyenne plus stable on procède par intégration numérique sur toute la bande de la porteuse.

En plus du menu de la touche **Exp +**, le menu de la touche **MES** permet d'accéder aussi à la valeur de la puissance moyenne obtenue par intégration.

La touche **C/N** (la même que MES) permet par un double appui rapide de connaître le rapport C/N (rapport porteuse sur bruit).

NB : Il est important de vérifier dans tous les cas de figures et quelle que soit la nature de la mesure effectuée, l'**unité** grâce au menu de la touche **MES**. Il en existe 4 unités programmées: V (volt), dB μ V, dBmV, dBm.

III. MODE NUMERIQUE

La touche **NUM** permet de passer en mode numérique par un simple appui. Dans ce mode l'affichage à l'écran se présente comme indiqué à la figure AV.1.

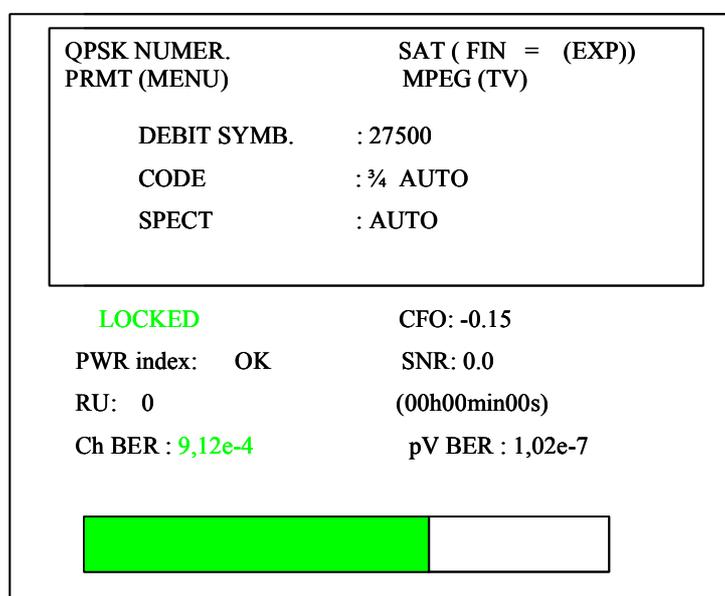


Figure AV.1 : Ecran d'affichage du mesureur en mode numérique.

Certains paramètres ne peuvent être connus que si le mesureur fonctionne en mode numérique. Il s'agit essentiellement :

- du TEB (Taux d'Erreur Binaire) avant et après correction d'erreur effectuée par le code de Viterbi.
- du rapport SNR (rapport signal sur bruit en numérique)
- du compteur d'erreurs non corrigées : le RU

Le cadran supérieur sur l'écran ci-dessus permet de rentrer le débit symbole (en Mbaud/s), le code (correspondant au code de Viterbi) avec la valeur du coefficient de retombée. En dessous de ce cadran apparaissent quelques informations indiquant l'état de la réception numérique.

Trois indications sont possibles sur l'état de la porteuse :

- NO CARRIER (pas de porteuse)
- UNLOCKED (porteuse mais les valeurs entrées ne sont pas dans la plage de valeurs correctes)
- LOCKED (bonne porteuse).

Chacune de ces indications correspond à une barre d'état affichée en bas de l'écran allant du rouge au vert et dont le niveau augmente en fonction du signal reçu.

- Le CFO (Center Frequency Offset) indique l'écart fréquentiel entre la fréquence de la porteuse et celle à laquelle la mesure est faite.
- Le PWR index (Power index) est l'indicateur de niveau de signal. OK indique un bon niveau de signal.
- Le RU (Reed solomon Uncorrected) est le compteur du nombre d'erreurs ayant échappé au correcteur Reed Solomon et entre parenthèse le temps où l'observation a été faite.
- Le SNR indique le rapport signal sur bruit en numérique.

- Le Ch. BER et le pV. BER indiquent respectivement le taux d'erreur binaire avant et après correction par le correcteur viterbi.

IV. UN EXEMPLE DE MONTAGE DU DISPOSITIF DE MESURE

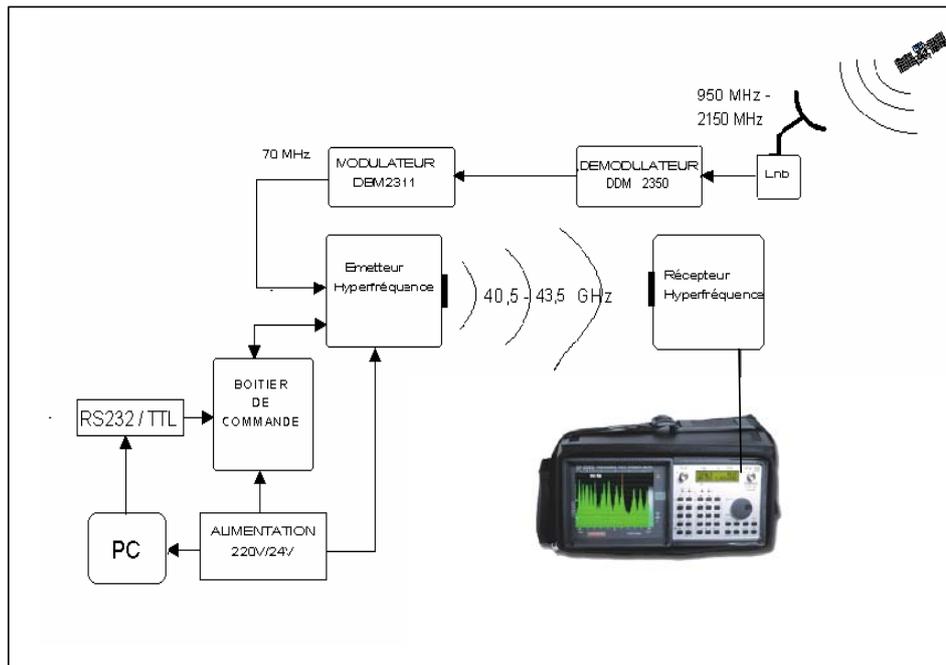


Figure AV.2 : Exemple de diffusion de TV numérique via un réseau LMDS à 40 GHz.

Ce montage a été utilisé pour la réalisation des mesures expérimentales qui ont servi à valider les résultats de simulation obtenus par LIBUS.

Annexe VI : RADIATION FROM APERTURES
(extrait du chapitre 16 de Electromagnetic waves &
Antennas. Pages 515 - 526) S. J. ORFANIDIS

16.1 FIELD EQUIVALENCE PRINCIPLE

The radiation fields from aperture antennas, such as slots, open-ended waveguides, horns, reflector and lens antennas, are determined from the knowledge of the fields over the aperture of the antenna.

The aperture fields become the sources of the radiated fields at large distances. This is a variation of the Huygens-Fresnel principle, which states that the points on each wavefront become the sources of secondary spherical waves propagating outwards and whose superposition generates the next wavefront.

Let \mathbf{E}_a , \mathbf{H}_a be the tangential fields over an aperture A , as shown in Fig. 16.1.1. These fields are assumed to be known and are produced by the sources to the left of the screen. The problem is to determine the radiated fields $\mathbf{E}(\mathbf{r})$, $\mathbf{H}(\mathbf{r})$ at some far observation point.

The radiated fields can be computed with the help of the field equivalence principle [601-607, 647], which states that the aperture fields may be replaced by equivalent electric and magnetic surface currents, whose radiated fields can then be calculated using the techniques of Sec. 13.10. The equivalent surface currents are:

$$\begin{array}{l} \boxed{J_s = \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}_a} \\ \boxed{J_{ms} = -\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}_a} \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{(electric surface current)} \\ \text{(magnetic surface current)} \end{array} \quad (16.1.1)$$

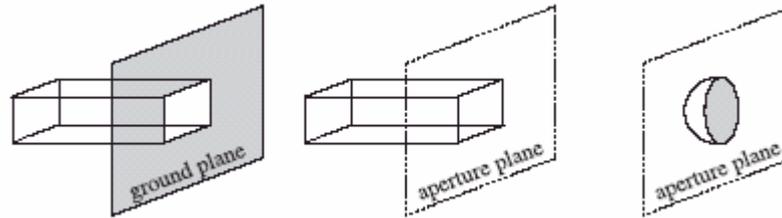


Fig. 16.1.2 Examples of aperture planes.

There are two alternative forms of the field equivalence principle, which may be used when only one of the aperture fields \mathbf{E}_a or \mathbf{H}_a is available. They are:

$J_s = 0$ $J_{ms} = -2(\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}_a)$	(perfect electric conductor)	(16.1.2)
---	------------------------------	----------

$J_s = 2(\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}_a)$ $J_{ms} = 0$	(perfect magnetic conductor)	(16.1.3)
--	------------------------------	----------

They are appropriate when the screen is a perfect electric conductor (PEC) on which $\mathbf{E}_a = 0$, or when it is a perfect magnetic conductor (PMC) on which $\mathbf{H}_a = 0$.

Using image theory, the perfect electric (magnetic) conducting screen can be eliminated and replaced by an image magnetic (electric) surface current, doubling its value over the aperture. The image field causes the total tangential electric (magnetic) field to vanish over the screen.

If the tangential fields \mathbf{E}_a , \mathbf{H}_a were known over the entire aperture plane (screen plus aperture), the three versions of the equivalence principle would generate the same radiated fields. But because we consider \mathbf{E}_a , \mathbf{H}_a only over the aperture, the three versions give slightly different results.

In the case of a perfectly conducting screen, the calculated radiation fields (16.4.10) using the equivalent currents (16.1.2) are consistent with the boundary conditions on the screen.

16.2 MAGNETIC CURRENTS AND DUALITY

Next, we consider the solution of Maxwell's equations driven by the ordinary electric charge and current densities ρ , \mathbf{J} , and in addition, by the magnetic charge and current densities ρ_m , \mathbf{J}_m .

Although ρ_m , \mathbf{J}_m are fictitious, the solution of this problem will allow us to identify the equivalent magnetic currents to be used in aperture problems, and thus, establish the field equivalence principle. The generalized form of Maxwell's equations is:

$$\begin{aligned}
 \nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} + j\omega\epsilon\mathbf{E} \\
 \nabla \cdot \mathbf{E} &= \frac{1}{\epsilon}\rho \\
 \nabla \times \mathbf{E} &= -\mathbf{J}_m - j\omega\mu\mathbf{H} \\
 \nabla \cdot \mathbf{H} &= \frac{1}{\mu}\rho_m
 \end{aligned}
 \tag{16.2.1}$$

There is now complete symmetry, or duality, between the electric and the magnetic quantities. In fact, it can be verified easily that the following duality transformation leaves the set of four equations invariant:

$$\begin{array}{lll}
 E \longrightarrow H & J \longrightarrow J_m & A \longrightarrow A_m \\
 H \longrightarrow -E & \rho \longrightarrow \rho_m & \varphi \longrightarrow \varphi_m \\
 \epsilon \longrightarrow \mu & J_m \longrightarrow -J & A_m \longrightarrow -A \\
 \mu \longrightarrow \epsilon & \rho_m \longrightarrow -\rho & \varphi_m \longrightarrow -\varphi
 \end{array}
 \tag{duality} \tag{16.2.2}$$

where φ, \mathbf{A} and φ_m, \mathbf{A}_m are the corresponding scalar and vector potentials introduced below. These transformations can be recognized as a special case (for $\alpha = \pi/2$) of the following duality rotations, which also leave Maxwell's equations invariant:

$$\begin{bmatrix} E' & \eta J' & \eta \rho' \\ \eta H' & J'_m & \rho'_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha \\ -\sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E & \eta J & \eta \rho \\ \eta H & J_m & \rho_m \end{bmatrix}
 \tag{16.2.3}$$

Under the duality transformations (16.2.2), the first two of Eqs. (16.2.1) transform into the last two, and conversely, the last two transform into the first two.

A useful consequence of duality is that if one has obtained expressions for the electric field \mathbf{E} , then by applying a duality transformation one can generate expressions for the magnetic field \mathbf{H} . We will see examples of this property shortly.

The solution of Eq. (16.2.1) is obtained in terms of the usual scalar and vector potentials φ, \mathbf{A} , as well as two new potentials φ_m, \mathbf{A}_m of the magnetic type:

$$\begin{aligned} E &= -\nabla\varphi - j\omega\mathbf{A} - \frac{1}{\epsilon}\nabla\times\mathbf{A}_m \\ H &= -\nabla\varphi_m - j\omega\mathbf{A}_m + \frac{1}{\mu}\nabla\times\mathbf{A} \end{aligned} \quad (16.2.4)$$

The expression for \mathbf{H} can be derived from that of \mathbf{E} by a duality transformation of the form (16.2.2). The scalar and vector potentials satisfy the Lorenz conditions and Helmholtz wave equations:

$$\begin{aligned} \nabla\cdot\mathbf{A} + j\omega\epsilon\mu\varphi &= 0 & \nabla\cdot\mathbf{A}_m + j\omega\epsilon\mu\varphi_m &= 0 \\ \nabla^2\varphi + k^2\varphi &= -\frac{\rho}{\epsilon} & \text{and} & \nabla^2\varphi_m + k^2\varphi_m = -\frac{\rho_m}{\mu} \\ \nabla^2\mathbf{A} + k^2\mathbf{A} &= -\mu\mathbf{J} & \nabla^2\mathbf{A}_m + k^2\mathbf{A}_m &= -\epsilon\mathbf{J}_m \end{aligned} \quad (16.2.5)$$

The solutions of the Helmholtz equations are given in terms of $G(\mathbf{r} - \mathbf{r}') = \frac{e^{-jk|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{4\pi|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|}$:

$$\begin{aligned} \varphi(\mathbf{r}) &= \int_V \frac{1}{\epsilon} \rho(\mathbf{r}') G(\mathbf{r} - \mathbf{r}') dV', & \varphi_m(\mathbf{r}) &= \int_V \frac{1}{\mu} \rho_m(\mathbf{r}') G(\mathbf{r} - \mathbf{r}') dV' \\ \mathbf{A}(\mathbf{r}) &= \int_V \mu \mathbf{J}(\mathbf{r}') G(\mathbf{r} - \mathbf{r}') dV', & \mathbf{A}_m(\mathbf{r}) &= \int_V \epsilon \mathbf{J}_m(\mathbf{r}') G(\mathbf{r} - \mathbf{r}') dV' \end{aligned} \quad (16.2.6)$$

where V is the volume over which the charge and current densities are nonzero. The observation point \mathbf{r} is taken to be outside this volume. Using the Lorenz conditions, the scalar potentials may be eliminated in favor of the vector potentials, resulting in the alternative expressions for Eq. (16.2.4):

$$\begin{aligned}
 E &= \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} [\nabla(\nabla \cdot A) + k^2 A] - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times A_m \\
 H &= \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} [\nabla(\nabla \cdot A_m) + k^2 A_m] + \frac{1}{\mu} \nabla \times A
 \end{aligned}
 \tag{16.2.7}$$

These may also be written in the form of Eq. (13.3.9) :

$$\begin{aligned}
 E &= \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} [\nabla \times (\nabla \times A) - \mu J] - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times A_m \\
 H &= \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} [\nabla \times (\nabla \times A_m) - \epsilon J_m] + \frac{1}{\mu} \nabla \times A
 \end{aligned}
 \tag{16.2.8}$$

Replacing \mathbf{A} , \mathbf{A}_m in terms of Eq. (16.2.6), we may express the solutions (16.2.7) directly in terms of the current densities:

$$\begin{aligned}
 E &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \int_V [k^2 JG + (J \cdot \nabla') \nabla' G - j\omega\epsilon J_m \times \nabla' G] dV' \\
 H &= \frac{1}{j\omega\mu} \int_V [k^2 J_m G + (J_m \cdot \nabla') \nabla' G + j\omega\mu J \times \nabla' G] dV'
 \end{aligned}
 \tag{16.2.9}$$

Alternatively, if we also use the charge densities, we obtain from (16.2.4):

$$\begin{aligned}
 E &= \int_V [-j\omega\mu JG + \frac{\rho}{\epsilon} \nabla' G - J_m \times \nabla' G] dV' \\
 H &= \int_V [-j\omega\epsilon J_m G + \frac{\rho_m}{\mu} \nabla' G + J \times \nabla' G] dV'
 \end{aligned}
 \tag{16.2.10}$$

16.3 RADIATION FIELDS FROM MAGNETIC CURRENTS

The radiation fields of the solutions (16.2.7) can be obtained by making the far-field approximation, which consists of the replacements:

$$\frac{e^{-jk|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} \simeq \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} e^{jk \cdot \mathbf{r}'} \quad \text{and} \quad \nabla \simeq -jk
 \tag{16.3.1}$$

where $\mathbf{k} = k\hat{\mathbf{r}}$. Then, the vector potentials of Eq. (16.2.6) take the simplified form:

$$A(\mathbf{r}) = \mu \frac{e^{-jk r}}{4\pi r} F(\theta, \phi), \quad A_m(\mathbf{r}) = \epsilon \frac{e^{-jk r}}{4\pi r} F_m(\theta, \phi) \quad (16.3.2)$$

where the radiation vectors are the Fourier transforms of the current densities:

$$\boxed{\begin{aligned} F(\theta, \phi) &= \int_V J(\mathbf{r}') e^{jk \cdot \mathbf{r}'} dV' \\ F_m(\theta, \phi) &= \int_V J_m(\mathbf{r}') e^{jk \cdot \mathbf{r}'} dV' \end{aligned}} \quad (\text{radiation vectors}) \quad (16.3.3)$$

Setting $\mathbf{J} = \mathbf{J}_m = 0$ in Eq. (16.2.8) because we are evaluating the fields far from the current sources, and using the approximation $\nabla = -jk = -jk\hat{r}$, and the relationship $k/\epsilon = \omega\eta$, we find the radiated \mathbf{E} and \mathbf{H} fields:

$$\boxed{\begin{aligned} E &= -j\omega[\hat{r} \times (A \times \hat{r}) - \eta \hat{r} \times A_m] = -jk \frac{e^{-jk r}}{4\pi r} \hat{r} \times [\eta F \times \hat{r} - F_m] \\ H &= -\frac{j\omega}{\eta} [\eta \hat{r} \times (A_m \times \hat{r}) + \hat{r} \times A] = -\frac{jk}{\eta} \frac{e^{-jk r}}{4\pi r} \hat{r} \times [\eta F + F_m \times \hat{r}] \end{aligned}} \quad (16.3.4)$$

These generalize Eq. (13.10.2) to magnetic currents. As in Eq. (13.10.3), we have:

$$H = \frac{1}{\eta} \hat{r} \times E \quad (16.3.5)$$

Noting that $\hat{r} \times (F \times \hat{r}) = \hat{\theta}F_\theta + \hat{\phi}F_\phi$ and $\hat{r} \times F = \hat{\phi}F_\theta - \hat{\theta}F_\phi$, and similarly for \mathbf{F}_m , we find for the polar components of Eq. (16.3.4):

$$\begin{aligned} E &= -jk \frac{e^{-jk r}}{4\pi r} [\hat{\theta}(\eta F_\theta + F_{m\phi}) + \hat{\phi}(\eta F_\phi - F_{m\theta})] \\ H &= -\frac{jk}{\eta} \frac{e^{-jk r}}{4\pi r} [-\hat{\theta}(\eta F_\phi - F_{m\theta}) + \hat{\phi}(\eta F_\theta + F_{m\phi})] \end{aligned} \quad (16.3.6)$$

The Poynting vector is given by the generalization of Eq. (14.1.1):

$$\mathbf{P} = \frac{1}{2} \text{Re}(E \times H^*) = \hat{r} \frac{k^2}{32\pi^2 \eta r^2} [|\eta F_\theta + F_{m\phi}|^2 + |\eta F_\phi - F_{m\theta}|^2] = \hat{r} P_r \quad (16.3.7)$$

and the radiation intensity:

$$U(\theta, \phi) = \frac{dP}{d\Omega} = r^2 \mathcal{P}_r = \frac{k^2}{32\pi^2\eta} [|\eta F_\theta + F_{m\phi}|^2 + |\eta F_\phi - F_{m\theta}|^2] \quad (16.3.8)$$

16.4 RADIATION FIELDS FROM APERTURES

For an aperture antenna with effective surface currents given by Eq. (16.1.1), the volume integrations in Eq. (16.2.9) reduce to surface integrations over the aperture A:

$$\begin{aligned} E &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \int_A [(J_s \cdot \nabla') \nabla' G + k^2 J_s G - j\omega\epsilon J_{ms} \times \nabla' G] dS' \\ H &= \frac{1}{j\omega\mu} \int_A [(J_{ms} \cdot \nabla') \nabla' G + k^2 J_{ms} G + j\omega\mu J_s \times \nabla' G] dS' \end{aligned} \quad (16.4.1)$$

and, explicitly in terms of the aperture fields shown in Fig. 16.1.1:

$$\begin{aligned} E &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \int_A [(\hat{\mathbf{n}} \times H_a) \cdot \nabla' (\nabla' G) + k^2 (\hat{\mathbf{n}} \times H_a) G + j\omega\epsilon (\hat{\mathbf{n}} \times E_a) \times \nabla' G] dS' \\ H &= \frac{1}{j\omega\mu} \int_A [-(\hat{\mathbf{n}} \times E_a) \cdot \nabla' (\nabla' G) - k^2 (\hat{\mathbf{n}} \times E_a) G + j\omega\mu (\hat{\mathbf{n}} \times H_a) \times \nabla' G] dS' \end{aligned} \quad (16.4.2)$$

These are known as Kottler's formulas [605–616]. We derive them in Sec. 16.12. The equation for \mathbf{H} can also be obtained from that of \mathbf{E} by the application of a duality transformation, that is, $\mathbf{E}_a \rightarrow \mathbf{H}_a$, $\mathbf{H}_a \rightarrow -\mathbf{E}_a$ and $\epsilon \rightarrow \mu$, $\mu \rightarrow \epsilon$.

In the far-field limit, the radiation fields are still given by Eq. (16.3.6), but now the radiation vectors are given by the two-dimensional Fourier transform-like integrals over the aperture :

$$\begin{aligned} F(\theta, \phi) &= \int_A J_s(\mathbf{r}') e^{jk \cdot \mathbf{r}'} dS' = \int_A \hat{\mathbf{n}} \times H_a(\mathbf{r}') e^{jk \cdot \mathbf{r}'} dS' \\ F_m(\theta, \phi) &= \int_A J_{ms}(\mathbf{r}') e^{jk \cdot \mathbf{r}'} dS' = - \int_A \hat{\mathbf{n}} \times E_a(\mathbf{r}') e^{jk \cdot \mathbf{r}'} dS' \end{aligned} \quad (16.4.3)$$

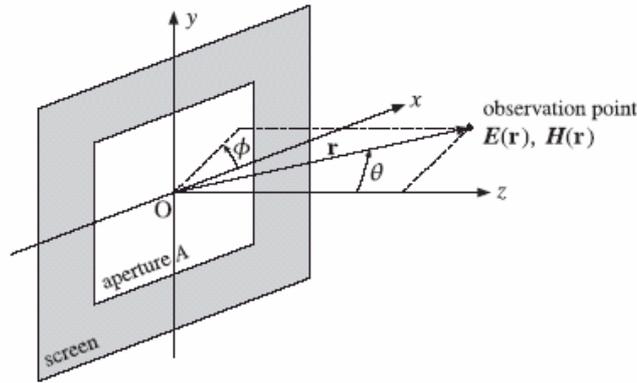


Fig. 16.4.1 Radiation fields from an aperture.

Fig. 16.4.1 shows the polar angle conventions, where we took the origin to be somewhere in the middle of the aperture A.

The aperture surface A and the screen in Fig. 16.1.1 can be arbitrarily curved. However, a common case is to assume that they are both flat. Then, Eqs. (16.4.3) become ordinary 2-d Fourier transform integrals. Taking the aperture plane to be the xy-plane as in Fig. 16.1.1, the aperture normal becomes $\tilde{n} = \hat{z}$, and thus, it can be taken out of the integrands. Setting $dS' = dx' dy'$, we rewrite Eq. (16.4.3) in the form:

$$\begin{aligned}
 F(\theta, \phi) &= \int_A J_s(\mathbf{r}') e^{jk \cdot \mathbf{r}'} dx' dy' = \hat{z} \times \int_A H_a(\mathbf{r}') e^{jk \cdot \mathbf{r}'} dx' dy' \\
 F_m(\theta, \phi) &= \int_A J_{ms}(\mathbf{r}') e^{jk \cdot \mathbf{r}'} dx' dy' = -\hat{z} \times \int_A E_a(\mathbf{r}') e^{jk \cdot \mathbf{r}'} dx' dy'
 \end{aligned}
 \tag{16.4.4}$$

where $e^{jk \cdot r} = e^{jk_x x' + jk_y y'}$ and $k_x = k \cos \phi \sin \theta$, $k_y = k \sin \phi \sin \theta$. It proves convenient then to introduce the two-dimensional Fourier transforms of the aperture fields:

$$\begin{aligned}
 f(\theta, \phi) &= \int_A E_a(\mathbf{r}') e^{jk \cdot \mathbf{r}'} dx' dy' = \int_A E_a(x', y') e^{jk_x x' + jk_y y'} dx' dy' \\
 g(\theta, \phi) &= \int_A H_a(\mathbf{r}') e^{jk \cdot \mathbf{r}'} dx' dy' = \int_A H_a(x', y') e^{jk_x x' + jk_y y'} dx' dy'
 \end{aligned}
 \tag{16.4.5}$$

Then, the radiation vectors become:

$$\begin{aligned} F(\theta, \phi) &= \hat{z} \times \mathbf{g}(\theta, \phi) \\ F_m(\theta, \phi) &= -\hat{z} \times \mathbf{f}(\theta, \phi) \end{aligned} \quad (16.4.6)$$

Because \mathbf{E}_a , \mathbf{H}_a are tangential to the aperture plane, they can be resolved into their cartesian components, for example, $E_a = \hat{x}E_{ax} + \hat{y}E_{ay}$. Then, the quantities \mathbf{f} , \mathbf{g} can be resolved in the same way, for example, $f = \hat{x}f_x + \hat{y}f_y$. Thus, we have:

$$\begin{aligned} F &= \hat{z} \times \mathbf{g} = \hat{z} \times (\hat{x}g_x + \hat{y}g_y) = \hat{y}g_x - \hat{x}g_y \\ F_m &= -\hat{z} \times \mathbf{f} = -\hat{z} \times (\hat{x}f_x + \hat{y}f_y) = \hat{x}f_y - \hat{y}f_x \end{aligned} \quad (16.4.7)$$

The polar components of the radiation vectors are determined as follows:

$$F_\theta = \hat{\theta} \cdot F = \hat{\theta} \cdot (\hat{y}g_x - \hat{x}g_y) = g_x \sin \phi \cos \theta - g_y \cos \phi \cos \theta$$

where we read off the dot products $(\hat{\theta} \cdot \hat{x})$ and $(\hat{\theta} \cdot \hat{y})$ from Eq. (13.8.3). The remaining polar components are found similarly, and we summarize them below:

$$\begin{aligned} F_\theta &= -\cos \theta (g_y \cos \phi - g_x \sin \phi) \\ F_\phi &= g_x \cos \phi + g_y \sin \phi \\ F_{m\theta} &= \cos \theta (f_y \cos \phi - f_x \sin \phi) \\ F_{m\phi} &= -(f_x \cos \phi + f_y \sin \phi) \end{aligned} \quad (16.4.8)$$

It follows from Eq. (16.3.6) that the radiated E-field will be:

$$\boxed{\begin{aligned} E_\theta &= jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} [(f_x \cos \phi + f_y \sin \phi) + \eta \cos \theta (g_y \cos \phi - g_x \sin \phi)] \\ E_\phi &= jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} [\cos \theta (f_y \cos \phi - f_x \sin \phi) - \eta (g_x \cos \phi + g_y \sin \phi)] \end{aligned}} \quad (16.4.9)$$

The radiation fields resulting from the alternative forms of the field equivalence principle, Eqs. (16.1.2) and (16.1.3), are obtained from Eq. (16.4.9) by removing the g- or the f-terms and doubling the remaining term. We have for the PEC case:

$$\begin{aligned}
 E_{\theta} &= 2jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} [f_x \cos \phi + f_y \sin \phi] \\
 E_{\phi} &= 2jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} [\cos \theta (f_y \cos \phi - f_x \sin \phi)]
 \end{aligned}
 \tag{16.4.10}$$

and for the PMC case:

$$\begin{aligned}
 E_{\theta} &= 2jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} [\eta \cos \theta (g_y \cos \phi - g_x \sin \phi)] \\
 E_{\phi} &= 2jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} [-\eta (g_x \cos \phi + g_y \sin \phi)]
 \end{aligned}
 \tag{16.4.11}$$

In all three cases, the radiated magnetic fields are obtained from:

$$H_{\theta} = -\frac{1}{\eta} E_{\phi}, \quad H_{\phi} = \frac{1}{\eta} E_{\theta}
 \tag{16.4.12}$$

We note that Eq. (16.4.9) is the average of Eqs. (16.4.10) and (16.4.11). Also, Eq. (16.4.11) is the dual of Eq. (16.4.10). Indeed, using Eq. (16.4.12), we obtain the following Hcomponents for Eq. (16.4.11), which can be derived from Eq. (16.4.10) by the duality transformation $\mathbf{Ea} \rightarrow \mathbf{Ha}$ or $\mathbf{f} \rightarrow \mathbf{g}$:

$$\begin{aligned}
 H_{\theta} &= 2jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} [g_x \cos \phi + g_y \sin \phi] \\
 H_{\phi} &= 2jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} [\cos \theta (g_y \cos \phi - g_x \sin \phi)]
 \end{aligned}
 \tag{16.4.13}$$

At $\theta = 90^\circ$, the components E_{ϕ} , H_{θ} become tangential to the aperture screen. We note that because of the $\cos \theta$ factors, E_{ϕ} (resp. H_{θ}) will vanish in the PEC (resp. PMC) case, in accordance with the boundary conditions.

16.5 HUYGENS SOURCE

The aperture fields \mathbf{Ea}, \mathbf{Ha} are referred to as Huygens source if at all points on the aperture they are related by the uniform plane-wave relationship:

$$\boxed{H_a = \frac{1}{\eta} \hat{n} \times E_a} \quad (\text{Huygens source}) \quad (16.5.1)$$

where η is the characteristic impedance of vacuum.

For example, this is the case if a uniform plane wave is incident normally on the aperture plane from the left, as shown in Fig. 16.5.1. The aperture fields are assumed to be equal to the incident fields, $\mathbf{E}_a = \mathbf{E}_{inc}$ and $\mathbf{H}_a = \mathbf{H}_{inc}$, and the incident fields satisfy $\mathbf{H}_{inc} = \hat{z} \times \mathbf{E}_{inc}/\eta$.

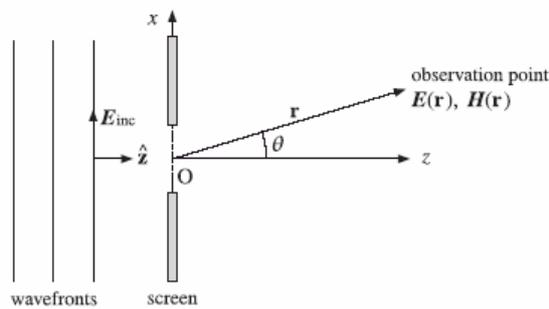


Fig. 16.5.1 Uniform plane wave incident on an aperture.

The Huygens source condition is not always satisfied. For example, if the uniform plane wave is incident obliquely on the aperture, then η must be replaced by the transverse impedance η_T , which depends on the angle of incidence and the polarization of the incident wave as discussed in Sec. 6.2.

Similarly, if the aperture is the open end of a waveguide, then η must be replaced by the waveguide's transverse impedance, such as η_{TE} or η_{TM} , depending on the assumed waveguide mode. On the other hand, if the waveguide ends are flared out into a horn with a large aperture, then Eq. (16.5.1) is approximately valid. The Huygens source condition implies the same relationship for the Fourier transforms of the aperture fields, that is, (with $\hat{n} = \hat{z}$)

$$\boxed{\mathbf{g} = \frac{1}{\eta} \hat{n} \times \mathbf{f}} \quad \Rightarrow \quad \boxed{g_x = -\frac{1}{\eta} f_y, \quad g_y = \frac{1}{\eta} f_x} \quad (16.5.2)$$

Inserting these into Eq. (16.4.9) we may express the radiated electric field in terms of \mathbf{f} only. We find:

$$\begin{aligned} E_\theta &= jk \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} \frac{1 + \cos \theta}{2} [f_x \cos \phi + f_y \sin \phi] \\ E_\phi &= jk \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} \frac{1 + \cos \theta}{2} [f_y \cos \phi - f_x \sin \phi] \end{aligned} \quad (16.5.3)$$

The factor $(1 + \cos \theta)/2$ is known as an obliquity factor. The PEC case of Eq. (16.4.10) remains unchanged for a Huygens source, but the PMC case becomes:

$$\begin{aligned} E_\theta &= jk \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} \cos \theta [f_x \cos \phi + f_y \sin \phi] \\ E_\phi &= jk \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} [f_y \cos \phi - f_x \sin \phi] \end{aligned} \quad (16.5.4)$$

We may summarize all three cases by the single formula:

$$\begin{aligned} E_\theta &= jk \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} c_\theta [f_x \cos \phi + f_y \sin \phi] \\ E_\phi &= jk \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} c_\phi [f_y \cos \phi - f_x \sin \phi] \end{aligned} \quad \begin{array}{l} \text{(fields from Huygens source)} \\ (16.5.5) \end{array}$$

where the obliquity factors are defined in the three cases:

$$\begin{bmatrix} c_\theta \\ c_\phi \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 + \cos \theta \\ 1 + \cos \theta \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 \\ \cos \theta \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \cos \theta \\ 1 \end{bmatrix} \quad \begin{array}{l} \text{(obliquity factors)} \\ (16.5.6) \end{array}$$

We note that the first is the average of the last two. The obliquity factors are equal to unity in the forward direction $\theta = 0^\circ$ and vary little for near-forward angles. Therefore, the radiation patterns predicted by the three methods are very similar in their mainlobe behavior. In the case of a modified Huygens source that replaces η by η_T , Eqs. (16.5.5) retain their form. The aperture fields and their Fourier transforms are now assumed to be related by:

$$\boxed{H_a = \frac{1}{\eta_T} \hat{\mathbf{z}} \times E_a} \Rightarrow \boxed{\mathbf{g} = \frac{1}{\eta_T} \hat{\mathbf{z}} \times \mathbf{f}} \quad (16.5.7)$$

Inserting these into Eq. (16.4.9), we obtain the modified obliquity factors :

$$c_\theta = \frac{1}{2} [1 + K \cos \theta] , \quad c_\phi = \frac{1}{2} [K + \cos \theta] , \quad K = \frac{\eta}{\eta_T} \quad (16.5.8)$$

16.6 DIRECTIVITY AND EFFECTIVE AREA OF APERTURES

For any aperture, given the radiation fields E_θ , E_ϕ of Eqs. (16.4.9)–(16.4.11), the corresponding radiation intensity is:

$$U(\theta, \phi) = \frac{dP}{d\Omega} = r^2 \mathcal{P}_r = r^2 \frac{1}{2\eta} [|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2] = r^2 \frac{1}{2\eta} |E(\theta, \phi)|^2 \quad (16.6.1)$$

Because the aperture radiates only into the right half-space $0 \leq \theta \leq \pi/2$, the total radiated power and the effective isotropic radiation intensity will be:

$$P_{\text{rad}} = \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} U(\theta, \phi) d\Omega, \quad U_I = \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi} \quad (16.6.2)$$

The directive gain is computed by $D(\theta, \phi) = U(\theta, \phi)/U_I$, and the normalized gain by $g(\theta, \phi) = U(\theta, \phi)/U_{\text{max}}$. For a typical aperture, the maximum intensity U_{max} is towards the forward direction $\theta = 0^\circ$. In the case of a Huygens source, we have:

$$U(\theta, \phi) = \frac{k^2}{8\pi^2\eta} [c_\theta^2 |f_x \cos \phi + f_y \sin \phi|^2 + c_\phi^2 |f_y \cos \phi - f_x \sin \phi|^2] \quad (16.6.3)$$

Assuming that the maximum is towards $\theta = 0^\circ$, then $c_\theta = c_\phi = 1$, and we find for the maximum intensity:

$$\begin{aligned}
U_{\max} &= \frac{k^2}{8\pi^2\eta} [|f_x \cos \phi + f_y \sin \phi|^2 + |f_y \cos \phi - f_x \sin \phi|^2]_{\theta=0} \\
&= \frac{k^2}{8\pi^2\eta} [|f_x|^2 + |f_y|^2]_{\theta=0} = \frac{k^2}{8\pi^2\eta} |f|_{\max}^2
\end{aligned}$$

where $|f|_{\max}^2 = [|f_x|^2 + |f_y|^2]_{\theta=0}$. Setting $k = 2\pi/\lambda$, we have:

$$U_{\max} = \frac{1}{2\lambda^2\eta} |f|_{\max}^2 \quad (16.6.4)$$

It follows that the normalized gain will be:

$$g(\theta, \phi) = \frac{c_\theta^2 |f_x \cos \phi + f_y \sin \phi|^2 + c_\phi^2 |f_y \cos \phi - f_x \sin \phi|^2}{|f|_{\max}^2} \quad (16.6.5)$$

In the case of Eq. (16.4.9) with $c_\theta = c_\phi = (1 + \cos \theta)/2$, this simplifies further into:

$$g(\theta, \phi) = c_\theta^2 \frac{|f_x|^2 + |f_y|^2}{|f|_{\max}^2} = \left(\frac{1 + \cos \theta}{2} \right)^2 \frac{|f(\theta, \phi)|^2}{|f|_{\max}^2} \quad (16.6.6)$$

The square root of the gain is the (normalized) field strength:

$$\frac{|E(\theta, \phi)|}{|E|_{\max}} = \sqrt{g(\theta, \phi)} = \left(\frac{1 + \cos \theta}{2} \right) \frac{|f(\theta, \phi)|}{|f|_{\max}} \quad (16.6.7)$$

The power computed by Eq. (16.6.2) is the total power that is radiated outwards from a half-sphere of large radius r . An alternative way to compute P_{rad} is to invoke energy conservation and compute the total power that flows into the right half-space through the aperture. Assuming a Huygens source, we have:

$$P_{\text{rad}} = \int_A \mathcal{P}_z dS' = \frac{1}{2} \int_A \hat{z} \cdot \text{Re}[E_a \times H_a^*] dS' = \frac{1}{2\eta} \int_A |E_a(r')|^2 dS' \quad (16.6.8)$$

Because $\theta = 0$ corresponds to $k_x = k_y = 0$, it follows from the Fourier transform definition (16.4.5) that:

$$|f|_{\max}^2 = \left| \int_A E_a(\mathbf{r}') e^{jk \cdot \mathbf{r}'} dS' \right|_{k_x=k_y=0}^2 = \left| \int_A E_a(\mathbf{r}') dS' \right|^2$$

Therefore, the maximum intensity is given by:

$$U_{\max} = \frac{1}{2\lambda^2\eta} |f|_{\max}^2 = \frac{1}{2\lambda^2\eta} \left| \int_A E_a(\mathbf{r}') dS' \right|^2 \quad (16.6.9)$$

Dividing (16.6.9) by (16.6.8), we find the directivity:

$$D_{\max} = 4\pi \frac{U_{\max}}{P_{\text{rad}}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\left| \int_A E_a(\mathbf{r}') dS' \right|^2}{\int_A |E_a(\mathbf{r}')|^2 dS'} = \frac{4\pi A_{\text{eff}}}{\lambda^2} \quad (\text{directivity}) \quad (16.6.10)$$

It follows that the maximum effective area of the aperture is:

$$A_{\text{eff}} = \frac{\left| \int_A E_a(\mathbf{r}') dS' \right|^2}{\int_A |E_a(\mathbf{r}')|^2 dS'} \leq A \quad (\text{effective area}) \quad (16.6.11)$$

and the aperture efficiency:

$$e_a = \frac{A_{\text{eff}}}{A} = \frac{\left| \int_A E_a(\mathbf{r}') dS' \right|^2}{A \int_A |E_a(\mathbf{r}')|^2 dS'} \leq 1 \quad (\text{aperture efficiency}) \quad (16.6.12)$$

The inequalities in Eqs. (16.6.11) and (16.6.12) can be thought of as special cases of the Schwarz inequality. It follows that equality is reached whenever $\mathbf{E}a(\mathbf{r}')$ is uniform over the aperture, that is, independent of \mathbf{r}' .

Thus, uniform apertures achieve the highest directivity and have effective areas equal to their geometrical areas.

Because the integrand in the numerator of e_a depends both on the magnitude and the phase of $\mathbf{E}a$, it proves convenient to separate out these effects by defining the aperture taper efficiency or loss, e_{atl} , and the phase error efficiency or loss, e_{pel} , as follows:

$$e_{\text{atl}} = \frac{\left| \int_A |E_a(\mathbf{r}')| dS' \right|^2}{A \int_A |E_a(\mathbf{r}')|^2 dS'}, \quad e_{\text{pel}} = \frac{\left| \int_A E_a(\mathbf{r}') dS' \right|^2}{\left| \int_A |E_a(\mathbf{r}')| dS' \right|^2} \quad (16.6.13)$$

so that e_a becomes the product:

$$\boxed{e_a = e_{\text{atl}} e_{\text{pel}}} \quad (16.6.14)$$

BIBLIOGRAPHIE DES ANNEXES

[AI.1] **R. ABER** “xDSL Local Loop Access Technology” 3Com. 25 Mars 2001

http://www.3com.com/technology/tech_net/white_papers/500624.html

[AI.2] **M. COLE** “Telecommunications” Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1999

[AI.3] **A. DODD** “The Essential Guide to Telecommunications” Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1999

[AI.4] **B. PROVOLT** “xDSL Tutorial” Engineering Intern Marketing and Product Development Group, Schott Corporation. Août 2000

[AI.5] **W. BEYDA** “Data Communications” Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1999

[AI.6] **R. ABER** “xDSL Local Loop Access Technology” 3Com. 25 Mars 2001

http://www.3com.com/technology/tech_net/white_papers/500624.html

[AI.7] **J. CLARK** “xDSL Technologies” DCTE 760, 28 Mars 2001

[AI.8] **AUSTRALIAN COMMUNICATIONS AUTHORITY** “Digital Subscriber Line (DSL)” APT/ACA Workshop. Janvier 2004

[AI.9] **CURRENT SOURCE** “The Coaxial Cable Handbook” 16 Février 2004

<http://www.currentsource.com/CCI%20Coaxial%20Cable%20Handbook.html>

[AI.10] **COAXIAL CABLE TRANSMISSION MEDIA** “Coaxial Cable Transmission Media” <http://www2.rad.com/networks/1994/transmis/coax.html>

[AI.11] **JLM CONSEIL** “L’économie du câble en France : synthèse de l’étude” Etude réalisée par le cabinet JLM Conseil pour l’Autorité de Régulation des Télécommunications. Janvier 2003.

[AI.12] UNIVERSITÉ DE GENÈVE “La fibre optique en images”

<http://www.httr.ups-tlse.fr/pedagogie/cours/fibre/fotheori.htm>

[AI.13] P. ARLOT “Les liaisons radio courte portée à la chasse aux hauts débits”.

Electronique International Hebdo, 31 janvier 2002, pp. 25.

[AI.14] A. NIX – S. ARMOUR – A. DOUFEXI “Standards compete for 5 GHz”

Wireless Europe, September 2001, pp. 33-37.

[AI.15] O. BESSE “Contribution à l’étude de la propagation électromagnétique en zone urbaine dans le domaine millimétrique”

Thèse de Doctorat, n° 41-00, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, octobre 2000.

[AI.16] CENTRE DE RECHERCHES SUR LES COMMUNICATIONS CANADA

“Accès sans fil large bande (BWA)- Réseau de distribution multipoint”

<http://www.crc.ca/fr/html/wiselab/home/documents/bwa>

[AII.1] RESEAU NATIONAL DE RECHERCHE EN TELECOMMUNICATIONS

“ERASME” http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/index_net.htm

[AII.2] CENTRE NATIONAL DE RECHERCHE SCIENTIFIQUE “Europe – 6^{ème}

PCRD : Résultats du 1^{er} appel IST” Sciences et Technologies de l’Information et de la Communication. <http://www2.cnrs.fr/STIC/AppelsOffreSTIC/6mePCRDappelIST.html>

[AII.3] T. TJELTA “Broadband services for everyone over fixed wireless access networks”

Proposal Part B, Integrated Project BROADWAN, FP6-2002-IST-1

[AIV.1] I. THIEBLEMONT “Développer en Java”

<http://perso.wanadoo.fr/isabelle.thieblemont/java/javaintro.html>

[AIV.2] CCM ENCYCLOPÉDIE INFORMATIQUE LIBRE “Introduction à la programmation orientée objet (POO)”

<http://www.commentcamarche.net/poo/poointro.php3>