

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN OUTAOUAIS

ÉTUDE DE LA PROPAGATION RADIO EN ENVIRONNEMENT DOTÉ DE SURFACES IRRÉGULIÈRES À PROFIL PÉRIODIQUE

Par

Vincent Adelphe FONO

Département d'informatique et d'ingénierie

Thèse présentée au
Département d'informatique et d'ingénierie
Pour l'obtention du grade de

PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D)

en sciences et technologie de l'information

Jury d'évaluation

Président du jury :	Prof. Alain Charbonneau, Ph.D. Département d'informatique et d'ingénierie, Université du Québec en Outaouais.
Examineur interne :	Prof. Michael Korwin-Pawlowski, Ph.D. Département d'informatique et d'ingénierie, Université du Québec en Outaouais.
Examineur interne :	Prof associé. Emmanuel Kengne, Ph.D. Département d'informatique et d'ingénierie, Université du Québec en Outaouais.
Examineur externe :	Prof. Chahé Nerguizian, Ph.D. École Polytechnique de Montréal, Montréal.
Examineur externe :	Prof. Charles Despins, Ph.D. ETS, Montréal, Québec.
Directeur de recherche :	Prof. Larbi Talbi, Ph.D. Département d'informatique et d'ingénierie, Université du Québec en Outaouais.

ABSTRACT

Wireless communication is a suitable technology for localisation and positioning in urban, rural and confined areas. In outdoor areas, this technology is based on global positioning system (GPS). However, for the indoor environments such as public buildings, offices, classrooms, road tunnels, railway tunnels and underground mines galleries, GPS functionality is limited. To improve the radio wave propagation, a possible solution is the use of sensors' network or mobile cellular network.

The aim of this thesis is to build analytical models to describe propagation mechanisms for indoor environments with, periodic rough profile on sided walls. First of all, we begin by the state of the art based on a wide range of papers dealing with wireless communication within confined area. This allowed to mention the motivations that led to this study and described context in which our research has been carried out. Secondly, an in-depth description and analysis of the main propagation mechanisms in indoor environment are presented. These mechanisms are used to build analytical models of the three environments studied in this thesis. The first environment is a saw teeth periodical rough corridor formed by two ranges of students lockers. The second one is a narrow corridor with artificial periodic rough profile consisting on semi-cylinders and the third one is a stairwell environment interconnecting two levels of a university campus building. For each environment, an analytical model based on GO-UTD is developed. These models are deterministic and allow to derive narrowband and wideband channel parameters in X and V frequency bands. A ray-tracing program taking into account wave interaction with environment surrounding walls, furniture and people is developed and the corresponding curves describing the channel parameters such as path loss, channel impulse response, Rms delay spread, K factor and channel capacity are computed. To validate the proposed models, the measurements are performed in frequency and time domains. Then, empirical wideband and narrowband parameters are extracted from measurements and compared to those of proposed analytical model in the purpose of validation of theoretical study. Furthermore, fading due to propagation mechanism coupled with the antennas moving along the channel is analysed. Then, a Kolmogorov-Smirnov test is apply to measurements and an adjustment to some specific probability distributions laws is carried out in order to validate the main type of fading that such environments can generate.

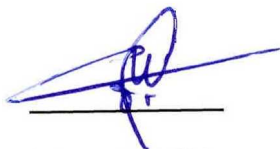
This work could be useful for designing an accurate, robust, and reliable communication system based on OFDM transmission technology.

RÉSUMÉ

La technologie sans fil s'est avérée être un atout pour divers domaines, tels que la production industrielle, l'exploration minière, la radiodiffusion, les transports, le divertissement, la construction, la localisation et le positionnement en environnement urbain, rural et confiné pour ne citer que ceux-ci. Afin de faciliter le déploiement d'une telle technologie, la parfaite connaissance du comportement des ondes radio à travers divers environnements faisant partie intégrante des principaux domaines d'applications sus cités, s'avère être un défi majeur. Une solution consiste à mener des études portées sur la caractérisation et la modélisation du canal de propagation décrivant des environnements spécifiques où peuvent être déployés des systèmes de communication sans fil. Allant de ce constat, nous avons convenu d'entreprendre des travaux de recherche en vue d'apporter notre modeste contribution dans la compréhension des phénomènes affectant la fidélité de l'acheminement de l'information, véhiculée au sein d'un système de communication en environnement complexe confiné.

Dans cette thèse, il est question de mettre au point un modèle analytique susceptible de décrire les mécanismes de propagation en environnements internes caractérisés par des rugosités (irrégularités) à profils périodiques. Dans un premier temps, une recherche bibliographique intense, portant sur les études existantes en environnements confinés, a été menée. Une telle démarche a permis de répertorier de manière efficace les différentes approches de prédiction du comportement de l'onde se propageant au travers de ceux-ci. De plus, elle a permis de situer nos travaux par rapport à ce qui a été fait jusqu'ici, tout en tenant compte du contexte de recherche de solutions d'optimisation et de vulgarisation de la qualité de service offert à la population par les compagnies spécialisées dans le déploiement des réseaux de communication. La première partie de cette thèse fait part de l'état de l'art; il est question de situer nos travaux par rapport à ce qui a été fait jusqu'ici dans la littérature. Entre autres, nous élucidons les motivations qui nous ont poussés à entreprendre un tel travail. Dans la seconde partie, nous mettons en évidence la description des différents mécanismes de propagation susceptibles d'être rencontrés en environnements internes. En ce qui concerne la troisième partie, elle représente le cœur de notre thèse. Dans cette dernière, trois environnements distincts sont considérés. Le premier environnement est un espace doté de casiers d'étudiants formant un couloir pouvant être substitué à un environnement rugueux à profil périodique en dents de scie. Ensuite nous nous intéressons à l'étude d'un couloir de

forme canonique rectiligne, au sein duquel des rugosités artificielles à profil périodique semi-cylindrique ont été disposées de part et d'autre des parois latérales. Enfin, nous considérons la cage d'escalier en V, formée de 3 plans horizontaux associés à deux réseaux de 10 marches d'escaliers disposées de telle sorte qu'une forme rugueuse périodique définie comme une juxtaposition de dièdres à angle droit soit observée. Ces trois différentes structures ont permis la mise en évidence de l'effet des rugosités, dues aux combinaisons de formes canoniques et courbes associées à leurs propriétés électromagnétiques, sur les paramètres caractéristiques du canal de propagation que chacune d'elles définit. Les modèles large bande et bande étroite ont été développés et validés par des résultats issus des campagnes de mesures expérimentales. Ces modèles mathématiques développés s'appuient sur les tracés de rayons 2D et 3D associés à la théorie uniforme de la diffraction couplée à l'optique géométrique. Les fréquences de travail utilisées sont de l'ordre de grandeur du GHz ; compte tenu de l'intérêt que la communauté scientifique et les firmes de télécommunication, s'activant à la mise sur pied des nouveaux protocoles et systèmes de communication (à l'instar de la 5G), accordent aux bandes de fréquences couvrant ce spectre. Deux bandes de fréquences ont été exploitées ; à savoir, la bande X et la bande V. Les campagnes de mesures large bande et bande étroite ont principalement été menées à l'aide d'un sondeur de canal à base d'analyseur vectoriel de réseau permettant de couvrir une bande variant de 10 MHz à 70 GHz. Ce travail pourra servir de base aux équipes d'ingénieurs en radiocommunication au cours de la recherche des solutions permettant la limitation de l'impact des phénomènes tels que les interférences inter symbole et les évanouissements du signal lors du déploiement d'un système de communication à l'intérieur des différents environnements ayant fait l'objet de cette thèse, ce qui garantira la transmission fidèle de l'information. Il pourra entre autres être incorporé au sein de logiciels spécialisés dans la prédiction des puissances en radio communications.



Vincent FONO



Larbi TALBI

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je ne saurais adresser mes sincères remerciements sans faire mention de l'Éternel, le Très Haut qui me guide tous les jours de ma vie et m'assiste durant les périodes difficiles. Tu es pour moi un bouclier, béni soit ton Saint Nom.

Les travaux présentés dans ce document ont été effectués à l'université du Québec en Outaouais, plus précisément dans l'enceinte du laboratoire de recherche en communications sans fil, dirigé par le Professeur Larbi Talbi. Je lui exprime toute ma gratitude pour le fait de m'avoir : aidé durant mes démarches concernant le processus d'admission à l'UQO, puis accepté dans son équipe de recherche, guidé tout au long de mes travaux et octroyé un financement.

Au même titre, je remercie Dr Nadir Hakem, professeur à l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue et membre du laboratoire de recherche en télécommunications souterraines (LRTCS) d'avoir permis l'octroi du financement nécessaire pour ma thèse ainsi que la possibilité de réaliser des mesures au sein du LRTCS de la mine CANMET. Il serait également indiqué de remercier la Professeur Nadia Baaziz pour la peine qu'elle s'est donnée afin de m'imprégner des notions de traitement statistique du signal lors de la supervision de mon sujet secondaire de thèse.

J'associe à ces remerciements les professeurs Alain Charbonneau, Michael Korwin-Pawlowski, Emmanuel Kengne, Chahé Nerguizian et Charles Despins d'avoir accepté de faire partie du comité d'évaluation de cette thèse.

Toute ma gratitude va à l'endroit du Dr Jules LeBel pour les échanges très constructifs dans le domaine des télécommunications et d'autres aspects de la vie.

J'associe également à ces remerciements Dr Ahmed Lakhssassi, Professeur à l'Université du Québec en Outaouais (UQO) et responsable du programme de doctorat, pour ses encouragements, ses précieux conseils et surtout son implication dans la réussite de cette thèse.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à M. Abdelkrim Chebihi pour toute la peine qu'il s'est donnée afin de m'aider dans la fabrication de mon matériel expérimental, à savoir la réalisation d'une réplique de profils rugueux, la fabrication des supports d'antennes, la mise au point du dispositif de déplacement mécanisé des antennes sur les marches d'escaliers ainsi que pour ses multiples conseils et

encouragements tout au long de mes travaux de recherche.

Dans le même ordre d'idées, j'adresse mes remerciements aux techniciens du LRTCS et de la mine CANMET : Ahmad Al-Hogeiri, Mohamed Eleas ainsi qu'au professeur Mourad Nedil, pour leur aide et expertise inestimable dans la réalisation des mesures des paramètres caractérisant un canal de propagation dans le domaine des ondes millimétriques.

Il serait également indiqué d'adresser des remerciements à mon ami Ousama Abu-Safia, pour les discussions constructives que nous avons eues, suivies de la brève collaboration entreprise lors des deux dernières années de cette thèse.

Je remercie Marielle Golbout et surtout mon grand ami Moulay El Azhari d'avoir eu la volonté de m'aider à relire et corriger mes articles rédigés en anglais.

Toute ma gratitude va à l'endroit de Dr Julien Hautcoeur, Dr Moustapha Mbaye et Dr Tahar Haddad, anciens collègues de laboratoire pour le fait de m'avoir occasionnellement guidé lors de mes démarches, visant à faire des mesures exigeantes ainsi que pour l'apport qu'ils m'ont procuré, concernant la présentation des travaux de recherche suivant la norme requise.

Je remercie pleinement tous ceux qui ont contribué de près ou de loin au parachèvement de ce travail de recherche, ainsi que tous les membres de notre équipe de recherche, notamment tous mes collègues de travail: Dr Ali Kabiri, Betty Savitri, Yassine Zouaoui, Abdelouadoud Stambouli, Khaled Kedjar, Ahmaëd Moudjiad et les professeurs du département d'informatique et d'ingénierie : Kamel Adi, Mohand S. Allili parmi tant d'autres.

Je tiens aussi vivement à remercier nos secrétaires et ex-secrétaires de département : Catherine Hubert, Lynda Thibault, Nancy Michaud pour leurs disponibilités de tous les instants et leur dévouement.

Dans le même ordre d'idées, je tiens à remercier mes amis et en particulier : Adèle Ngo Mouellas, Edouard Tsagué, Billy Dizeu, Samuel Nyobé, Ernest Adam, Frank, Ghislaine Fotso, Elisabeth Ngo Ntomb Ngué, Marguerite Ngo Ngué, Carolle Siaka, Zineb, Hannelore, Laure Tchamba, Alain Ako, Abou Draman, Muktar Bappa, Arlette Ngando et Jennifer Beauregard pour tout le soutien moral qu'ils m'ont accordé durant cette thèse.

Dans le même sillage, je remercie infiniment la famille Destin et particulièrement Me Miraude Méreus qui a été pour moi une véritable mère durant mes études doctorales au Canada.

Pour clore cette rubrique remerciements, je remercie de façon spéciale tous les membres de ma famille en commençant par mes parents, ma très chère grand-mère Younai Elisabeth, mon oncle Tchummo François, Mr et Madame Tachago, la famille Tamdjo, ma grande sœur Guilaine Mpamé, madame Marie-France Kohln, la famille Mba et en particulier Maman Régine et Papa Nicolas. De même, toute ma gratitude va à l'endroit de mes frères, sœurs, cousins et cousines, plus particulièrement : André, Romanic, Manuela, Arsène, Rosette, Marie-Laure, Florence, Michelle Laure, Christian, Danielle, Sylvie Simo, Stève et Mireille pour leur soutien permanent. J'ai également une pensée pour mes Frères et Sœurs en Christ à travers le monde qui m'ont soutenu par leurs prières.

Enfin, je profite également de ce moment pour remercier Todjom Ottawa/Gatineau et plus particulièrement les familles Kadji, Tagne et Kuate pour tout le réconfort qu'ils m'ont apporté durant cette phase de ma vie.

DÉDICACE

À mes très chers parents Kaptué Anselme et Moyo Marie.

Vous n'avez ménagé aucun effort pour mon éducation et avez toujours été là, quand j'avais besoin d'un soutien. Vous m'avez initié aux mathématiques et donné l'envie de faire de la recherche dès ma plus tendre enfance. Vivement que vous soyez récompensés pour tous les sacrifices consentis afin que mes frères et moi, parvenions à réaliser nos rêves.

«Nul n'entre ici s'il n'est géomètre.»

Platon !!!!!!!

TABLE DES MATIÈRES

ABSTRACT	ii
RÉSUMÉ	iii
REMERCIEMENTS	v
DÉDICACE	viii
Liste des Figures	xiii
LISTE DES TABLEAUX	xviii
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES	xix
CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
1.1 Motivations	1
1.2 Contexte	2
1.3 Problématique	3
1.4 Objectifs et organisation de la thèse	5
1.5 Contributions	7
1.5.1 Articles de conférence	9
1.5.2 Articles de journal	9
1.5.3 Communication nationale orale sans actes	10
CHAPITRE 2 ÉTAT DE L'ART DE LA PROPAGATION DES ONDES EN MILIEUX COMPLEXES	11
2.1 Introduction	11
2.2 Les environnements indoor à parois supposées lisses	11
2.2.1 La propagation en tunnel	12
2.2.2 La propagation à l'intérieur des édifices	15
2.3 Les environnements indoor à parois rugueuses	18
2.3.1 Cas des surfaces rugueuses à profil aléatoire	18
2.3.2 Cas des surfaces rugueuses à profil périodique	19
CHAPITRE 3 LES MÉCANISMES DE PROPAGATION ET LEUR IMPACT SUR LE CANAL	22
3.1 Introduction	22
3.2 Mécanismes de propagation en environnement confiné	22
3.2.1 La réflexion	22
3.2.2 La diffusion	31
3.2.3 La transmission	41
3.2.4 La diffraction	45
3.2.4.1 Diffraction par un coin	45
3.2.4.2 Diffraction par une surface courbe	52
3.3 Paramètres fondamentaux d'un canal de propagation	58
3.3.1 Les pertes de trajets	59
3.3.2 Les multi-trajets	67
3.3.3 La dispersion des retards	68
3.3.4 L'effet Doppler	69
3.3.5 Le bruit radioélectrique	71
3.3.6 La diversité	71
3.3.7 La corrélation	72
3.4 Mesures de la propagation en environnement confiné	73
3.5 Conclusion	76
CHAPITRE 4 MODÉLISATION DE LA PROPAGATION AU VOISINAGE D'UNE STRUCTURE PÉRIODIQUE DE CASIERS	78
4.1 Introduction	78
4.2 Présentation de l'environnement de propagation	79
4.3 Développement du modèle	80

4.3.1	Modèle bande étroite	80
4.3.2	Modèle large bande	85
4.4	Dispositifs expérimentaux et scénarios de mesure	86
4.4.1	Mesure des paramètres bande étroite du canal	86
4.4.2	Mesure des paramètres large bande du canal	87
4.5	Validation des modèles développés	90
4.5.1	Les pertes de trajets.....	90
4.5.2	Les réponses impulsionnelles.....	97
4.5.3	L'étalement des retards	99
4.6	Conclusion.....	102
CHAPITRE 5	MODÉLISATION DE LA PROPAGATION DANS UN COULOIR DOTÉ DE PAROIS RUGUEUSES À PROFIL PÉRIODIQUE SEMI-CIRCULAIRE	103
5.1	Introduction.....	103
5.2	Modèles de propagation proposés	103
5.2.1	Modèle de propagation bande étroite.....	104
5.2.2	Modèle de propagation large bande	108
5.2.3	Modèle de propagation en environnement rugueux périodique mixte	109
5.3	Dispositif expérimental et scénario de mesures	111
5.3.1	Cas des mesures CW	111
5.3.2	Mesure large bande.....	113
5.4	Validations des modèles développés	114
5.4.1	Validation du modèle bande étroite	114
5.4.2	Validation du modèle WB	116
5.5	Conclusion.....	120
CHAPITRE 6	MODÉLISATION DE LA PROPAGATION DANS UNE CAGE D'ESCALIER	122
6.1	Introduction.....	122
6.2	Présentation de l'environnement de propagation	123
6.3	Développement d'un modèle pour une cage d'escalier.....	125
6.3.1	Modèle de propagation sur un bras de marches d'escalier droit	126
6.3.2	Modèle de propagation pour un escalier en V.....	130
6.4	Techniques de mesures des paramètres d'un canal radio mobile en cages d'escaliers	132
6.4.1	Dispositif expérimental utilisé lors des mesures des paramètres bande étroite du canal.....	132
6.4.2	Dispositif expérimental utilisé lors des mesures des paramètres large bande du canal	133
6.5	Validation du modèle de propagation développé pour une section de cage d'escaliers en V.	133
6.5.1	Validation des modèles développés pour un réseau d'escaliers droit	134
6.5.1.1	Les mesures bande étroite comparées au modèle développé	134
6.5.1.2	Mesures large bande	136
6.5.2	Validation du modèle de propagation pour un réseau de deux escaliers droits en forme de V.....	140
6.5.2.1	Cas de réponse bande étroite	140
6.5.2.2	Cas de réponse large bande	142
6.6	Conclusion.....	143
CHAPITRE 7	CONCLUSION GÉNÉRALE.....	144
7.1	Contributions	144
7.2	Synthèse des résultats et comparaison à l'état de l'art	146
7.3	Perspectives de recherche	150
7.3.1	Propagation dans un amphithéâtre	150
7.3.2	Propagation dans un corridor à surfaces planes constituées de matériaux de propriétés différentes	151
7.3.3	Propagation dans un environnement à surfaces latérales rugueuses en forme de créneaux réguliers	152

7.3.4	Propagation sur un escalier tournant	153
7.4	Propagation en environnement minier souterrain.....	154
ANNEXES		156
Annexe A	Intégrales impropres utilisées durant la réalisation du travail ..	157
A.1	L'intégrale de Fresnel.....	157
A.2	Les intégrales de Pékéris	158
A.3	Les intégrales de Fock.....	159
Annexe B	Paramètres géométriques pour le modèle de cages d'escaliers	161
B.1	Différents paramètres à prendre en compte lors de la modélisation d'un escalier droit.....	161
B.2	Cas de l'escalier en V	169
B.3	Expression détaillée des différents paramètres des modèles pour l'escalier en V et le tronçon d'escalier droit.	173
Annexe C	Équipements de mesure utilisés	174
C.1	Expressions analytiques des gains d'antennes utilisées dans le cadre de cette thèse	174
C.2	Diagrammes de rayonnement d'antennes fonctionnant en bande X.....	177
C.3	Antennes cornets fonctionnant en bande V	180
C.4	Tableau récapitulatif des temps mis pour développer et valider les modèles	182
RÉFÉRENCES		184

Liste des Figures

FIGURE 1. 1 : ORGANIGRAMME DES DIFFÉRENTES MESURES EFFECTUÉES POUR LE COMPTE DE CE TRAVAIL DE RECHERCHE	8
FIGURE 3. 1 : ILLUSTRATION DU MÉCANISME DE RÉFLEXION SUR UNE SURFACE LISSE.....	23
FIGURE 3. 2 : COEFFICIENTS DE RÉFLEXION SPÉCULAIRE POUR DES MATÉRIAUX PRÉSENTS EN ENVIRONNEMENT INTERNE À DES FRÉQUENCES $f = 60 \text{ GHz}$	25
FIGURE 3. 3 : MISE EN ÉVIDENCE DE LA RÉFLEXION SUIVANT LA DIRECTION SPÉCULAIRE SUR UNE SURFACE IRRÉGULIÈRE	26
FIGURE 3. 4 : ACCROISSEMENT DE L'EFFET DE RUGOSITÉ SUR DES COEFFICIENTS DE RÉFLEXION AVEC L'AUGMENTATION EN FRÉQUENCE POUR $f = 10 \text{ GHz}$: (A) $\sigma_h = 0 \text{ cm}$, (B) $\sigma_h = 1 \text{ cm}$ ET (C) $\sigma_h = 8,6 \text{ cm}$	28
FIGURE 3. 5 : ACCROISSEMENT DE L'EFFET DE RUGOSITÉ SUR DES COEFFICIENTS DE RÉFLEXION AVEC L'AUGMENTATION EN FRÉQUENCE POUR $\sigma_h = 1 \text{ cm}$: (A) $f = 1 \text{ GHz}$, (B) $f = 10 \text{ GHz}$ ET (C) $f = 60 \text{ GHz}$	31
FIGURE 3. 6: PROFIL 1D DE LA SURFACE RUGUEUSE METTANT EN ÉVIDENCE DEUX POINTS CORRÉLÉS.	32
FIGURE 3. 7 : ILLUSTRATION D'UN FRAGMENT DE SURFACE RUGUEUSE RESPECTANT LES CONDITIONS D'APPLICATION DE L'AK [101].....	34
FIGURE 3. 8 : MISE EN ÉVIDENCE DE L'EFFET DE RUGOSITÉ SUR LA PUISSANCE DIFFUSÉE COHÉRENTE	37
FIGURE 3. 9 : COEFFICIENTS DE DIFFUSION INCOHÉRENTS POUR DES MATÉRIAUX DIÉLECTRIQUES CORRESPONDANT À LA DIFFUSION PAR UNE SURFACE RUGUEUSE D'ÉCART TYPE DE PENTES $\sigma_s \in \{0, 1; 0, 2; 0, 3\}$: POLARISATIONS VERTICALE (σ_s^{\parallel}) ET HORIZONTALE (σ_s^{\perp}) DE L'ONDE.	38
FIGURE 3. 10 : COEFFICIENTS DE DIFFUSION INCOHÉRENTS PROPRES À UN MATÉRIAU PARFAIT CONDUCTEUR CORRESPONDANT À LA DIFFUSION PAR UNE SURFACE RUGUEUSE D'ÉCART TYPE DE PENTES $\sigma_s \in \{0, 1, 0, 2, 0, 3\}$	39
FIGURE 3. 11 : PARAMÈTRE DE CONSERVATION DE L'ÉNERGIE EN FONCTION DE L'ANGLE D'INCIDENCE θ_i POUR UNE SURFACE RUGUEUSE PARFAITE CONDUCTRICE D'ÉCART TYPE DE PENTES $\sigma_s \in \{0, 1, 0, 2, 0, 3\}$	40
FIGURE 3. 12: RÉFLECTIVITÉ EN FONCTION DE L'ANGLE D'INCIDENCE θ_i POUR UNE SURFACE RUGUEUSE DIÉLECTRIQUE (CAS DU SOL) D'ÉCART TYPE DE PENTES $\sigma_s \in \{0, 1, 0, 2, 0, 3\}$ 41	
FIGURE 3. 13 : ILLUSTRATION DU MÉCANISME DE TRANSMISSION D'UNE ONDE	

ÉLECTROMAGNÉTIQUE.	42
FIGURE 3. 14 : COEFFICIENTS DE TRANSMISSION POUR DES SURFACES LISSES CONSTITUÉES DE MATÉRIAUX RENCONTRÉS EN INDOOR À LA FRÉQUENCE $f = 10 GHz$	43
FIGURE 3. 15 : COEFFICIENTS DE FRESNEL POUR UNE SURFACE LISSE À $f = 10 GHz$ POUR (A) GYPSE ET (B) DALLE EN CÉRAMIQUE.	44
FIGURE 3. 16 : REPRÉSENTATION EN PERSPECTIVE DU SYNOPTIQUE METTANT EN ÉVIDENCE LA DIFFRACTION.	45
FIGURE 3. 17 : ILLUSTRATION DE LA THÉORIE GÉOMÉTRIQUE DE LA DIFFRACTION POUR CERTAINS OBSTACLES.....	47
FIGURE 3. 18 : COEFFICIENT DE DIFFRACTION DE KELLER	47
FIGURE 3. 19 : INTÉGRAL DE FRESNEL.....	49
FIGURE 3. 20 : COEFFICIENTS DE DIFFRACTION AMÉLIORÉS PAR KOUYOUMJIAN ET PATHAK	49
FIGURE 3. 21 : GÉOMÉTRIE DE LA DIFFRACTION D'UNE ONDE PAR UN DIÈDRE POUR LE RÉCEPTEUR SE TROUVANT DANS LA ZONE ILLUMINÉE.	50
FIGURE 3. 22 : GÉOMÉTRIE DE LA DIFFRACTION D'UNE ONDE PAR UN DIÈDRE POUR LE RÉCEPTEUR SE TROUVANT DANS LA ZONE D'OMBRE ET $H > H_R$	51
FIGURE 3. 23 : GÉOMÉTRIE DE LA DIFFRACTION D'UNE ONDE PAR UN DIÈDRE POUR LE RÉCEPTEUR SE TROUVANT DANS LA ZONE D'OMBRE ET $H > H_E$	51
FIGURE 3. 24 : REPRÉSENTATION GÉOMÉTRIQUE DU CYLINDRE, DU CHAMP INCIDENT ET DU POINT D'OBSERVATION	52
FIGURE 3. 25 : COEFFICIENTS DE PEKERIS (A) POLARISATION VERTICALE (B) POLARISATION HORIZONTALE.....	55
FIGURE 3. 26 : COEFFICIENTS DE PEKERIS AMÉLIORÉS (A) POLARISATION VERTICALE (B) POLARISATION HORIZONTALE.....	56
FIGURE 3. 27 : MODULE DU CHAMP DIFFRACTÉ EN UTILISANT L'OG ET LA TUD EN POLARISATION (A) E ET (B) H : $f = 50 MHz$; $c = 3 \times 10^8 \frac{m}{s}$; $a = 5\lambda$;.....	57
FIGURE 3. 28 : CLASSIFICATION DES MÉTHODES PRINCIPALES DE CALCUL DU CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE	62
FIGURE 3. 29 : ILLUSTRATIONS DE LA PROPAGATION MULTITRAJETS EN ENVIRONNEMENT CONFINÉ.....	68
FIGURE 3. 30 : MISE EN ÉVIDENCE DE L'EFFET DOPPLER LORS DU DÉPLACEMENT DU RÉCEPTEUR.	70
FIGURE 3. 31 : SONDEUR DE CANAL PAR BALAYAGE FRÉQUENTIEL.	76
FIGURE 4. 1 : SCHÉMA BLOC DE L'ENVIRONNEMENT DE PROPAGATION SUR WIRELESS INSITE. ...	79
FIGURE 4. 2 : SCHEMA ILLUSTRATIF EN VUE DE DESSUS DU MÉCANISME DE DIFFRACTION AU VOISINAGE D'UN CASIER D'ÉTUDIANTS.	80

FIGURE 4. 3 : DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DES ANTENNES UTILISÉES LORS DU PROCESSUS DE MODÉLISATION.	82
FIGURE 4. 4 : DIAGRAMME DE FLUX ILLUSTRANT L'ALGORITHME D'ÉVALUATION DE LA PUISSANCE AU RÉCEPTEUR.	83
FIGURE 4. 5 : SYNOPTIQUE DÉCRIVANT L'ACQUISITION DES MÉSURES EN BANDE ÉTROITE.	87
FIGURE 4. 6 : DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL.	90
FIGURE 4. 7 : DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL (RUGOSITÉ PÉRIODIQUE EN DENTS DE SCIE).	92
FIGURE 4. 8 : COMPARAISON MESURES-MODÈLE $OH \in \{70 \text{ cm}; 115 \text{ cm}\}$ (RUGOSITÉ PÉRIODIQUE EN DENTS DE SCIE).	93
FIGURE 4. 9 : PUISSANCE REÇUE EN FONCTION DE D.	94
FIGURE 4. 10 : DISTRIBUTION CUMULATIVE DE PROBABILITÉ DES PUISSANCES AU RÉCEPTEUR. ..	94
FIGURE 4. 11 : HOMME TRAVERSANT LA LIGNE DE VUE DIRECTE SÉPARANT LES DEUX ANTENNES.	95
FIGURE 4. 12 : ATTÉNUATION DUE À L'OBSTRUCTION HUMAINE SUR LA TRANSMISSION ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR.	96
FIGURE 4. 13 : PROFIL PUISSANCE-RETARD ISSU DES MESURES EXPÉRIMENTALES POUR Tx-Rx=2,60 m et $B = [8 \text{ GHz} - 12 \text{ GHz}]$	98
FIGURE 4. 14 : PROFILE PUISSANCE-RETARD ISSU DES MESURES EXPÉRIMENTALES POUR $B = [57 \text{ GHz} - 64 \text{ GHz}]$	99
FIGURE 5. 1 : VUE DE DESSUS DU TUNNEL CANONIQUE RUGUEUX.	104
FIGURE 5. 2 : GÉOMÉTRIE DÉTAILLÉE DE LA DIFFUSION DE L'ONDE SUR UN DEMI-CYLINDRE.	106
FIGURE 5. 3 : IMPLÉMENTATION MATLAB DU MODÈLE DE L'ÉVOLUTION DE LA PUISSANCE AU RÉCEPTEUR POUR UN CANAL DE PROPAGATION RUGUEUX À PROFIL SEMI-CYLINDRIQUE PÉRIODIQUE.	107
FIGURE 5. 4 : ILLUSTRATION DE LA DIFFUSION DE L'ONDE SUR LA SURFACE RUGUEUSE MIXTE.	109
FIGURE 5. 5 : RÉSULTATS DE MESURES COMPARÉES AUX SIMULATIONS POUR OH VARIABLE.	110
FIGURE 5. 6 : DISPOSITIF DE MESURE ET ENVIRONNEMENT DE PROPAGATION.	111
FIGURE 5. 7 : COMPARAISON MESURES-MODÈLE ET MISE EN ÉVIDENCE DE L'EFFET DES ANTENNES ET DE L'ENVIRONNEMENT SUR LE SIGNAL AU RÉCEPTEUR POUR $f = 10 \text{ GHz}$	115
FIGURE 5. 8 : COMPARAISON MESURES-MODÈLE ET MISE EN ÉVIDENCE DE L'EFFET DE L'ENVIRONNEMENT SUR LE SIGNAL AU RÉCEPTEUR POUR UNE PAIRE D'ANTENNES CORNETS RAYONNANT À $f = 60 \text{ GHz}$	115
FIGURE 5. 9 : COMPARAISON MESURES-MODÈLE ET MISE EN ÉVIDENCE DE L'EFFET DE L'ENVIRONNEMENT SUR LE SIGNAL AU RÉCEPTEUR DANS LA BANDE DE $[8 \text{ GHz} - 12 \text{ GHz}]$ POUR LES ANTENNES PATCHS ET CORNETS.	117
FIGURE 5. 10 : COMPARAISON MESURES-MODÈLE ET MISE EN ÉVIDENCE DE L'EFFET DE L'ENVIRONNEMENT SUR LE SIGNAL AU RÉCEPTEUR POUR UNE PAIRE D'ANTENNES	

CORNETS RAYONNANT À [57 GHz-64 GHz] TANDIS QUE TX-RX=3M.....	118
FIGURE 5. 11 : COMPARAISON MESURES-MODÈLE ET MISE EN ÉVIDENCE DE L'EFFET DE L'ENVIRONNEMENT SUR LE SIGNAL AU RÉCEPTEUR POUR UNE PAIRE D'ANTENNES CORNETS RAYONNANT DANS LA BANDE [57 GHz-64 GHz].	118
FIGURE 6. 1 : REPRÉSENTATION EN PERSPECTIVE CAVALIÈRE DU BÂTIMENT ABRITANT LA CAGE D'ESCALIER.	124
FIGURE 6. 2 : ILLUSTRATION ET PHOTOGRAPHIE DU RÉSEAU D'ESCALIERS INTERCONNECTANT LES LOCAUX DU PREMIER ET DU DEUXIÈME ÉTAGE VIA LES PORTES E.	126
FIGURE 6. 3 : GEOMETRIE DU MECANISME DE DIFFRACTION MULTIPLE UTD POUR $P=2$ COINS.	129
FIGURE 6. 4 : ILLUSTRATIONS ET PHOTOGRAPHIE DU RÉSEAU D'ESCALIERS INTERCONNECTANT LES LOCAUX DU PREMIER ET DU DEUXIÈME ÉTAGE VIA LES PORTES E.	131
FIGURE 6. 5 : DISPOSITIF DE MESURES UTILISÉ POUR L'ENVIRONNEMENT CORRESPONDANT À UN ESCALIER EN V.	133
FIGURE 6. 6 : COMPARAISON DE LA PUISSANCE AU RÉCEPTEUR MODÈLE-MESURES TX-RX : HORN-HORN.	135
FIGURE 6. 7: COMPARAISON DE LA PUISSANCE AU RÉCEPTEUR MODÈLE-MESURES, TX-RX : PATCH-PATCH.....	136
FIGURE 6. 8 : RÉPONSE FRÉQUENTIELLE DU CANAL DANS LA BANDE DE FRÉQUENCE 10 GHz (A) ANTENNES CORNETS ET (B) ANTENNES PATCHS	137
FIGURE 6. 9: COMPARAISON MESURES-MODÈLE RÉPONSE IMPULSIONNELLE DU CANAL CAS D'UNE PAIRE D'ANTENNES PATCHS	137
FIGURE 6. 10 : COMPARAISON MESURES-MODÈLE RÉPONSE IMPULSIONNELLE DU CANAL CAS D'UNE PAIRE D'ANTENNES CORNETS.	138
FIGURE 6. 11 : PERTES DE TRAJETS EN FONCTION DE D , CAS DES ANTENNES CORNETS À $f = 10GHz$	140
FIGURE 6. 12 : PERTES DE TRAJETS EN FONCTION DE D , CAS DES ANTENNES PATCHS À $f = 10GHz$	141
FIGURE 6. 13 : RÉPONSE IMPULSIONNELLE DU CANAL À ÉCHELLE NORMALE POUR $f = 10GHz$ ET $d = 7.9m$	143
FIGURE 7. 1 : VUE D'ENSEMBLE DE L'INTÉRIEUR D'UN AMPHITHÉÂTRE.....	151
FIGURE 7. 2 : MESURES DES PARAMÈTRES DE PROPAGATION DANS UN COULOIR DOTÉ DE MATÉRIAUX INHOMOGÈNES.....	152
FIGURE 7. 3 : MESURES DES PARAMÈTRES DE PROPAGATION DANS UNE SALLE À PAROIS LATÉRALES RECOUVERTES DE RUGOSITÉS EN FORME DE CRÉNEAUX RÉGULIERS.	153

FIGURE 7. 4 : MESURES DES PARAMÈTRES DE PROPAGATION DANS UNE PIÈCE À PAROIS LATÉRALES PARTIELLEMENT RECOUVERTES DE RUGOSITÉS EN FORME DE CRÉNEAUX RÉGULIERS.	153
FIGURE 7. 5 : MESURES DES PARAMÈTRES DE PROPAGATION AU VOISINAGE D'UN ESCALIER TOURNANT.	154
FIGURE 7. 6 : BRAS D'UNE GALERIE MINIÈRE DE LA MINE CANMET	155
FIGURE B. 1: MISE EN ÉVIDENCE DES LIMITES DE RÉFLEXION SUR LES MARCHES D'ESCALIER ..	167
FIGURE C. 1 : SCHÉMA ILLUSTRATIF D'UNE ANTENNE PATCH	175
FIGURE C. 2 : SCHÉMA ILLUSTRATIF D'UNE ANTENNE CORNET.....	176
FIGURE C. 3 : DIAGRAMME DE RAYONNEMENT PRATIQUE DU MODÈLE 9535-A.....	178
FIGURE C. 4 : DIAGRAMME DE RAYONNEMENT PRATIQUE DU MODÈLE 9553	179
FIGURE C. 5: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DES ANTENNES DANS LE PLAN POLAIRE	180
FIGURE C. 6 : DIAGRAMME DE RAYONNEMENT POUR LES PLANS E, H ET DE POLARISATION CROISÉE.....	180
FIGURE C. 7 : GAIN D'ANTENNE EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE EN BANDE V.....	181
FIGURE C. 8 : DIAGRAMME DE RAYONNEMENT MESURÉ DU MODÈLE SGH-15 ASSOCIÉ À SON APPROXIMATION IDÉALE (BLEU).....	181

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 3. 1 : CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DE CERTAINS MATÉRIAUX PRÉSENTS EN ENVIRONNEMENTS INTERNES (VOIR RAPPORT ITU-R P.1238-7) [19]	24
TABLEAU 3. 2 : RÉCAPITULATIF DES MODÈLES DE PROPAGATION REGROUPÉS EN FAMILLE.....	62
TABLEAU 3. 3 : CLASSIFICATION DES TECHNIQUES DE MESURES SELON LE TRAITEMENT DES SIGNAUX ET LE DOMAINE DE MESURE [205]	75
TABLEAU 4. 1 : CARACTÉRISTIQUES DES ANTENNES UTILISÉES.....	81
TABLEAU 4. 2 : DISPOSITIF DE MESURES EN BANDE ÉTROITE POUR L'ESPACE CONTENANT LES CASIERS D'ÉTUDIANTS.....	86
TABLEAU 4. 3 : SCÉNARIOS ET DISPOSITIFS DE MESURES LARGE BANDE	88
TABLEAU 4. 4 : PARAMÈTRES DE CONFIGURATION DES APPAREILS DE MESURE.	89
TABLEAU 4. 5 : ÉTALEMENT DES RETARDS POUR L'ENVIRONNEMENT CONSTITUÉ DES CASIERS D'ÉTUDIANTS	101
TABLEAU 4. 6 : FACTEUR K POUR L'ENVIRONNEMENT CONSTITUÉ DES CASIERS D'ÉTUDIANTS...	101
TABLEAU 5. 1 : PROPRIÉTÉS ÉLECTRIQUES DES MATÉRIAUX CONSTITUANT L'ENVIRONNEMENT DE PROPAGATION RUGUEUSE.	107
TABLEAU 5. 2 : DESCRIPTIF DES FORMES GÉOMÉTRIQUES COMPOSANT LE PROFIL DE LA FIGURE 5.4	110
TABLEAU 5. 3 : ÉQUIPEMENTS UTILISÉS LORS DE LA CAMPAGNE DE MESURES CW.....	113
TABLEAU 5. 4 : PARAMÈTRES DE DISPERSION DES RETARDS ET FACTEUR K.....	119
TABLEAU 6. 1 : CARACTÉRISTIQUES DES COMPOSANTS DE LA CAGE D'ESCALIERS.....	125
TABLEAU 6. 2 : PARAMETRES LARGE BANDE ET BANDE ÉTROITE THÉORIQUE ET PRATIQUE	139
TABLEAU 6. 3 : PARAMETRES LARGE BANDE THÉORIQUE ET PRATIQUE	142
TABLEAU 7. 1 : RÉCAPITULATIFS DES RÉSULTATS DE LA THÈSE	146
TABLEAU 7. 2 : TABLEAU COMPARATIF DE NOS RÉSULTATS DE RECHERCHE AVEC L'ÉTAT DE L'ART.....	147
TABLEAU C. 1 : TEMPS MIS POUR LE DÉVELOPPEMENT DES MODÈLES PROPOSÉS	182

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

2G	Deuxième génération
3G	Troisième génération
4G	Quatrième génération
5G	Cinquième génération
BF	Basse fréquence
OG	Optique Géométrique
COST	European Cooperative for Scientific and Technical
dB	Décibel
\vec{E}	Champ électrique
EM	Electromagnétique
FEM	Finite Element Method
GHz	Giga Hertz
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile (communications)
H	Champ magnétique
HF	Haute Fréquence
ADHOC	Advanced Developers Hands on Conference
J	Densité de courant électrique, [A/m ²]
M	Densité d'un flux de magnétique (quantité fictive), [V/m ²]
NLOS	Non Line-Of-Sight
PCS	Personal Communications Service
EDGE	Enhanced Data for GSM Evolution
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
TE	Transverse Electric
TEM	Transverse Electromagnetic
TM	Transverse Magnetic
SDMA	Spatial-Division Multiple Access
SAM	Stratified Acoustic Model
LMCS	Local Multipoint Communication Services
LMDS	Local Multipoint Distribution Services
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
FAF	Floor Attenuation Factor
VNA	Vector Network Analyser

WAF	Wall Attenuation Factor
TUD	Théorie Uniforme de la Diffraction
TGUD	Théorie Géométrique et Uniforme de la Diffraction
W-CDMA	Wideband Code-Division Multiple-Access
VANET	Vehicular Ad Hoc Network
COST	European Cooperative for Scientific and Technical
PL	Path Loss
LOS	Line of Sight
FDTD	Finite Differential Time Domain Method
PSTD	Pseudo-Spectral Time domain Method
MRTD	Multi Resolution Time Domain
UHF	Ultra High Frequency
PDP	Power Delay Profile
MHz	Mega Hertz
VHF	Very High Frequency
SHF	Supra High Frequency
IFT	Inverse Fourier Transform
DFT	Discret Fourier Transform
LTE	Long Term Evolution
TR	Tracé de Rayon
EPV	Equation Parabolique Vectorielle
RDN	Ray density normalization
AK	Approximation de Kirchhoff
OP	Optique Physique
WB	Large Bande
NB	Bande étroite
EMS	Energy Management System

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1 Motivations

La transmission de l'information en environnement confiné est une tâche ardue, nécessitant la mise au point d'un protocole de communication axé sur le déploiement d'un matériel coûteux, associé à des études préalables portant sur l'influence des caractéristiques physiques du milieu de propagation. Dans de tels environnements, les défis concernant les couvertures de réseaux de transmission de données telles que la vidéo, la parole et l'internet sont considérables. D'autre part, la sécurisation et la surveillance de ces milieux nécessitent le déploiement d'un système de communication fiable et de haute précision. Ce qui peut s'avérer très utile lors d'opérations de sécurisation et d'évacuations d'édifices entreprises durant des incidents majeurs tels que les incendies, les actes criminels et les catastrophes naturelles. Dès lors, il devient nécessaire de mettre sur pied un dispositif fiable capable de faciliter et d'accroître la communication au sein de tels environnements. Grâce à l'avancée rapide de la technologie combinée à la nécessité de transmission confidentielle de l'information, le tout associé à la mobilité grandissante des individus, l'intérêt s'est accru sur l'utilisation des systèmes de communication sans fil au détriment de la technologie câblée [1]. Cependant, considérant la qualité du débit offert par cette technologie, ainsi que la densité de population grandissante, la nécessité d'amélioration des communications sans fil s'est avérée incontournable. Ceci a été possible grâce à de nouvelles approches incorporant des terminaux plus performants, fonctionnant à des bandes de fréquences propices pour l'utilisation des protocoles à l'instar du IEEE 802.11x. En guise de solution, une caractérisation détaillée du canal de propagation radio combinée à une modélisation peut être envisagée. Ce qui aura une influence positive sur la conception des systèmes de télécommunications sans fil. Allant de ces considérations, un bref historique des communications mobiles à travers le monde sera indispensable. Un tel procédé permettra de mettre en évidence l'énorme impact que la Radio cellulaire et les services de communication personnelle (PCS) pourront avoir sur l'humanité entière au cours des prochaines décennies [2, 3]. Il est également important de mentionner

l'intérêt porté par des agences gouvernementales de radiocommunication ainsi que l'impact qu'ont les entreprises prestataires de service exerçant dans ce domaine sur l'évolution de la technologie et du nouveau réseau de communication sans fil. Compte tenu de tous ces faits, nous nous sommes convenu d'apporter notre contribution en nous attelant à la mise sur pied des modèles analytiques permettant d'approcher la description des mécanismes de propagation observés, dans un nombre donné d'environnements confinés réels.

1.2 Contexte

Un bref historique de l'évolution des communications sans fil nous permettra de mieux illustrer la problématique de notre étude. Le premier réseau commercial analogique sans fil a vu le jour en 1982 à Chicago[4]. En 1986, France télécom lance Radiocom 2000. Toutefois, ses dispositifs sont encombrants, très coûteux et présentent une couverture nationale limitée, centrée sur des grandes villes. S'appuyant sur un principe de modulation de fréquence assez classique, ces réseaux sont vite devenus saturés compte tenu de la croissance rapide du nombre d'utilisateurs. Pour pallier cet inconvénient, afin de permettre que la téléphonie mobile soit accessible à un grand nombre d'utilisateurs, une deuxième génération nommée (2G) de systèmes sans fil vit le jour. Elle fut favorisée par des découvertes en matière d'intégration numérique, ayant permis la miniaturisation des terminaux[5]. Toutefois, il est à préciser que l'innovation principale fut le remplacement de la technologie analogique par la numérique. Ce qui a nettement amélioré la qualité d'écoute ainsi que la sécurisation et la confidentialité de l'information; ce fut la naissance du GSM. Dans la même lancée, deux évolutions importantes de la norme GSM firent leur apparition en 2003. Il s'agit du GPRS (General Packet Radio Service) qualité 2.5G et de l'EDGE (Enhanced Data rate for GSM Evolution) qui est associée à une évolution 2.75G. Ces deux dernières innovations eurent pour objectif l'augmentation du débit d'informations grâce à des techniques de transmission importantes et novatrices. Ainsi, le GPRS permit d'atteindre les débits compris entre 20 et 30 kbps et l'EDGE, des débits nets situés entre 150 kbps et 200 kbps. Au cours des années suivant 2003, une troisième génération de téléphonie (3G) vit le jour. Elle est réglementée par le standard UMTS qui est basé sur la technique d'étalement de spectre W-CDMA [6, 7]. Afin d'améliorer la performance de transmission des données ainsi que l'accessibilité à une capacité de stockage en mémoire importante (vidéo haute définition), une génération

postérieure à la (3G) fut mise sur pied. Cette nouvelle génération dénommée (4G) est la technologie d'actualité dans le monde pour la transmission des données et les communications mobiles. Son avantage par rapport aux technologies dites de troisième génération repose sur la combinaison des données Internet aux conversations téléphoniques, garantissant ainsi un transfert de données de meilleure qualité. C'est pour cette raison que les utilisateurs faisant usage des technologies (4G) consomment en moyenne le double de quantité de données requises pour les personnes se servant de technologies antérieures. Ceci s'explique par la qualité des vidéos streaming qu'offre la 4G. Toutefois, cette technologie n'est qu'à un stade d'adoption. À titre d'information, en 2014, sur les 237 marchés de communication mobile mondial, uniquement 110 avaient un réseau LTE. Conscients des défis futurs et dans le souci d'anticiper les limitations futures auxquelles feront face les infrastructures développées pour la 4G, les industriels dans le secteur des télécommunications en partenariat avec les gouvernements et les opérateurs économiques se sont penchés sur la mise au point d'une nouvelle technologie. Cette technologie sensée être la clef du futur dans la quasi-totalité des activités (médical, commerce, étude, sécurité dans le transport) est appelée cinquième génération (5G). Allant de ce fait, les opérateurs en collaboration avec les entreprises développant les équipements de communication ont initié des partenariats permettant de tester la nouvelle technologie sur plusieurs bandes spectrales en vue d'un déploiement à l'horizon 2020. À titre d'exemple, nous pouvons faire mention de NEC (5 GHz), Ericsson (15 GHz), Samsung (28 GHz) et Nokia (3-6 GHz et 70 GHz)[8].

Ayant présenté le contexte dans lequel se déroulent nos recherches doctorales, nous allons par la suite mettre en évidence la nécessité de comprendre les mécanismes auxquels sont soumis les informations acheminées au sein des canaux de propagation faisant partie des systèmes de communication exploitant les technologies citées plus haut.

1.3 Problématique

De nos jours, la conception des systèmes de communication embarqués dans des infrastructures délicates tels que les avions, les bateaux, les véhicules, les édifices, les salles de spectacle et ateliers de production industrielle nécessitent une connaissance approfondie du canal de transmission, ainsi que celle des mécanismes de propagation susceptibles de s'y produire. Ces structures étant pour la plupart constituées de surfaces dotées d'irrégularités, l'étude de la propagation des ondes à

travers elles s'avère être un défi. En outre, suite à la nécessité de disposer d'un débit important, permettant d'assurer une transmission rapide de l'information, l'intérêt a été porté sur les fréquences radio. Pour ces bandes de fréquences, les approches asymptotiques basées sur la géométrie du milieu pourront être envisagées lors des études de planification du déploiement du réseau. Ce qui réduira le temps mis pour la prédiction, en comparaison à la durée nécessaire propre aux approches dites rigoureuses et numériques. C'est pour cette raison que nous nous sommes portés sur l'étude du canal de propagation à des bandes de fréquences X et V. De ce fait, nous nous sommes intéressés au comportement de l'onde électromagnétique au travers de trois principaux environnements présentant des rugosités périodiques. Cette étude s'avérera utile pour la minimisation du coût des équipements nécessaires au déploiement du réseau de communication à l'intérieur de tels environnements. D'autre part, une bonne estimation de la puissance moyenne véhiculée améliorera la qualité du lien radio. Ce qui aura un impact significatif sur les opérations de détection, la vidéo-surveillance ainsi que sur la couverture du réseau des systèmes cellulaires à l'instar du GSM, de l'UMTS ou du WiMax et garantira aux utilisateurs un accès haut débit à l'information. À titre d'exemple, une telle amélioration permettra d'accélérer le processus de localisation de personnes et limitera de manière convenable le temps d'intervention lors des catastrophes. Entre autres, une planification théorique du déploiement d'un réseau de communication reposant sur le processus de modélisation s'avère, économe étant donné qu'elle favorisera, grâce à la détermination des paramètres caractéristiques du canal, la flexibilité sur le choix du type d'antennes nécessaires. De plus, elle permettra la prise en compte de la polarisation et l'emplacement de ces derniers de façon à réduire les effets de perturbations sur la transmission de l'information. Ces perturbations résultent de la nature multi-trajets dudit canal combinée à l'influence des paramètres électromagnétiques des parois constituant l'édifice. Cependant, il sera important de faire le compromis entre fréquence d'utilisation du canal et niveau de puissance d'émission compte tenu des phénomènes de dégradation assez particuliers affectant la qualité du signal transmis en haute fréquence. À titre d'information, il existe deux types d'applications mobiles : la téléphonie d'une part et les réseaux informatiques d'autre part. La complémentarité de ces deux technologies offre un potentiel énorme permettant de fournir aux usagers une mobilité sans interruption de service lorsqu'ils passent du domaine public au domaine privé et réciproquement [5]. Ce travail permettra la mise sur pied des modèles utiles d'une part lors du processus de couplage des applications mobiles au réseau filaire durant la phase d'interconnexion

des différents blocs présents au sein d'un édifice à plusieurs étages. D'autre part, en se basant sur des modèles développés, il sera possible de prédire le comportement d'une onde au sein de certains environnements incorporant des formes pouvant être considérées comme des rugosités à profil périodique. C'est le cas de l'environnement regroupant les casiers d'étudiants au sein de notre campus universitaire. De plus, grâce à l'estimation du niveau du signal aux escaliers, il sera possible de solutionner le problème de perte de réseau au niveau des cages d'escaliers interconnectant les divers blocs de l'édifice et constituant des issues de secours d'une importance capitale lors des opérations d'évacuation.

1.4 Objectifs et organisation de la thèse

Les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans la thématique de recherche propre aux communications sans fil en milieux complexes. L'objectif principal est la mise au point d'un modèle analytique à même de prédire de façon optimale les mécanismes de propagation rencontrés au sein des environnements complexes confinés (à savoir les couloirs et allées d'édifices publics, les marches d'escaliers interconnectant divers étages d'un édifice et l'intérieur d'un amphithéâtre).

En bref, les objectifs fixés dans cette thèse peuvent être subdivisés en quatre étapes:

- Faire un rappel concernant l'étude de la propagation au sein des couloirs d'un édifice à surface lisse. Par la suite, étendre ladite étude au cas d'un couloir formé de plusieurs matériaux diélectriques. Allant des conclusions émanant de la propagation dans un couloir rectiligne à parois lisses, proposer une étude permettant la description des paramètres caractéristiques du canal de propagation dans un environnement confiné à parois latérales dotées de rugosités à profil semi-cylindrique d'une part et en forme de dents de scie d'autre part;
- S'intéresser au développement d'un modèle de propagation au niveau des marches d'escaliers interconnectant les différents étages d'un édifice ;
- Mettre en évidence l'influence des ornements rugueux en forme de créneaux présents sur les murs de certains bureaux de l'édifice sur la qualité du signal reçu à l'intérieur de ces derniers ;
- Procéder à des campagnes de mesures dans le but de valider les différents modèles développés.

Sur la base de ces objectifs, le présent document est organisé de la manière suivante

:

- Le chapitre 2 fait part de l'état de l'art des travaux effectués dans le domaine de la propagation d'une onde électromagnétique en environnement confiné. Une présentation succincte des travaux de recherche précurseurs dans ce domaine est entreprise. Ce qui permet de répertorier différentes techniques nécessaires pour la caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation. Par la suite, nous nous intéresserons à l'estimation d'un signal bande étroite, puis nous ferons le point sur les différents obstacles et perturbations naturels pouvant atténuer le signal transmis. Nous décrivons également les différents modes de propagation afin de planifier un choix minutieux des antennes appropriées pour la réception et l'émission.
- Le chapitre 3 quant à lui sera consacré à la description des mécanismes de la propagation entrant en jeu lors du processus de propagation d'une onde radio en environnement confiné. Nous nous attarderons sur la réflexion, la diffraction, la diffusion et la transmission. Ensuite, il sera fait mention des caractéristiques d'un canal radio mobile. Ce chapitre ouvrira la voie aux analyses et observations qui seront faites au cours des chapitres 4 à 6.
- Le chapitre 4 sera consacré à l'étude de la propagation au sein d'un environnement en dents de scie. Les principaux paramètres permettant de décrire le canal de propagation seront mis en évidence dans les bandes de fréquence X et V. Afin d'interpréter l'effet des rugosités en dents de scie sur les paramètres du canal, une étude comparative entre ce dernier et le corridor de référence constitué de gypse sera présentée.
- S'agissant du chapitre 5, il portera sur l'étude de la propagation au sein d'un environnement doté de rugosités périodiques de forme semi-cylindrique en métal parfait conducteur. De même que pour l'environnement comportant des rugosités de type dents de scie, les paramètres large bande et bande étroite du canal aux fréquences respectives de 10GHz et 60 GHz seront déterminés. Pour clore cette partie, une comparaison du modèle développé aux mesures expérimentales sera entreprise.
- Pour ce qui est de la modélisation de la propagation dans des cages d'escaliers, elle sera abordée au chapitre 6. Par analogie aux études entreprises aux chapitres 4 et 5, les paramètres large bande et bande étroite seront une fois de plus déterminés. Puis, il sera mis en évidence les effets de rugosité (correspondant aux coins des marches d'escaliers) sur la transmission de l'information au sein du canal.

- En guise de conclusion, il sera question de faire une étude comparative entre les résultats issus des mesures réalisées et ceux découlant des différents modèles développés. Ce qui permettra de valider l'approche envisagée tout au long de ce travail. Entre autres, nous ferons mention des perspectives de recherche dans le but d'approfondir encore plus les travaux effectués jusqu'ici.

1.5 Contributions

Ce travail a permis de mettre en œuvre une contribution importante dans le domaine des télécommunications sans fil. Aux meilleurs de nos connaissances, la littérature ne dispose pas de modèles de propagations capables de prédire dans les moindres détails la propagation au sein des trois types d'environnements faisant l'objet de cette étude. Les modèles déterministes développés tiennent compte de l'effet des rugosités des parois des divers environnements étudiés combiné à leur forme géométrique. Allant de ce constat, nous énumérons nos contributions comme suit :

- Mise au point d'un modèle de propagation en environnement rugueux périodique tenant respectivement compte des profils de forme semi-cylindrique et en dents de scie.
- Utilisation du modèle proposé à des fréquences micro-ondes et millimétriques afin de déterminer les paramètres large bande et bande étroite du canal.
- Application des modèles mis sur pied afin de prédire la variation du signal dans des environnements réels tels que : les couloirs (corridors d'édifices publics, maisons ou de bureaux), des emplacements abritant les casiers pour étudiants ainsi que les cages d'escalier.

Les modèles développés dans cette thèse peuvent être étendus à d'autres environnements présentant des structures plus ou moins similaires.

L'organigramme ci-dessous met en évidence les différentes mesures effectuées pour les types d'environnements faisant partie de cette étude.

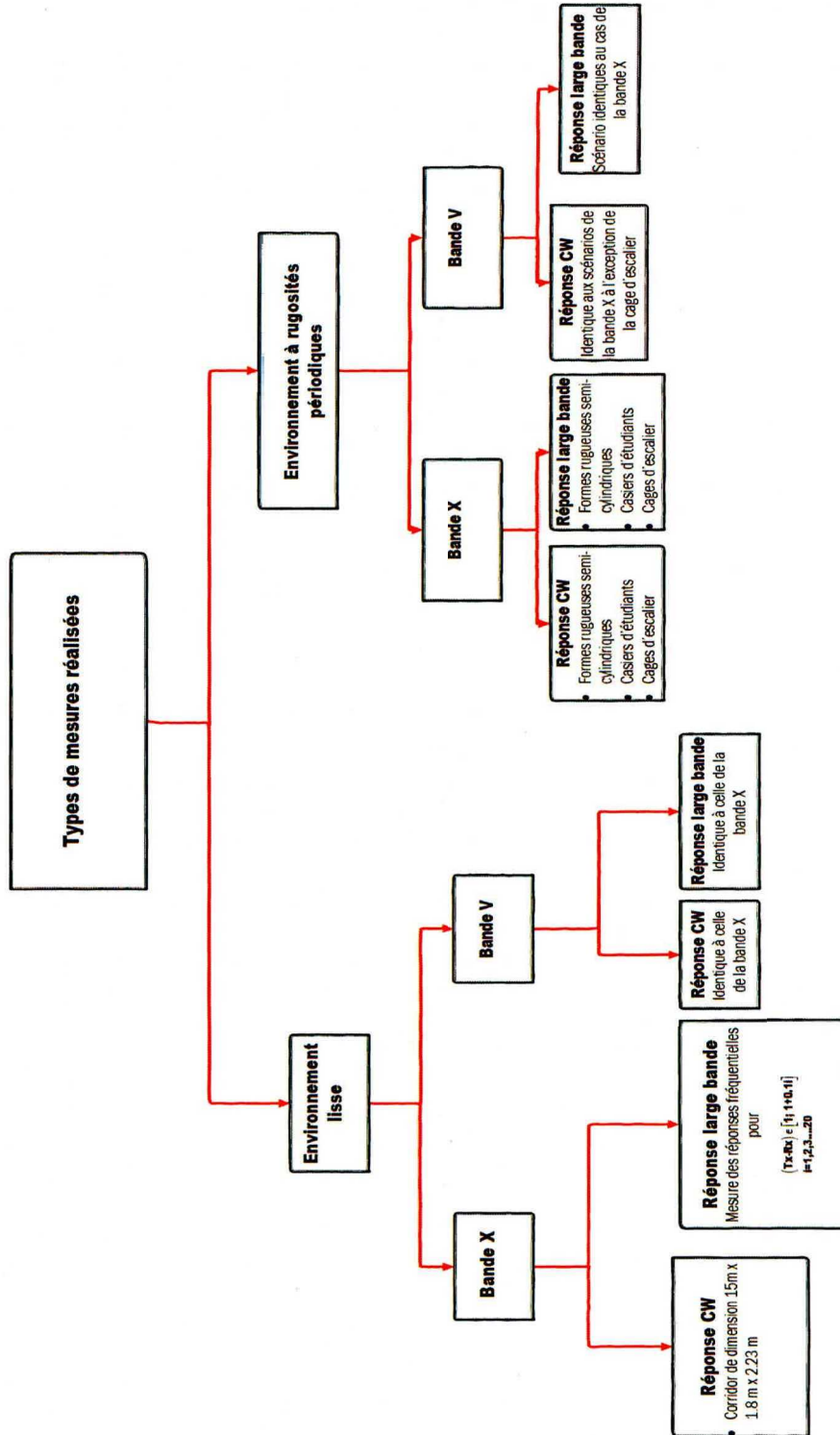


Figure 1. 1 : Organigramme des différentes mesures effectuées pour le compte de ce travail de recherche

1.5.1 Articles de conférence

- ✚ **V. A. Fono**, L. Talbi, N. Hakem, "Propagation modelling in complex rough environment based on ray tracing," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society international Symposium(APSURSI)*, 2013, pp. 1924-1925.
- ✚ Betty Savitri, **Vincent Fono**, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, "Compact 90 Degrees Microwave Directional Coupler Based on Complementary Rose Curve Resonators," *Conference: Antenna Measurement Techniques Association (AMTA) 2013*, At Columbus, Ohio, USA.
- ✚ L. Talbi, **V. A. Fono**, I. Ben Mabrouk, "Underground Mine Wireless Communications Systems: State of art," *International Congress on Telecommunication and Application'14 University of A. MIRA Bejaia*, Algeria, 23-24 April 2014.
- ✚ M. Z. Zaaimia, R. Touhami, **V. A. Fono**, L. Talbi, M. Nedil, "60 GHz Wireless Data Center Channel Measurements: Initial Results," *IEEE international conference on Ultra-Wideband*, 2014, Paris France.
- ✚ **V. A. Fono**, L. Talbi and K. Hettak, "Electromagnetic wave propagation modeling in a complex environment using uniform geometrical theory of diffraction," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-5.
- ✚ **V. Fono**, O. Abu Safia, L. Talbi and M. Nedil, "Accurate ray-tracing/UTD-based model for indoor stairwells at 10 GHz," 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, BC, 2015, pp. 1784-1785
- ✚ **V. A. Fono**, L. Talbi and M. El-Hazari, "Comparative study of three Deterministic Radio Propagation Models in a Complex media," 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Boston, NJ, 2018 (Accepted)

1.5.2 Articles de journal

- ✚ **V. A. Fono**, L. Talbi, "Modeling the effect of periodic wall roughness on the indoor radio propagation channel," *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 49, 167-179, 2016. doi:[10.2528/PIERM16042802](https://doi.org/10.2528/PIERM16042802)
- ✚ **V. A. Fono**, L. Talbi, O. Abu Safia, M. Nedil, K. Hettak, "Ray-tracing/UTD based Modeling for Indoor Stairwells Propagation Channel," *IEEE Transaction on*

Antennas and Propagation (Soumis)

- ✚ SAVITRI, Betty, **FONO, Vincent**, ALAVIKIA, Babak, et al. Novel approach in design of miniaturized passive microwave circuit components using metamaterials. Microwave and Optical Technology Letters, 2017, vol. 59, no 6, p. 1341-1347.

- ✚ **V. A. Fono**, L. Talbi, "Performance of data transmission in narrow rough and smooth corridor," IET electronics letters, (À soumettre).

1.5.3 Communication nationale orale sans actes

- ✚ **V. A. Fono**, L. Talbi, " Propagation Channel Modeling for Stairwells Using Accurate Ray-Tracing Technique," symposium CREER. 02 Oct. 2015, McGill (Montréal)
- ✚ **V. A. Fono**, L. Talbi, " Un modèle mathématique capable de prédire la transmission de l'information dans une mine souterraine," Concours ma thèse en 180 secondes, Mars 2014, UQO, Gatineau (Qc)

CHAPITRE 2

ÉTAT DE L'ART DE LA PROPAGATION DES ONDES EN MILIEUX COMPLEXES

2.1 Introduction

L'intérêt accordé à la propagation des ondes électromagnétiques a engendré diverses études dans le domaine des communications sans fil au cours des récentes décennies. Avec le développement des réseaux de télécommunications de quatrième génération suivi des investigations en vue du déploiement de la 5G, la nécessité de mettre au point des systèmes de communication fiables, robustes et à coût raisonnable s'est avérée importante. Afin de mener à bien cette tâche, la prédiction de la propagation des ondes radio dans de tels environnements (se situant dans la plupart des cas en milieux complexes confinés et internes) nécessite une plus grande attention. À cet effet, il devient impératif de faire un historique des études entreprises dans le domaine de la propagation au sein desdits environnements. Notre démarche sera la suivante : dans un premier temps, nous nous focaliserons sur les travaux existants portant sur la propagation en environnement complexe à parois supposées lisses. Puis, nous enchaînerons avec le cas des surfaces rugueuses. Ce qui nous permettra de situer les résultats de nos travaux entrepris en environnement à rugosités périodiques par rapport à ceux existant dans la littérature et ensuite, de dégager plus sereinement nos contributions.

2.2 Les environnements indoor à parois supposées lisses

La propagation des ondes radioélectriques dans les milieux confinés tels que les carrières, les mines et les tunnels dépend essentiellement des caractéristiques de ceux-ci [9]. La littérature fait état de plusieurs travaux portant sur la propagation en environnement interne à surface lisse [10-27]. Du point de vue géométrique, ces travaux font état d'environnements pouvant être répertoriés en trois groupes : les édifices, les tunnels et les corridors. En ce qui concerne l'aspect modèles, ils sont

également subdivisés en trois groupes ; à savoir : les modèles déterministes, les modèles empiriques et les modèles statistiques.

2.2.1 La propagation en tunnel

En tunnel, la transmission des ondes radio s'appuie sur différents types d'éléments rayonnants tels que les antennes, les câbles rayonnants, les convertisseurs de modes et les guides d'onde. Toutefois, pour les fréquences d'opération supérieures à 2 GHz, la nécessité d'utiliser les guides d'ondes rayonnants ou les antennes réparties s'avère obligatoire. Tenant compte de ces considérations, il est important de rappeler que les premiers travaux d'estimation des niveaux de champs électriques à l'intérieur des tunnels ont été entrepris au cours des récentes décennies. Ces travaux peuvent être regroupés en trois grandes catégories :

- *La propagation guidée :*

Pour ce type de propagation, divers éléments tels que les câbles rayonnants à fentes et les câbles coaxiaux ont été utilisés [28-33]. Le câble rayonnant à fentes peut être défini comme un câble coaxial ayant la particularité de rayonner un champ radioélectrique aux alentours de son axe longitudinal.

Compte tenu du fait que la transmission en tunnel s'avère délicate, l'usage du câble peut dans certains cas être le plus approprié, étant donné le fait que les câbles peuvent également servir d'antennes[28]. De plus, ces lignes de transmission ont la faculté de créer un champ radioélectrique continu exploitable par des dispositifs émetteurs-récepteurs lorsqu'elles sont suspendues en plafond le long du tunnel. Cette propriété propre aux câbles rayonnants a favorisé le déploiement des systèmes de communication basés sur les câbles coaxiaux et rayonnant à des fréquences VHF et UHF. Afin de mettre en évidence ces différents systèmes, nous allons procéder à une énumération des principaux travaux faisant état de la propagation guidée en tunnel.

Dans [28, 29], des mesures associées à une étude paramétrique dans la bande de fréquence 420-925 MHz ont été entreprises. De celles-ci, il est noté une grande fluctuation du champ électromagnétique lorsque la fréquence de propagation est en dehors de la bande passante du câble.

Dans [33], sont présentés les résultats découlant de la caractérisation large bande et bande étroite d'un canal de propagation ayant comme support de transmission des câbles rayonnants à fuites. De plus, une attention particulière est

accordée aux bandes de fréquences favorables aux applications telles que la transmission de la vidéo et la téléphonie analogique compatibles aux protocoles IEEE 802.11, Zigbee, GSM, CDMA. Entre autres, l'étude tient compte de la variabilité spatiale du mode de propagation par câble rayonnant.

- *La prédiction à l'aide de la méthode modale :*

Plusieurs travaux font état du formalisme de la théorie modale dans les tunnels [30, 34-44]. La particularité de cette approche réside sur l'assimilation du tunnel à un guide d'onde surdimensionné. Cette théorie est exploitée dans l'optique de déterminer l'ensemble des modes se propageant dans la structure. De ce fait, il devient commode de considérer les parois du tunnel comme des impédances de surface pour le mode dominant de propagation[30].

Dans [45], une approche modale combinant l'approximation de l'OG à une méthode d'impédance de surfaces est exploitée afin de modéliser la propagation des ondes radio en tunnel de section transversale rectangulaire à parois multicouches. Il est en outre établi que plus la longueur d'onde du signal transmis est très petite comparée à la dimension du tunnel, plus la précision entre les mesures et les résultats de modélisation est meilleure [44, 45].

Dans [46], la théorie modale a été exploitée afin d'interpréter les caractéristiques d'un canal MIMO au sein d'un tunnel rectangulaire.

- *La prédiction par la méthode des rayons combinée à l'optique géométrique :*

Compte tenu des contraintes de simulation rencontrées lors de la prédiction de la propagation en environnements confinés (tels que les tunnels et les édifices) lorsque la longueur d'onde du signal se propageant est très petite comparée aux dimensions du milieu, un intérêt particulier a été porté sur les méthodes asymptotiques telles que le lancer et le tracé des rayons [43, 47-53]. Ces méthodes ont comme fondement l'approximation de l'équation de Helmholtz dans le processus de résolution de l'équation de propagation d'onde obtenue par l'application des conditions aux limites sur l'équation de Maxwell.

Dans [47-49, 52], l'algorithme de lancer de rayons s'appuyant sur des fronts d'ondes, composés soit d'un seul rayon ou encore d'un ensemble de rayons repartis en faisceaux, est exploité afin de déterminer conformément aux lois de l'OG les différents trajets reliant l'émetteur au récepteur. Les rayons de courbures des surfaces constituant les tunnels sont pris en compte dans l'algorithme. Toutefois, la limite de la méthode est due au grand nombre de rayons à lancer afin de relier les

antennes émettrice et réceptrice. Entre autres, les paramètres large bande et bande étroite du canal sont déterminés puis analysés et l'influence des dimensions du tunnel sur ceux-ci est également indiquée [52].

Dans [54], une présentation succincte de la modélisation de la propagation basée sur le lancer de rayons en tunnel de section courbe a été proposée. Afin de rendre possible l'exploitation de l'approche du lancer de rayons, les sections courbes du tunnel ont été facettées. Permettant de représenter ce dernier par une juxtaposition d'un ensemble de surfaces planes. De plus, il a été établi que les méthodes basées sur l'approche asymptotique étaient les mieux appropriées que les méthodes modales compte tenu des bandes de fréquences utilisées, compatibles aux applications sollicitées lors du déploiement des réseaux de communication dans des tunnels.

Dans [50, 53, 55, 56], la méthode des images combinée à l'OG est utilisée dans le but de prédire la propagation dans les tunnels afin d'améliorer les communications personnelles et micro-cellulaires. À cet effet, une étude comparative des mesures et des résultats issus des modèles développés pour le domaine des ondes décimétrique centimétrique et millimétrique est entreprise. D'autre part pour des tunnels voûtés, ou ayant des surfaces courbes, les ajouts des techniques de facettisation et de segmentation sont envisagés respectivement pour les méthodes 3D et 2D. La prise en compte du trafic a été également analysée pour certains de ces travaux.

Dans [57], la technologie MIMO est utilisée afin d'accroître la capacité d'un canal de propagation sans fil en environnement confiné. Une attention particulière est portée sur les tunnels et plus particulièrement sur ceux situés en environnement ferroviaire. À cet effet, une étude théorique reposant sur la méthode des images est entreprise afin de déterminer la matrice H des réponses impulsionnelles du canal. De cette dernière, la capacité théorique du canal est déterminée et par la suite une comparaison avec les résultats expérimentaux pour un SNR fixé à 10 dB est entreprise.

- *La prédiction par les approches analytiques (cas de l'équation parabolique) :*

Dans la littérature, certains travaux font état de la prédiction de la propagation des ondes radio en tunnels supposés lisses en se basant sur l'approche de l'équation parabolique [58-61]. Il est également établi pour ces travaux l'amélioration des résultats suite à l'application de la méthode implicite de direction alternative combinée à cette dernière par comparaison à celle de Crank-Nicolson. Une validation du modèle par l'approche expérimentale est entreprise dans [58] à 900MHz.

- *La prédiction par les approches empiriques et semi-empiriques :*

Certains travaux portant sur la propagation radio en tunnels supposés lisses et faisant état de l'usage des approches empirique et semi-empirique sont répertoriés dans la littérature [62-64]. L'approche semi-empirique résulte de la combinaison des résultats de mesures aux simulations prenant en compte les détails de l'environnement et des scénarios de propagation. C'est le cas de [62] où les résultats issus des mesures réalisées sur plusieurs tunnels sont combinés aux prévisions par la méthode du tracé de rayons pour des fréquences respectives de 900 MHz et 1800 MHz. L'avantage de l'approche statistique est son indépendance aux paramètres physiques des milieux de propagation, étant donné qu'elle est axée uniquement sur l'exploitation statistique d'un ensemble de mesures. Toutefois, sa limite repose sur le fait qu'elle permette uniquement une estimation de la puissance moyenne du signal et nécessite un temps fastidieux pour les campagnes de mesures coûteuses.

Tout au long de cette partie, nous avons fait état de la propagation des ondes électromagnétiques dans des tunnels supposés lisses. Une sélection des travaux les plus pertinents présents dans la littérature a été exposée. De ces travaux, nous exploiterons les idées et préceptes permettant de bâtir nos modèles au cours des chapitres suivants.

2.2.2 La propagation à l'intérieur des édifices

La propagation des ondes radio à l'intérieur des bâtiments, des immeubles et des salles de spectacle a fait l'objet de nombreuses études au cours des récentes décennies [65]. Dans ces édifices, la nécessité du déploiement d'un réseau sans fil stable, de bonne qualité et à moindre coût a suscité l'intérêt grandissant des ingénieurs de radiocommunication. Afin de desservir un grand nombre d'utilisateurs, le principe de réutilisation de fréquences consistant à découper l'environnement en plusieurs cellules (à savoir : les micro, pico ou femto cellules) est souvent envisagé. Toutefois, à cause des interférences encourues suite à ce procédé, les performances du réseau se trouvent revues à la baisse, affectant ainsi la fiabilité de couverture, le taux de transmission maximal et le nombre d'utilisateurs pouvant être pris en charge. Dès lors, parvenir à faire une prédiction fiable des effets des interférences subites par l'onde se propageant dans un tel environnement dépendra de la modélisation précise des mécanismes de propagation susceptibles de s'y produire. De ce fait, il serait important de répertorier les principaux travaux faisant mention de la propagation radio dans les édifices.

Dans [65], il est fait mention de la forte atténuation encourue par des ondes lorsque ces dernières pénètrent les murs et fenêtres des édifices nouveaux, comparée à celle due aux habitacles anciens. Ceci s'explique en partie par la constitution des nouveaux murs formés d'une combinaison de plusieurs matériaux ou alliages. Entre autres, plusieurs campagnes de mesures sont entreprises dans les bandes de fréquences comprises entre 800 MHz et 18 GHz.

Dans [23, 24, 26, 66-71], des modèles empiriques basés sur les mesures sont développés. Toutefois, il est à noter leur limite due au temps mis pour réaliser ces campagnes de mesures ainsi que le coût onéreux qu'elles génèrent. De ce fait, les chercheurs se sont tournés vers une nouvelle approche, consistant à mettre au point des simulateurs capables de prédire le comportement des ondes dans un environnement donné. À titre d'exemple de travaux faisant état des modèles déterministes permettant de prédire avec une grande précision les interférences subies par l'onde dans des édifices, nous proposons les références [2, 48, 72-81]. Ces modèles reposent sur les algorithmes de tracé de rayons 2D et 3D associés à l'UTD. De plus, ceux-ci sont élaborés pour des applications ISM et validés par des mesures expérimentales. Pour certains de ces travaux, la morphologie des murs constitués de plusieurs couches de divers matériaux est prise en compte au cours de la modélisation. Ce qui impacte sur les paramètres du canal, les rendant différents de ceux observés dans des édifices ayant des murs ordinaires, se traduisant par une atténuation de 20 dB de plus [72].

Quant aux travaux [10-12, 14, 15, 22], ils font état de la propagation dans les corridors. Pour ces derniers, des simulations basées sur les méthodes de rayons 2D et 3D ainsi que les campagnes de mesures permettant l'interprétation des caractéristiques de l'onde se propageant ont été entreprises. Les bandes de fréquences microondes propices à l'usage des méthodes asymptotiques ont été considérées. Certains de ces travaux ont permis la validation des performances des systèmes RFID-UHF à 869 MHz ayant servi à la limite des files d'attente suite à l'identification assistée par ordinateur [14].

Dans [82], une approche déterministe permettant de modéliser la propagation des ondes dans un environnement complexe interne doté de meubles est proposée. Cette technique est basée sur un lancer de rayons modifié utilisant les tubes de rayons et incorporant les diffractions simples sur les meubles. Le phénomène de dépolarisation dû aux multiples réflexions sur les murs et le plancher est considéré. De plus, la polarisation, induisant le couplage entre antennes, est prise en compte

grâce à l'usage de la hauteur effective de celles-ci.

Dans [20, 21, 23-26], la propagation est examinée dans des bureaux situés à l'intérieur d'édifices urbains ainsi qu'au sein de certains immeubles d'habitation. D'intenses campagnes de mesures ont été menées. Les configurations pour lesquelles les antennes sont en visibilité et non visibilité directe (LOS et NLOS) sont considérées. Les principales approches de modélisation utilisées reposent sur les modèles empiriques distance-puissance et le modèle déterministe basé sur le tracé de rayons.

Dans [83-85], une étude expérimentale des mécanismes de propagation au sein de divers environnements indoor, s'appuyant sur des techniques de mesure large bande et bande étroite utilisant un analyseur vectoriel de réseau (VNA), a été entreprise dans le domaine large bande. Plusieurs bandes de fréquences telles que la bande Ku et la bande V ont été considérées. La diversité des antennes et leurs effets sur les paramètres du canal ont été mis en évidence pour les scénarios LOS et NLOS. De même, un modèle empirique puissance-distance ayant un exposant de pertes de trajet variant entre 2 et 4 a été extrait pour la configuration NLOS.

Dans [86], un modèle capable de prédire les mécanismes de propagation à grande et petite échelles au sein de trois environnements indoor comprenant une salle de conférence, un salon et un compartiment de bureau a été proposé. Les caractéristiques d'évanouissement de l'onde dans la bande V et à la fréquence centrale de 45 GHz ont été analysées. Le travail a contribué au développement des standards IEEE 802.11aj et ITU-TR M et son originalité repose sur l'intérêt accordé à la fréquence centrale de 45 GHz.

Dans [87], il a été mis en évidence un modèle de propagation large bande permettant de déterminer les paramètres de propagation à 60 GHz du canal sur toute la largeur de bande supérieur à 500 MHz. À cet effet, une étude en NLOS à travers la jonction de deux corridors a été réalisée en présence d'un cylindre associé à des surfaces réfléchissantes planes. Cette étude repose sur un tracer de rayon 2D associé aux mesures expérimentales. En plus, il est fait mention de l'utilisation des réflecteurs comme répéteurs pour la transmission en environnement obstrué.

Dans la thèse correspondant à [88], une méthode modifiée des différences finies, reposant sur les approximations des effets dominants, afin de réduire conséquemment le temps de convergence lors de la modélisation d'interférences pour les systèmes de communication internes est proposée. Bien que cette approche entrave légèrement le degré de précision de la prédiction, elle s'avère exploitable dans le processus d'implémentation des outils dédiés à la simulation des ondes

radios, indispensables pour le déploiement d'un système de communication robuste.

Ayant fait une brève revue de la littérature sur des travaux existant dans le domaine de la propagation des ondes en environnements confinés à parois supposées lisses, nous présenterons par la suite les différentes études effectuées en environnements complexes confinés dotés de surfaces rugueuses.

2.3 Les environnements indoor à parois rugueuses

Comme nous l'avons vu plus haut, la propagation des ondes en environnement interne est soumise à plusieurs facteurs. À ces derniers, s'ajoute la prise en compte des rugosités de surfaces. Cependant, de nombreux travaux négligent l'effet des rugosités surfaciques et des diffractions dans le but de limiter le temps d'exécution nécessaire pour l'implémentation des modèles [36, 89-100]. Toutefois, il serait important de préciser que, lorsque l'écart type des hauteurs de rugosités est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde de la porteuse, l'omission de leur effet conduira aux résultats de modélisation moins précis et assez éloignés des mesures. Ainsi donc, la mise au point des modèles de propagation prenant en compte l'impact de la rugosité s'avère incontournable. Dépendamment de la distribution des rugosités, une surface peut être considérée rugueuse aléatoire ou périodique [101]. Cette classification des surfaces rugueuses nous amènera par la suite à bien répertorier les travaux faisant état de la rugosité de surface en milieux confinés ainsi que son impact sur les paramètres du canal de propagation.

2.3.1 Cas des surfaces rugueuses à profil aléatoire

Les maisons, les immeubles et les tunnels sont des environnements pour lesquels les surfaces peuvent s'avérer rugueuses des points de vue électromagnétique et physique. En effet, il n'existe pas au sens strict du terme de surfaces lisses. Car en fonction de la relation liant l'écart type des hauteurs de rugosités σ_h à la longueur d'onde λ , une surface peut être considérée ou non comme rugueuse du point de vue électromagnétique [89, 101-103].

Allant de ce fait, plusieurs travaux prenant en compte l'effet de rugosité en environnement interne confiné ont été réalisés lors des récentes décennies [39, 81, 95, 104-121]. Certains de ces travaux tirent leur fondement sur les théories de rayons tout en introduisant des nouveaux coefficients afin de modéliser les phénomènes de réflexion diffuse et les diffractions. C'est le cas de l'approximation de

Kirchhoff (AK) dans [95]. D'autres, par contre, se basent sur une approche empirique. C'est le cas de [120] qui fait mention d'un modèle statistique capable de prédire la portée radio entre robot dans un réseau mobile Ad Hoc (MANET) déployé dans une mine souterraine. Pour ce qui est de [81], un modèle réaliste (prenant en compte les rugosités de surfaces) basé sur l'approche de Marcuse faisant état du couplage modal dû à l'effet de rugosité est proposé. Cette dernière repose sur l'hypothèse de petites perturbations de la géométrie de la paroi.

Dans [122, 123], la théorie de guide d'onde a été utilisée afin de décrire le comportement de la lumière dans une fibre optique en présence de surfaces rugueuses, puis cette étude a été adaptée à la propagation radio fréquence dans les rues jonchées d'immeubles formant un corridor.

2.3.2 Cas des surfaces rugueuses à profil périodique

Dans cette sous-section, les travaux faisant état de la propagation des ondes en environnements dotés de rugosités à profil périodique sont énumérés. À cet effet, nous nous sommes intéressés à des études portant sur des ondes acoustiques et électromagnétiques dans le domaine des radiofréquences. L'intérêt porté sur les travaux du domaine de l'acoustique s'explique par le fait qu'à des bandes de fréquence comprises entre 200 Hz-20 MHz en acoustique, l'onde interagit par le biais des mêmes mécanismes de propagation observés en électromagnétisme à des fréquences comprises entre 100 MHz-30 GHz [124]. Cette particularité a été exploitée lors de la mise au point du logiciel ICARE. Dans un tel contexte d'étude, nous nous sommes intéressés à plusieurs environnements internes et externes au sein desquels une onde est susceptible de se propager et d'interagir avec des surfaces dotées de diffuseurs et d'irrégularités décrivant une distribution périodique. De tels formes peuvent correspondre à un ensemble de cylindres rangés au sein des entrepôts afin d'assurer le stockage des hydrocarbures, de l'huile, du vin et d'autres liquides. Elles peuvent entre autres matérialiser des chaises disposées à l'intérieur des amphithéâtres, des salles de cinéma, des arènes sportives et des cathédrales [125-131]. Les hôpitaux ainsi que les salles de commande et de serveurs sont équipés de dispositifs de détection et de suppression de début d'incendie qui incorporent des assemblages de tubes cylindriques disposés en série pouvant être matérialisés sous forme de profil rugueux semi-cylindrique [132-134]. Afin de mieux appréhender le comportement des ondes se propageant dans de tels milieux, il devient indispensable de s'intéresser à l'interaction de celles-ci avec les formes rugueuses faisant partie intégrante de l'environnement. Dans la littérature, certains

travaux à l'instar de [135-144] ont porté sur l'étude de la diffusion d'une onde par une surface rugueuse périodique. L'effet de la hauteur des rugosités et celui de la périodicité des surfaces sont mis en évidence sur le signal au récepteur. Les méthodes numériques basées sur les équations intégrales et reposant sur le théorème de Floquet sont utilisées. D'autre part, il est fait usage de l'approche de l'optique physique combinée à l'analyse de Fourier afin de calculer le champ lointain diffracté en fonction de l'angle d'observation. Pour certains de ces travaux, une nouvelle approche reposant sur les équations intégral-différentielles de Fredholm de seconde espèce, étant une extension de la BOA (Approche de l'Objet Enterré), est exploitée [135].

Dans diverses structures à travers le monde, les plafonds ondulés sont utilisés afin de servir de décoration et pouvant également avoir la propriété de répartition équitable de l'onde sonore suite aux possibilités de diffraction permettant de desservir les récepteurs situés dans des emplacements précis de la pièce. À titre d'exemple de telles structures, on peut citer la salle de concert de Bruges en Belgique, la salle « Casa de Musica » à Porto au Portugal, le terminal 4 de l'aéroport Barajas de Madrid en Espagne, l'anneau olympique de Richmond au Canada, les enceintes de cathédrales ainsi que les plafonds d'amphithéâtres.

Dans [125] l'étude de la propagation du son dans un auditorium doté de plafond ondulé, conçu afin de répartir équitablement le signal acoustique dans la pièce est entreprise. Une étude numérique est menée et elle a pour conclusion l'inexactitude de l'approche des rayons en partie due à la négligence du mécanisme de diffraction qui doit nécessairement être pris en compte. À cet effet, un modèle identique à celui présenté dans [145, 146] est utilisé. Ce dernier repose sur la théorie de Lord Rayleigh consistant à faire une combinaison linéaire des ondes planes d'ordre P se propageant dans une direction déterminée par la formule de réseau associée aux propriétés dispersives de la matière. Suivant ces conditions, une estimation détaillée de la distribution sonore en fonction de la source sonore et du récepteur est présentée pour différentes configurations d'étude.

Dans [130], la méthode de décomposition matricielle multi-pôles rapide basée sur l'amélioration d'une approche combinant les éléments finis à une intégrale bornée (FE-BI) est proposée. Ces deux techniques sont très utiles pour le processus de modélisation des structures présentant une périodicité. L'étude est appliquée à la modélisation de la propagation au voisinage d'un ensemble de chaises de même nature disposées en rangées respectant une périodicité, pouvant illustrer une matrice

rectangulaire, se situant dans une salle dotée de murs à briques homogènes. La validation est faite à $f=2.4$ GHz.

Dans [147], l'étude de la dépendance des pertes de trajet en fonction de la fréquence en milieux industriels est entreprise. Trois principaux environnements sont présentés, à savoir : un entrepôt de papier, une salle contenant une série de récipients fourneaux (bark furnace) et une mine souterraine. Les campagnes de mesures pour les polarisations verticale-verticale et horizontale-horizontale des antennes émettrices et réceptrices sont entreprises.

Ayant présenté succinctement le peu de travaux répertoriés dans la littérature faisant état de la propagation des ondes en environnement indoor confiné doté de parois rugueuses à profil périodique, nous pouvons dès à présent poursuivre notre travail de thèse en faisant part des différents préceptes permettant d'analyser la propagation d'une onde électromagnétique au sein de tels environnements. Le chapitre suivant sera consacré à cette tâche.

CHAPITRE 3

LES MÉCANISMES DE PROPAGATION ET LEUR IMPACT SUR LE CANAL

3.1 Introduction

Ce chapitre est consacré aux mécanismes de propagation d'une onde au sein d'un canal radio dans un processus de communication sans fil en environnement interne. En effet, la propagation d'une onde en environnement confiné diffère de celle observée en espace libre compte tenu de la présence des objets, des murs, des portes et des fenêtres, pour n'en citer que ces quelques obstacles. Il devient, dès lors, nécessaire de faire une étude préalable des mécanismes de propagation susceptibles de se produire dans de tels milieux afin de mieux cerner leurs effets sur les performances du canal. Ceci permettra par la suite de mener une étude analytique dans le but de déterminer les paramètres caractéristiques du canal. Après présentation desdits paramètres, une brève description du système de mesure des ondes radio sera entreprise avant de clore ce chapitre qui sera important pour la suite de cette thèse.

3.2 Mécanismes de propagation en environnement confiné.

3.2.1 La réflexion

La réflexion se produit lorsque l'onde rencontre une surface dont les dimensions sont grandes par rapport à la longueur d'onde (sol, murs, façades d'immeubles, etc).

Les caractéristiques de réflexion d'une surface quelconque dépendent de plusieurs facteurs, à savoir la surface du matériau (lisse ou rugueuse), la longueur d'onde du rayonnement incident et l'angle d'incidence [1, 67].

Afin d'analyser le mécanisme de réflexion, il est indiqué de travailler en considérant l'approche des rayons. Dans un milieu homogène, les rayons sont représentés comme des droites parallèles au vecteur de Poynting au niveau du point

d'incidence. Ils sont à tout instant perpendiculaires au front d'onde tel qu'indiqué sur la Figure 3.1 ci-dessous.

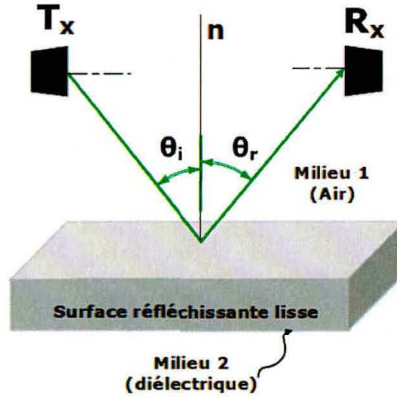


Figure 3. 1 : Illustration du mécanisme de réflexion sur une surface lisse

Lorsque le milieu 1 correspond à l'espace libre, les coefficients de réflexion s'expriment comme suit :

- pour le cas de la polarisation verticale comme suit :

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{-\eta_1 \cos(\theta_i) + \eta_2 \cos(\theta_t)}{\eta_1 \cos(\theta_i) + \eta_2 \cos(\theta_t)} = -\frac{-\varepsilon_2 \cos(\theta_i) + \sqrt{\varepsilon_2 - \sin^2(\theta_i)}}{\varepsilon_2 \cos(\theta_i) + \sqrt{\varepsilon_2 - \sin^2(\theta_i)}} \quad (3.1)$$

Dans l'expression (3.1), $\eta_i (i \in \{1, 2\})$ correspond à l'impédance intrinsèque des milieux 1 et 2. Ce paramètre est en d'autres termes égal au rapport des champs électrique et magnétique résultant de la propagation d'une onde plane uniforme dans

un environnement donné et s'exprimant comme suit : $\eta_i = \sqrt{\frac{\mu_i}{\varepsilon_i}}$ [67].

- pour le cas d'une polarisation horizontale du champ électrique :

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\eta_2 \cos(\theta_i) - \eta_1 \cos(\theta_t)}{\eta_1 \cos(\theta_i) + \eta_2 \cos(\theta_t)} = \frac{\cos(\theta_i) - \sqrt{\varepsilon_2 - \sin^2(\theta_i)}}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\varepsilon_2 - \sin^2(\theta_i)}} \quad (3.2)$$

En revanche, lorsque les surfaces sont parfaitement conductrices, les coefficients indiqués précédemment s'expriment :

$$\Gamma_{\parallel, \perp} = \pm 1 \quad (3.3)$$

Les coefficients de transmission quant à eux s'obtiennent par la relation :

$$|T_{\parallel,\perp}|^2 = \frac{n_1}{n_2} (1 - |\Gamma_{\parallel,\perp}|^2) \quad (3.4)$$

La connaissance de la variation des coefficients de réflexion en fonction de l'angle d'incidence de l'onde interagissant avec une surface donnée est indispensable durant le processus de modélisation de la propagation en espace libre. Ceci nous a motivé à mener une étude sommaire de l'effet des propriétés électriques des matériaux naturels constituant les surfaces et objets rencontrés en environnement confiné sur les coefficients de réflexion de l'onde interagissant avec ces derniers. La littérature propose plusieurs ouvrages et articles faisant état des paramètres constitutifs des matériaux dédiés à la construction d'édifices pouvant correspondre aux environnements de propagation à modéliser ou caractériser [19, 148, 149].

Les caractéristiques électriques des différents matériaux couramment rencontrés sont répertoriées au Tableau 3.1 ci-dessous.

Tableau 3.1 : Caractéristiques électriques de certains matériaux présents en environnements internes
(Voir rapport ITU-R P.1238-7) [19]

Matériaux	Permittivité relative	Conductivité (σ)		Fréquence(GHz)
		<i>c</i>	<i>d</i>	
Dalle de plafond	1.50	0.0005	1.1634	1-100
Plancher	5.31	0.0326	0.8095	1-100
Plaque de plâtre	2.94	0.0116	0.7076	1-100
Bois	1.99	0.0047	1.0718	0.001-100
Parfait conducteur	1	10^7	0	1-100
Eau	80	0.01	1.5	1-10
Sol humide	25	0.15	1.30	1-10
Dalle en céramique	20	0.002	1.15	1-10
Sol sec	3	0.00015	2.52	1-10
Air	1	0	0	0.001-100

À l'aide des coefficients de réflexion exprimés par les relations (3.1) et (3.2)

associés aux propriétés électriques des matériaux du Tableau 3.1, nous modéliserons à la suite de nos travaux le mécanisme de réflexion d'une onde interagissant avec les parois des différents environnements de propagation faisant l'objet de cette thèse. Les matériaux du Tableau 3.1, couramment rencontrés au sein des édifices, des tunnels, des corridors et en milieu naturel, présentent pour la plupart une dépendance électrique aux fréquences et en particulier pour le domaine des micro-ondes (voir rapport ITU-R P.1238-7) [19].

La conductivité σ se définit par la relation :

$$\sigma = c f^d \quad (3.5)$$

Dans (3.5), les valeurs de c et d correspondent à celles indiquées au Tableau 3.1. Tandis que f représente la fréquence de propagation.

Étant donné l'intérêt accordé par cette thèse aux environnements internes, nous nous sommes focalisés sur l'étude des coefficients de réflexion en fonction de l'angle d'incidence du front d'onde pour cinq matériaux du Tableau 3.1 couramment rencontrés en environnement interne. La Figure 3.2 illustre la variation de ces coefficients en fonction de l'angle de réflexion pour $f=60$ GHz.

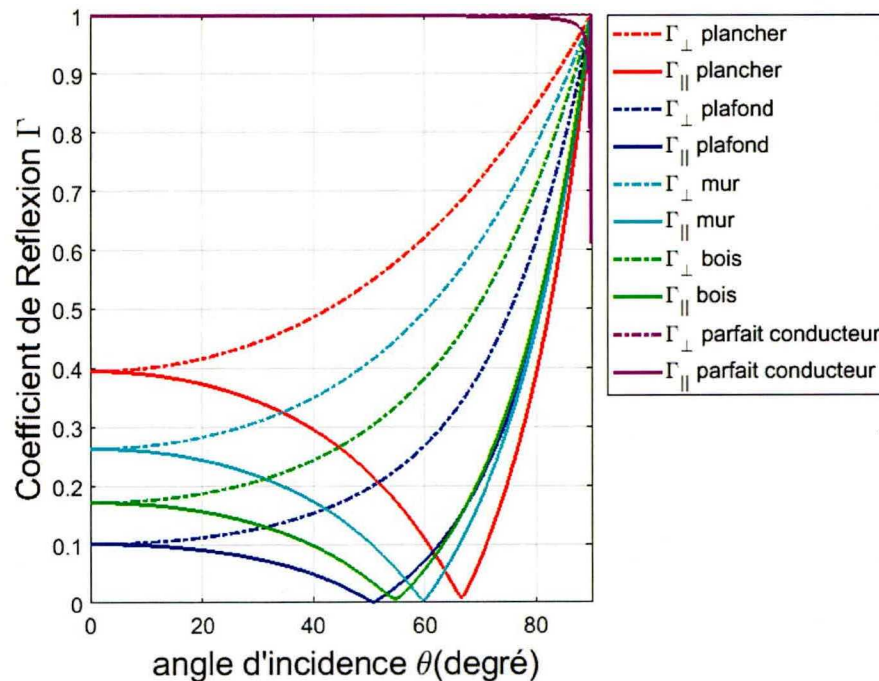


Figure 3. 2 : Coefficients de réflexion spéculaire pour des matériaux présents en environnement interne à des fréquences $f = 60$ GHz.

De la Figure 3.2, il ressort que le coefficient de réflexion en polarisation verticale s'annule pour les valeurs de l'angle d'incidence θ_i^B (unique pour chaque matériau) appelé angle d'incidence de Brewster, défini par :

$$\tan \theta_i^B = n_2/n_1 \quad (3.6)$$

n_1 étant l'indice de réfraction du milieu le moins réfringent qui est l'espace libre. Tandis que n_2 correspond à l'indice de réfraction du milieu le plus réfringent qui est la surface diélectrique réfléchissante (sol, plafond, murs latéraux, ciment, bois, surface d'eau etc.). En polarisation verticale, lorsque le milieu d'indice de réfraction n_2 est un parfait conducteur; $n_2 \rightarrow \infty$ et de ce fait, en exploitant (3.6), $\theta_i^B = \pi/2$. Ce qui ressort clairement sur les courbes de la Figure 3.2.

Dans le cas où l'écart type des hauteurs de la rugosité de surface est grand devant la longueur d'onde du signal se propageant au sein d'un environnement, la surface ne peut plus être supposée lisse. Il devient dès lors nécessaire de tenir compte de l'influence de la rugosité au cours de la détermination des variations des coefficients de Fresnel (coefficients de réflexion) en fonction des angles d'incidence. Dans la littérature, divers travaux intéressants ont été menés afin de mieux expliquer l'effet de rugosité sur les ondes diffusées [150-152].

La Figure 3.3 ci-dessous illustre le mécanisme de réflexion spéculaire sur une surface rugueuse.

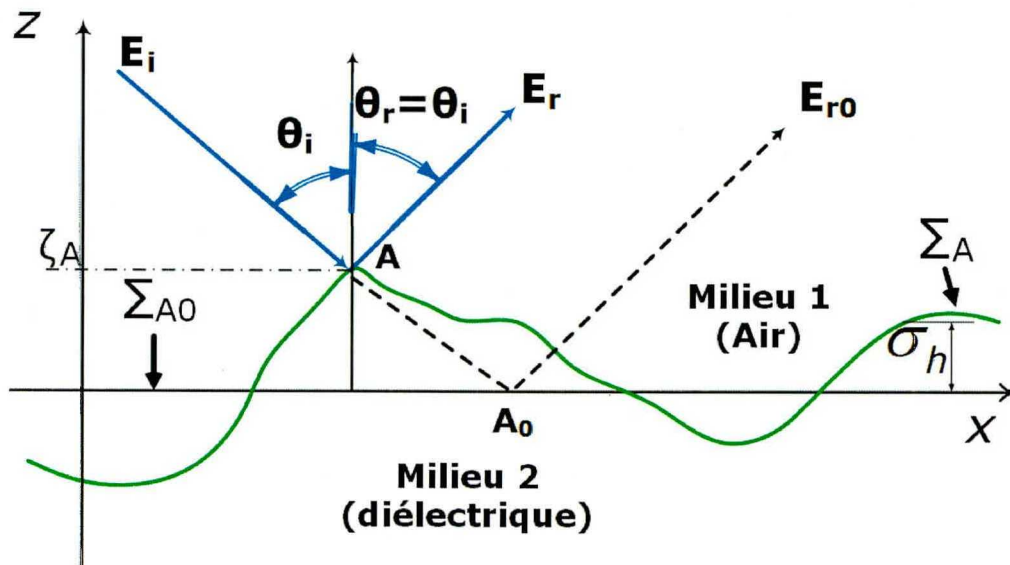


Figure 3. 3 : Mise en évidence de la réflexion suivant la direction spéculaire sur une surface irrégulière

Des paramètres de la Figure 3.3, l'impact de la rugosité sur l'estimation des coefficients de Fresnel dans la direction cohérente (spéculaire) est mis en évidence [153]. L'équation (3.7) ci-dessous fait mention du coefficient de correction ρ_s à prendre en compte pour l'estimation théorique de l'énergie dans la direction spéculaire lorsque la rugosité de la surface réfléchissante est considérée. Ce coefficient peut être déterminé moyennant des méthodes analytiques complexes.

$$\Gamma_{rough} = \Gamma_{speculaire} \rho_s \quad (3.7)$$

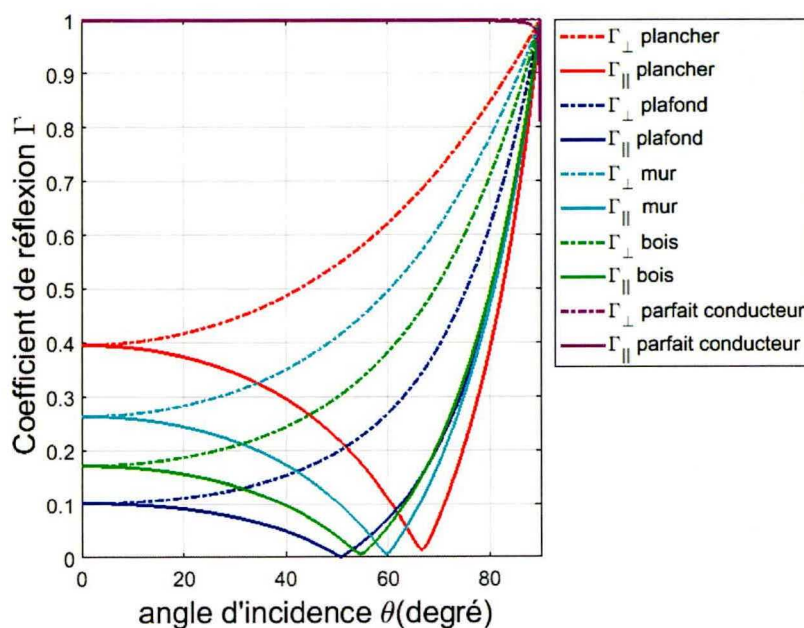
Ceci a poussé divers chercheurs à se focaliser sur un cas particulier de rugosité, cas pour lequel les hauteurs de rugosités décrivent une distribution statistique de Rayleigh [154].

Cet effet de rugosité est modélisé comme suit :

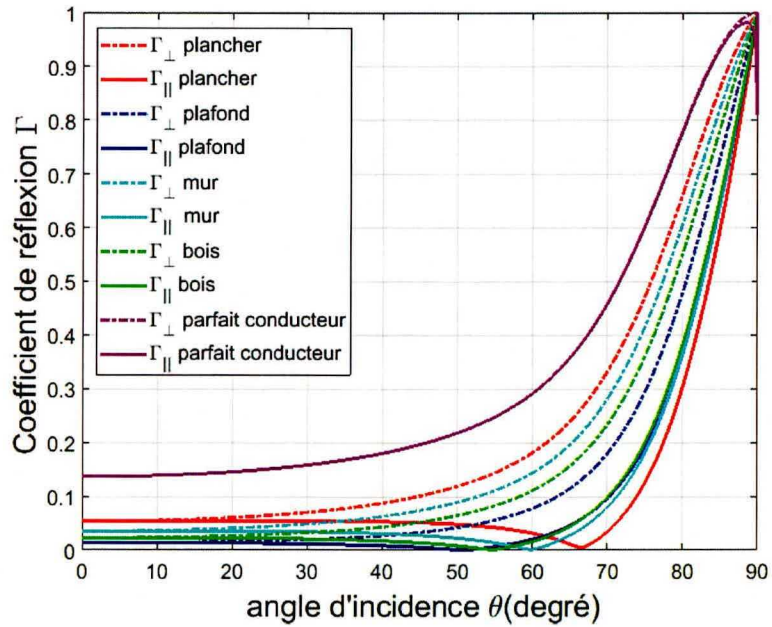
$$\rho_s = \exp \left[-8 \left(\frac{\pi \sigma_h}{\lambda} \cos \theta_i \right)^2 \right] I_0 \left[8 \left(\frac{\pi \sigma_h}{\lambda} \cos \theta_i \right)^2 \right] \quad (3.8)$$

avec σ_h représentant l'écart type des hauteurs matérialisé à la Figure 3.3, θ_i l'angle d'incidence de l'onde sur la surface rugueuse et λ sa longueur d'onde. Le terme $I_0[\cdot]$ représente la fonction de Bessel de première espèce.

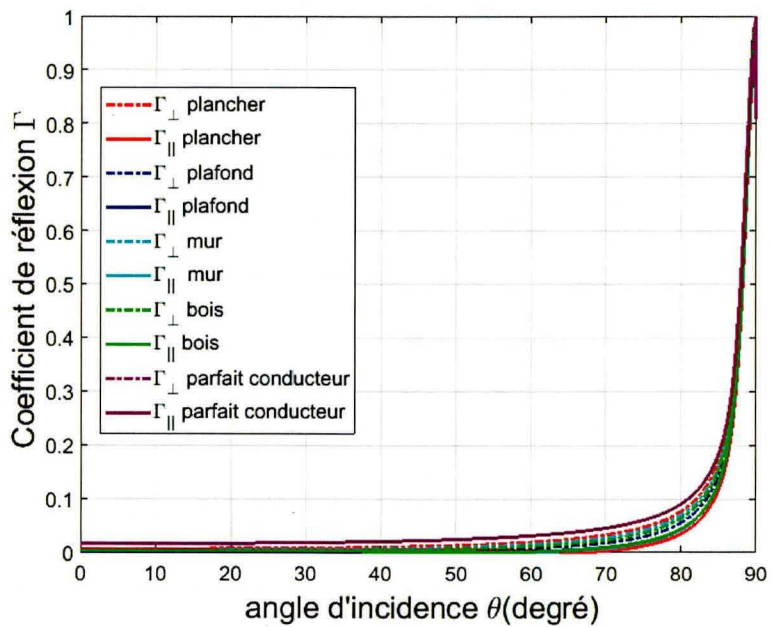
La Figure 3.4 ci-dessous illustre l'effet de la rugosité sur le coefficient de réflexion spéculaire propre à quelques matériaux rencontrés en environnement interne.



(a)



(b)



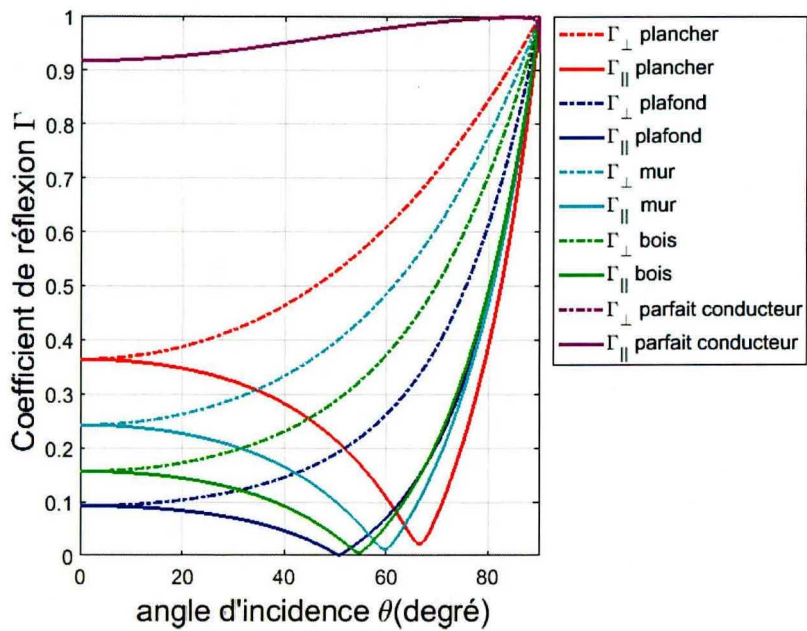
(c)

Figure 3. 4 : Accroissement de l'effet de rugosité sur des coefficients de réflexion avec l'augmentation en fréquence pour $f = 10 \text{ GHz}$: (a) $\sigma_h = 0 \text{ cm}$, (b) $\sigma_h = 1 \text{ cm}$ et (c) $\sigma_h = 8,6 \text{ cm}$

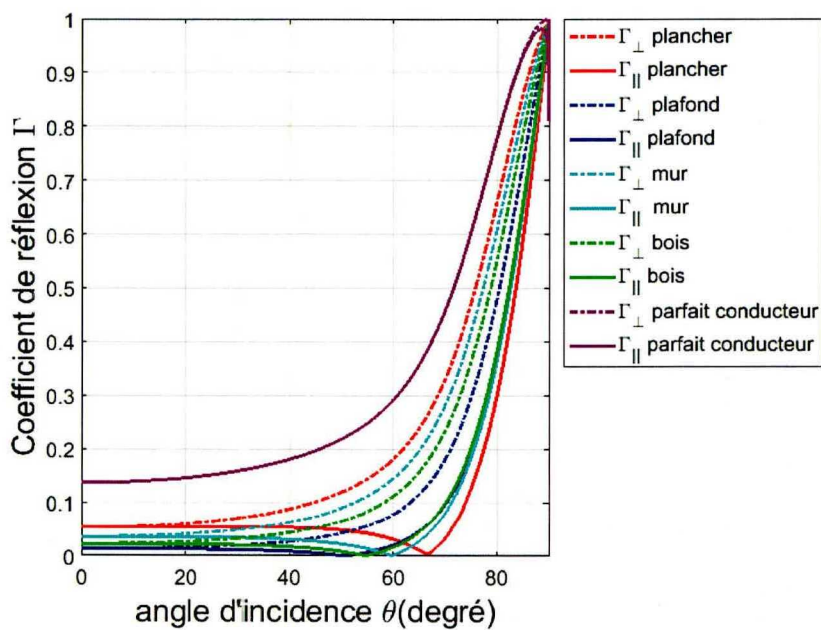
Des courbes représentatives de la Figure 3.4, il est mis en évidence l'atténuation du coefficient de réflexion spéculaire suite à la prise en compte de la rugosité de surface. Dans le cas où $\sigma_h = 0 \text{ cm}$, la surface réfléchissante est lisse du point de vue géométrique. Pour $\sigma_h = 1 \text{ cm}$ et $f=10\text{GHz}$, le critère de Rayleigh est satisfait. Dès lors, la surface est considérée rugueuse du point de vue électromagnétique. Ceci se justifiant par la condition $\sigma_h > \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i}$ respectée [148].

Sur la Figure 3.4 (b), l'on peut constater que l'effet de rugosité entraîne la réduction du coefficient de réflexion en amplitude. Cette réduction s'explique par la subdivision de la composante de l'énergie réfléchi en deux parties; à savoir : la composante spéculaire et la composante diffuse (la section 3.3.2 fera l'objet d'amples précisions concernant le phénomène de réflexion diffuse). Pour une valeur plus grande du coefficient de rugosité, la surface sera davantage rugueuse du point de vue géométrique qu'électromagnétique. Ceci est mis en évidence à la Figure 3.4 (c) qui correspond à la représentation du coefficient de réflexion spéculaire pour $\sigma_h = 8.6 \text{ cm}$. De cette figure, il est observé une importante réduction de l'énergie réfléchi dans la direction spéculaire. De plus, le constat suivant est établi : pour des surfaces réfléchissantes aux propriétés diélectriques précises, la diminution de l'énergie réfléchi dans la direction spéculaire s'accroît avec la croissance de la rugosité surfacique.

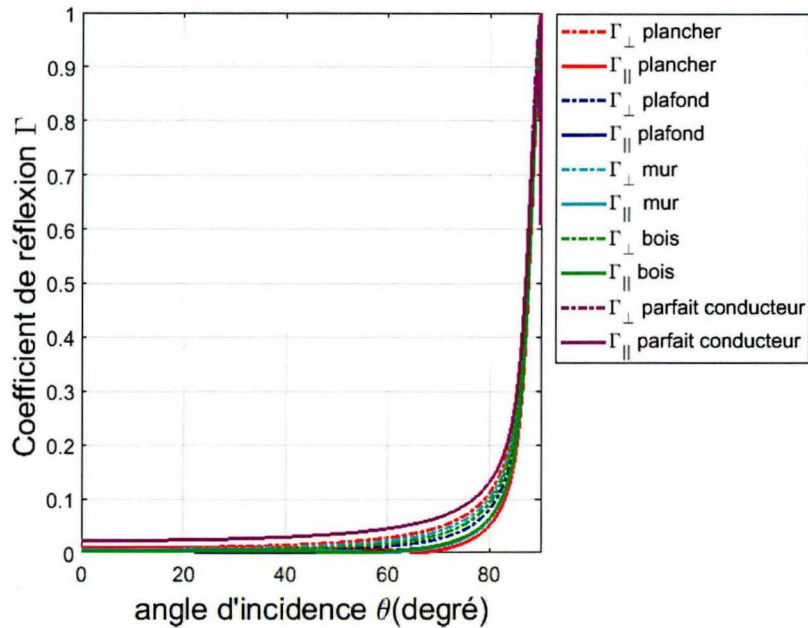
D'autre part, il serait également important de mettre en évidence l'influence de la fréquence de propagation sur le degré de rugosité d'une surface du point de vue électromagnétique. À cet effet, considérons une surface ayant un écart type de hauteur $\sigma_h = 1 \text{ cm}$. La Figure 3.5 ci-dessous illustre l'influence qu'a la fréquence sur l'effet de rugosité.



(a)



(b)



(c)

Figure 3.5 : Accroissement de l'effet de rugosité sur des coefficients de réflexion avec l'augmentation en fréquence pour $\sigma_h = 1 \text{ cm}$: (a) $f = 1 \text{ GHz}$, (b) $f = 10 \text{ GHz}$ et (c) $f = 60 \text{ GHz}$

De la Figure 3.5, il s'avère que plus on croît en fréquence, plus l'effet de la rugosité surfacique est palpable lors de l'interaction de l'onde avec la surface réfléchissante. Ceci peut se justifier par le rayonnement de la quasi-totalité de l'énergie sous forme d'énergie diffuse (d'où la diminution considérable du coefficient de réflexion spéculaire observé sur les Figures 3.5 (b) et (c)).

Dans la suite de cette section, nous décrivons davantage la relation entre les réflexions spéculaire et diffuse.

3.2.2 La diffusion

Au chapitre 2, nous avons fait mention des travaux portant sur la propagation des ondes en environnement rugueux. Il a également été rapporté les premiers travaux sur la diffusion d'ondes électromagnétiques par des surfaces rugueuses réalisés par Lord Rayleigh [155-157]. De ces travaux, un critère de décision concernant la nature de la surface fut mis sur pied. Par la suite, il fut établi que la rugosité d'une surface (cas électromagnétique) n'est pas une propriété intrinsèque de cette dernière étant donné qu'elle dépend également des paramètres (angle d'incidence et longueur d'onde) de l'onde incidente sur ladite surface.

Allant du fait qu'une surface rugueuse puisse être assimilée à un processus stochastique, la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu spécifique doté de telles surfaces peut être soumise à plusieurs mécanismes rendant relativement difficile la prédiction de l'information transmise de l'émetteur vers le récepteur. Lorsqu'une onde est réfléchi sur une surface, dépendamment des propriétés géométriques de cette dernière, de l'angle d'incidence par rapport à la normale au plan horizontal à celle-ci ainsi que de la longueur d'onde du signal se propageant, cette surface peut être considérée rugueuse ou lisse du point de vue électromagnétique [96, 158-162]. À titre d'information, lorsque la longueur d'onde devient très petite par rapport aux dimensions de la surface sur laquelle l'onde se réfléchit, la surface ne pourra plus être supposée parfaitement lisse. En effet, il n'existe pas de surface lisse dans la nature. Cette notion de rugosité est étroitement liée aux propriétés électromagnétiques de la surface ainsi qu'aux caractéristiques de l'onde incidente. La description statistique d'une surface repose sur deux paramètres. À savoir, l'écart type des hauteurs σ_h défini à la section 3.2.1 et la fonction d'autocorrélation des hauteurs $C_h(r_1, r_2)$ qui correspond à la variation horizontale de la surface. La Figure 3.6 ci-dessous représente la distance séparatrice entre deux points corrélés d'une surface rugueuse.

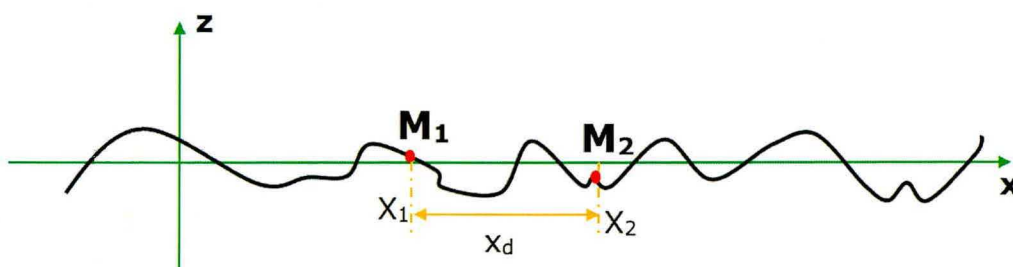


Figure 3. 6: Profil 1D de la surface rugueuse mettant en évidence deux points corrélés.

Dans cette partie, il est question pour nous de présenter les méthodes permettant de déterminer respectivement les champs : total, diffus et réfléchi en direction spéculaire sur les surfaces à profil rugueux. La diffusion d'une onde électromagnétique par une surface rugueuse a fait l'objet d'un nombre considérable d'études durant la récente décennie. L'utilisation des méthodes telles que la méthode des petites perturbations, l'approximation de Kirchhoff et celle du plan tangentiel a permis de mettre en évidence l'effet des rugosités surfaciques sur l'onde au récepteur [160, 162]. Ces techniques de détermination des coefficients de diffusion se sont avérées très importantes pour les hautes fréquences. En effet, à ces fréquences, les

méthodes d'approximation sont appropriées pour l'estimation des champs interagissant avec les surfaces. Dans la littérature, il existe divers travaux portant sur la prise en compte de l'effet des rugosités lors du processus de modélisation des problèmes électromagnétiques. C'est le cas des travaux concernant la détection des couches de pétrole sur les surfaces maritimes (favorisant la mise au point de procédures d'assainissement à la suite des catastrophes ayant occasionné l'échappement des quantités importantes d'hydrocarbures)[101]. Dans le même ordre d'idées, la prise en compte de l'effet des rugosités de surfaces est recommandée pour les domaines englobant la télédétection, la radiolocalisation ainsi que pour la propagation en milieux complexes tels que les mines souterraines et les tunnels.

Parmi les diverses techniques mentionnées plus haut, permettant la détermination des coefficients de diffusion, nous nous focaliserons sur l'approximation de Kirchhoff dans la suite de cette partie. Ce choix se justifie par le fait que les surfaces interagissant avec les ondes émises à partir d'un point source situé dans leur voisinage ont une aire effective supérieure à $30\lambda \times 30\lambda$. Pour de telles dimensions, les méthodes rigoureuses s'avèreraient coûteuses en temps de calcul et par conséquent inappropriées [101]. Ayant justifié le choix des méthodes asymptotiques dans l'estimation des champs diffusés par les surfaces rugueuses en hautes fréquences, il serait important par la suite de préciser les hypothèses pour lesquelles cette approche est valide. En effet, pour les surfaces à rayon de courbure moyen $R_c > \lambda$ (λ représentant la longueur d'onde du signal associé au trajet incident), l'AK est valide. Cette condition a été complétée par Thorsos sous la forme $L_c > \lambda$ afin que l'hypothèse selon laquelle un plan tangentiel, local en tout point de la surface rugueuse, ayant une inclinaison égale à la pente en ce dernier soit vérifiée. La grandeur L_c (représente la longueur de corrélation de la surface rugueuse

La Figure 3.7 ci-dessous correspond à une esquisse de portion de surface respectant les conditions d'applicabilité de l'AK.

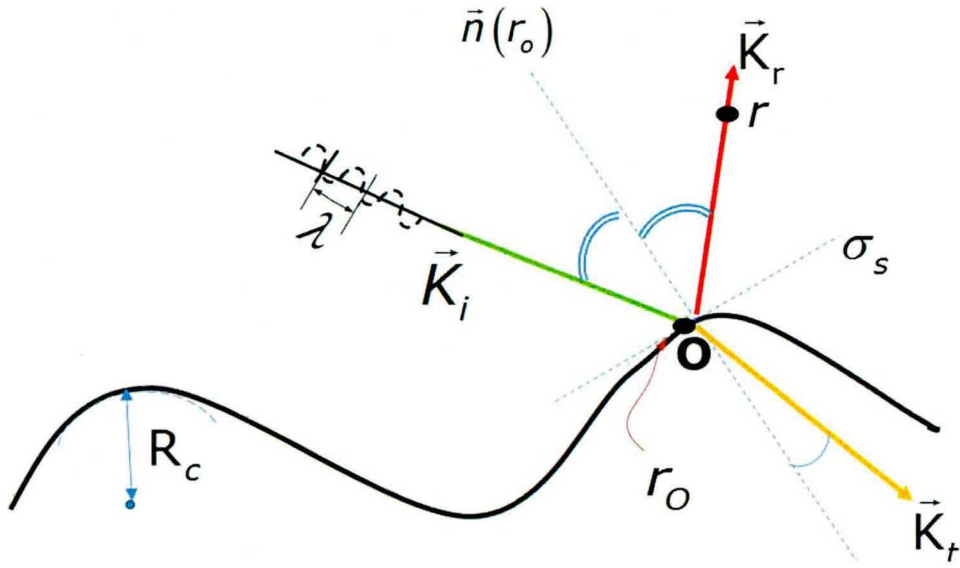


Figure 3. 7 : Illustration d'un fragment de surface rugueuse respectant les conditions d'application de l'AK [101].

Dans l'optique de déterminer l'expression des coefficients de diffusion totale, cohérente et incohérente, il serait important de s'intéresser à la formulation liant les champs incident et diffusé [101]. À cet effet, l'intégrale de surface matérialisant le principe de Huygens est exploitée. Le champ diffusé s'exprime dès lors comme suit :

$$\vec{E}_s(r) = -\int \left\{ \left(\vec{n}(r_0) \cdot \vec{E}(r_0) \right) \nabla G(r, r_0) + \left[\vec{n}(r_0) \wedge \vec{E}(r_0) \right] \wedge \nabla G(r, r_0) + j\omega\mu \left[\vec{n}(r_0) \wedge \vec{H}(r_0) \right] \nabla G(r, r_0) \right\} ds(r_0) \quad (3.9)$$

où r et r_0 sont respectivement les coordonnées vectorielles d'un point dans l'espace et d'un autre sur la surface rugueuse; $\vec{n}(r_0)$ est la normale locale à la surface en r_0 ; $G(r, r_0)$ est la fonction de Green scalaire usuelle; $\vec{E}(r_0)$ (respectivement $\vec{H}(r_0)$) est le champ électrique (respectivement magnétique) total d'expression

$$\vec{E}(r_0) = \vec{E}_{inc}(r_0) + \vec{E}_s(r_0) \quad (\text{respectivement } \vec{H}(r_0) = \vec{H}_{inc}(r_0) + \vec{H}_s(r_0)).$$

En champ lointain, les approximations suivantes peuvent être substituées dans (3.9)[162].

$$G(r, r_0) \approx \frac{e^{jk_s S}}{4\pi S^2} e^{-j\vec{k}_s \cdot \vec{r}_0} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned}\nabla G(r, r_0) &= \frac{\partial G}{\partial x_0} \bar{x} + \frac{\partial G}{\partial y_0} \bar{y} + \frac{\partial G}{\partial z_0} \bar{z} \\ &\approx -j \bar{k}_s \frac{e^{jk_s}}{4\pi S} e^{-j\bar{k}_s \cdot \bar{r}_0}\end{aligned}\quad (3.11)$$

où \bar{k}_s et S^s représentent respectivement le vecteur d'onde de norme k dans la direction \bar{r} et la distance du point localisé à la position r par rapport au point d'impact de l'onde sur la surface $S(r_0)$.

En appliquant les approximations (3.10) et (3.11) à (3.9), l'expression du champ diffracté en zone lointaine sera :

$$E_s^\infty = \frac{E_0}{4} \sqrt{\frac{2}{\pi k r_0}} \exp(-j \frac{\pi}{4}) \int_S [(\bar{k}_d \cdot \bar{n})(1 + R(\theta)) + (\bar{k}_i \cdot \bar{n})(1 - R(\theta))] \exp[-j(\bar{k}_d - \bar{k}_i) \cdot \bar{r}] dS \quad (3.12)$$

Dans (3.12), la normale à la surface se définit par:

$$\bar{n} = (-\gamma \bar{y} + \bar{z}) / \sqrt{1 + \gamma^2} \quad (3.13)$$

avec $\gamma = \frac{dz}{dy}$ représentant la pente de la surface rugueuse au point d'incidence. La surface étant de longueur $2L$, ce changement de variables conduit à

$$E_s^\infty = \frac{E_0}{4} \sqrt{\frac{2}{\pi k r_0}} \exp(-j \frac{\pi}{4}) \int_{-L}^L [(\bar{k}_d + \bar{k}_i) \cdot \bar{n}_1 + (\bar{k}_d - \bar{k}_i) \cdot \bar{n}_1 R(\theta)] \exp[jg(\bar{r})] dy \quad (3.14)$$

où $g(\bar{r}) = (\bar{k}_d - \bar{k}_i) \cdot \bar{r}$ représente la phase et $\bar{n}_1 = -\gamma \bar{y} + \bar{z}$. Afin de rendre la résolution de l'intégrale plus aisée, la méthode de la phase stationnaire est également exploitée. À cet effet, la dérivée partielle de la phase par rapport à la composante des ordonnées $\frac{\partial g}{\partial y} = 0$ est exploitée dans le but d'extraire la condition d'obtention de la phase stationnaire suivante :

$$\gamma_s = \frac{\sin \theta_i - \sin \theta_d}{\cos \theta_i + \cos \theta_d} \quad (3.15)$$

Étant donné que les surfaces rugueuses aléatoires peuvent être assimilées à des processus stochastiques, les champs diffusés par celles-ci suivront le principe d'ergodicité. Dans un tel contexte, la détermination des coefficients de diffusion se fera par l'usage des moments d'ordre 1 et 2 des champs diffusés par ces surfaces.

L'hypothèse suivant laquelle la phase est stationnaire étant admise, la seule variable aléatoire dans (3.14) est la hauteur du profil rugueux z [101, 162].

À titre de précision, le coefficient de diffusion est égal au rapport entre la puissance diffusée par la surface et la puissance incidente sur celle-ci dans un angle solide autour de la direction \vec{k}_r , tel qu'illustré à la figure 3.7.

Le coefficient de diffusion cohérente s'exprime dans ces conditions comme suit :

$$\sigma_{coh} = \lim_{r \rightarrow \infty} \frac{r |\langle E_s \rangle|^2}{SE_0^2} \quad (3.16)$$

avec $\langle E_s \rangle$ défini par la relation :

$$\begin{aligned} \langle E_s \rangle = & -E_0 kL \sqrt{\frac{2}{\pi k r}} \exp\left(-j \frac{\pi}{4}\right) R\left(\frac{\theta_i + \theta_d}{2}\right) \frac{1 + \cos(\theta_i + \theta_d)}{\cos \theta_i + \cos \theta_d} \times \\ & \exp\left[-\frac{\sigma_h^2 k^2 (\cos \theta_i + \cos \theta_d)^2}{2}\right] \text{sinc}[kL(\sin \theta_i - \sin \theta_d)] \end{aligned} \quad (3.17)$$

Pour $\theta_i = \theta_d$, (3.17) se réécrit :

$$\langle E_s \rangle = -2E_0 kL \sqrt{\frac{2}{\pi k r}} \exp\left(-j \frac{\pi}{4}\right) R(\theta_i) \cos \theta_i \exp\left[-4\sigma_h^2 k^2 (\cos \theta_i)^2\right] \quad (3.18)$$

En exploitant (3.16) et (3.18), le coefficient de diffusion cohérent se réduit à

$$\sigma_{coh} = \frac{4S}{\pi} |R(\theta_i)|^2 (\cos \theta_i)^2 \exp(-4R_a^2) \quad (3.19)$$

Le terme $\exp(-4R_a^2)$ représente l'intensité cohérente normalisée dans la direction spéculaire. La représentation de la Figure 3.8 permet de mettre en évidence l'impact qu'a l'angle d'incidence sur le degré de pertinence de la rugosité électromagnétique.

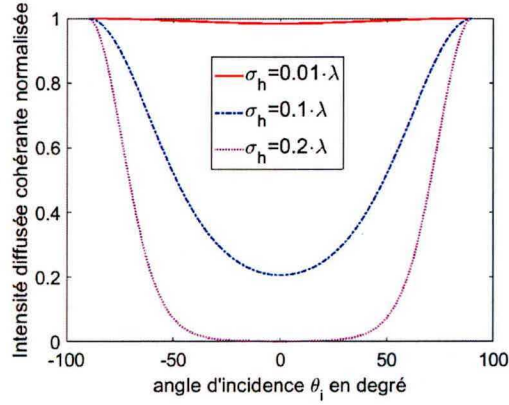


Figure 3. 8 : Mise en évidence de l'effet de rugosité sur la puissance diffusée cohérente

De l'observation faite, il ressort que la rugosité électromagnétique diminue lorsque l'angle d'incidence augmente. Ayant déterminé le coefficient de diffusion cohérent, il devient aisé d'obtenir l'expression du coefficient de diffusion incohérent par exploitation de la relation (3.19) et application du moment d'ordre 2 à (3.14) afin d'en déduire $\langle |E_s|^2 \rangle$.

Le moment d'ordre 2 s'exprime dès lors

$$\langle |E_s|^2 \rangle = \frac{E_0^2 S}{r} \left| R \left(\frac{\theta_i + \theta_d}{2} \right) \right|^2 \frac{[1 + \cos(\theta_i + \theta_d)]^2}{(\cos(\theta_i + \theta_d))^3} P_s(\gamma_s) \quad (3.20)$$

avec $\gamma_s = \tan\left(\frac{\theta_i - \theta_d}{2}\right)$ la pente obtenue en exploitant la condition de phase stationnaire (3.15). P_s correspond à la densité de probabilité qui caractérise la distribution statistique d'autocorrélation des pentes. Dans la plupart des cas, les profils rugueux des surfaces naturelles et artificielles sont caractérisés par une distribution gaussienne des rugosités. Et dès lors la distribution des pentes s'exprime

$$P_s(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} \exp\left(-\frac{\gamma^2}{2\sigma_s^2}\right) \quad (3.21)$$

Le coefficient de diffusion incohérent quant à lui se détermine par la relation :

$$\sigma_{inc} = \lim_{r \rightarrow \infty} \frac{r \left(\langle |E_s|^2 \rangle - \langle |E_s \rangle \rangle^2 \right)}{S E_0^2} \quad (3.22)$$

Pour une surface très rugueuse (cas pour lequel l'approximation de l'OG est valide), la puissance diffusée cohérente devient négligeable car $R_\alpha \gg 1$. Sous cette

condition, la puissance diffusée incohérente se réduit au coefficient de diffusion total. Elle est proportionnelle à la densité de probabilité des pentes évaluée en (3.21) [163], ce qui conduit à l'expression :

$$\sigma_{inc} = \sigma_{tot} = \lim_{r \rightarrow \infty} \frac{r \langle |E_s|^2 \rangle}{SE_0^2} = \left| R \left(\frac{\theta_i + \theta_d}{2} \right) \right|^2 \frac{1 + \cos(\theta_i + \theta_d)}{(\cos \theta_i + \cos \theta_d)^3} P_s(\gamma_s) \quad (3.23)$$

Les Figures 3.9 et 3.10 représentent l'allure du coefficient de diffusion $\sigma_{inc}(\theta_i, \theta_d)$ en fonction de l'angle d'observation θ_d pour la valeur fixe de $\theta_i = 0$ et tenant compte de la polarisation de l'onde (verticale, respectivement horizontale) et du type de matériaux constituant la surface.

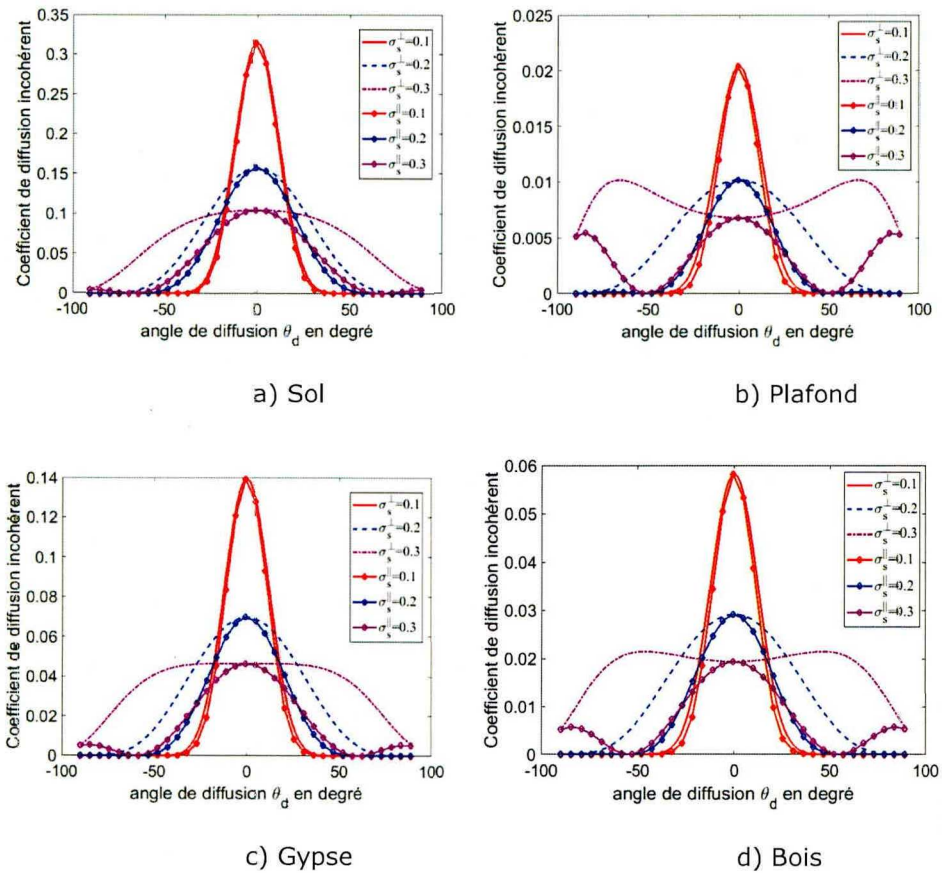


Figure 3.9 : Coefficients de diffusion incohérents pour des matériaux diélectriques correspondant à la diffusion par une surface rugueuse d'écart type de pentes $\sigma_s \in \{0, 1; 0, 2; 0, 3\}$: polarisations verticale

(σ_s^{\parallel}) et horizontale (σ_s^{\perp}) de l'onde.

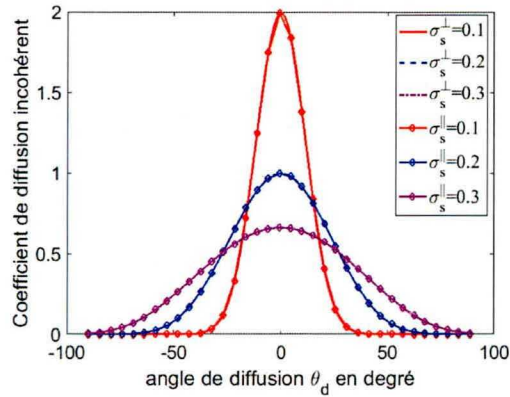


Figure 3. 10 : Coefficients de diffusion incohérents propres à un matériau parfait conducteur correspondant à la diffusion par une surface rugueuse d'écart type de pentes $\sigma_s \in \{0.1, 0.2, 0.3\}$.

Des Figures 3.9 et 3.10, il est mis en évidence la concentration de la puissance diffusée autour de la direction spéculaire $\theta_d = 0$ pour les valeurs de σ_s les plus faibles. De plus l'on observe une décroissance considérable de l'énergie diffusée lorsque la surface réfléchissante est un diélectrique moins réfringent. D'autre part il est mis en évidence l'impact qu'a la polarisation horizontale sur la distribution de l'énergie diffusée. Pour un matériau ayant une plus grande faculté d'absorption d'énergie, le coefficient de diffusion se trouve davantage affecté par la polarisation et ceci dépendamment de la croissance de l'écart type des pentes σ_s . Ce comportement peut aboutir à une distribution non Gaussienne de l'allure décrite par les courbes illustrant la variation de l'intensité diffusée en fonction de l'angle de diffusion. C'est le cas des matériaux tels que le bois et la fibre composée (gypse). S'agissant du matériau parfait conducteur représenté à la Figure 3.10, ce dernier diffuse de l'onde indépendamment du type de polarisation (verticale ou horizontale) tout en subissant les effets dus à la variation de l'écart type des pentes σ_s identiques à ceux des matériaux diélectriques.

Ayant fait part du phénomène de diffusion en réflexion, nous pouvons dès lors introduire la notion de conservation d'énergie. Par analogie au cas d'une surface plane, la réflectivité d'une surface rugueuse se définit par le rapport P_r/P_i tandis que la transmissivité correspond au ratio P_t/P_i . P_r désigne la puissance réfléchie par la surface, P_t la puissance transmise et P_i la puissance incidente. En théorie, afin de satisfaire à la conservation d'énergie, la relation $(P_r + P_t)/P_i \approx 1$ doit être vérifiée [101]. Ce rapport permet d'étudier la validité du modèle adopté par l'étude de son évolution en fonction de différents paramètres tels que l'angle d'incidence et les

caractéristiques statistiques de la surface rugueuse. De manière générale, le paramètre de conservation d'énergie s'exprime $\eta(\theta_i) = R(\theta_i) + T(\theta_i)$. La proportion de la puissance totale diffusée respectivement en réflexion $R(\theta_i)$ et en transmission $T(\theta_i)$ est donnée par les relations respectives

$$R(\theta_i) = \frac{P_r}{P_i} = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sigma_r(\theta_i, \theta_d) d\theta_d \quad (3.24)$$

$$T(\theta_i) = \frac{P_t}{P_i} = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sigma_t(\theta_i, \theta_t) d\theta_t \quad (3.25)$$

Pour les surfaces parfaitement conductrices, la transmissivité $T(\theta_i) = 0$. Le paramètre de conservation d'énergie s'exprime dès lors,

$$\eta(\theta_i) = R(\theta_i) = \frac{1}{\cos \theta_i} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sigma_{inc}(\theta_i, \theta_d) d\theta_d \quad (3.26)$$

et devrait être égal à 1 en théorie quel que soit l'angle d'incidence θ_i . La Figure 3.11 ci-dessous illustre l'évolution du paramètre de conservation d'énergie en fonction de l'angle d'incidence pour les valeurs de $\sigma_s \in \{0.1, 0.2, 0.3\}$.

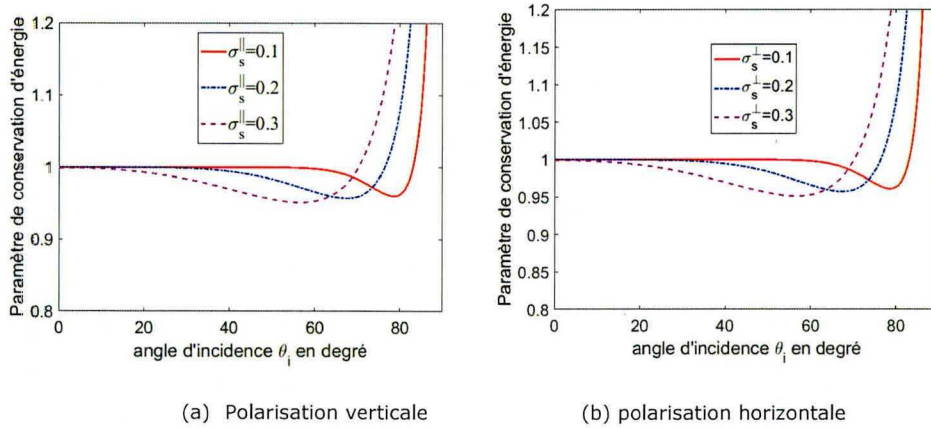


Figure 3. 11 : Paramètre de conservation de l'énergie en fonction de l'angle d'incidence θ_i pour une surface rugueuse parfaite conductrice d'écart type de pentes $\sigma_s \in \{0.1, 0.2, 0.3\}$

Sur la Figure 3.11, une région proche de l'angle d'incidence rasante laisse entrevoir une divergence du paramètre de conservation de l'énergie [164]. Afin de remédier à cette divergence du facteur de conservation d'énergie, l'usage d'une fonction d'ombrage a été envisagé tel que décrit par les travaux de Pinel et Bourlier [165, 166]. D'autre part il est perceptible que pour les parfaits conducteurs, la polarisation n'a pas d'impact sur le paramètre η .

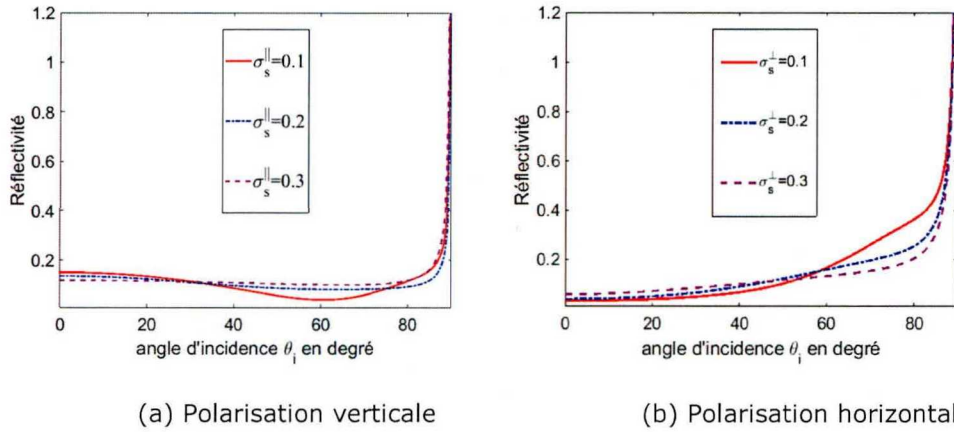


Figure 3. 12: Réflectivité en fonction de l'angle d'incidence θ_i pour une surface rugueuse diélectrique (cas du sol) d'écart type de pentes $\sigma_s \in \{0.1, 0.2, 0.3\}$

Dans le cas où la surface est un diélectrique (voir Figure 3.12), la réflectivité n'est plus égale au paramètre de conservation d'énergie, étant donné que la surface absorbe une proportion d'onde tel que décrit plus haut. Elle est combinée à la transmissivité exprimée en (3.27). D'autre part, indépendamment des valeurs prises par σ_s , nous observons une décroissance de la réflectivité pour une polarisation verticale de l'onde incidente et une croissance pour la polarisation horizontale. Afin de permettre une correction des réflectivités ainsi que celle des coefficients de diffusion en réflexion et en transmission, la fonction d'ombre est exploitée [165, 166]. Ce qui garantira la convergence du paramètre de conservation d'énergie au voisinage de l'incidence rasante.

Dans cette sous-section, l'AK a été itérée afin de calculer les coefficients de diffusion cohérente, incohérente et totale. L'étude a été restreinte au coefficient de diffusion du premier ordre [166]. L'influence des paramètres tels que l'écart type des hauteurs, la longueur de corrélation et l'écart type des pentes sur les coefficients de diffusion cohérente et incohérente a été analysée. De tels coefficients pourront être incorporés dans des algorithmes de prédiction de la propagation des ondes électromagnétiques dédiés aux canaux de propagation en milieux confinés.

3.2.3 La transmission

Lorsqu'une onde interagit avec une surface donnée, une partie de l'énergie incidente est réfléchiée dans le milieu d'incidence tandis que l'autre est absorbée par la surface réfléchissante. Ce phénomène se nomme la transmission (réfraction). La Figure 3.13 ci-dessous illustre le mécanisme de transmission d'une onde

électromagnétique d'un milieu de paramètres diélectriques $(\epsilon_{r1}, \sigma_1)$ vers un autre de paramètres diélectriques $(\epsilon_{r2}, \sigma_2)$.

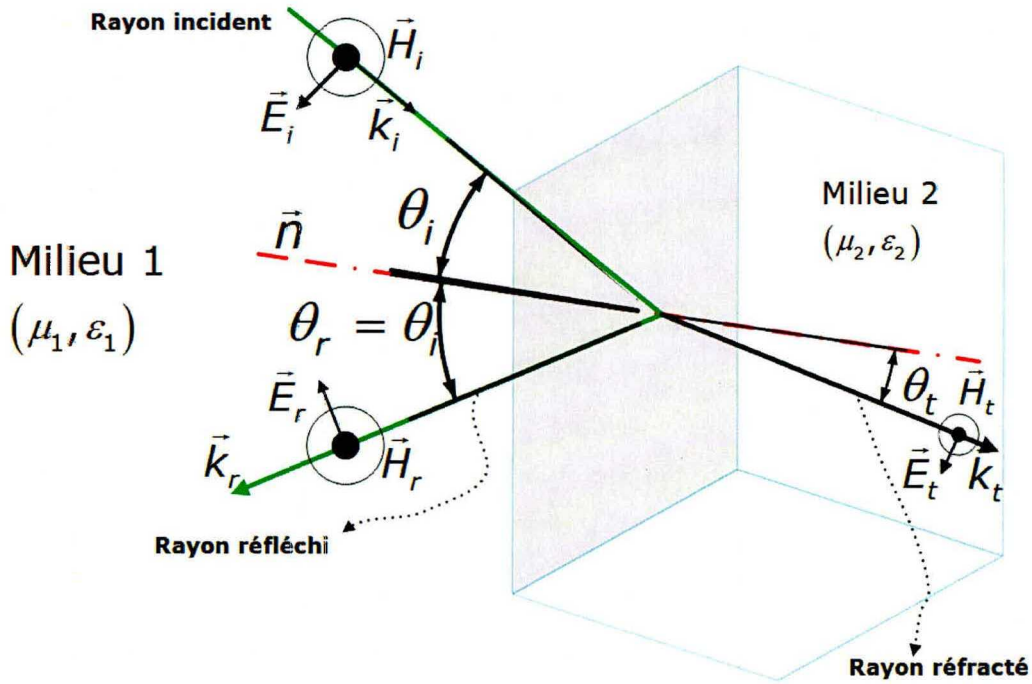


Figure 3. 13 : Illustration du mécanisme de transmission d'une onde électromagnétique.

Le mécanisme de transmission peut être caractérisé par la relation de conservation d'énergie suivante, déduite des conditions aux limites :

$$P_{inc} = P_{ref} + P_{trans} \quad (3.27)$$

De (3.27), les coefficients de transmission se déduisent aisément (dépendamment du type de polarisation adopté) comme suit :

$$1 = (\Gamma_{\perp||})^2 + \frac{n_2}{n_1} (T_{\perp||})^2 \quad (3.28)$$

$\Gamma_{\perp||} = \sqrt{\frac{P_{ref}}{P_{inc}}}$: est le coefficient de réflexion pour les polarisations parallèle ou perpendiculaire, respectivement définis dans (3.3) et (3.4).

$$T_{\perp,\parallel} = \sqrt{\left(\frac{n_1}{n_2}\right) \frac{P_{trans}}{P_{inc}}} : \text{est le coefficient de transmission.}$$

Tandis que P_{inc} , P_{ref} et P_{trans} correspondent aux puissances incidente, réfléchiée et transmise au niveau de l'interface séparant les deux milieux homogènes.

Dans notre contexte d'étude, le milieu contenant le plan des ondes incidentes et réfléchies sur les surfaces constituant les parois de l'environnement de propagation sera l'air libre, tandis que le second milieu sera un matériel diélectrique doté des paramètres électromagnétiques précis (à savoir la permittivité relative ϵ_r et la conductivité σ). Dans la majorité des cas, les parois de l'environnement confiné pourront être de la roche, du ciment, du bois, un métal ou encore des alliages de métaux conducteurs.

La Figure 3.14 ci-dessous décrit le comportement du rapport de l'onde transmise sur l'onde incidente pour quelques matériaux donnés.

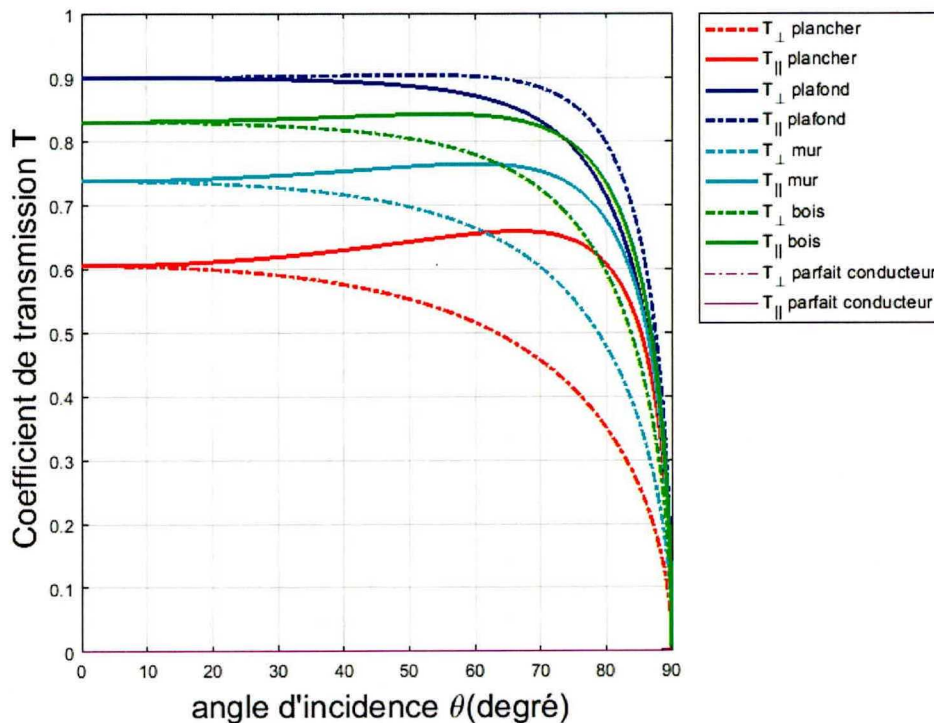


Figure 3. 14 : Coefficients de transmission pour des surfaces lisses constituées de matériaux rencontrés en indoor à la fréquence $f = 10 \text{ GHz}$.

De cette figure, la conclusion selon laquelle, les matériaux à grande conductivité

ont propension à moins laisser pénétrer l'onde, est mise en évidence. Ceci justifie leur faculté à être des bons réflecteurs, propices à certaines applications en télécommunications. Il peut s'agir notamment de leur utilisation comme relai d'acheminement de l'information par le phénomène de trajets multiples dans un environnement obstrué où les points d'accès à l'information sont en non-visibilité.

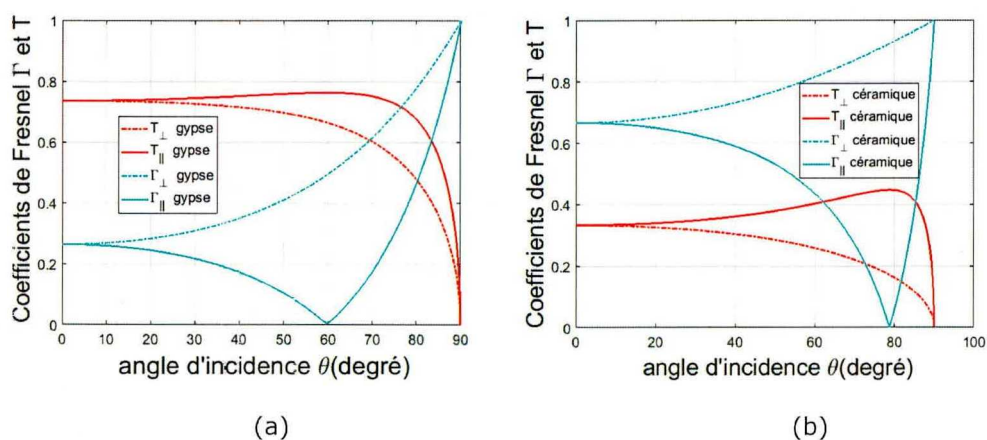


Figure 3. 15 : Coefficients de Fresnel pour une surface lisse à $f = 10$ GHz pour (a) gypse et (b) dalle en céramique.

Des Figures 3.14 et 3.15, il est mis en évidence le comportement des amplitudes des coefficients de transmission en fonction des différentes valeurs prises par l'angle d'incidence. Pour les polarisations verticales, l'allure des coefficients de Fresnel laisse entrevoir un minimum pour la réflectivité et un maximum pour la transmissivité et ceci indépendamment du type de matériaux constitutifs de la surface réfléchissante. Pour les matériaux à très faible conductance, la transmissivité avoisine l'unité pour une incidence brewstérienne (ceci correspond à l'annulation du coefficient de réflexion conformément à la Figure 3.15). De la Figure 3.15, il ressort que le facteur de transmission (transmissivité) est déterminé en effectuant le complément à 1 de la réflectivité [149].

Cette section nous a permis de mettre en évidence le comportement de l'onde transmise au sein d'un milieu absorbant par la détermination du coefficient de transmission. Un tel coefficient peut être utilisé dans le processus de calcul des puissances propres aux trajets associés au mécanisme de transmission lors de la mise en œuvre d'un algorithme de tracé de rayons [167-171].

3.2.4 La diffraction

Afin d'obtenir une description succincte des mécanismes de propagation des ondes électromagnétiques, l'analyse du phénomène de diffraction sera précieuse pour la suite de ce travail. Cette partie du document présente les deux principales théories permettant de modéliser le mécanisme de la diffraction et reposant sur l'OG à savoir la théorie géométrique de la diffraction (TGD) et la théorie uniforme de la diffraction (TUD).

3.2.4.1 Diffraction par un coin

La théorie géométrique de la diffraction (TGD) fut établie par Keller à la fin des années cinquante [3, 172]. Elle est une extension de la théorie de l'optique géométrique étant donné qu'elle se distingue de celle-ci par la prise en compte de nouveaux rayons dans la zone d'ombre de l'objet. Cette théorie repose sur 3 postulats :

- En haute fréquence, la diffraction est un phénomène local.
- Les rayons diffractés satisfont au principe de Fermat généralisé.
- Les rayons diffractés satisfont aux lois de l'OG loin de la surface.

Soit la Figure 3.16 ci-dessous :

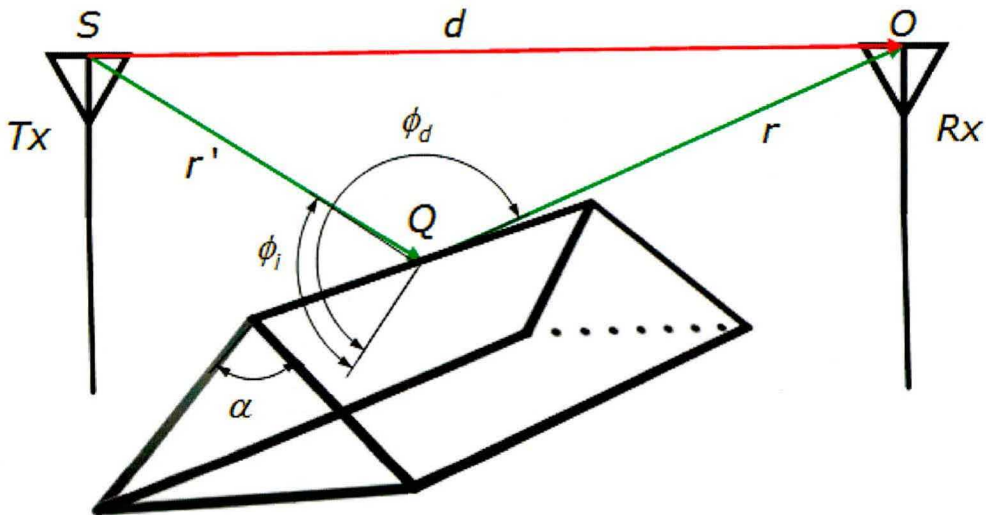


Figure 3. 16 : Représentation en perspective du synoptique mettant en évidence la diffraction.

r est la distance séparant le point d'observation O et le point d'interaction Q ;

r' est la distance séparant le point d'émission S et le point d'interaction Q ;

ϕ_i est l'angle entre le rayon incident et la face 0 (côté émetteur) du dièdre ;

ϕ_d est l'angle d'observation entre le rayon diffracté et la face 0 du dièdre ;

h_e est la hauteur de l'antenne émettrice ;

h_r est la hauteur de l'antenne réceptrice ;

h est la hauteur du dièdre ;

$\alpha = (2 - n)\pi$ est l'angle intérieur du dièdre respectant la condition $0 \leq n \leq 2$.

L'un des scénarios fréquemment rencontrés dans le domaine de propagation d'ondes radiofréquences est l'acheminement de l'information d'une antenne émettrice vers une antenne réceptrice par l'intermédiaire du mécanisme de diffraction lorsque le milieu de propagation est confiné. La variation du champ diffracté ainsi que la puissance totale au récepteur en fonction de la distance émetteur-récepteur sont déterminées en exploitant les expressions (3.29) à (3.35) ci-dessous, mettant en évidence les coefficients de diffraction TGD et TUD pour des polarisations parallèle et perpendiculaire du champ incident sur la surface du dièdre par rapport à l'arête Q.

En ce qui concerne le calcul du coefficient de diffraction par exploitation de la TGD, il s'exprime comme suit :

$$D_{||,\perp} = -\frac{e^{-j\frac{\pi}{4}\sin(\frac{\pi}{n})}}{n\sqrt{2\pi k}\sin(\beta_0)} \left[\frac{1}{\cos(\frac{\pi}{n}) - \cos(\frac{\phi_d - \phi_i}{n})} \pm \frac{1}{\cos(\frac{\pi}{n}) - \cos(\frac{\phi_d + \phi_i}{n})} \right] \quad (3.29)$$

Le signe (\pm) correspond respectivement pour (+) au calcul de $D_{||}$ et pour (-) à celui de D_{\perp} .

Sur la Figure 3.17, une comparaison des coefficients de diffraction obtenus par application de la TGD sur 4 obstacles distincts est mise en évidence. De celle-ci, on peut d'une part conclure que le phénomène de diffraction suite à l'application de l'approche de Kirchhoff-Huygens est similaire à celui proposé par Felsen pour un écran absorbant. D'autre part, il est à noter un comportement similaire de variation du coefficient pour un semi plan conducteur et un coin conducteur de 90° .

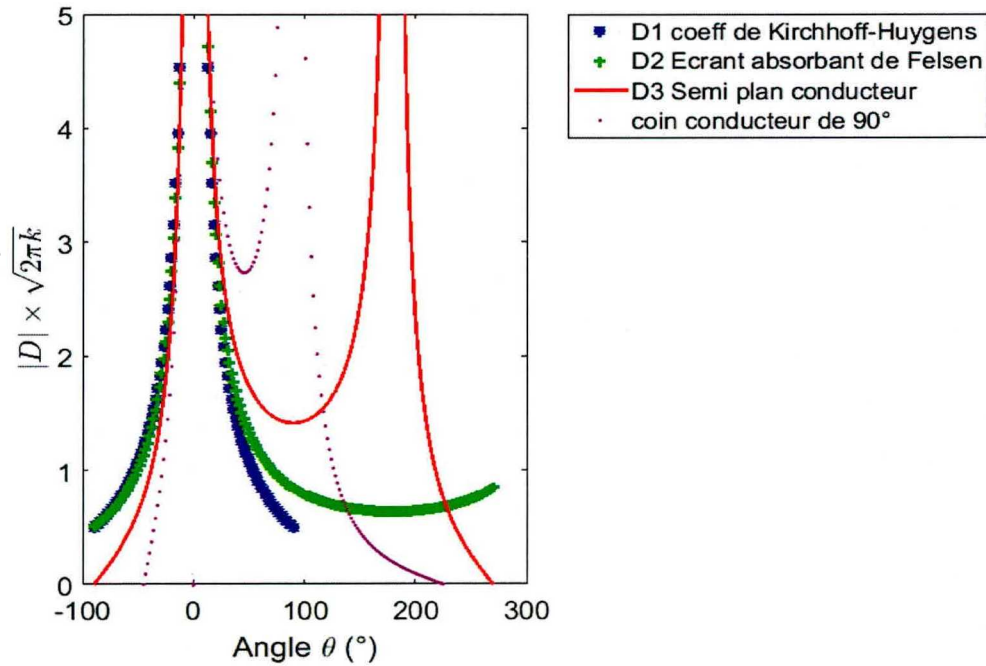


Figure 3. 17 : Illustration de la théorie géométrique de la diffraction pour certains obstacles.

Quant à la Figure 3.18, elle met en évidence le comportement de (3.29).

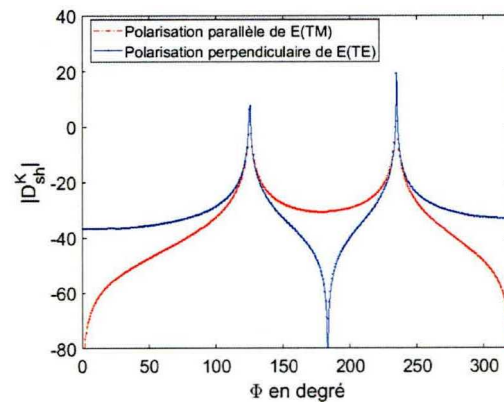


Figure 3. 18 : Coefficient de diffraction de Keller

Notons cependant que la TGD présente des limites dues au fait qu’au niveau de la zone de transition, le coefficient de diffraction soit infini. Afin de pallier cet inconvénient, Kouyoumjian et Pathak ont proposé une nouvelle formulation dénommée TUD dans le but d’éliminer les divergences de la TGD à proximité et sur les frontières optiques [173, 174]. Il s’agit d’un modèle asymptotique uniformément valide dans ces régions. Cette nouvelle formulation de l’expression du coefficient de

diffraction est composée de 4 termes.

Pour un dièdre parfait conducteur à faces planes, il s'exprime comme suit :

$$D_{\parallel,\perp} = D_1 + D_2 \pm (D_3 + D_4) \quad (3.30)$$

avec :

$$D_1 = -\frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k \sin(\beta_0)}} \cot\left[\frac{\pi + (\phi_d - \phi_i)}{2n}\right] F[kLa^+(\phi_d - \phi_i)] \quad (3.31)$$

$$D_2 = -\frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k \sin(\beta_0)}} \cot\left[\frac{\pi - (\phi_d - \phi_i)}{2n}\right] F[kLa^-(\phi_d - \phi_i)] \quad (3.32)$$

$$D_3 = -\frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k \sin(\beta_0)}} \cot\left[\frac{\pi + (\phi_d + \phi_i)}{2n}\right] F[kLa^+(\phi_d + \phi_i)] \quad (3.33)$$

$$D_4 = -\frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k \sin(\beta_0)}} \cot\left[\frac{\pi - (\phi_d + \phi_i)}{2n}\right] F[kLa^-(\phi_d + \phi_i)] \quad (3.34)$$

où k est le nombre d'onde ; L est un paramètre de distance dépendant de la nature de l'onde et a^\pm est une fonction de l'angle intérieur $\alpha = (2 - n)\pi$ du dièdre, ainsi que des angles ϕ_d et ϕ_i .

$$F(x) = 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{+\infty} e^{-jt^2} dt \quad (3.35)$$

est l'intégrale de Fresnel modifiée encore appelée fonction de transition. Elle joue un rôle essentiel car permettant l'obtention de la continuité du champ électromagnétique dans les zones de transition (frontières d'ombrage). En dehors de ces zones, elle converge rapidement vers 1. Les coefficients de la TUD deviennent alors égaux à ceux de la TGD. Il est à noter que la variable x dépend de k , L et a^\pm .

Lorsque le dièdre est un diélectrique, (3.30) devient :

$$D_{\parallel,\perp} = D_1 + D_2 + \Gamma_{0\parallel,\perp} D_3 + \Gamma_{n\parallel,\perp} D_4 \quad (3.36)$$

où les termes $\Gamma_{0\parallel,\perp}$ et $\Gamma_{n\parallel,\perp}$ représentent respectivement les coefficients de réflexion de Fresnel associés aux faces 0 (côté émetteur) et n (côté récepteur) [175-177].

La Figure 3.19 représente l'allure de l'intégrale de Fresnel en fonction de $V_1 = kLa^+(\phi_d - \phi_i)$.

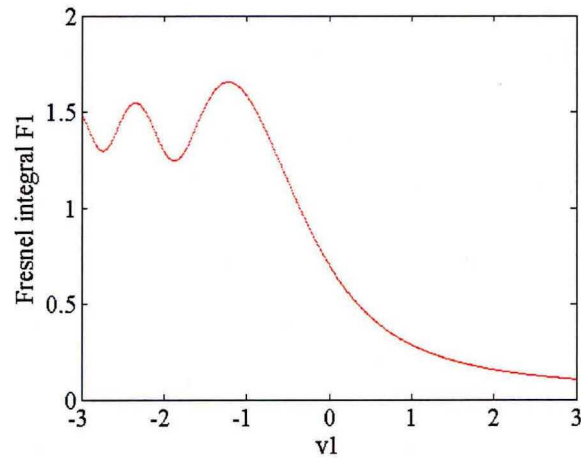


Figure 3. 19 : Intégral de Fresnel

La Figure 3.20 quant à elle illustre le comportement du coefficient de diffraction par un coin mis au point par Kouyoumjian et Pathak.

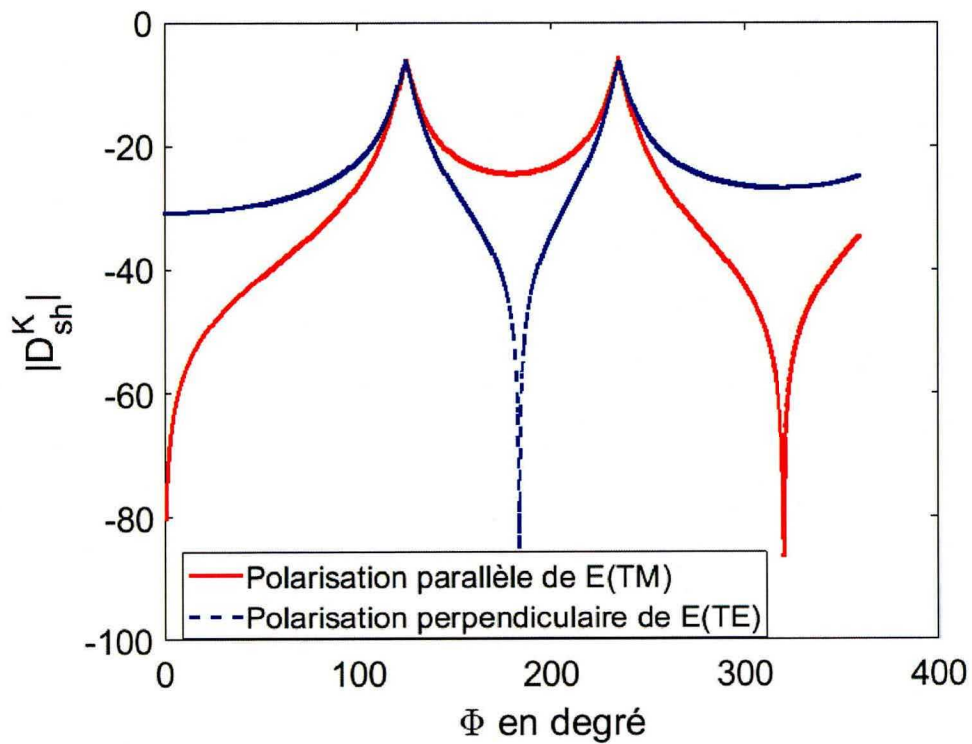


Figure 3. 20 : Coefficients de diffraction améliorés par Kouyoumjian et Pathak

De cette dernière, il en ressort une nette ressemblance avec la Figure 3.18 en dehors des régions de transition pour lesquelles la TGD ne permet pas d'avoir un champ continu. Le coefficient de Pathak est basé sur la TUD qui est une approche offrant la possibilité de calcul du champ à proximité des zones de singularité. Ce qui a permis la mise au point des modèles de prédiction de la propagation plus fiables au cours des récentes décennies.

Plusieurs types de scénarios mettant en évidence le mécanisme de diffraction lors de la transmission de l'information d'un point source donné vers un point d'observation sont envisageables. Il s'agit des trois configurations suivantes pour lesquelles l'une des antennes est supposée fixe, tandis que l'autre est déplacée sur une distance donnée :

- $h_e > h_r > h$

Pour cette configuration, les antennes peuvent communiquer à l'aide de la liaison directe compte tenu du fait que le récepteur se trouve dans la région d'illumination de l'émetteur. Ceci a pour conséquence la prise en compte de la quasi-totalité des mécanismes de propagation, notamment le trajet direct, la réflexion et la diffraction sur l'arête Q. À titre d'illustration, la Figure 3.21 met en évidence ces mécanismes de propagation dans la zone d'illumination au voisinage du dièdre.

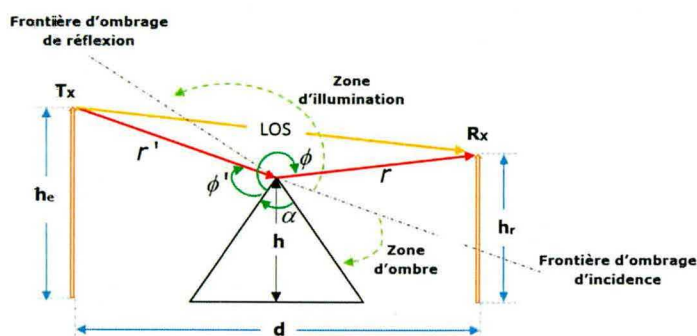


Figure 3. 21 : Géométrie de la diffraction d'une onde par un dièdre pour le récepteur se trouvant dans la zone illuminée.

- $h_e > h > h_r$

Cette configuration quant à elle correspond à un emplacement de l'antenne réceptrice dans la zone d'ombre du dièdre. À cet effet, la totalité du signal transmis au récepteur se fait par le billet du mécanisme de diffraction tel que l'illustre la Figure 3.22 ci-dessous.

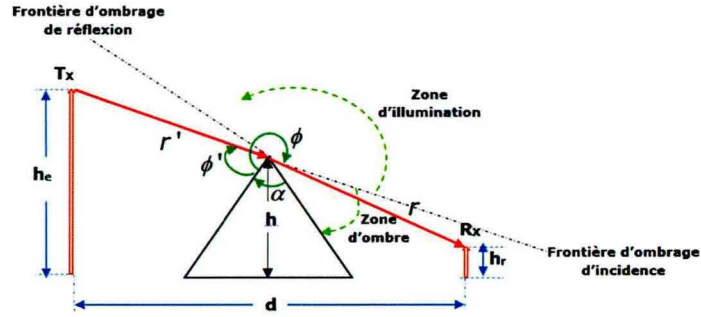


Figure 3.22 : Géométrie de la diffraction d'une onde par un dièdre pour le récepteur se trouvant dans la zone d'ombre et $h > h_r$.

- $h_r > h > h_e$

Pour cette configuration, tel qu'illustré à la Figure 3.23, le récepteur se trouve une fois de plus localisé en zone d'ombre du rayonnement de l'émetteur. Ce qui implique que seul le trajet diffracté conduit à l'illumination de ce dernier.

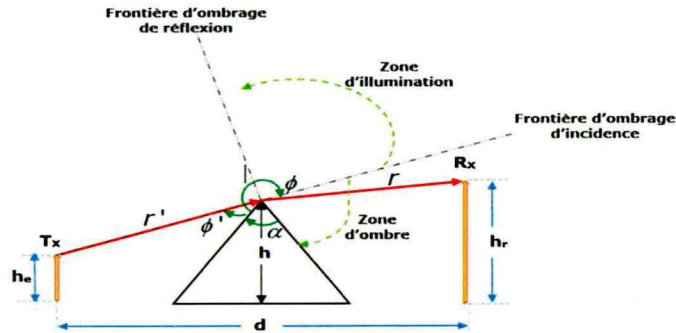


Figure 3.23 : Géométrie de la diffraction d'une onde par un dièdre pour le récepteur se trouvant dans la zone d'ombre et $h > h_e$.

Des différents scénarios décrits par les Figures 3.21 à 3.23, le champ au niveau de l'émetteur s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} \vec{E}_{tot} = E_0 \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \left[\frac{e^{-jkd}}{d} + \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right) \sqrt{P_G} e^{-j(r'+r)} \right] & \text{si } h_t > h \text{ et } h_r > h \\ \vec{E}_{tot} = E_0 \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \left[\left(\frac{4\pi}{\lambda} \right) \sqrt{P_G} e^{-j(r'+r)} \right] & \text{si non} \end{cases} \quad (3.37)$$

où P_G représente la puissance diffractée et dépend du coefficient de diffraction calculé en exploitant les relations (3.29) à (3.36). P_G est déterminée comme suit :

$$P_G = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 \frac{|D(\theta)|^2}{(\cos\psi)^2} \frac{1}{r'r(r'+r)} \quad (3.38)$$

où r' est la distance séparant l'émetteur du point de diffraction, r est la distance séparant le point de diffraction du récepteur, $\theta = \pi - (\phi - \phi')$ est l'angle de diffraction et ψ représente l'inclinaison azimutale entre le front d'onde diffracté sur l'arête Q et la normale à la face de l'arête orientée vers l'émetteur.

La puissance totale au niveau du récepteur est obtenue comme suit :

$$P_r = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 |\vec{E}_{tot}|^2 \quad (3.39)$$

Ayant fait mention du mécanisme de diffraction par une arête, nous présenterons par la suite la diffraction par une surface courbe lisse.

3.2.4.2 Diffraction par une surface courbe

Les obstacles diffractant les ondes électromagnétiques ne sont pas toujours dotés d'arêtes anguleuses. Une classe particulière de ceux-ci présente au contraire une surface parfaitement lisse à l'illumination (voir Figure 3.24 ci-dessous).

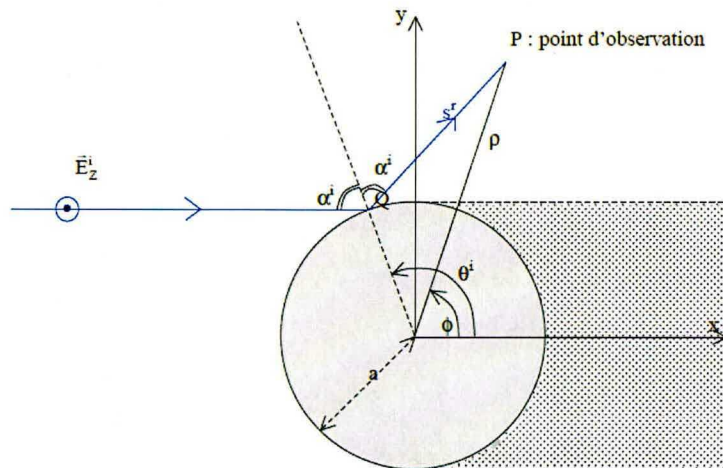


Figure 3. 24 : Représentation géométrique du cylindre, du champ incident et du point d'observation

On distingue alors de manière naturelle une zone illuminée et une zone d'ombre. C'est cette dernière zone qui met en évidence l'existence du champ diffracté : puisque l'obscurité n'y est pas totale, ceci en partie dû à des rayons lumineux modélisables asymptotiquement parvenant dans cette région. Pour un point

d'observation P quelconque situé dans la zone illuminée, la quasi-totalité du champ observé résulte de la combinaison des champs incident et réfléchi en provenance du point brillant Q.

Lord Rayleigh fut le premier à publier les travaux sur la diffraction d'une onde électromagnétique par un cylindre parfaitement conducteur [178]. Le principe consista à exprimer le champ au point d'observation par une série mathématique décrite comme suit :

$$E = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{j^{-n} e^{jn\phi}}{H_n^{(2)}(ka)} \{H_n^{(2)}(ka) - H_n^{(2)}(k\rho) J_n(ka)\} \quad (3.40)$$

Le champ total se résume à la sommation d'un champ incident et d'un champ réfléchi. Ce dernier est exprimé sous la forme d'un spectre de fonctions de Hankel de deuxième espèce appropriées à la description d'ondes cylindriques.

À la relation (3.40), a est le rayon de courbure du cylindre ; ρ est la composante curviligne en coordonnées polaires du point d'observation P et ϕ la composante angulaire (décrivant l'intervalle $[0; 2\pi]$). Toutefois, il serait important de mentionner que (3.40) n'est appropriée qu'aux scénarios pour lesquels le rayon de courbure du cylindre vérifie la condition $a \leq \lambda$ [178]. Dans le but de solutionner cet inconvénient et par la même occasion de simplifier l'expression du calcul du champ au point P , l'approximation par une méthode asymptotique peut être envisagée. Cette approche repose sur l'hypothèse selon laquelle la longueur d'onde du signal est petite devant les dimensions des obstacles constituant l'environnement. À partir de cette hypothèse, l'influence de l'environnement sur la propagation des ondes électromagnétiques en un point donné de celui-ci peut être considérée comme indépendante du voisinage de tels obstacles. En se basant sur ce principe, nous pouvons dès lors considérer que l'onde se propage identiquement à un rayon lumineux subissant un ensemble d'interactions ponctuelles telles que des réflexions sur les surfaces, des diffractions par des arêtes ainsi que les transmissions. Afin de caractériser ces interactions entre les rayons et l'environnement, il est nécessaire de résoudre localement l'équation de Helmholtz, tant d'un point de vue physique (amplitude de l'onde réfléchie ou diffractée) que géométrique (direction du rayon réfléchi ou diffracté). Toutefois, il est à noter la nécessité de recherche préalable d'éventuels trajets suivis par des rayons joignant une source à un récepteur donné lors de tout calcul acoustique et électromagnétique. Ce qui aura pour avantage de simplifier les expressions mathématiques de (3.40) entraînant de ce fait la réduction

du temps de calcul numérique. Cette simplification aura pour conséquence la discontinuité du champ à proximité de la frontière séparant la zone illuminée de la zone d'ombre. Dans la littérature, plusieurs approches asymptotiques ont été décrites. Ces dernières ayant comme fondement le formalisme de l'optique géométrique permettant la mise en évidence du signal résultant de l'interaction d'une onde avec un obstacle localisé au voisinage de ce dernier.

Afin de mettre en évidence la diffraction d'une onde électromagnétique par un cylindre, nous présentons dans un premier temps l'expression du champ incident au point Q :

$$U_i(Q) = e^{-jk a \cos(\theta_i)} \quad (3.41)$$

Étant donné la nature parfaitement conductrice du cylindre, le champ réfléchi au point Q s'exprimera comme suit :

$$U_r(Q) = \pm \sqrt{\frac{\rho_r}{\rho_r + S_r}} U_i(Q) \quad (3.42)$$

Des relations (3.41) et (3.42), il est aisé d'exprimer le champ réfléchi au point P comme suit :

$$U_r(P) = \pm \sqrt{\frac{\rho_r}{\rho_r + S_r}} e^{-jk(S_r + a \cos(\theta_i))} \quad (3.43)$$

Le rayon de courbure du faisceau réfléchi ρ_r , s'exprime en fonction du rayon de courbure de la surface (a) par la relation :

$$\rho_r = \frac{a \cos(\alpha_i)}{2} \quad (3.44)$$

D'autre part le champ incident en P se déduit par l'expression :

$$U_i(P) = e^{-jk \rho \cos \phi} \quad (3.45)$$

De (3.43) et (3.45), la relation donnant le champ total au point d'observation est déduite comme suit [178] :

$$U(P) = U_i(P) + U_r(P) = e^{-jk \rho \cos(\phi)} \pm \sqrt{\frac{\rho_r}{\rho_r + S_r}} e^{-jk(S_r + a \cos(\theta_i))} \quad (3.46)$$

Cette relation fait état exclusivement de la valeur prise par le champ électromagnétique dans la zone d'illumination et est valide pour la condition suivante

respectée :

$$\phi > \frac{\pi}{2} - \cos^{-1}\left(\frac{a}{\rho}\right) \quad (3.47)$$

Afin de pallier le défaut découlant de la non prise en compte du calcul du champ dans la zone d'ombre, la méthode asymptotique en termes de fonction de Pekeris a été mise sur pied [179, 180]. Les Figures 3.25 (a) et (b) ci-dessous illustrent l'évolution des fonctions de Pekeris en fonction de la polarisation de l'onde électromagnétique et du paramètre angulaire x .

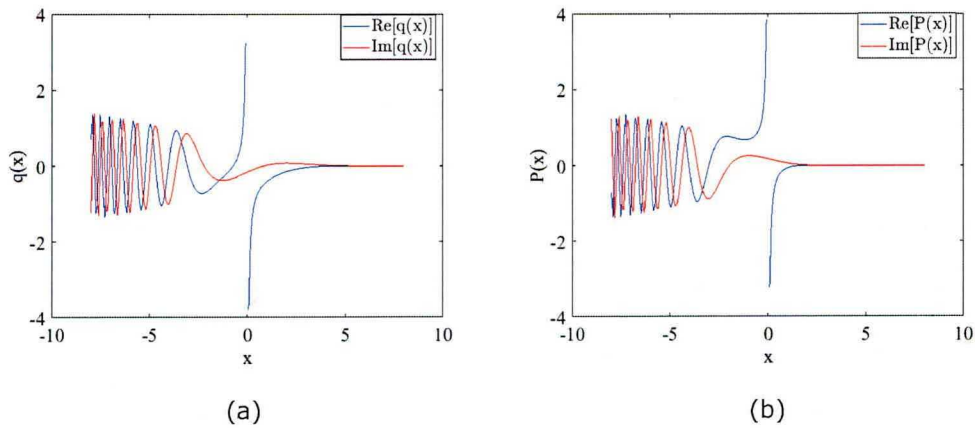


Figure 3. 25 : Coefficients de Pekeris (a) polarisation verticale (b) polarisation horizontale

Cette méthode présente tout de même un inconvénient dû notamment à la présence d'un point de discontinuité dans la zone d'ombre compte tenu de la divergence des fonctions \hat{p} et \hat{q} de Pekeris au voisinage du paramètre angulaire $x=0$ (voir Figure 3.25).

Afin de remédier à cette divergence, l'approche exploitant les fonctions de Fock dans le calcul du coefficient de réflexion est adoptée. Ceci consiste à associer un terme correctif aux expressions des coefficients de Pekeris afin de supprimer la discontinuité.

Dès lors, les fonctions de Fock s'expriment comme suit :

$$\tilde{p}(x) = \hat{p}(x) + \frac{1}{2x\sqrt{\pi}} \quad (3.48)$$

$$\tilde{q}(x) = \hat{q}(x) + \frac{1}{2x\sqrt{\pi}} \quad (3.49)$$

Les Figures 3.26 (a) et (b) ci-dessous illustrent l'effet du terme $\frac{1}{2x\sqrt{\pi}}$ sur la discontinuité des courbes décrivant les fonctions de Pekeris. En annexe A, les expressions des fonctions $\hat{p}(x)$ et $\hat{q}(x)$ sont décrites en détail.

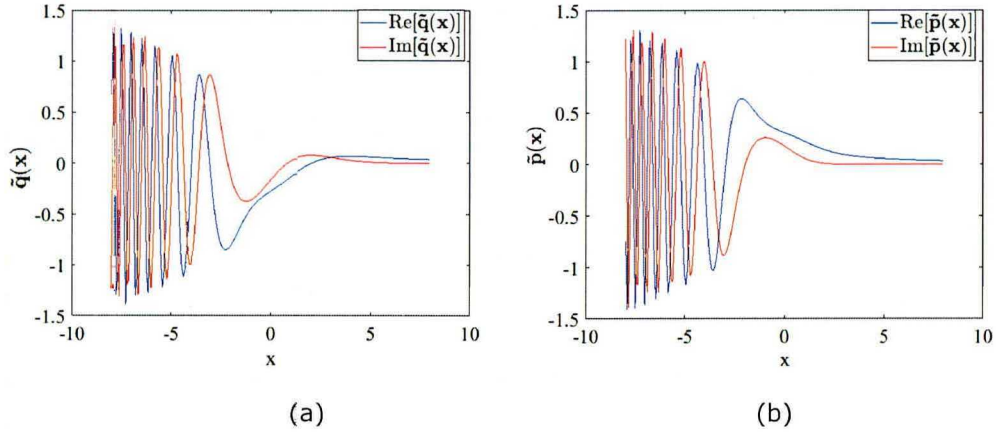


Figure 3. 26 : Coefficients de Pekeris améliorés (a) polarisation verticale (b) polarisation horizontale

En exploitant les expressions (3.48) et (3.49), les coefficients de réflexion de Kouyoumjian et Pathak ont été dérivés comme suit pour les matériaux parfaits conducteurs [181, 182] :

$$R_e = -\sqrt{\frac{4}{\xi^r}} e^{-j\left(\frac{\xi^r}{12}\right)} \left\{ \tilde{p}\left(\xi^r\right) - \frac{e^{-j\left(\frac{\pi}{4}\right)}}{2\xi^r\sqrt{\pi}} F\left(X^r\right) \right\} \quad (3.50)$$

$$R_m = -\sqrt{\frac{4}{\xi^r}} e^{-j\left(\frac{\xi^r}{12}\right)} \left\{ \tilde{q}\left(\xi^r\right) - \frac{e^{-j\left(\frac{\pi}{4}\right)}}{2\xi^r\sqrt{\pi}} F\left(X^r\right) \right\} \quad (3.51)$$

où $\tilde{p}\left(\xi^r\right)$ et $\tilde{q}\left(\xi^r\right)$ désignent les fonctions de Fock (Pekeris améliorées) explicitées en annexe A ; avec $\xi^r = -2M \cos(\alpha_i)$; $M = \left(\frac{ka}{2}\right)^{1/3}$; $X^r = 2k \cos^2(\alpha_i)$; $\rho^r = \frac{a}{2} \cos(\alpha_i)$.

Lorsque (3.47) n'est plus satisfaite, le point d'observation se situe dans la zone d'ombre et la seule contribution du signal au récepteur est le signal diffracté. Ce dernier correspond à une onde rampante. Les coefficients de diffraction se définissent dès lors comme suit :

$$T_e = -M \sqrt{\frac{2}{jk}} e^{-jka\theta_1} \left\{ \hat{p}(\xi^d) + \frac{(1 - F(X^d))}{2\xi^d \sqrt{\pi}} \right\} \quad (3.52)$$

$$T_m = -M \sqrt{\frac{2}{jk}} e^{-jka\theta_1} \left\{ \hat{q}(\xi^d) + \frac{(1 - F(X^d))}{2\xi^d \sqrt{\pi}} \right\} \quad (3.53)$$

où $\hat{p}(\xi^d)$ et $\hat{q}(\xi^d)$ désignent des fonctions de Pekeris pour les polarisations électriques et magnétiques; avec $\xi^d = M\theta_1$, $X^d = k \frac{s(\theta_1)^2}{2}$ et $\theta_1 = \phi$. Les courbes décrites par les Figures 3.27 (a) et (b) ci-dessous illustrent le comportement du champ au niveau du récepteur dépendamment de l'emplacement de ce dernier dans la zone d'ombre ou illuminée.

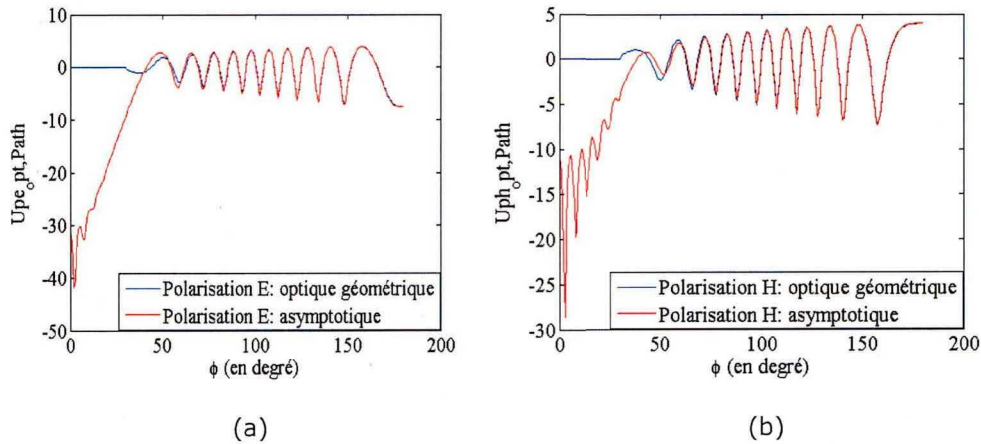


Figure 3. 27 : Module du champ diffracté en utilisant l'OG et la TUD en polarisation (a) E et (b) H : $f =$

$$50 \text{ MHz} ; c = 3 \times 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}} ; a = 5\lambda ;$$

La détermination des trajets dans la zone illuminée se fait par application du principe de Fermat. À cet effet, en adoptant le système de coordonnées polaires avec comme origine le centre du cercle (voir Figure 3.24), il devient possible de localiser le point brillant de la surface à partir duquel la réflexion se produit. Ce point est obtenu suite à la résolution de l'équation transcendante suivante :

$$g(x) = \frac{a - \rho_0 \cos(\theta_i - \psi)}{\sqrt{a^2 + \rho_0^2 - 2a\rho_0 \cos(\theta_i - \psi)}} - \frac{a - \rho \cos(\theta_i - \phi_i)}{\sqrt{a^2 + \rho^2 - 2a\rho \cos(\theta_i - \phi_i)}} \quad (3.54)$$

Un trajet sera dit réaliste si et seulement si, il existe un angle θ_i satisfaisant à la condition $g(x) = 0$. Entre autres, il sera nécessaire que la condition suivante soit

respectée :

$$\begin{aligned}\theta &> \pi - \arcsin\left(\frac{a}{\rho_0}\right) \\ \phi &> \pi - \arccos\left(\frac{a}{\rho_0}\right) - \arccos\left(\frac{a}{\rho}\right)\end{aligned}\quad (3.55)$$

Après obtention de la valeur de θ annulant g , il devient possible de déterminer s^r et s^i .

Dans ces conditions, le champ en zone illuminée pour une incidence oblique s'obtient par la relation :

$$E_{observation} = \frac{\exp(-jks)}{s} + R_{e,m} \sqrt{\frac{\rho^r}{s^i (s^r + \rho^r)}} \exp(-jk(s^r + s^i)) \quad (3.56)$$

En ce qui concerne le cas de figure où le point d'observation se trouve dans la zone d'ombre, cette relation devient :

$$E_{observation} = T_{e,m} \frac{\exp(-jk(s^d + s^i))}{\sqrt{s^d s^i}} \quad (3.57)$$

Nous ferons usage de ces résultats lors de la mise sur pied d'un modèle de prédiction de la propagation en environnement complexe confiné à surfaces dotées de rugosités à profils périodiques. De tels profils peuvent être identifiés à des formes courbes similaires aux demi-cylindres, à des arêtes observées sur des dièdres, à des surfaces pyramidales et à des jonctions de surfaces planes, caractéristiques d'environnements pouvant s'apparenter à un canal radio mobile.

Ayant fait mention des principaux mécanismes de propagation de l'onde durant cette section, nous nous intéresserons par la suite aux différents paramètres caractérisant un canal de propagation.

3.3 Paramètres fondamentaux d'un canal de propagation

La transmission de l'information au sein d'un canal de propagation dépend de la parfaite connaissance des paramètres caractérisant ce dernier. En principe, il existe deux types de paramètres. Les premiers sont dénommés paramètres bande étroite, étant donné qu'ils sont évalués pour une fréquence précise du signal émis. En guise d'exemple, nous pouvons mentionner les pertes de trajets. Quant aux seconds, ils

sont dénommés paramètres large bande et permettent la mise en évidence de la dispersion temporelle du canal. Il s'agit du profil puissance-retard et des différents autres paramètres qui découlent de celui-ci, à savoir : l'étalement des retards, la bande de cohérence et l'effet Doppler. La suite de cette section sera portée sur la définition de ces paramètres.

3.3.1 Les pertes de trajets

Les pertes de trajets représentent l'un des paramètres de caractérisation bande étroite d'un canal de propagation. Ce paramètre peut être considéré comme la valeur relative de la puissance au récepteur par rapport à celle injectée au niveau de l'émetteur. Cette dernière est fonction de la position séparant l'émetteur du récepteur et dépendante de la morphologie propre à l'environnement de propagation ainsi que des propriétés électromagnétiques des matériaux le constituant. Dépendamment de la nature du canal, de type Rayleigh (non-visibilité entre l'émetteur et le récepteur) ou de type Rice (visibilité directe entre émetteur et récepteur) l'enveloppe du signal bande étroite (CW) suivra respectivement une distribution de Rayleigh ou de Rice. Par observation, puis, analyse de la courbe représentative de l'onde se propageant entre l'émetteur et le récepteur, il est possible de mettre en évidence la majeure partie des phénomènes perturbant la transmission fiable de l'information. À titre d'exemple, nous pourrions faire mention des évanouissements rapides, des évanouissements lents ainsi que des interférences constructives et destructives (correspondant aux principaux facteurs contribuant à la dégradation de l'information) [183, 184]. La parfaite connaissance des pertes de trajets au sein d'un canal de propagation est d'une importance notable dans le procédé de conception et de mise au point des systèmes de communication. À cet effet, l'exploitation des modèles de propagation s'avère incontournable dans la détermination de ceux-ci.

À titre d'information, notons que la littérature propose trois grandes familles de modèles :

1) Les modèles statistiques (ou empiriques) regroupant :

- Les modèles appropriés aux environnements externes tels que : le modèle d'Okumura et al, le modèle d'Hata, le modèle COST-231 dit de Walfisch-Ikegami et le modèle à deux pentes.
- Les modèles appropriés aux environnements confinés (indoor) : parmi ceux-ci, le modèle distance/puissance est le plus couramment utilisé dans le processus de détermination des pertes de trajets. Ce dernier s'exprime par la

relation [2] :

$$PL(d) = PL(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + \sum_{q=1}^Q FAF(q) + \sum_{p=1}^P WAF(p) \quad (3.58)$$

$PL(d)$: correspond aux pertes de trajet à une distance d séparant deux terminaux communicants.

$PL(d_0)$: correspond aux pertes de trajet à une position de référence d_0 ; cette grandeur est issue des mesures.

n : correspond au paramètre de régulation de la loi de variation de la puissance au récepteur pour la distance émetteur récepteur d donnée. Elle est étroitement liée aux mesures.

$FAF(q)$ et $WAF(p)$ représentent les facteurs d'atténuation dus au plancher et aux murs respectivement.

Cette approche est dite statistique étant donné que les paramètres du canal sont caractérisés par des traitements statistiques des mesures de propagation.

Par opposition aux modèles déterministes dits spécifiques aux sites, les modèles statistiques sont simples à implémenter et sont largement utilisés dans les situations où la précision des données à transmettre n'est pas d'une très grande importance. Toutefois, ils nécessitent un nombre important de campagnes de mesures qui s'avèrent coûteuses en temps et en argent.

2) Les modèles déterministes (ou encore spécifiques aux sites) regroupent :

- Les méthodes utilisant le tracé de rayons basées sur l'optique géométrique.

Cette approche incorpore des sous-variantes telles que : la méthode des images et la méthode du tracé de rayons force-brute (lancer de rayons).

- La méthode FDTD (des différences finies)
- La méthode des moments
- La méthode des réseaux de neurones artificiels.
- La méthode des équations paraboliques
- La méthode d'approximation rapide en champ lointain
- Le modèle de guide d'onde
- Et le modèle de Boltzmann

L'approche déterministe permet de faire une prédiction réaliste de la propagation des ondes au sein d'un canal donné. Cependant, elle nécessite la connaissance à priori d'un grand nombre de paramètres tels que les dimensions des pièces, la propriété des matériaux constituant l'environnement, l'architecture des bâtiments, la présence d'individus associée à leur mobilité ainsi que la disposition d'objets se trouvant au sein de l'environnement. Tous ces facteurs rendent difficile le processus de modélisation déterministe du canal.

3) Les modèles hybrides

Pour tout modèle de propagation, il y a toujours un compromis à faire entre la complexité de calcul et la précision de la simulation. Compte tenu de ce fait, les équipes de planification des réseaux de communication ont eu recours au développement des modèles hybrides.

Deux types de modèles hybrides sont à noter ; à savoir :

- Les modèles combinant une analyse théorique et empirique [185].

Leur particularité est de pouvoir incorporer les éléments spécifiques aux sites étudiés dans un modèle empirique (statistique). Cette sous-classe de modèles est généralement utilisée dans le contexte suivant lequel il est souhaitable de corriger les données du modèle déterministe dans l'optique de rendre ses prédictions plus proches des conditions d'expérimentation réelles. Elle nécessite la maîtrise conjointe des techniques de modélisation déterministe et statistique.

- Et les modèles combinant deux approches déterministes dans le but de prendre en compte l'avantage de chacun [39, 130, 186-190].

Les différents modèles de propagation sont regroupés conformément à l'organigramme ci-dessous :

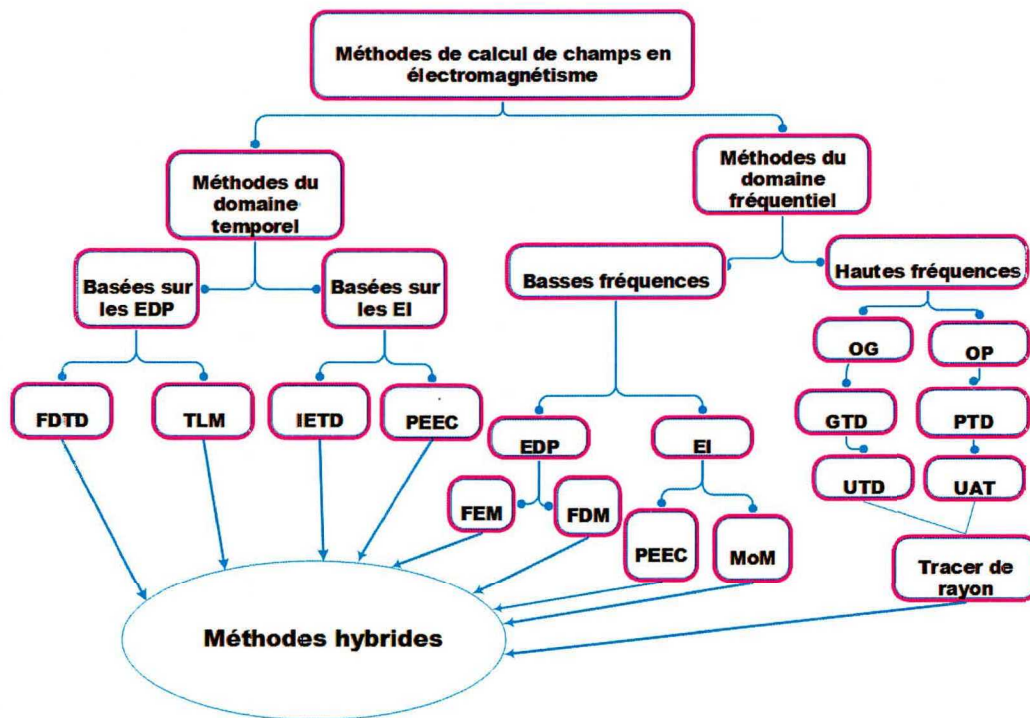


Figure 3. 28: Classification des méthodes principales de calcul du champ électromagnétique

Après présentation à la Figure 3.28 des différents types de méthodes existant dans la littérature et utilisées pour les calculs des champs découlant de la propagation de l'onde au sein des structures micro-ondes, des guides d'onde ainsi qu'en environnements internes et externes, il serait judicieux de détailler ceux utilisés pour la modélisation de la propagation des ondes radio en environnement confiné.

Le Tableau 3.2 ci-dessous fait un bref récapitulatif des modèles de propagations existant dans la littérature.

Tableau 3. 2 : récapitulatif des modèles de propagation regroupés en famille

Méthodes	Force	Faiblesse	Bande de fréquence	Famille d'appartenance
Tracé de rayons [11, 14, 15, 20, 22, 43, 47-57, 77, 82, 86, 87, 89, 90, 95-97, 100, 104, 108, 109, 118]	-Précision acceptable -Approprié pour les hautes fréquences -Efficace dans la détection des trajets réaliste entre Tx-Rx (pour la variante	-Nécessite les détails précis de la cartographie de l'environnement de propagation ; -Requiert des détails sur les dimensions et la géométrie du milieu ;	ISM GSM UMTS 4G-LTE UHF SHF	Méthodes asymptotiques (Modèles déterministes et spécifiques aux sites)

	méthode des images)	<ul style="list-style-type: none"> -Inapproprié pour des obstacles de dimension inférieure à quelques unités de longueur d'onde ; -Précision se dégradant pour des distances très éloignées de l'émetteur suite à l'accumulation d'erreurs découlant des approximations de modélisation des différents mécanismes de propagation ; -Complexe à mettre au point pour des surfaces non planaires. 	EHF	
<p>Modèle distance puissance</p> <p>[10, 19, 24-26, 43, 63, 64, 66-71, 83, 84, 110, 112, 113, 116, 117, 119]</p>	<ul style="list-style-type: none"> -Ne nécessite pas la connaissance précise de l'environnement étudié. -Rapide pour la détermination des pertes de trajet. 	<ul style="list-style-type: none"> - Généralisation à d'autres types d'environnements irréaliste ; -Manque de robustesse -Nombre considérable de campagnes de mesures nécessitant du temps et des moyens conséquents ; -Limité à la modélisation bande étroite du canal. 	<p>GSM</p> <p>UHF</p> <p>ISM</p> <p>SHF</p> <p>EHF</p>	Modèles statistiques (empiriques)
<p>Modèles de guide d'onde</p> <p>[30, 34-46, 61, 63, 98]</p>	-Méthode globale ne souffrant pas de problèmes locaux.	<ul style="list-style-type: none"> -Complexe pour les hautes fréquences ; -Limités aux structures géométriques canoniques. 	<p>VHF</p> <p>UHF</p> <p>UMTS</p>	Modèle analytique (déterministe)
<p>La FDTD</p> <p>[12, 88, 191]</p>	-Génère les paramètres large bande pour une simulation donnée ;	-Nécessite des ressources considérables afin d'aboutir à la	<p>VHF</p> <p>UHF</p>	Méthode du domaine temporel (déterministe)

	<ul style="list-style-type: none"> -Algorithme d'implémentation simple et flexible ; -Grande précision ; -Insensibilité à la présence d'un nombre considérable d'obstacles ; -Efficace en environnement complexe ; -Prend en compte les paramètres constitutifs des matériaux constituant l'environnement de manière naturelle dans le processus de discrétisation de celui-ci ; 	<p>convergence ;</p> <ul style="list-style-type: none"> -Adapté aux environnements de taille modérée par rapport à λ. 		
La PSTD [192-194]	<ul style="list-style-type: none"> -Adaptée aux milieux dispersifs et à pertes; -Permet l'accélération du calcul du champ suite à une approximation tout en conservant la précision ; -Par analogie à la MRTD, est une amélioration de la FDTD. 	<ul style="list-style-type: none"> -Prend en compte l'usage des algorithmes de DFT lui rendant plus difficile à mettre en œuvre que la FDTD classique ; -Inappropriée aux environnements inhomogènes ; -Souffre du défaut d'estimation du champ au voisinage des frontières où ce dernier présente une discontinuité. 	GSM UHF UMTS	Méthode du domaine temporel (déterministe)
La MRTD [73] [194, 195]	<ul style="list-style-type: none"> -Assume la réduction de la dispersion numérique associée aux grands volumes 	<ul style="list-style-type: none"> - Nécessite davantage de ressources computationnelles comparées aux 	UHF UMTS ISM	Méthode du domaine temporel (déterministe)

	<p>FDTD ;</p> <p>-Limite le sur-échantillonnage spatial suite à la FDTD.</p>	<p>méthodes asymptotiques ;</p> <p>-Conditions de stabilité plus rigoureuses comparées à la FDTD ;</p> <p>-Algorithme plus complexe à implémenter suite au développement des champs.</p>	<p>GMS</p>	
<p>Méthode des moments</p> <p>[162, 196]</p>	<p>-Adaptée à la résolution des problèmes électromagnétiques ouverts ;</p> <p>-Discretise les équations intégrales et permet de ramener le problème à un système matriciel plus simple à assimiler.</p>	<p>-Génère des matrices denses entraînant une résolution très coûteuse pour des environnements à grandes dimensions ;</p> <p>-Besoin en ressources de calcul importantes.</p>	<p>VHF</p> <p>UHF</p>	<p>Méthode du domaine fréquentiel (déterministe)</p>
<p>Méthode des éléments finis</p> <p>[13, 197, 198]</p>	<p>-Offre une discrétisation volumique plus fiable que la FDTD ;</p> <p>-Adaptée aux environnements à forme complexes ;</p> <p>-Garanti une prédiction réaliste par rapport aux méthodes asymptotiques et empiriques en basse fréquence ;</p>	<p>-Temps d'exécution fastidieux compte tenu du maillage volumique ;</p> <p>-Nécessitant des ressources informatiques considérables.</p>	<p>UHF</p> <p>UMTS</p> <p>GMS</p> <p>UWB</p>	<p>Méthode du domaine fréquentiel (déterministe)</p>
<p>Méthode de l'équation parabolique</p> <p>[58-60, 105]</p>	<p>-Approprié à la modélisation en environnement doté de surfaces courbes et planes ;</p>	<p>-Valide uniquement pour les tunnels à parois parfaits conducteurs, d'où la mise au pied de sa</p>	<p>UHF</p> <p>Bande X</p> <p>Bande ISM</p>	<p>Méthode du domaine fréquentiel</p>

	<ul style="list-style-type: none"> -Temps de simulation raisonnable comparé à d'autres approches ; -Prédiction à très grande précision ; -Rapide comparé à d'autres méthodes rigoureuses basées sur les équations de maxwell et asymptotiques. 	<ul style="list-style-type: none"> variante vectorielle ; -Impossibilité d'incorporer à titre de conditions initial les diagrammes de rayonnement d'antennes ; -Limitée aux environnements à parois uniformes et ne contenant pas d'obstacles et à la Prédiction de propagation para-axiale de l'onde. 		
<p>Méthode des lignes de transmission</p> <p>[199]</p>	<ul style="list-style-type: none"> -Transportable à d'autres environnements ; -Compromis entre précision et complexité ; -Moins dispersif numériquement que la FDTD (le rendant très approprié en compatibilité EM) ; 	<ul style="list-style-type: none"> -Nécessitant une discrétisation pouvant entrainer des temps de calculs considérables pour des structures de dimension de type grands tunnels ; -Plus complexe à mettre en œuvre que la FDTD ; -Présence d'un ensemble considérable de modes parasites dans l'estimation du champ comparé à la FDTD. 	<p>UHF</p> <p>UMTS</p> <p>IMS</p> <p>WiFi</p>	<p>Méthode du domaine temporel (mécaniste)</p>
<p>Modèle hybrides</p> <p>[12, 39, 62, 114, 189, 190]</p>	<ul style="list-style-type: none"> -Accroît la précision de modélisation ; -Améliore la durée de l'exécution et limite la taille de la capacité de mémoire nécessaire. 	<ul style="list-style-type: none"> - Nécessite une parfaite connaissance des deux approches à combiner ; -Impose une contrainte sur la cohabitation entre les différentes méthodes à combiner. 	<p>UHF</p> <p>GMS</p> <p>UMTS</p> <p>Bande X</p> <p>UWB</p> <p>SHF</p>	<p>Méthode hybride</p>

Méthode des petites perturbations [162]	<ul style="list-style-type: none"> -Très facile à implémenter par opposition aux méthodes numériques ; -Tient compte de l'effet de rugosités surfacique ; -Assure une meilleure estimation de la puissance suite à la prise en compte des composantes diffuses des ondes réfléchi sur les parois de l'environnement ; 	<ul style="list-style-type: none"> -Limité aux hautes fréquences ; -Adapté aux surfaces à faibles pente et à rayon de courbure $> \lambda$; -Domaine de validité restreint dû aux hypothèses portant sur la rugosité. 	<ul style="list-style-type: none"> UHF EMS Bande X Bande V VHF 	Méthode asymptotique du domaine de l'OG
Approximation de Kirchhoff (AK ou OP) [101, 156, 158, 165, 200]	<ul style="list-style-type: none"> -Rapide à exécuté sur un simulateur numérique par opposition aux approches dites rigoureuses 	<ul style="list-style-type: none"> -Limité aux hautes fréquences ; -Propice aux surfaces à pentes modérées ; - Adapté aux surfaces à faibles pente et à rayon de courbure λ en tout point de celles-ci. 	<ul style="list-style-type: none"> UMTS UHF GMS EMS Bande X Bande V 	Méthode Asymptotique du domaine de l'OP

3.3.2 Les multi-trajets

La propagation des ondes radio en environnement confiné ne peut en aucun cas être ramenée au mode de propagation en espace libre. Cette différence est due au fait que pour un tel milieu, l'information est acheminée par le billet de plusieurs répliques du trajet direct correspondant à l'interaction de l'onde avec les parois de l'environnement associée à l'effet des obstacles s'y trouvant. Dans le contexte de cette thèse, les environnements seront dotés soit de rugosités périodiques constituées d'une série de dièdres formant un profil en dents de scie ou encore s'apparenteront à des surfaces rugueuses à profil périodique semi-circulaire. Pour atteindre le récepteur, trois principaux mécanismes de propagation seront considérés : la réflexion, la diffraction et le trajet direct. Le signal au récepteur est une addition vectorielle des contributions de chaque trajet. Les trajets sont déterminés par une phase, une atténuation, la polarisation ainsi que la différence de

marche (associée au retard). À titre d'illustration, la Figure 3.29 ci-dessous met en évidence les principaux mécanismes de propagation par lesquels l'onde est acheminée à travers un canal de propagation en milieu complexe.

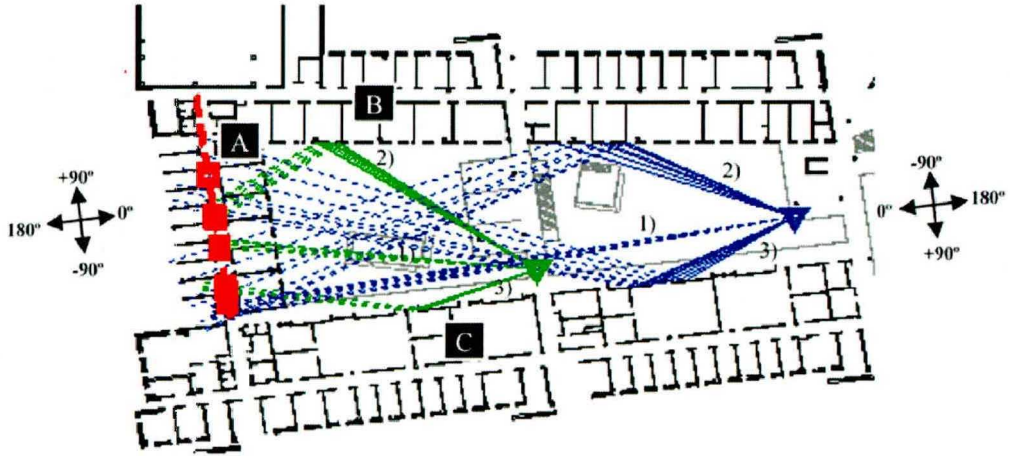


Figure 3. 29 : Illustrations de la propagation multitrajets en environnement confiné

Dès lors, si nous considérons $s(t)$ comme signal transmis, alors le signal au récepteur s'exprimera :

$$x(t) = \sum_{k=1}^K a_k(t) \cdot s(t - \tau_k) \cdot e^{j\psi_k(t)} \quad (3.59)$$

Ce dernier représente une combinaison linéaire d'un ensemble d'échos du signal émis encore appelé multitrajets. Cette combinaison est à l'origine d'un phénomène désigné variation d'amplitudes due aux multitrajets. Bien qu'étant la principale cause des interférences inter symbole susceptibles de dégrader la qualité de transmission, il présente l'avantage de garantir la communication entre émetteurs et récepteurs en non-visibilité directe.

3.3.3 La dispersion des retards

La dispersion des retards correspond à l'écart type des retards de la réponse impulsionnelle en puissance. Ce paramètre informe sur l'étalement des spectres de retard du canal.

Elle s'exprime en temps continu comme suit :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_0^\infty [\tau - \bar{\tau}]^2 P(\tau) d\tau}{\int_0^\infty P(\tau) d\tau}} \quad (3.60)$$

Dans (3.60), $p(\tau)$ représente la fonction densité de probabilité des puissances propres à chaque trajet de retard τ

Elle s'exprime par la relation :

$$P(\tau) = \frac{|h(\tau)|^2}{\int_0^{\infty} |h(\tau)|^2 d\tau} \quad (3.61)$$

De (3.61), l'on peut affirmer que le calcul de densité de probabilité de puissance revient à faire une normalisation du profile puissance retard $|h(\tau)|^2$ par le spectre de puissance.

En temps discret, l'étalement des retards s'obtient en exploitant les relations suivantes :

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (3.62)$$

Dans (3.60) la moyenne des retards $\bar{\tau}$ s'exprime comme suit :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3.63)$$

Le moment d'ordre 2 des retards $\overline{\tau^2}$ s'exprime quant à lui comme suit :

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3.64)$$

En effet, ce paramètre joue un rôle fondamental dans la comparaison de divers canaux multi-trajets. Il s'avère d'une grande importance lors de la planification des directives de conceptions des systèmes de communication. Afin de déterminer ces paramètres de dispersions, la connaissance de la réponse impulsionnelle du canal est nécessaire.

3.3.4 L'effet Doppler

Dans certains canaux de propagation radio basés sur la communication mobile, l'un des terminaux peut se déplacer. Cette mobilité dans le canal de propagation se

traduit par un décalage entre les fréquences des signaux émis et reçu. Un cas classique peut être une onde plane arrivant avec un angle θ au niveau d'un récepteur dans les mains d'une personne se déplaçant à l'intérieur d'un bâtiment. Si f représente la fréquence émise, le signal reçu par l'utilisateur aura une fréquence f' qui s'exprimera comme une fonction de : f , la vitesse v de déplacement de l'utilisateur et de l'angle d'inclinaison entre l'axe de l'antenne émettrice et la direction du déplacement de la personne.

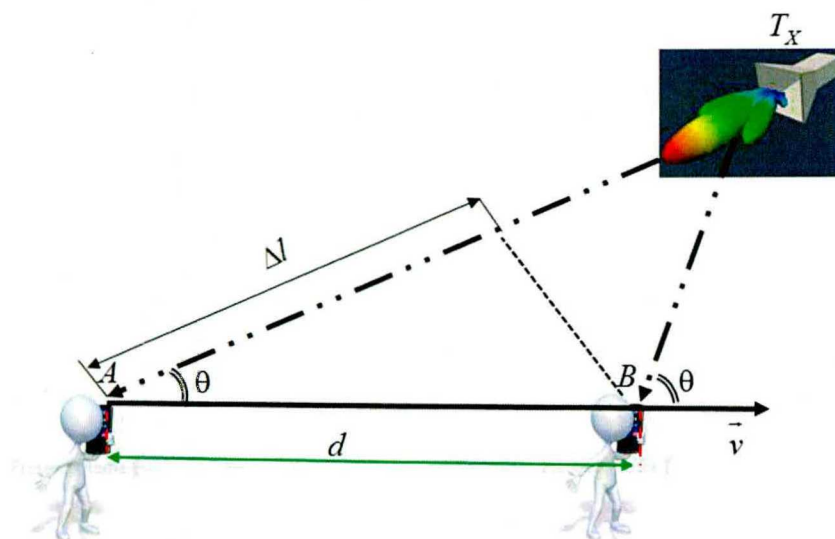


Figure 3. 30 : Mise en évidence de l'effet Doppler lors du déplacement du récepteur.

De la Figure 3.30 ci-dessus, le changement de phase au récepteur dû à la différence de marche entre les trajets des positions A et B (Δl) s'exprime comme suit [67] :

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda} \cos\theta \quad (3.65)$$

Par exploitation de (3.65), la fréquence Doppler s'obtient comme suit :

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos\theta \quad (3.66)$$

De l'équation (3.66) on peut conclure que si l'utilisateur se déplace suivant la

direction d'arrivée de l'onde se propageant, alors le décalage Doppler est positif et le signal au récepteur semble avoir une fréquence un peu plus élevée. Par contre, pour un déplacement dans le sens opposé à la direction d'arrivée de l'onde, le signal au récepteur a tendance à avoir une fréquence diminuée de la valeur f_d . Suivant la valeur de l'angle d'arrivée α , le décalage Doppler varie dans un intervalle $[-f_d^{max}; f_d^{max}]$. Le paramètre f_d^{max} est la valeur maximale prise par la fréquence Doppler et obtenue pour $\theta = 0$. La dispersion Doppler B_D correspond à la largeur de bande de l'intervalle dans lequel varie le décalage Doppler. Cette quantité est inversement proportionnelle au temps de cohérence T_C qui représente un paramètre de mesure statistique très utile pour la détection de la variabilité en temps d'un canal de propagation [67]. C'est également la durée pendant laquelle le canal peut être considéré stationnaire. Durant ce temps, les caractéristiques du canal sont quasiment constantes. Lorsque T_C est supérieur au temps symbole T_S , le canal est dit peu fluctuant. Dans le cas contraire, il fluctue rapidement. Ce phénomène correspond aux évanouissements rapides.

3.3.5 Le bruit radioélectrique

Le bruit radioélectrique regroupe l'ensemble des signaux ne transportant pas d'information, mais perturbant par contre la transmission des données au sein d'un canal [201]. Il est indépendant du signal émis. Dans la bande d'émission, ce phénomène se doit d'être caractérisé afin de faciliter le processus de choix des techniques de codage et de modulation assurant le meilleur compromis entre le débit et le taux d'erreurs binaire [202]. Un tel bruit a comme impact sur le canal de propagation la limitation de la capacité des récepteurs à détecter les signaux faibles.

Le bruit radioélectrique provient de deux principaux facteurs :

- les phénomènes naturels
- et l'activité humaine.

Ce bruit est modélisable en appliquant le théorème de la limite centrale par un processus gaussien [201].

3.3.6 La diversité

La diversité est une technique qui a été mise sur pied afin de combattre les erreurs de propagation dues aux variations à grande et à petite échelle affectant l'enveloppe de l'onde transmise lorsque le récepteur est mobile. Elle permet de ce fait de lutter contre l'évanouissement causé par les trajets multiples du canal de

transmission. La technique de diversité consiste à utiliser plusieurs répliques du signal émis et par la suite d'effectuer une combinaison de ceux-ci ou encore une sélection du signal de meilleure qualité au niveau du récepteur.

Il existe trois principaux types de diversités [203] :

- la diversité temporelle

Elle consiste à envoyer plusieurs répliques du signal à transmettre dans des intervalles de temps séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c afin d'assurer une non-corrélation des signaux. Cette diversité est importante dans les canaux faisant état de sélectivité en temps.

- la diversité fréquentielle

Cette technique consiste à envoyer plusieurs répliques du même signal à transmettre sur des fréquences différentes ayant un écart de l'ordre de la bande de cohérence du canal B_c au moins. Elle s'avère très utile pour les cas de transmission dans un canal sélectif en fréquence. Ce type de technique est couramment employé dans les systèmes OFDM.

- et la diversité spatiale

La diversité spatiale consiste à envoyer ou recevoir le signal sur différentes antennes, toutes espacées par une distance supérieure à la distance de cohérence. Cette distance correspond à la séparation minimale entre antennes garantissant des évanouissements indépendants [204].

Il est important de préciser que les diversités temporelles, fréquentielles et spatiales affectent l'efficacité spectrale du système étant donné qu'elles nécessitent la répétition du même signal. Afin de remédier à ce problème, une solution consistera à combiner à l'une des techniques de diversité un codage correcteur d'erreurs. Ce qui favorisera également une économie de ressources spectrales.

3.3.7 La corrélation

La corrélation du canal $R(\Delta f)$ s'exprime comme suit :

$$R(\Delta f) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, t) \cdot H^*(f + \Delta f, t) df \quad (3.67)$$

C'est un paramètre très utile pour le calcul de la bande de cohérence d'un canal de propagation. En fait, elle s'obtient en effectuant la transformée de Fourier du PDP du canal. La bande de cohérence, quant à elle, se définit comme la fréquence à partir

de laquelle l'autocorrélation de la fonction de transfert du canal de propagation dépasse un seuil donné. Ce seuil se situe généralement entre 90% et 50% de la valeur maximale de sa représentation spectrale.

Si la largeur de bande du spectre du signal émis est supérieure à la bande de cohérence, le comportement du canal varie avec la fréquence. Physiquement, la bande de cohérence et la dispersion des retards traduisent le même phénomène. Les deux paramètres sont liés par la relation mathématique :

$$\begin{cases} B_c \approx \frac{1}{50\tau_{RMS}} & \text{si le facteur de corrélation est égal à 0.9} \\ B_c \approx \frac{1}{5\tau_{RMS}} & \text{si le facteur de corrélation est égale à 0.5} \end{cases} \quad (3.68)$$

Pour une valeur de la bande passante du signal B_s inférieure à la bande de cohérence du canal, alors le canal est supposé plat. Dans le cas contraire, il sera qualifié de canal sélectif en fréquence.

3.4 Mesures de la propagation en environnement confiné

Les mesures des paramètres régissant la propagation des ondes électromagnétiques en environnement indoor s'obtiennent par réalisation du sondage du canal radio. Ceci permet la caractérisation du canal par la détermination des paramètres tels que le temps de cohérence, la bande de cohérence, les pertes de trajet et le profil de puissance qui sont très importants pour la spécification des performances d'un système de communication. Dans un tel contexte, le choix de la méthode de mesure dépend du type d'application visé (à savoir : transmission en bande étroite ou en large bande).

L'élaboration d'une approche rigoureuse de sondage du canal de propagation en environnement confiné est fondamentale dans le processus de mise en évidence des phénomènes rencontrés en radiofréquence. De ce fait, la nécessité de disposer d'équipements performants et satisfaisant du point de vu prix de revient et fiabilité s'avère indispensable. En effet, la caractérisation du canal repose sur les mesures hautes fréquences axées sur la détermination des coefficients de transmission et de réflexion des terminaux RF servant de support de transmission au sein de ce dernier. Afin de conduire sereinement les opérations de sondage d'un canal de propagation, un protocole de mesure est adopté pour chacun des environnements à étudier. Il existe trois grandes familles de sondeurs de canal de propagation. À savoir : les

sondeurs SISO, les sondeurs SIMO et les sondeurs MIMO. Les sondeurs de type SIMO et MIMO sont un complément aux sondeurs SISO. Ces derniers permettent de mettre en évidence la caractérisation spatiale du canal. Ceux-ci ont contribué de par la diversité spatiale à l'amélioration des transmissions en environnement hostile. Des compagnies à l'instar de «Keyseight Technology», «Rhode & Schawrtz» et «Anristu» ont développés des sondeurs de canaux efficaces à même de générer les résultats en bande étroite et en large bande. Ces appareils permettent la réalisation des mesures sur des bandes de fréquences comprises entre 10 MHz et plusieurs dizaines de GHz. Ils sont robustes et assurent un sondage efficace du canal. L'inconvénient de ces derniers est leurs prix très onéreux, couplé à leur temps de mesure relativement lent. De même, compte tenu du fait qu'ils nécessitent des câbles permettant la connexion entre leurs ports d'entrées/sorties et les antennes, leur portée de mesure est limitée à des courtes distances lorsqu'un seul VNA est utilisé dans le processus de mesure [205]. Cependant, il existe d'autres types de sondeurs de canaux à coût relativement abordable mais étant limités dans la variété de mesures à effectuer. C'est le cas du positionneur d'antenne LABVOLT-ANT modèle 8092 mis au point par la compagnie LABVOLT devenue Festo [206]. Cet équipement utilise la technique de modulation continue en fréquence (FMCW ou chirp) [207].

En général, la réponse impulsionnelle d'un canal peut être approximée par un équipement conçu sur la base de l'une des trois principales techniques de mesure suivantes :

- Les techniques de mesure par impulsion directe ;
- Les techniques de mesure utilisant des séquences pseudo aléatoires (PA) :
 - o Les techniques de mesure par l'acquisition large bande ;
 - o Les techniques de mesures par filtre adapté ;
 - o Les techniques de corrélation glissante ;
 - o Les techniques de compression d'impulsion encore appelées techniques de corrélation.
- Les techniques de mesure dans le domaine fréquentiel.

Les différentes techniques citées ci-dessus sont envisageables soit dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel et reposent sur deux variétés de traitement des signaux qui sont : le traitement en large bande et le traitement en

bande étroite. Le Tableau 3.3 ci-dessous permet de répertorier et classier les différentes techniques de mesure des paramètres d'un canal radio.

Tableau 3.3 : classification des techniques de mesures selon le traitement des signaux et le domaine de mesure [205]

Techniques de mesures de propagation	Type de traitement de signaux	Type de domaine de mesure
Technique d'impulsion directe	Large bande	Temporel
Technique basée sur les séquences PA : mise en œuvre par filtre adapté	Large bande	Temporel
Technique utilisant les séquences PA : Corrélation	Bande étroite	Temporel
Technique utilisant les séquences PA : Corrélation glissante	Bande étroite	Temporel
Technique utilisant les séquences PA : acquisition large bande	Large bande	Temporel
Technique de modulation continue en fréquence (FMCW ou chirp)	Bande étroite	Fréquentiel
Technique de balayage en fréquence (mode pas à pas)	Bande étroite	Fréquentiel

Dans le cadre de cette étude et compte tenu des scénarios de modélisation soumis à notre analyse, deux types d'équipements ont été envisagés.

- Le premier est le système didacticiel et de mesures sur les antennes développées par Festo et fonctionnant dans les bandes de fréquence 1 GHz et 10 GHz. Il est conçu pour fonctionner en respectant le seuil minimal de puissance sécuritaire pour les personnes sujettes au rayonnement électromagnétique généré et permet également de procéder à la mesure des caractéristiques d'antennes dans les bandes de fréquence pour lesquelles il est fonctionnel. Toutefois, son inconvénient est le fait de ne pouvoir

fonctionner que dans deux bandes de fréquence étroites. Ce qui limite son utilisation dans le processus de caractérisation d'un canal.

- Le deuxième système est l'analyseur vectoriel de réseau et plus précisément le modèle Agilent PNA-X 5247A, commercialisé par Keysight Technologie [208]. Comme mentionné plus haut, ce dernier a pour avantage de permettre la réalisation des mesures aussi bien dans le domaine temporel que fréquentiel. D'autre part, il est adapté pour des mesures en bande étroite et en large bande.

La Figure 3.31 ci-dessous met en évidence le sondage d'un canal SISO par technique de balayage fréquentiel reposant sur un analyseur vectoriel de réseau.

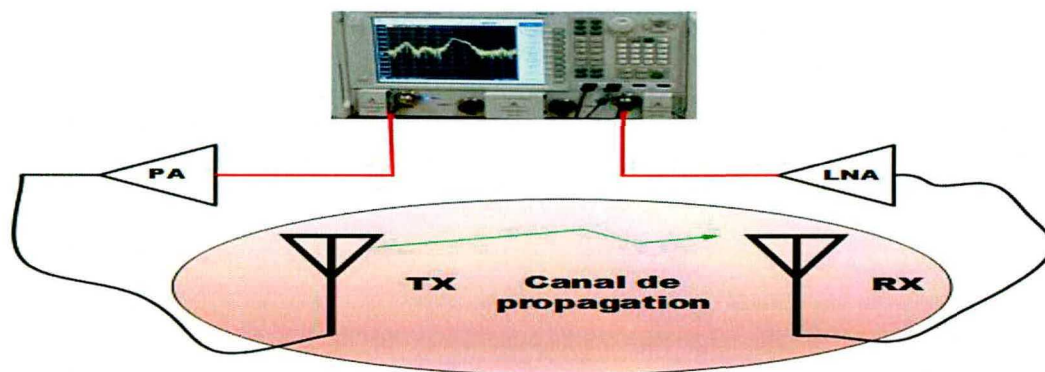


Figure 3. 31 : Sondeur de canal par balayage fréquentiel.

Ayant présenté l'appareillage utilisé, nous allons par la suite décrire le protocole de mesures adopté pour la caractérisation des canaux de propagation correspondant aux quatre environnements faisant l'objet de l'étude proposée dans cette thèse tout au long des chapitres 4, 5 et 6.

3.5 Conclusion

Ce chapitre a fait état des différents mécanismes de propagation susceptibles de se produire au sein d'un canal radiofréquence. Il a en outre été mis en évidence l'effet des rugosités et de la fréquence de propagation sur de tels mécanismes. Après avoir décrit ces différents mécanismes de propagation, susceptibles d'être rencontrés dans un environnement interne à géométrie complexe, il sera plus facile de mettre sur pied des modèles de propagation dans des tunnels, corridors et bâtiments. De tels environnements pourront avoir une section effective parallélépipédique et à

parois dotées de rugosités périodiques ou aléatoires sur les surfaces latérales. Par la suite, nous avons introduit et défini les principaux paramètres permettant de caractériser le canal de propagation. Ces derniers sont très importants durant le processus de déploiement d'un système de communication et permettent d'optimiser le coût et le temps mis pour sa réalisation. Ce qui a pour conséquence de garantir la fiabilité de la transmission de l'information au sein du canal. D'autre part, nous avons fait part des principales techniques de mesure et de caractérisation d'un canal de propagation. En exploitant les différents aspects présentés tout au long de ce chapitre, nous aborderons le chapitre 4, consacré à l'étude de la propagation d'une onde radio au sein d'un environnement doté de rugosités périodiques à profil en forme de dents de scie et correspondant à un emplacement abritant des casiers d'étudiants, avec sérénité.

CHAPITRE 4

MODÉLISATION DE LA PROPAGATION AU VOISINAGE D'UNE STRUCTURE PERIODIQUE DE CASIERS

4.1 Introduction

La nécessité d'améliorer la performance des systèmes de communication s'avère davantage grandissante compte tenu des nouveaux défis à relever ainsi que des attentes des usagers. En effet, la décennie actuelle a été marquée par la recherche de solutions portant sur : la réduction d'accidents sur les autoroutes et dans les tunnels ferroviaires, l'accroissement de la capacité de détection d'objets par des satellites et radars ainsi que la limitation des pertes en vies humaines dans les galeries minières souterraines. Une solution permettant de faire face à ces problèmes consiste à améliorer la capacité de prédiction de l'information se propageant d'une station de base vers des stations mobiles. Ceci peut se traduire par la mise en œuvre des modèles de propagation assez précis et tenant compte des différentes irrégularités ainsi que des principaux mécanismes de propagation susceptibles de se produire au sein de l'environnement étudié [1].

C'est pour cette raison que nous nous sommes convenu de proposer des modèles de propagation basés sur l'optique géométrique combinée à la théorie uniforme de la diffraction (TUD). Dans la suite de ce chapitre, nous allons, en nous inspirant des travaux existant dans la littérature, proposer un modèle permettant de faire une meilleure estimation des paramètres caractérisant un canal de propagation en environnement confiné doté de rugosités à profil périodique en dents de scie. Ces paramètres seront utiles pour la mise au point des techniques de transmission ainsi que pour le choix du type de modulation à même de garantir la fiabilité d'un message d'un point source vers un point de réception donné. En guise d'illustration, notre intérêt a été porté sur un espace doté de casiers d'étudiants couramment rencontrés dans des établissements scolaires et des centres universitaires. Dans un premier

temps, l'environnement de propagation sera décrit, suivi d'une validation expérimentale. De ces résultats, les effets de la rugosité en dents de scie seront interprétés suite à une comparaison des paramètres du canal obtenus pour un environnement doté d'un tel type de rugosités avec ceux de l'environnement de référence (correspondant au corridor de section effective rectangulaire ayant une structure parallélépipédique).

4.2 Présentation de l'environnement de propagation

La Figure 4.1 ci-dessous matérialise l'emplacement où se trouve la paire de 24 casiers d'étudiants disposés de manière à former un corridor rugueux à profil périodique en dents de scie. Chacun des casiers est de forme parallélépipédique et constitué de métal parfait conducteur.

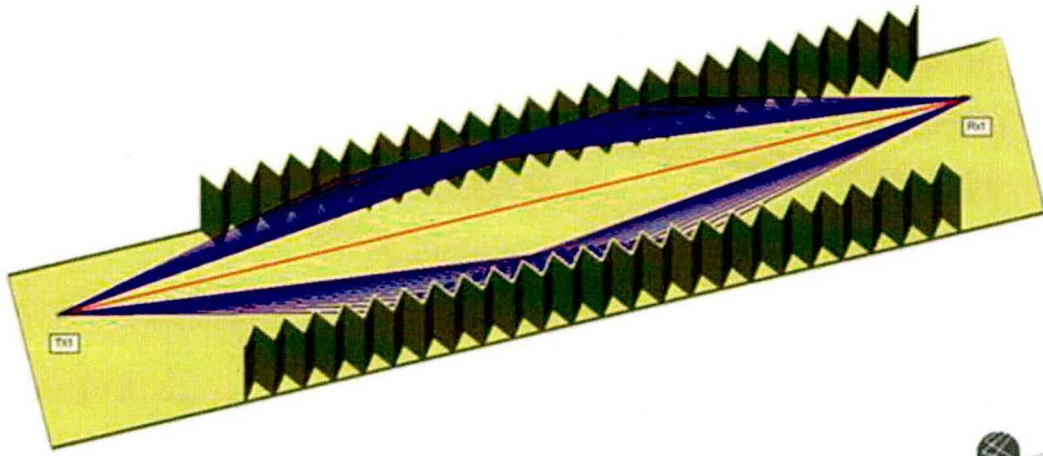


Figure 4. 1 : Schéma bloc de l'environnement de propagation sur Wireless Insite.

Comme on peut l'observer sur la Figure 4.1, les casiers sont contigus et laissent présager une certaine régularité similaire à celle observée dans des environnements tels que les amphithéâtres, les salles de spectacle et les cathédrales [125-128, 131]. L'environnement formé par la disposition des deux rangées de casiers peut être imbriqué dans un parallélépipède rectangle de dimensions : 1.85 m x 1.80 m x 7.20 m, identique au corridor de référence présenté au chapitre 5. Tandis que les dimensions propres à chaque casier sont : une hauteur de 1.85 m et une surface de base de dimension 40 cm de long sur 30 cm de large. Le scénario considéré pour la modélisation du canal est fondé sur l'ouverture des portes des casiers d'un angle de

30° par rapport au plan de fermeture. Ayant fait un bref descriptif de l'environnement de propagation, nous consacrerons la section suivante au développement du modèle régissant la propagation de l'onde.

4.3 Développement du modèle

4.3.1 Modèle bande étroite

Afin de mettre sur pied le modèle de propagation de l'onde relatif aux casiers d'étudiants, nous allons dans un premier temps nous intéresser au comportement de l'onde en présence d'un seul casier. Dans ces conditions, l'analyse mathématique de l'effet d'un casier d'étudiant sur la communication entre deux mobiles au voisinage de ce dernier est présentée en tenant compte des grandeurs indiquées à la Figure 4.2. Cette figure met en évidence le scénario géométrique permettant le calcul des paramètres de diffraction de l'onde au voisinage d'un casier. Un tel casier peut être assimilé à une pyramide à base triangulaire ayant les dimensions respectives : hauteur=1.85 m; surface de base triangulaire isocèle de base=0.25 m et de hauteur $h=0.2$ m.

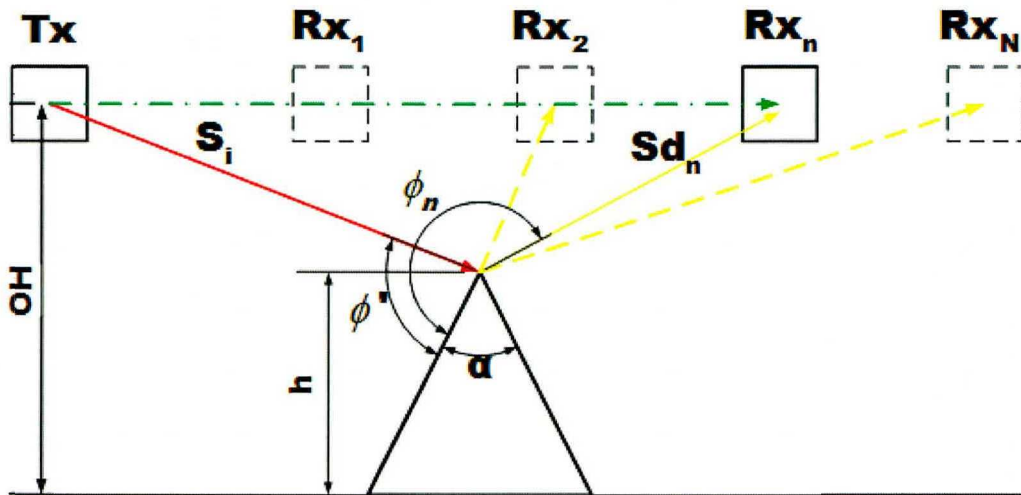


Figure 4. 2 : Schema illustratif en vue de dessus du mécanisme de diffraction au voisinage d'un casier d'étudiants.

En analysant la Figure 4.2 et en exploitant la formulation proposée par Kouyoumjian et Pathak [173], détaillée au paragraphe 3.2.4 du chapitre 3, nous établissons l'expression du champ électromagnétique au récepteur. Notre étude étant restreinte au cas d'un dièdre parfait conducteur et en champ lointain [125, 126, 137],

l'expression du champ électromagnétique au récepteur correspondant à la polarisation verticale (respectivement horizontale) est la suivante :

$$E_{[e,h]} = \frac{e^{-jkER}}{ER} \sqrt{GE_1(\theta_0)GR_1(\theta_0)} + \sqrt{GE_d(\theta_d)GR_d(\theta_d)} D_{e,h} \left(\sqrt{\frac{1}{S_i S_d (S_i + S_d)}} \right) e^{-jk(S_i + S_d)} \quad (4.1)$$

où $GE_1(\cdot)$ et $GR_1(\cdot)$ sont les gains respectifs des antennes émettrice et réceptrice pour le trajet direct, ER représente la distance séparatrice entre l'émetteur et le récepteur en visibilité direct, tandis que S_i et S_d correspondent respectivement aux longueurs des trajets incident et diffracté (en provenance de l'émetteur) sur le battant du casier ouvert à 30° et illuminant l'antenne réceptrice. Afin de mettre au point un modèle de prédiction précis, l'on se doit au préalable de faire un choix adéquat des expressions permettant d'approcher le rayonnement pratique des antennes assurant la transmission de l'information. À cet effet, les fonctions trigonométriques et de Bessel associées aux intégrales de Hankel et de Fresnel sont exploitées tel que décrit en Annexe C [209, 210].

Le Tableau 4.1 ci-dessous fait état des spécifications propres aux antennes utilisées tout au long de ce travail.

Tableau 4. 1 : Caractéristiques des antennes utilisées

Type d'antennes	Gain	Description
Cornet à petite ouverture pour bande X	13.8 dB	Ouverture à 3 dB=30.87° plan E et 39.44° plan H (directive) guide d'onde WR90
Cornet pour bande V	16.7 dB	Ouverture à 3dB= 12° (directive)
Patch (Micro-rubant à plaque rectangulaire) pour bande X	7.7 dB	Ouverture à 3 dB= 87.14° dans le plan E et 66.87 plan H (directive à large faisceau)

À la Figure 4.3 ci-dessous, sont représentés les diagrammes de rayonnement des paires d'antennes cornets et à micro ruban utilisées dans le processus de modélisation aux fréquences respectives de $f=60$ GHz et $f=10$ GHz :

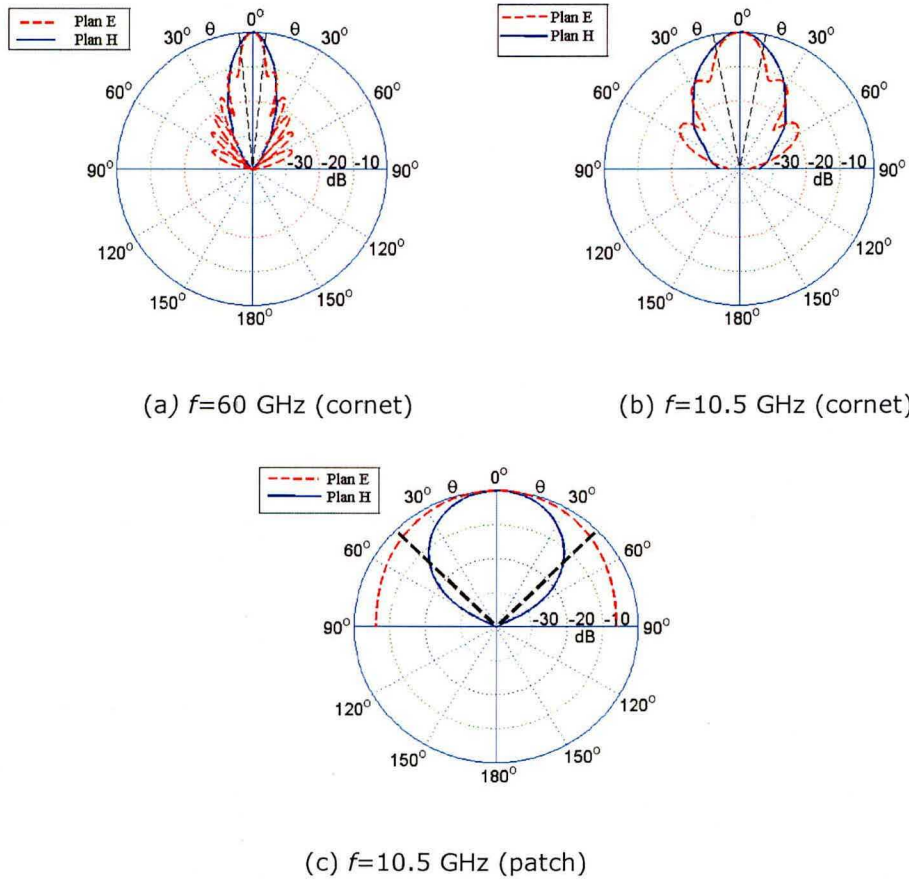


Figure 4.3 : diagramme de rayonnement des antennes utilisées lors du processus de modélisation.

Pour plus de détail sur les expressions analytiques du diagramme de la directivité et du gain des antennes, bien vouloir se référer à l'Annexe C.

De (4.1), la puissance au récepteur se déduit comme suit :

$$P_{R[e,h]} = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 P_T |E_{[e,h]}|^2 \quad (4.2)$$

Ayant établi le modèle permettant de prédire la puissance au récepteur pour un seul casier en exploitant les relations (4.1) et (4.2), il devient facile d'en déduire le modèle mathématique décrivant le comportement de la puissance au récepteur pour l'environnement incorporant la paire des 24 casiers d'étudiants tel que décrit à la Figure 4.1. Nous utilisons de ce fait une combinaison de tous les trajets résultant de l'application des lois de l'optique géométrique associées à celles de la théorie uniforme de la diffraction. En plus des contributions émanant de l'interaction de l'onde avec les deux rangées de casiers, il est pris en compte le mécanisme de

réflexion de celle-ci sur le plancher fait en céramique.

L'organigramme permettant de décrire l'algorithme d'évaluation de la puissance au récepteur est indiqué à la Figure 4.4 ci-dessous :

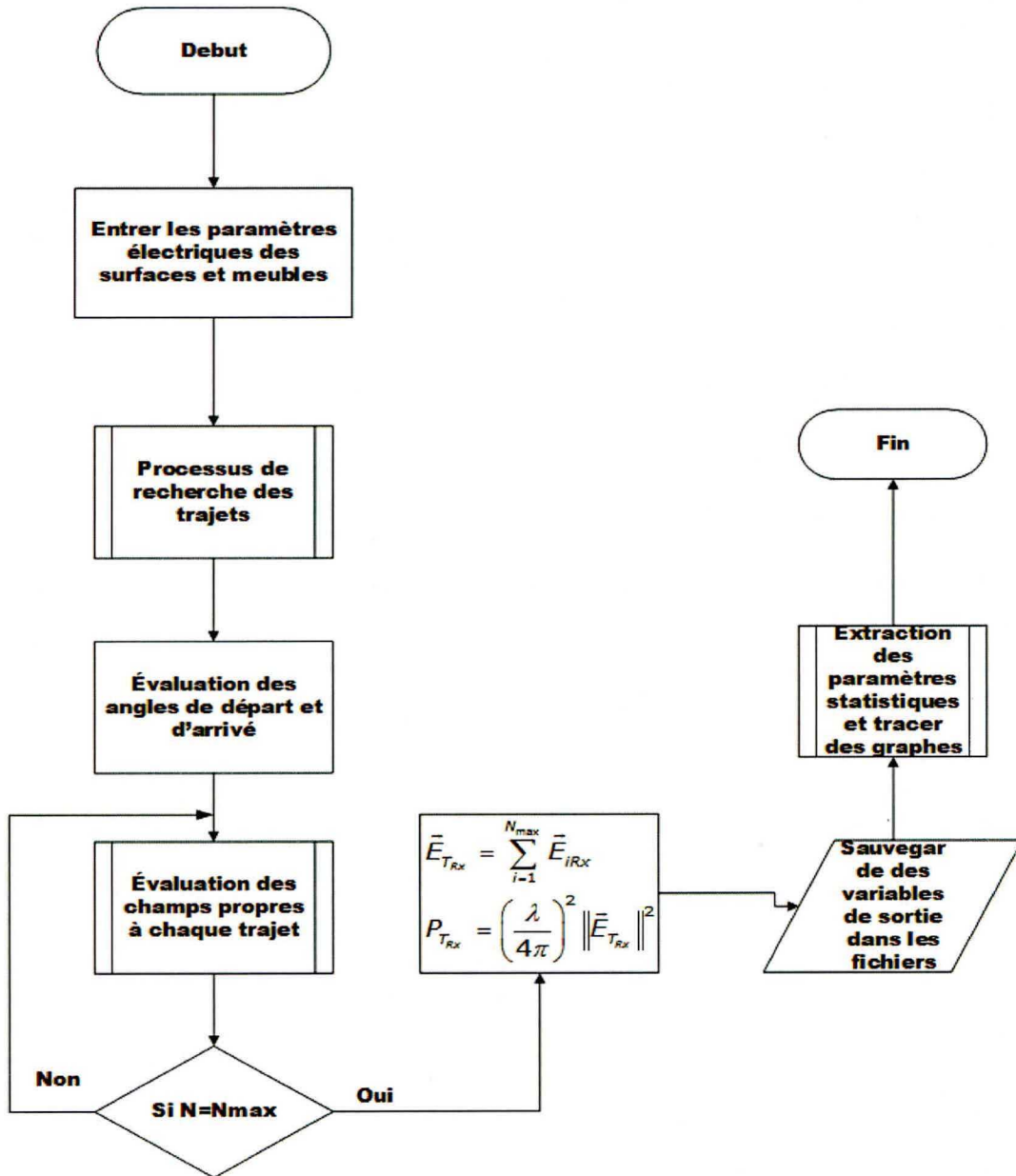


Figure 4. 4 : Diagramme de flux illustrant l'algorithme d'évaluation de la puissance au récepteur.

Des différentes contributions propres à chaque trajet, le modèle de prédiction de l'onde au sein des casiers s'exprime comme suit :

$$\begin{aligned}
E_{n[e,h]} &= \frac{e^{-jkER}}{ER} \sqrt{GE_1(\theta_0)GR_1(\theta_0)} \\
&+ \sum_{i=1}^n \sqrt{GE_d(\theta_i)GR_d(\theta_i)} D_{[e,h]i} \left(\sqrt{\frac{1}{S_i S_d (S_i + S_d)}} \right) e^{-jk(S_i + S_d)} \\
&+ \sum_{i=1}^n \sqrt{GE_{dp}(\tilde{\theta}_i)GR_{dp}(\tilde{\theta}_i)} D_{\rho[e,h]i} \left(\sqrt{\frac{1}{S_{ip} S_{dp} (S_{ip} + S_{dp})}} \right) e^{-jk(S_{ip} + S_{dp})} \\
&+ \Gamma_s(\theta_s) \sqrt{GE_s(\theta_s)GR_s(\theta_s)} \frac{e^{-jkL_s}}{L_s}
\end{aligned} \tag{4.3}$$

où ER , $GE_1(\cdot)$ et $GR_1(\cdot)$ se définissent identiquement que dans (4.1) ;

$GE_d(\cdot)$ et $GR_d(\cdot)$ sont les gains d'antennes émettrice et réceptrice propres aux i trajets correspondant à l'interaction de l'onde avec les casiers d'étudiants, qui ont comme différence de marche $S_i + S_d$;

S_i correspond à la distance entre l'émetteur et le point d'interaction de l'onde diffracté sur le $i^{\text{ème}}$ casier de la première rangée de casiers ;

Tandis que S_d représente la distance séparant le point d'interaction entre le $i^{\text{ème}}$ casier de cette même rangée et le récepteur.

De même, $GE_{dp}(\cdot)$ et $GR_{dp}(\cdot)$ sont les gains d'antennes émettrice et réceptrice propres aux i trajets correspondant à l'interaction de l'onde avec la deuxième rangée de casiers, qui ont comme différence de marche $S_{ip} + S_{dp}$;

S_{ip} étant la distance entre l'émetteur et le point d'interaction de l'onde diffractée sur le $i^{\text{ème}}$ casier de la deuxième rangée de casiers ;

Tandis que S_{dp} représente la distance séparant le point d'interaction entre ce même casier et le récepteur.

Concernant Γ_s , $GE_s(\cdot)$, $GR_s(\cdot)$ et L_s , ils correspondent respectivement au coefficient de réflexion sur le plancher abritant les rangées de casiers, aux gains des antennes associés à la réflexion sur le plancher et à la longueur du trajet subissant une réflexion sur ce plancher.

Ayant établi un modèle généralisé permettant d'approcher la prédiction de la propagation au sein de l'environnement faisant l'objet de l'étude mentionnée dans cette section, nous procéderons par la suite à la mise au point du modèle large bande.

4.3.2 Modèle large bande

Le modèle large bande est obtenu par la détermination de la réponse fréquentielle du canal dans la bande de fréquence $[f_0-f_{N-1}]$ pour une distance séparatrice entre émetteur et récepteur (tous deux situés sur l'axe longitudinal de l'espacement entre les deux rangées de casiers) d . Cette réponse s'obtient par la relation :

$$H(f) = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right) \sum_w \sqrt{G_T(\theta_w) G_R(\theta_w)} \cdot E^i(d_w) \prod_l \sqrt{\frac{\rho_{lw}^d (S_{lw}^i + S_{lw}^d)}{S_{lw}^d (\rho_{lw}^d + S_{lw}^d)}} D_w(\theta_{lw}) \prod_m \Gamma(\theta_{mw}) \quad (4.4)$$

où :

- $G_T(\theta_w)$ et $G_R(\theta_w)$ correspondent aux diagrammes de rayonnement des antennes émettrice et réceptrice ;
- $E^i(d_w) = \frac{e^{-jk d_w}}{d_w}$ est le champ électromagnétique que devrait générer le $w^{\text{ième}}$ trajet parcourant la distance d_w si on supposait que ce dernier permet d'assurer la liaison entre deux antennes isotropes en espace libre ;
- ρ_{lw}^d est lié au rayon de courbure de la composante de l'onde correspondant au $w^{\text{ième}}$ trajet ayant subi l diffractions et m réflexions [173] ;
- $D_w(\theta_{lw})$ est le coefficient de diffraction sur le $l^{\text{ième}}$ dièdre ;
- $\Gamma(\theta_{mw})$ est le coefficient de réflexion pour le $w^{\text{ième}}$ trajet ayant subi m réflexions ;
- et λ désignant la longueur d'onde.

La réponse impulsionnelle du canal est par la suite obtenue comme suit :

$$h(t) = \frac{1}{N} \sum_{v=1}^N \sum_w a_{wv} \delta(t - \tau_w) \quad (4.5)$$

où

$$a_{wv} = \sqrt{G_T(\theta_w) G_R(\theta_w)} \cdot u^i(d_w) \prod_l \sqrt{\frac{\rho_{lw}^d (S_{lw}^i + S_{lw}^d)}{S_{lw}^d (\rho_{lw}^d + S_{lw}^d)}} D_w(\theta_{lw}) \prod_m \Gamma(\theta_{mw}) \quad (4.6)$$

correspond à l'atténuation de propagation dépendante de la fréquence propre au $w^{\text{ième}}$ trajet dans la $v^{\text{ième}}$ sous-bande de fréquences ; $\tau_w = d_w/c$ est le retard de propagation associé au $w^{\text{ième}}$ trajet [211].

Des équations (4.4) et (4.5), se déduisent la quasi-totalité des paramètres large bande du canal permettant de caractériser la dispersion temporelle et fréquentielle. Les détails concernant ces paramètres ont été indiqués à la section 3.3.

Ayant établi les modèles de propagation propices à la prédiction des évanouissements subis par l'onde se propageant au sein de l'environnement soumis à notre étude, nous présenterons à la section suivante le dispositif expérimental qui permettra de valider par des mesures les résultats issus desdits modèles.

4.4 Dispositifs expérimentaux et scénarios de mesure

4.4.1 Mesure des paramètres bande étroite du canal

Les mesures bande étroite ont été réalisées à l'aide de deux équipements distincts présentés à la section 3.4 et dont les spécifications d'utilisation sont données au Tableau 4.2 suivant :

Tableau 4. 2 : Dispositif de mesures en bande étroite pour l'espace contenant les casiers d'étudiants

Type d'environnement	Système de mesure	Fréquence de mesure	Paire d'antennes patch-patch	Paire d'antennes cornet-cornet
Couloir lisse	PNA-X N5247A	10 GHz	✓	✓
		60 GHz	-	✓
Espace contenant les casiers d'étudiants	LVDM-ANT	10 GHz	✓	✓
		60 GHz	-	-

Le Tableau 4.2 récapitule les différents outils de mesure exploités au cours de ce travail de recherche afin de déterminer les réponses CW (correspondant aux conditions de mesures pour lesquelles la fréquence d'émission est fixe lorsque l'émetteur est statique tandis que le récepteur se déplaçant à vitesse constante sur

un trajet rectiligne).

Le synoptique de la Figure 4.5 ci-dessous fait part du protocole de mesures bande étroite adopté afin de mener à bien la caractérisation du canal soumis à notre étude.

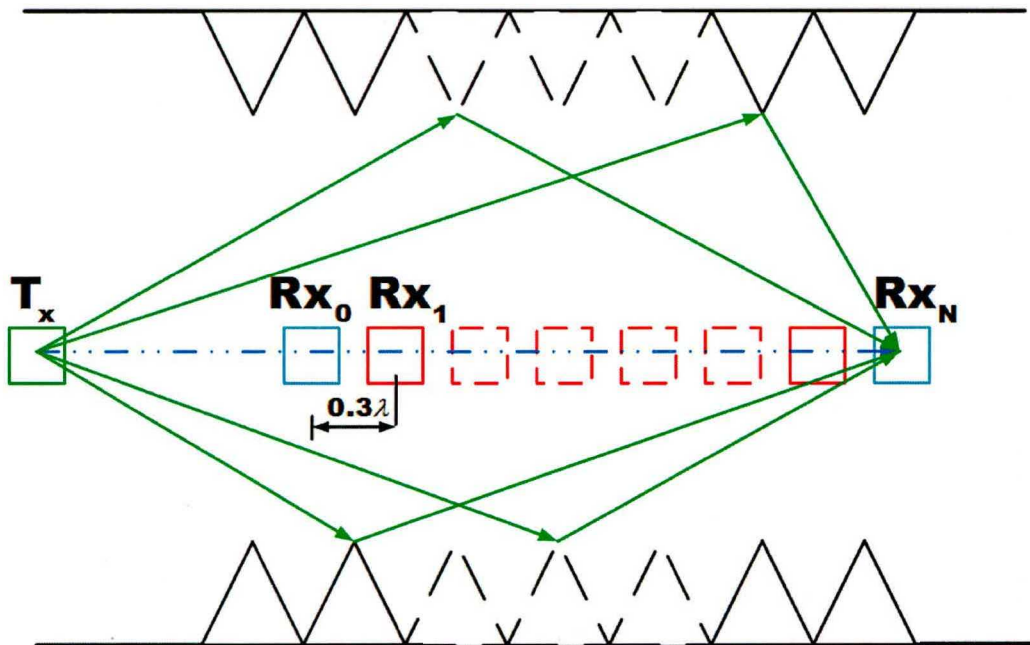


Figure 4. 5 : Synoptique décrivant l'acquisition des mesures en bande étroite.

De ces mesures, divers paramètres statistiques tel que : l'exposant des pertes de trajet, la distribution des affaiblissements de parcours, les évanouissements lents et rapides du signal se propageant pourront être mis en évidence. Ce qui facilitera les choix relatifs aux types de composants intégrant le système de transmission de l'information à déployer au sein d'un environnement précis incorporant des irrégularités similaires à celle de l'environnement faisant l'objet de cette étude.

4.4.2 Mesure des paramètres large bande du canal

Par analogie à l'approche adoptée à la section consacrée aux dispositifs de mesure en bande étroite, nous proposons dans cette sous-section un tableau récapitulatif des scénarios de mesures large bande. Ce dernier met en évidence les différents environnements faisant l'objet de notre étude, les bandes de fréquences analysées ainsi que le type de combinaison d'antennes utilisées.

Le Tableau 4.3 ci-dessous décrit les différents scénarios pour lesquels les mesures large bande du canal ont été entreprises.

Tableau 4. 3 : scénarios et dispositifs de mesures large bande

Type d'environnement	Système de mesure	Bande de Fréquence utilisée	Pair d'antennes patch-patch	Pair d'antennes cornet-cornet
Couloir lisse	PNA-X N5247A	8GHz-12GHz	✓	✓
		57 GHz-64 GHz	-	✓
8 GHz-12GHz		-	✓	
57 GHz-64 GHz		-	✓	
Espace contenant les casiers d'étudiants				

Contrairement aux mesures bande étroite, les mesures large bande fournissent les informations relatives aux amplitudes et phases de chacune des composantes multitrajets ainsi que sur la sélectivité fréquentielle du canal. Ces dernières peuvent être réalisées soit dans le domaine fréquentiel (par la détermination directe de la réponse fréquentielle du canal) ou alors dans le domaine temporel (par la détermination directe de la réponse impulsionnelle du canal). L'équipement utilisé pour le sondage du canal est un VNA. Dans le contexte de ce travail de recherche, nous avons opté pour le domaine fréquentiel. À cet effet, les mesures de la réponse fréquentielle du Canal $H(f) = S_{21}$ ont été déterminées pour les bandes de fréquences respectives $BW1=[8 \text{ GHz}-12 \text{ GHz}]$ (correspondant à la bande X) et $BW2=[57 \text{ GHz}-64 \text{ GHz}]$ (correspondant à la bande V).

Le Tableau 4.4 ci-dessous spécifie les paramètres utilisés pour la réalisation des mesures large bande et bande étroite du canal de propagation formé par l'environnement soumis à notre étude pour chacune des bandes de fréquences BW1 et BW2.

Tableau 4. 4 : Paramètres de configuration des appareils de mesure.

Paramètres de mesures	Valeurs
Fréquence centrale de la bande BW1	10 GHz
Largeur de la bande BW1	4 GHz
Fréquence centrale de la bande BW2	60,5 GHz
Largeur de la bande BW2	7 GHz
IF BW	10 Hz
Nombre de points de mesure	4096
Fréquence CW de BW1	10 GHz
Fréquence CW de BW2	60 GHz
Résolution temporelle de BW1	0.25 ns
Résolution temporelle de BW2	0.14 ns
Puissance de transmission BW1	-10 dBm
Gamme dynamique de BW1	110 dB
Niveau de bruit BW1	-120 dBm
Puissance de transmission BW2	10 dBm
Gamme dynamique de BW2	110 dB
Niveau de bruit BW2	-100 dBm

À titre de rappel, le groupe d'antennes décrit au Tableau 4.1 a été associé aux éléments du Tableau 4.4 afin de mener à bien nos diverses campagnes de mesures.

4.5 Validation des modèles développés

Par la suite, afin de valider le modèle proposé, une analyse numérique de ce dernier a été entreprise et comparée aux résultats de mesures expérimentales effectuées au sein de l'environnement décrit par la Figure 4.6.

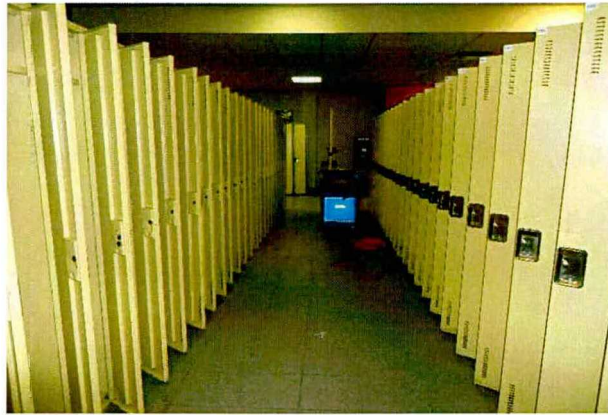


Figure 4. 6 : Dispositif expérimental.

De ce dispositif, les paramètres du canal extraits sont présentés par la suite.

4.5.1 Les pertes de trajets

Les pertes de trajets ont été mesurées en fixant Tx et Rx, les supports de génération de l'onde à travers le canal de propagation sans fils, sur des mâts et à une hauteur $h_{TX} = h_{RX} = 1.3\text{ m}$. Dépendamment des conditions de visibilité entre émetteur et récepteur (ligne de visibilité obstruée ou non), une des combinaisons d'antennes devra être la mieux indiquée selon l'application à laquelle le système sera dédié. Il doit également être gardé en esprit que pour la plupart des scénarios de transmission de signaux, les multitrajets ont un impact négatif sur la récupération des données au niveau du récepteur dû aux interférences inter symbole qu'ils génèrent [184].

Les mesures ont été faites à la fréquence $f=10\text{ GHz}$. Pour ce faire les équipements suivants ont été exploités :

- Un atténuateur variable de maximum 35 dB
- Un positionneur d'antenne incorporant un dispositif d'acquisition de données doté d'une diode RF.

- Un générateur RF
- Et enfin un ordinateur disposant du logiciel LVDM-ANT permettant le traitement et la sauvegarde des différentes mesures réalisées.

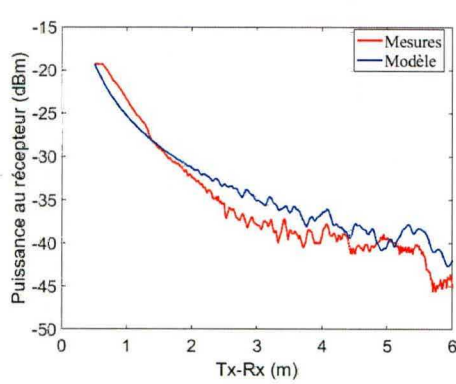
Ayant achevé la description des différents éléments faisant partie du dispositif de mesure, il serait judicieux d'étalonner ce dernier dans le souci d'éviter les mesures erronées. L'étalonnage consiste à fixer les valeurs prises par la puissance émise afin d'éviter une saturation au récepteur distant d'une position initiale $d(Tx-Rx)=1\text{m}$ de l'émetteur. Cette position de référence dans le domaine fréquentiel permettra par la suite de minimiser l'effet du bruit additif sur la réponse du canal. C'est dans ces conditions que seront déterminées les pertes de trajet en fonction de la distance séparant l'émetteur du récepteur. La fréquence considérée a dans un premier temps été fixée à 10 GHz sur une bande de largeur 500 MHz. Quant aux deux antennes, elles ont initialement été positionnées à la distance $d=1\text{ m}$ l'une de l'autre. Puis, le récepteur déplacé avec un pas de 0.3λ à la vitesse constante de $v=3.85\text{ cm/s}$ jusqu'à la position $d=9.2\text{ m}$ tel que spécifié à la Figure 4.5. Les dimensions globales de l'environnement de propagation sont données avec précision à la section 4.2. Le sol est constitué de céramique. Les surfaces latérales, formées par deux rangées de casiers contigus, laissant présager une forme rugueuse à profil périodique et composée d'un ensemble de 24 battants appartenant aux éléments formant chacune des rangées. Ces casiers étant disposés de part et d'autre de l'axe de symétrie correspondant à l'emplacement longitudinal des deux antennes conformément à la Figure 4.6.

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à un bloc de 12 casiers et avons à l'aide du modèle développé validé nos mesures. Le scénario de mesure est décrit à la Figure 4.7 ci-dessous :

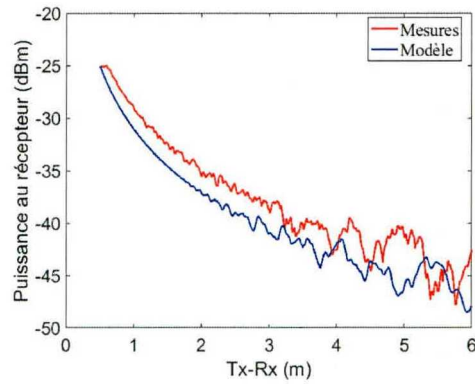


Figure 4. 7 : Dispositif expérimental (rugosité périodique en dents de scie).

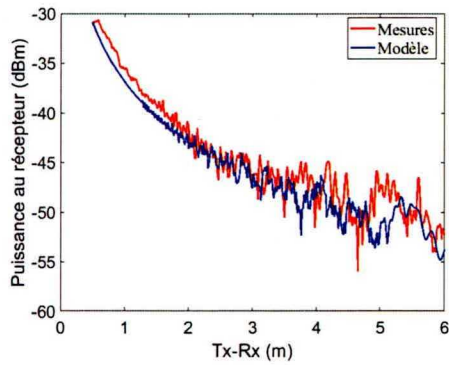
Allant de la Figure 4.7, il a été mis en évidence analytiquement puis expérimentalement le comportement de la puissance en un point donné du canal de propagation lorsque le système d'antennes est situé à une position $OH \in \{70 \text{ cm} ; 115 \text{ cm}\}$ de la structure rugueuse. De cette comparaison de résultats illustrée par la Figure 4.8, il est noté une concordance notoire entre les prédictions analytiques et les mesures expérimentales, validant la fiabilité du modèle proposé.



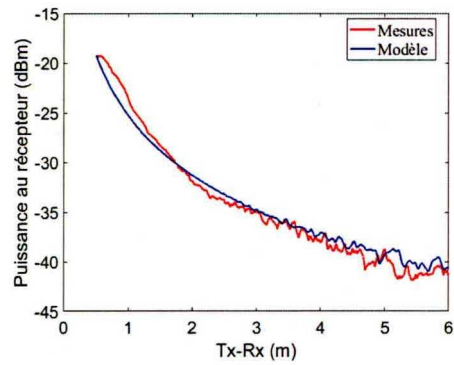
a) Tx-Rx: cornet-cornet ($OH=70 \text{ cm}$)



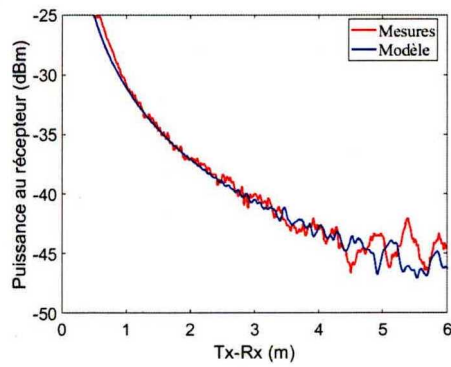
b) Tx-Rx: patch-cornet ($OH=70 \text{ cm}$)



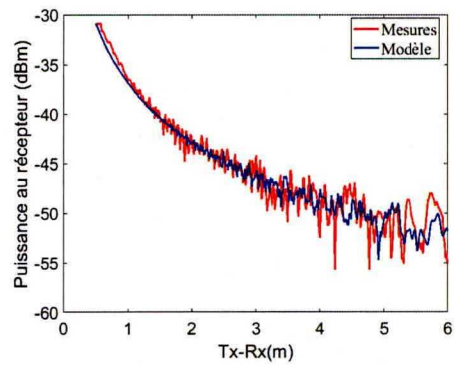
c) Tx-Rx: patch-patch (OH=70 cm)



d) Tx-Rx: cornet-cornet (OH=115cm)



e) Tx-Rx: patch-cornet (OH=115 cm)



f) Tx-Rx: patch-patch (OH=115 cm)

Figure 4. 8 : Comparaison mesures-modèle $OH \in \{70 \text{ cm}; 115 \text{ cm}\}$ (rugosité périodique en dents de scie).

Par la suite, l'étude correspondant au scénario décrit par la Figure 4.6 est réalisée.

La Figure 4.9 ci-dessous met en évidence la comparaison des pertes de trajet en fonction de la distance séparatrice entre émetteur et récepteur pour la fréquence de propagation $f=10\text{GHz}$.

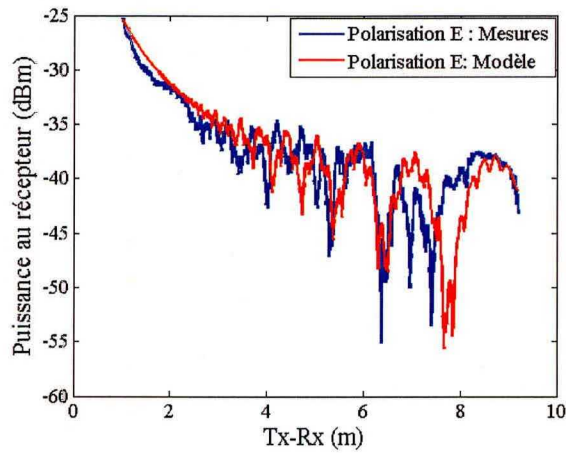


Figure 4. 9 : Puissance reçue en fonction de d.

En observant de près la Figure 4.9, nous constatons une convergence entre les mesures et le modèle implémenté sur Matlab. De ce résultat, il en ressort que la puissance moyenne du signal décroît avec la distance et que les multi-trajets ont un impact plus accentué sur l'information au récepteur lorsque la distance entre antenne augmente. Afin d'estimer le degré de similarité entre les mesures et les résultats de modélisation, les distributions cumulatives de ceux-ci ont été représentées sur la Figure 4.10. De cette représentation, il est observé une nette concordance entre les modèles et les mesures et ceci permet de valider la précision du modèle proposé.

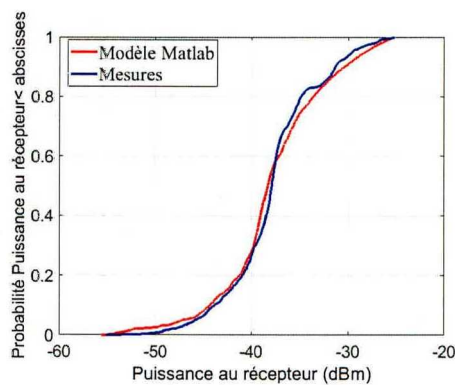


Figure 4. 10 : Distribution cumulative de probabilité des puissances au récepteur.

Ayant effectué une analyse bande étroite du canal, nous envisageons à présent le scénario mettant en évidence l'impact de la présence humaine sur l'onde s'y propageant. Ce scénario est assez simple et correspond au schéma synoptique de la Figure 4.11. La fréquence de propagation étant maintenue à 10 GHz. Pour ce cas d'étude, les deux antennes sont supposées fixes. Une personne, assimilée à un

cylindre de hauteur 1.80 m et de rayon $a=0.175$ m, se déplace transversalement par rapport à la ligne de visibilité directe entre les deux antennes, celles-ci étant situées à une position $d=3.5$ m l'une de l'autre. En se déplaçant, la personne obstrue le trajet direct de telle sorte que sa trajectoire forme une droite perpendiculaire à la ligne de vue entre les antennes et dont le point d'intersection se situe à une position de 1m de l'émetteur et de 2.5 m du récepteur.

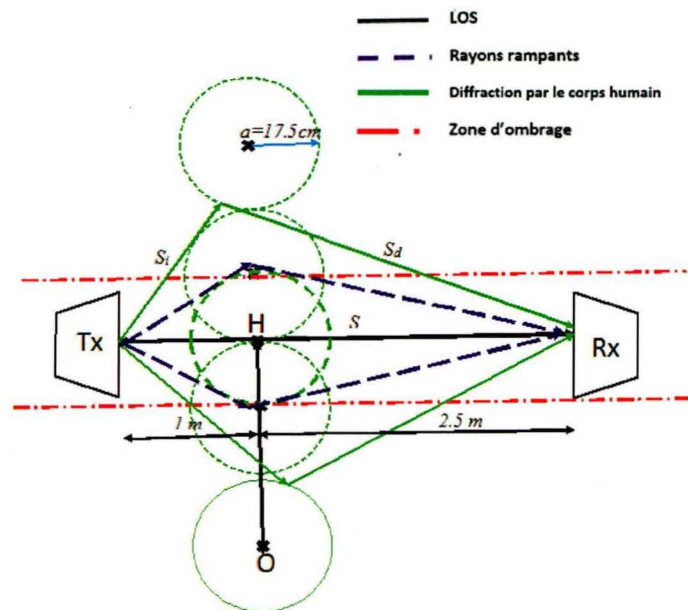


Figure 4. 11 : Homme traversant la ligne de vue directe séparant les deux antennes.

Les équations (4.7) et (4.8) suivantes traduisent l'influence de la présence humaine sur le signal transmis de l'émetteur vers le récepteur. Deux zones distinctes sont observables :

- La zone d'ombre dans laquelle le signal transmis résulte de l'onde rampante au niveau du corps humain. Son expression est lorsque $-a \leq OH \leq a$:

$$E_{\text{observation}} = T_{e,m} \frac{\exp(-jk(s^d + S^i))}{\sqrt{S^d S^i}} \quad (4.7)$$

- Dans la zone illuminée, les trajets secondaires résultant en partie de la réflexion sur le corps humain s'ajoutent au signal de visibilité directe d'atténuation -35 dBm de telle sorte qu'il apparaît des fluctuations dues aux interférences constructives et destructives. Ceci d'autant plus que l'homme se rapproche de la zone d'ombre. Le champ au récepteur s'exprime dès lors pour

la condition $OH > a$ ou $OH < -a$ respectée comme suit :

$$E_{observation} = \frac{\exp(-jks)}{s} + R_{e,m} \sqrt{\frac{\rho_r}{s^i (s^d + \rho^i)}} \exp(-jk(s^d + s^i)) \quad (4.8)$$

Les paramètres décrivant les équations (4.7) et (4.8) sont : le rayon du cylindre représentant le corps humain de valeur $a=0.175$ m, la distance séparatrice émetteur-récepteur $s=3.5$ m, les différences de marche des trajets incident et diffracté sur le corps humain s^i respectivement s^d . Dans (4.8), les expressions correspondant au parcours des trajets incident et réfléchi s'obtiennent grâce à l'application du principe de Fermat sur une surface courbe [180]. Tandis que les coefficients de diffraction de Pathak en zone illuminée $R_{e,m}$ et en zone d'ombre $T_{e,m}$ sont obtenus par exploitation des travaux de Vaudon et Ghaddar [178, 212]. La Figure 4.12 illustre l'effet de la présence humaine sur la transmission entre l'émetteur et le récepteur, tous deux étant en position statique.

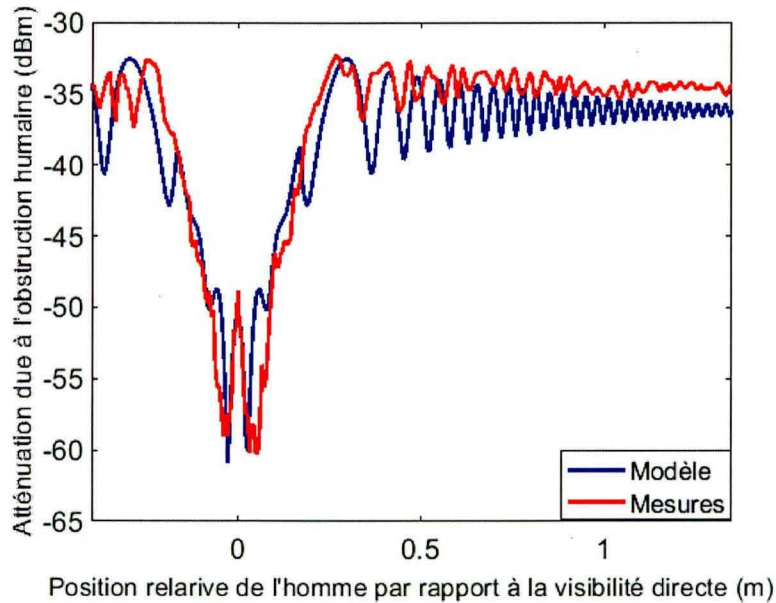


Figure 4. 12 : Atténuation due à l'obstruction humaine sur la transmission émetteur-récepteur.

En observant la Figure 4.12, on peut distinguer trois régions. La première région, comprise entre $[-0.50 ; -0.175]$ qui est une zone dans laquelle les deux antennes sont en visibilité directe. C'est la région illuminée. Dans cette région, il existe deux signaux importants assurant la transmission de la quasi-totalité de l'information, à savoir la ligne de vue directe (correspondant au signal dominant) et le signal issu de la diffraction sur le corps humain en mouvement. Dans la région

comprise entre $[-0.175 ; 0.175]$, nous notons l'obstruction de la ligne de vue directe. Dès lors, l'information au récepteur se réduit à la contribution de l'onde rampante sur le tronc du corps de l'humain. D'autre part, cette zone permet d'observer une atténuation assez forte de l'ordre de -5 dB tous les 5 cm lorsque l'axe de symétrie du corps humain se rapproche de la ligne de visibilité. Par contre, lorsque le corps humain s'éloigne de la ligne de visibilité, il est plutôt observé une croissance de l'ordre de 5 dB du signal au récepteur tous les 5 cm jusqu'à la sortie de la zone d'ombre. Dans la troisième région, correspondant également à la zone illuminée, les phénomènes identiques à ceux décrits dans la première région sont observés. Il s'agit des fluctuations dues aux interférences constructives et destructives résultant de la combinaison entre les trajets de vue directe, diffractés sur les battants de casiers et réfléchis sur le tronc du corps humain. Pour cette étude, des mesures expérimentales ont également été entreprises et nous pouvons noter sur la Figure 4.12, la concordance entre ces dernières et le résultat théorique. Cependant, suite aux approximations de modélisation par assimilation du corps humain comme un cylindre de nature conducteur, une atténuation complémentaire est observée sur le résultat de modélisation. Ceci s'explique par la surestimation des coefficients de réflexion suite à l'interaction du corps humain responsable d'interférences destructives plus significatives en zone illuminée ainsi que d'un blocage totale du trajet direct en zone d'obstruction.

4.5.2 Les réponses impulsionnelles

L'implémentation des paramètres large bande d'un canal de propagation peut être également réalisée sur l'environnement Matlab en se basant sur la fonction de transfert décrite par l'équation (4.4). D'autre part, sa représentation en fonction des temps d'arrivée pour chaque rayon se propageant ainsi que la détermination de la transformée inverse de Fourier de la réponse fréquentielle de sa fonction de transfert permettent d'interpréter son profil de puissance [3, 213]. Pour un canal de propagation invariant dans le temps, la représentation temporelle du profil de puissance en fonction de la puissance moyenne issue de chaque trajet dominant se détermine par l'expression suivante :

$$P(t) = \left| \sum_{i=1}^n \delta(t - \tau_i) \sqrt{P_i} e^{-j\phi_i} \right|^2 \quad (4.9)$$

où $\sqrt{P_i}$, ϕ_i et τ_i représentent respectivement l'amplitude, la phase et le temps d'arrivée du $i^{\text{ème}}$ trajet ; n est le nombre de trajets multiples et $P(t)$ représente le

profil de puissance ou encore la réponse impulsionnelle quadratique du canal de propagation.

Le signal au récepteur s'obtient en effectuant un produit de convolution entre la réponse impulsionnelle $h(t)$ et le signal émis.

La fonction $h(t)$, représentant la fonction de transfert du canal, encore dénommée réponse impulsionnelle, se définit par la relation :

$$h(t) = \delta(t - \tau_i) \sqrt{P_i} e^{-j\phi_i} \quad (4.10)$$

D'autre part une approche expérimentale a aussi été envisagée et ceci a conduit à l'obtention de la courbe de la Figure 4.13 ci-dessous lorsque l'émetteur et le récepteur sont distants de 2.60 m dans la bande de fréquences [8 GHz-12 GHz] centrée à 10 GHz. Il est à noter que la portée des antennes a été limitée à moins de 5 m, ce en partie dû à la longueur des câbles et aux pertes générées par ces derniers dans le domaine des ondes millimétriques.

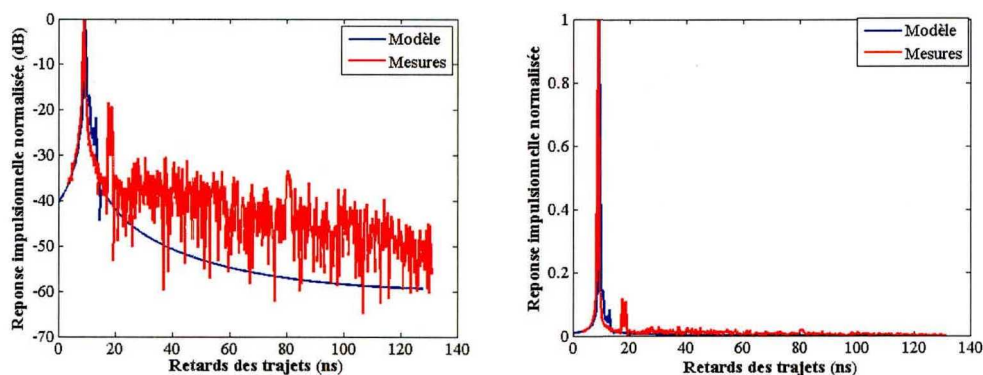


Figure 4. 13 : Profil puissance-retard issu des mesures expérimentales pour Tx-Rx=2.60 m et $B = [8 \text{ GHz} - 12 \text{ GHz}]$.

De cette courbe, les différentes contributions de l'onde se propageant au sein de l'environnement de la Figure 4.6 pourront être détectées. Pour un seuil du niveau de bruit fixé à 30 dB en dessous du niveau de la puissance maximale au récepteur, on observe le trajet direct suivi des réflexions sur le battant des deux casiers latéraux occupant les cinquièmes rangs respectifs sur l'assemblage de casiers constituant les parois rugueuses latérales de l'environnement étudié.

De même, le profil de puissance a été déterminé à des distances $d \in \{1.5 \text{ m}, 2 \text{ m}, 3 \text{ m}, 4 \text{ m}, 5 \text{ m}\}$. Ce qui permettra par la suite d'interpréter conjointement l'effet de la position des antennes ainsi que celle de la fréquence de transmission sur

les paramètres du canal. La Figure 4.14 ci-dessous illustre en dB l'évolution du profil de puissance en fonction des retards des trajets multiples dans la bande $B = [57\text{ GHz} - 64\text{ GHz}]$.

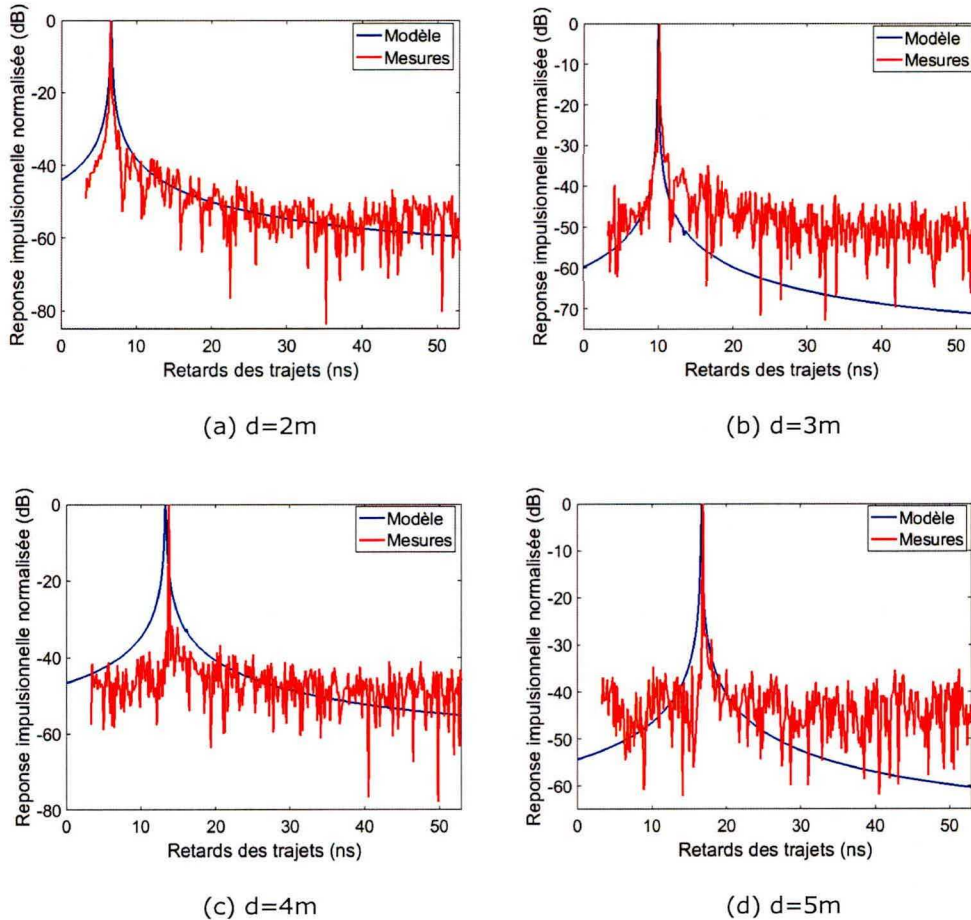


Figure 4. 14 : Profil puissance-retard issu des mesures expérimentales pour $B=[57\text{ GHz}-64\text{ GHz}]$.

Des résultats de la Figure 4.14, nous pouvons conclure que le modèle développé concorde avec les mesures réalisées dans les bandes X et V. L'exploitation de ces résultats nous permettra de déterminer les autres paramètres permettant de caractériser la dispersion des retards et par la suite, de conjecturer sur le taux d'erreur binaire du canal. La section suivante portera sur l'analyse de l'étalement des retards du canal, un paramètre indispensable pour la planification et le déploiement d'un système de communication radio.

4.5.3 L'étalement des retards

L'étalement des retards décrit la dispersion dans le domaine temporel due aux

multi-trajets. C'est en d'autres termes la déviation standard ou encore la racine carrée de la moyenne quadratique des temps d'arrivée associés à chaque trajet de propagation, pondérés proportionnellement à l'énergie relative à ces derniers. Comme la plupart des paramètres à petite échelle, l'étalement des retards est dérivé des profils temporels ou angulaires du canal [3, 21, 150, 214, 215]. En supposant l'ergodicité des fonctions caractéristiques du canal de propagation, l'espérance statistique se remplace par la moyenne temporelle. Ce qui permet de déduire l'étalement des retards en appliquant la relation suivante :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \left(t_i - \frac{\sum_{i=1}^n t_i P_i}{\sum_{i=1}^n P_i} \right)^2 P_i}{\sum_{i=1}^n P_i}} \quad (4.11)$$

Dans l'optique de valider les résultats du modèle de propagation ayant permis la représentation de l'étalement des retards, nous avons exploité les résultats émanant des profils de puissance établis à la section 4.6.2, correspondant aux Figures 4.13 et 4.14. Afin de déterminer les trajets réalistes, un algorithme de détection des pics au niveau des profils de puissance indiqués plus haut a été exploité. Ce qui a favorisé la réécriture du canal sous forme d'un modèle vectoriel de ligne de retard. Afin d'assurer la détection optimale des trajets, un seuil de puissance correspondant à la plage dynamique du système de mesures a été fixé. La valeur de 30dB a été considérée à cet effet. Pour de plus amples informations à propos de l'algorithme de détection des trajets, se référer à [216]. De ces derniers, nous avons, pour les bandes de fréquence X et V, déterminé un tableau comparatif portant sur les résultats théoriques et pratiques des étalements de retards en fonction des distances séparant Tx et Rx.

Les résultats concernent un seul type de pair d'antennes, à savoir l'antenne cornet. Ces derniers sont répertoriés au Tableau 4.5.

Du Tableau 4.5, le constat suivant est établi : l'étalement des retards du canal est fortement influencé par la bande de fréquence. En l'occurrence, pour la bande X, nous constatons un comportement similaire des valeurs théoriques et pratiques. En effet, il est observé une croissance, puis une décroissance de l'étalement des retards lorsque les antennes s'éloignent l'une de l'autre. Toutefois, un écart subsiste entre les valeurs théoriques et pratiques qui est dû aux approximations durant le processus de modélisation.

Tableau 4. 5 : Étalement des retards pour l'environnement constitué des casiers d'étudiants

Étalement des retards Bande X (ns)			Étalement des retards Bande V (ns)		
Distance (m)	Théorique	Pratique	Distance (m)	Théorique	Pratique
1.5	0	0	1.5	-	-
2	0.16	0	2	0	2.9
2.5	0.25	3.2	3	0	4.64
2.6	0.20	1.48	4	0	4.97
			5	0	5.43

Dans la même lancée, le facteur K a été déterminé pour les conditions de mesures identiques qu'au Tableau 4.5. Le Tableau 4.6 fait référence aux valeurs de ce paramètre pour les bandes de fréquences X et V.

Tableau 4. 6 : Facteur K pour l'environnement constitué des casiers d'étudiants

Facteur K Bande X			Facteur K Bande V		
Distance (m)	Théoriques	Pratique	Distance (m)	Théorique	Pratique
1.5	∞	∞	1.5	-	-
2	757.69	∞	2	∞	302.85
2.5	68.53	0.52	3	∞	92.17
2.6	85.62	32.65	4	∞	84.23
			5	∞	48.69

En analysant les données des Tableaux 4.5 et 4.6, on constate que le facteur K

et l'étalement des retards varient de manière opposée. Du fait que ces deux paramètres soient déduits de la réponse impulsionnelle du canal, les valeurs théoriques et pratiques du facteur K se comporteront de manière identique au point de vue qualitatif (décroissance, puis croissance). Toutefois, suite aux effets d'imprécision émanant des approximations lors de la modélisation, il est observé un écart quantitatif entre les valeurs théoriques et pratiques.

4.6 Conclusion

Ce chapitre tient lieu d'un des trois volets phares de notre travail de recherche. Il a été consacré à l'élaboration des modèles de propagation en environnement confiné doté de rugosités se rapportant à des structures périodiques en dents de scie. L'approche déterministe a été adoptée afin de proposer un modèle capable de prédire la propagation à l'intérieur d'un tel environnement. De ces derniers, les paramètres fondamentaux, utiles pour la mise sur pied d'un système de communication fiable, ont également été dérivés. L'effet du corps humain sur l'obstruction du signal en bande X a été modélisé et analysé. Par la suite, une validation expérimentale des paramètres du canal découlant des modèles large bande et bande étroite dans les bandes de fréquence X et V a été entreprise. Une telle étude s'avérera indispensable étant donné qu'elle permettra de mettre en évidence le degré de tolérance d'un tel canal aux interférences inter symbole. Ceci facilitera le choix des dispositifs assurant les opérations de transmission de l'information, de détection et de localisation au sein d'un tel canal pour un coût raisonnable.

CHAPITRE 5

MODÉLISATION DE LA PROPAGATION DANS UN COULOIR DOTÉ DE PAROIS RUGUEUSES À PROFIL PERIODIQUE SEMI- CIRCULAIRE

5.1 Introduction

Dans la littérature, il existe plusieurs modèles faisant état de la propagation en environnement rugueux [3, 148, 157, 161, 184, 217]. Cependant, ces derniers ne décrivent pas toujours de manière détaillée et assez simple le comportement des ondes électromagnétiques se propageant à travers ces environnements. D'autre part, ils sont soumis à des conditions restrictives portant sur le rapport entre les écarts types de hauteur et la longueur d'onde du signal. Dans ce qui suit nous allons, à l'instar du chapitre 4, développer 2 modèles distincts de prédiction de la propagation en environnement rugueux confiné doté cette fois-ci de rugosités à profil semi-cylindrique sur les parois latérales. De ces derniers, les principaux paramètres nécessaires à la caractérisation des canaux de propagations les décrivant seront déterminés. Notre démarche tiendra compte de l'aspect de la structure des parois réfléchissantes ainsi que de la disposition des rugosités sur celles-ci.

5.2 Modèles de propagation proposés

La réflexion d'une onde par une surface rugueuse a fait l'objet de nombreuses études dans divers domaines tels que l'optique, la photonique, l'infographie, l'acoustique et les télécommunications sans fil. C'est pour cette raison que la littérature regorge de nombreuses études axées sur l'interprétation du mécanisme d'interaction d'une onde avec les surfaces irrégulières. La plupart des travaux existant dans la littérature font part d'une approche rigoureuse combinant la théorie

du calcul intégral aux notions de processus stochastiques [196, 218]. Cependant, aux meilleurs de nos connaissances la littérature ne dispose pas d'études décrivant l'impact des formes rugueuses semi circulaires et périodiques recouvrant les parois latérales des murs d'un tunnel sur les paramètres de l'environnement de propagation formé par ces murs. La suite de cette partie illustrera dans les moindres détails le modèle de propagation mis sur pied en se basant sur la topologie de l'environnement décrite par la Figure 5.1 ci-dessous.

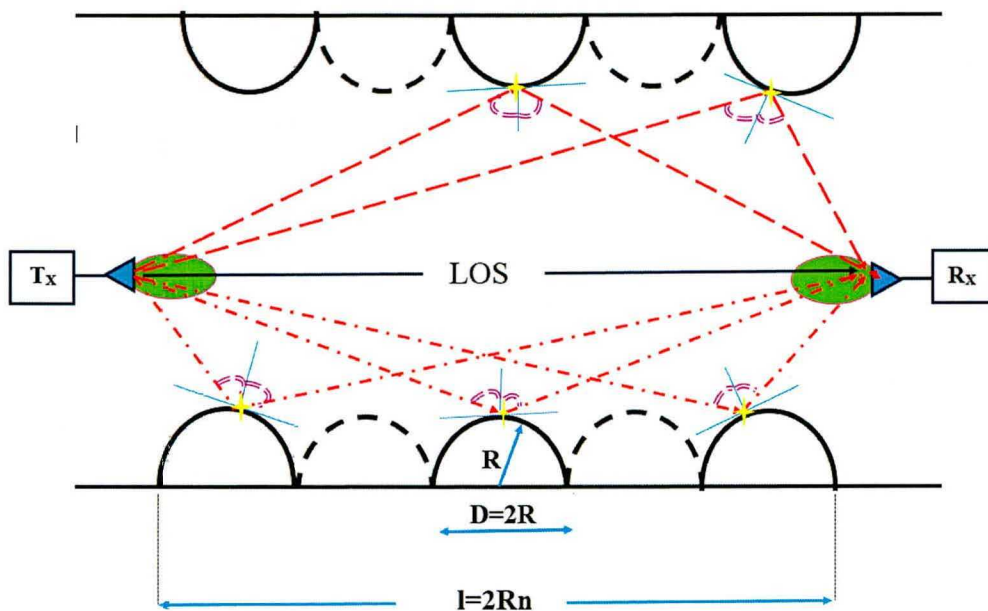


Figure 5.1 : Vue de dessus du tunnel canonique rugueux

5.2.1 Modèle de propagation bande étroite

Sur ladite Figure 5.1, il est représenté une série de n demi-cylindres de part et d'autre des deux parois latérales. À la section 3.2.4.2, il a été décrit de manière succincte le principe d'interaction d'une onde avec une surface courbe en respectant les lois de l'optique géométrique et de la théorie de la diffraction. Allant des hypothèses établies, nous avons proposé un modèle à même de prédire les variations de puissance au récepteur. Le modèle prend en entrée les paramètres tels que le diagramme de rayonnement des antennes émettrice et réceptrice, la hauteur des antennes, leurs positions relatives par rapport aux objets présents au sein de l'environnement de propagation ainsi que les paramètres décrivant les propriétés électriques de l'environnement de propagation. Plusieurs combinaisons d'antennes

sont prises en compte afin de déterminer le meilleur scénario de transmission.

Considérons l'équation (5.1) décrivant la variation de la puissance au récepteur (P_R) en fonction de la puissance transmise (P_T), des paramètres spécifiques aux antennes ainsi que de l'environnement de propagation :

$$P_R = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 P_T \left| \sum_w \sqrt{G_T(\theta_w) G_R(\theta_w)} \cdot u^i(d_w) \cdot \prod_l \left(\sqrt{\rho_{1l}^r \rho_{2l}^r} \right) \Gamma_{Fock}(\theta_{lw}) \cdot \prod_m R_{Fresnel}(\theta_{mw}) \right|^2 \quad (5.1)$$

Où $G_T(\theta_w)$ et $G_R(\theta_w)$ désignent les diagrammes de rayonnement des antennes émettrice et réceptrice ; $u^i(d_w) = \frac{e^{-jk d_w}}{d_w}$ est le champ électromagnétique au récepteur pour un système ayant une paire d'antennes isotropes séparées l'une de l'autre de la distance d_w ; les grandeurs $\Gamma_{Fock}(\theta_{lw})$ et $R_{Fresnel}(\theta_{mw})$ qui ont été décrites en détail au chapitre 3 représentent respectivement les coefficients de réflexion de Fock (pour les surfaces courbes) et de Fresnel (pour les surfaces planes); θ_{lw} et θ_{mw} représentent les angles de réflexion du $w^{ième}$ trajet ayant interagi avec le profil rugueux l fois et avec les surfaces planaires m fois. ρ_{1l}^r et ρ_{2l}^r sont les rayons de courbure principaux du front d'onde interagissant l fois avec le profil rugueux [181]. Pour plus de précision sur $\Gamma_{Fock}(\theta_{lw})$, nous renvoyons le lecteur à la consultation du travail initié par Kouyoumjian et Pathak [173, 219, 220].

Afin de déterminer de manière précise les différents trajets réalistes correspondant à l'interaction de l'onde se propageant entre l'émetteur et le récepteur avec le profil rugueux décrit à la Figure 5.1, la Figure 5.2 est exploitée. Il serait également important de se servir du synoptique de l'organigramme correspondant à la Figure 4.4 du chapitre précédant facilitant le calcul des différents paramètres du canal de propagation faisant l'objet du présent chapitre.

Le modèle développé est valide dans les bandes de fréquences pour lesquelles la longueur d'onde λ du signal se propageant à travers le canal est inférieure au rayon R des formes rugueuses semi-circulaires. Afin d'étudier les caractéristiques du canal, nous avons une fois de plus choisi les deux bandes de fréquences ayant fait l'objet du chapitre 4. Un tel choix est motivé par l'intérêt des fréquences radio pour les applications en télécommunications. Il s'agit de la bande X dédiée aux applications satellitaires, de positionnement ainsi que pour la détection [221-223] et de la bande V correspondant aux applications nécessitant les ondes millimétriques telles que la

vidéo conférence ou encore la transmission de la voix [224, 225].

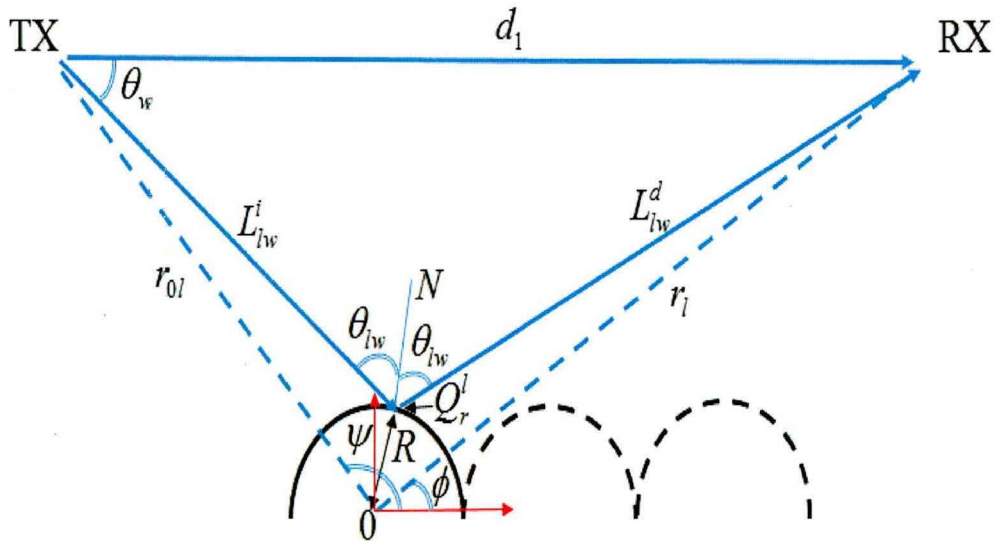


Figure 5. 2 : Géométrie détaillée de la diffusion de l'onde sur un demi-cylindre.

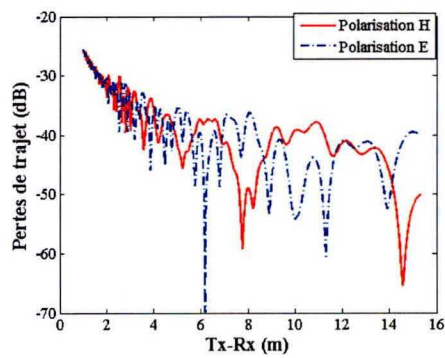
Nous avons dans un premier temps simulé les pertes de trajet en fonction de la distance séparant Tx et Rx aux fréquences $f=10$ GHz et $f=60$ GHz. À cet effet, nous nous sommes servi du modèle décrit par (5.2) tout en suivant le protocole de l'organigramme présenté à la Figure 4.4.

La Figure 5.3 décrit le comportement de l'onde au niveau de l'antenne réceptrice pour l'environnement de propagation correspondant à la Figure 5.1. Le profil rugueux de cet environnement est constitué d'un matériau parfait conducteur tandis que le sol est fait de marbre, le plafond de gypse et les parois latérales sur lesquelles sont distribuées les rugosités sont en placoplâtre. Compte tenu de la complexité de l'environnement, nous nous sommes limités à un maximum d'interaction d'ordre 2. À savoir une double diffraction sur le profil rugueux, une double réflexion sur le plancher et le plafond ainsi qu'une double réflexion sur les murs latéraux associé à des réflexions et diffractions d'ordre 1.

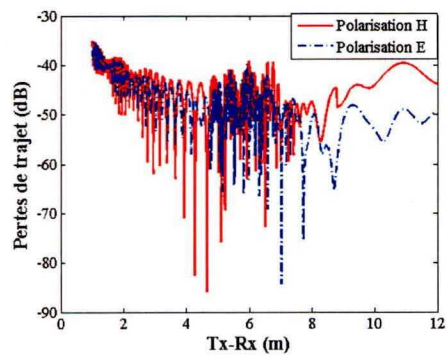
Le Tableau 5.1 ci-dessous décrit les propriétés électriques des matériaux de l'environnement de propagation. Ces propriétés ont été prises en compte dans l'équation (5.1) afin de déterminer numériquement les différentes courbes de pertes de trajets présentées à la Figure 5.3.

Tableau 5. 1 : Propriétés électriques des matériaux constituant l'environnement de propagation rugueuse.

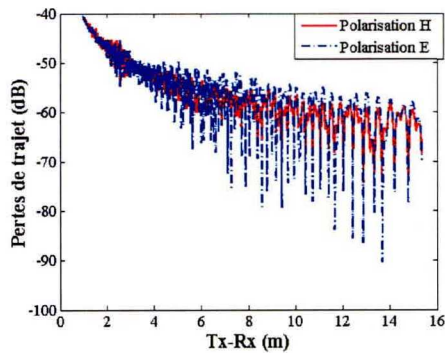
Surfaces constituant le tunnel	Largeur(m)	Longueur (m)	Épaisseur (cm)	Propriétés électriques	
				$\epsilon_r(F/m)$	$\sigma(S/m)$
Plafond	1.8	16	30	5.31	$0,036(f(GHz))^{0,8095}$
Plancher	2.35	16	30	3.66	$0,036(f(GHz))^{0,8095}$
Mur droit	4	16	40	1	$0,036(f(GHz))^{0,8095}$
Mur gauche	4	25	40	3.75	$0,036(f(GHz))^{0,8095}$
Profil rugueux	1	1.60	0.3	1	∞



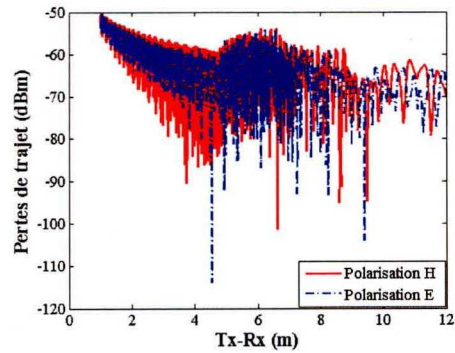
(a) cornet-cornet et $f=10$ GHz



(b) patch-patch et $f=10$ GHz



(c) cornet-cornet et $f=60$ GHz



(d) patch-patch et $f=60$ GHz

Figure 5. 3 : Implémentation Matlab du modèle de l'évolution de la puissance au récepteur pour un canal de propagation rugueux à profil semi-cylindrique périodique.

De la Figure 5.3, il est mis en évidence l'impact de la polarisation et du type d'antennes sur les évanouissements subits par l'onde. D'autre part, il ressort clairement de ces courbes que le phénomène d'évanouissement est plus accentué pour les fréquences correspondant aux ondes millimétriques. Il s'avère également que plus l'antenne est directive, moins l'effet des multi-trajets se fait ressentir.

Ayant proposé un modèle bande étroite, nous allons dans le souci de compléter l'étude du canal formé par l'environnement illustré à la Figure 5.1 entreprendre une modélisation large bande.

5.2.2 Modèle de propagation large bande

En exploitant une fois de plus le formalisme établi à la section 3.2.4.2 combiné aux Figures 5.1 et 5.2, la mise au point d'un modèle déterministe large bande est établie par la formulation suivante :

$$H(f) = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \sum_w \sqrt{G_T(\theta_w) G_R(\theta_w)} E^i(d_w) \cdot \prod_l \left(\sqrt{\rho_{1l}^r \rho_{2l}^r} \right) \Gamma_{Fock}(\theta_{lw}) \cdot \prod_m R_{Fresnel}(\theta_{mw}) \quad (5.2)$$

Contrairement à (4.1) qui met en exergue les contributions relatives aux surfaces ou portions de surfaces planes (point de vue électromagnétique), les relations (5.1) et (5.2) illustrent les contributions émanant de l'interaction des ondes avec chacun des semi-cylindres formant le profil rugueux. La relation (5.2) correspond à la fonction de transfert relative à l'interaction de l'onde avec les surfaces formant l'environnement faisant partie du canal à modéliser. En appliquant la transformée inverse de Fourier sur (5.2), la réponse impulsionnelle du canal correspondant à une expression analytique identique à (4.2) est obtenue. Cette expression permet d'associer à chaque trajet un retard de propagation $\tau_w = \frac{d_w}{c}$ ainsi qu'une atténuation a_{wv} dépendante de la fréquence et de la distance dans une sous-bande de largeur $\frac{B}{N}$ (N étant le nombre d'échantillons par sous-bande) s'exprimant comme suit :

$$a_{wv} = \sqrt{G_T(\theta_w) G_R(\theta_w)} \cdot u^i(d_w) \cdot \prod_l \left(\sqrt{\rho_{1l}^r \rho_{2l}^r} \right) \Gamma_{Fock}(\theta_{lw}) \cdot \prod_m R_{Fresnel}(\theta_{mw}) \quad (5.3)$$

Du profil de puissance, les paramètres large bande tels que l'étalement des retards et la bande de cohérence seront déterminés.

Ce qui nous a motivés à entreprendre une campagne de mesures dans le but de valider nos résultats. La section 5.3, correspondant à l'approche expérimentale, fera l'objet de cette validation. Au préalable, nous allons analyser un type de profil périodique combinant les coins (des formes pyramidales à base triangulaire traitées au chapitre 4) aux formes semi-cylindriques.

5.2.3 Modèle de propagation en environnement rugueux périodique mixte

Étant donné l'influence de l'environnement de propagation sur la transmission de l'information véhiculée au sein d'un canal, la nécessité d'étudier l'impact de l'interaction de l'onde avec les parois et objets présents au sein d'une telle structure s'avère indispensable. Compte tenu de ce fait, nous nous sommes intéressés à l'étude de l'interaction d'une onde électromagnétique avec un profil rugueux mixte combinant des formes semi-cylindriques et diédriques. La Figure 5.4, décrivant le scénario de mesure du signal transmis d'un point source Tx vers un point de réception Rx donné, met en évidence ce profil.

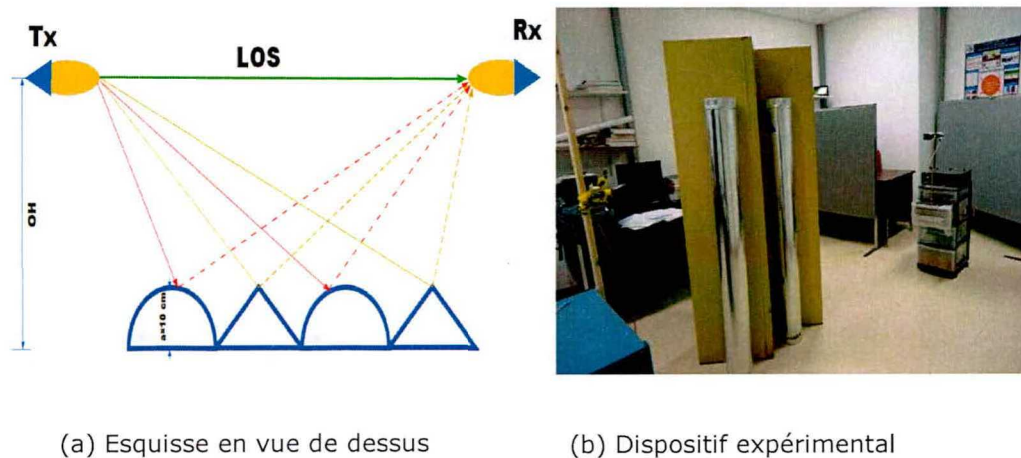


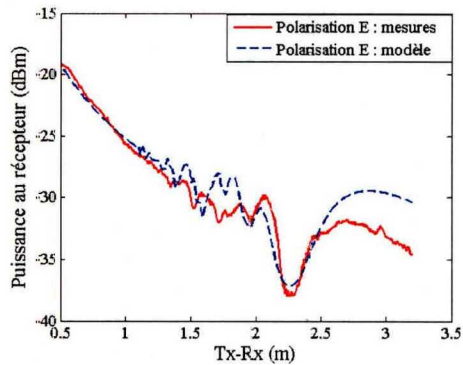
Figure 5. 4 : Illustration de la diffusion de l'onde sur la surface rugueuse mixte

En effet, un tel scénario permet de décrire la variation résultant de l'interaction de l'onde électromagnétique avec le profil rugueux. Une telle forme de rugosité peut être rencontrée dans des locaux industriels (notamment comme un agencement de tôles ondulées de forme semi-circulaire associées aux structures pyramidales). En général, une telle structure aura un effet sur le signal ou l'information transmise dépendamment de l'ordre de grandeur de la fréquence de la porteuse. Au Tableau 5.2, sont indiqués les spécificités propres à chaque élément formant le profil mixte ainsi que leurs propriétés électriques.

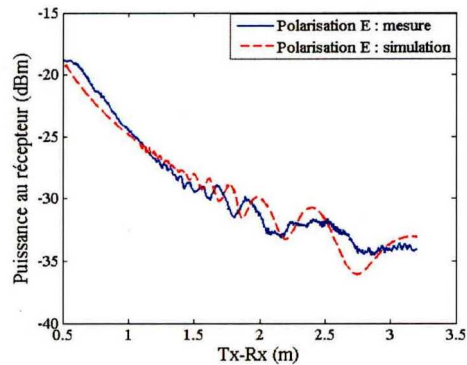
Tableau 5. 2 : Descriptif des formes géométriques composant le profil de la Figure 5.4

Forme constituant le profil mixte	Diamètre Ou base (cm)	Hauteur (m)	Épaisseur (cm)	Propriétés diélectriques	
				$\epsilon_r (F/m)$	$\sigma (S/m)$
Demi-cylindre	20	1.60	0.3	1	∞
Pyramide à base triangulaire	35	1.80	10	1	∞

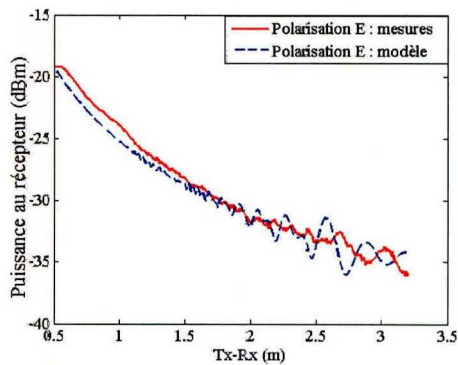
Sur la Figure 5.5 nous représentons ces mesures pour les valeurs de OH décrivant l'ensemble {35 cm ; 55 cm ; 75 cm ; 85 cm}.



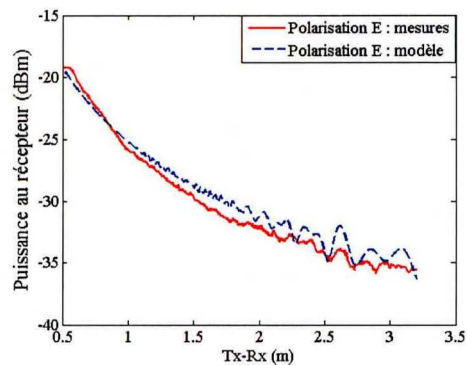
(a) OH= 25 cm



(b) OH=55 cm



(c) OH=75 cm



(d) OH=85 cm

Figure 5. 5 : Résultats de mesures comparées aux simulations pour OH variable

De la comparaison des résultats issus du modèle mathématique implémenté sous Matlab aux campagnes de mesures réalisées avec une paire d'antennes de type cornet, ayant les propriétés indiquées au Tableau 4.1, une assez bonne concordance est observée.

Ayant validé notre modèle permettant la prédiction de l'onde interagissant avec une paroi rugueuse constituée des coins et demi-cylindres, nous pouvons en toute sérénité entreprendre l'étude portée sur le corridor à parois latérales dotées de rugosités à profil périodique semi-cylindrique.

5.3 Dispositif expérimental et scénario de mesures

L'équipement de mesure utilisé est le même que celui présenté à la section 4.5. Les antennes sont fixées à une hauteur de $h_{Tx}=h_{Rx}=1.3$ m. Deux types de mesures sont réalisés au sein du corridor de dimension 24.6 m X 1.8 m x 2.43 m incorporant de part et d'autre des surfaces latérales une forme rugueuse constituée d'une juxtaposition de $n=10$ semi-cylindres chacun. De même, deux scénarios sont étudiés. Le premier permet d'estimer les pertes de trajet en fonction de la distance séparatrice entre l'émetteur et le récepteur. Il est dénommé mesure bande étroite (CW). S'agissant du deuxième scénario, il porte sur les mesures large bande (WB). Ces dernières sont très importantes pour la caractérisation du canal de propagation.

5.3.1 Cas des mesures CW

La Figure 5.6, ci-dessous donne un bref aperçu de l'environnement de mesure.



Figure 5. 6 : Dispositif de mesure et environnement de propagation

L'environnement est formé d'un corridor de dimension 2.40 m x 1.80 m x 16 m

ayant des rugosités artificielles de forme semi-cylindrique de part et d'autre de ses deux parois latérales.

Tel que l'illustre la Figure 5.6, l'émetteur est fixé à l'entrée du corridor tandis que le récepteur positionné à 1 m de ce dernier se déplace au moyen d'un charriot à la vitesse $v=1.87$ cm/s. Le déplacement respecte l'alignement des deux antennes sur l'axe de symétrie du corridor et permet l'acquisition de données pour une distance séparant deux points de mesures de l'ordre de 0.3λ , garantissant la prise en compte simultanée des évanouissements lents et rapides [226-229]. Le Tableau 5.3 ci-dessous répertorie les différents éléments faisant partie du dispositif de mesures ayant favorisé le déroulement de la campagne de mesures CW.

Les mesures ont toutes été menées en configuration LOS. Les antennes étant fixées à la hauteur commune $h_t = h_r = 1.35$ m et par la suite positionnées sur l'axe de symétrie (au milieu) du corridor.

Deux environnements de mesures (respectant le protocole du Tableau 5.3) ont été considérés :

- Le corridor conventionnel servant de référence et dont l'étude et les résultats s'y affairant sont présents dans la littérature.

Pour ce cas d'étude, nous avons utilisé deux fréquences :

- La fréquence $f=10$ GHz pour une transmission trouvant des applications en bande X et pouvant être très sollicitée pour les systèmes RFID, et de détection. Pour cette fréquence, deux types d'antennes ont été exploités. À savoir, une paire d'antennes cornet et une paire d'antennes Patch ;
 - Et la fréquence $f=60$ GHz correspondant à la bande V qui est une bande non licenciée et propice à des applications nécessitant un haut débit et permettant la transmission de la voix, de l'image et des données simultanément. Pour cette fréquence, nous avons utilisé un seul type d'antennes dont les caractéristiques sont indiquées au Tableau 4.1 et les diagrammes de rayonnement mentionnés en Annexe C.
- Puis allant du corridor conventionnel, nous avons artificiellement introduit tel que décrit à la Figure 5.6 des formes semi-cylindriques en feuilles d'aluminium et disposées de manière à décrire un profil rugueux périodique. Pour cette configuration, des mesures identiques à ceux du corridor conventionnel ont

été menées. De ces mesures comparées à celles du corridor conventionnel, il sera plus aisé de mettre en évidence l'effet de formes rugueuses métalliques sur la propagation. Une telle étude fera l'objet de la section suivante.

Tableau 5. 3 : Équipements utilisés lors de la campagne de mesures CW

Type d'environnement	Système de mesure	Fréquence de mesure	Pair d'antennes patch-patch	Pair d'antennes cornet-cornet
Couloir lisse	PNA-X N5247A	10 GHz	✓	✓
		60 GHz	-	✓
Couloir doté de rugosités périodiques semi-cylindriques	PNA-X N5247A	10 GHz	✓	✓
		60 GHz	-	✓

Tenant compte des spécifications propres à cette section, nous allons par la suite présenter les différentes campagnes de mesures.

5.3.2 Mesure large bande

Par analogie aux mesures bande étroite, nous avons également entrepris des mesures large bande. Ces dernières ont été menées par exploitation des équipements de mesure présentés à la section 5.3.1 et dont les caractéristiques sont décrites au Tableau 5.3. Le scénario de mesure consistait à faire une acquisition des réponses fréquentielles du canal dans les bandes de fréquences [8 GHz-12 GHz], puis [57 GHz-64 GHz]. Au préalable, Tx est positionné à l'entrée du corridor tandis que Rx est placé à une distance de 1 m (position de référence) de Tx. À la position Tx-Rx=1 m, une mesure est prélevée afin de servir de référence dans le processus de calibration [21, 227, 230]. Après cette manœuvre, la calibration est entreprise dans le souci de réduire le bruit additif dû aux câbles coaxiaux ainsi que ceux émanant des composants électroniques. Par la suite, les mesures sont effectuées en déplaçant Rx de 10 cm sur 30 positions différentes. À chacune des positions, trois prises de mesures respectives sont effectuées puis moyennées. L'étape suivante consiste à procéder à une transformée inverse de Fourier (IFT) afin d'obtenir les réponses

impulsionnelles qui conduisent aux différents profils puissances-retards du canal à des positions Tx-Rx précises.

De même que pour l'étude CW, nous avons considéré deux environnements. À savoir : le corridor conventionnel, puis le corridor doté de formes rugueuses de part et d'autre de ses parois latérales, tel qu'illustré à la figure 5.6.

Ayant décrit les scénarios de mesure CW et WB, nous allons par la suite faire part de la validation des résultats découlant des modèles développés. La section 5.4 fera l'objet de cette validation.

5.4 Validations des modèles développés

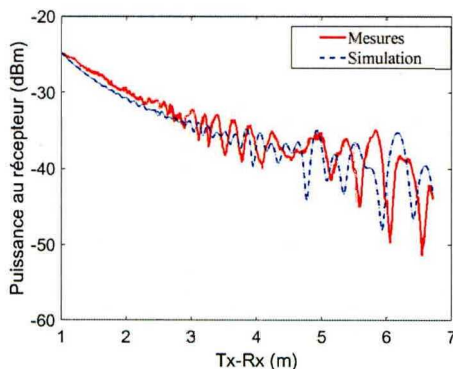
Afin de valider des différents modèles développés à la section 5.2, nous allons faire une comparaison entre les résultats théoriques émanant de ces derniers et ceux issus des campagnes de mesures présentées à la section 5.3.

5.4.1 Validation du modèle bande étroite

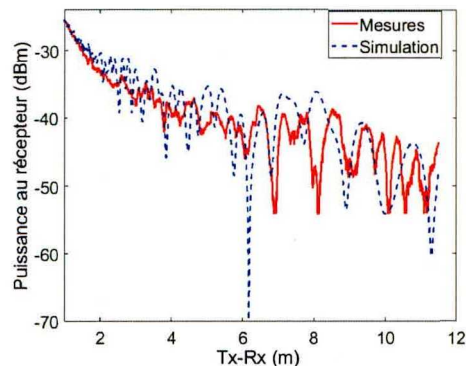
Dans l'optique de valider les résultats du modèle développé en bande étroite, deux fréquences ont été envisagées :

- La fréquence 10 GHz ;

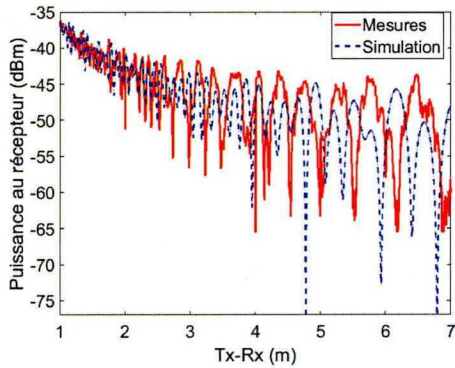
Pour cette fréquence, deux cas de figure ont été considérés. À savoir : le scénario du corridor conventionnel et celui du corridor doté de rugosités semi-cylindriques. La Figure 5.7 ci-dessous fait état de ces différents résultats.



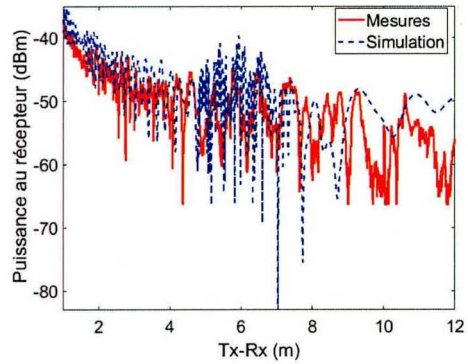
a) cornet-cornet (lisse)



b) cornet-cornet (rugueux)



c) patch-patch (lisse)

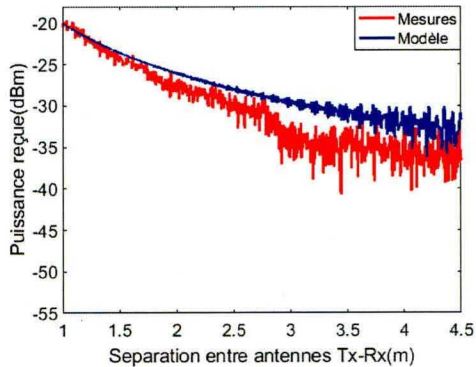


d) patch-patch (rugueux)

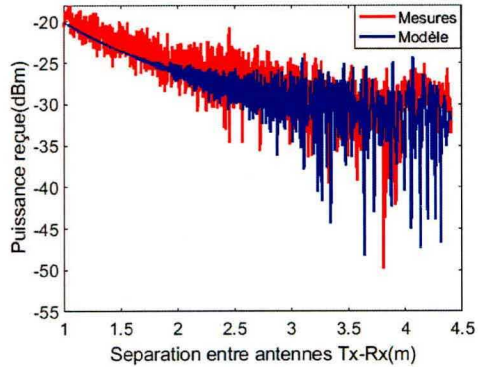
Figure 5.7 : Comparaison mesures-modèle et mise en évidence de l'effet des antennes et de l'environnement sur le signal au récepteur pour $f = 10 \text{ GHz}$.

- La fréquence 60 GHz ;

Pour cette fréquence, tel qu'indiqué au Tableau 4.3, seule la paire d'antennes cornets fonctionnant dans la bande V a été utilisée. En exploitant une approche de mesures identique à celle adoptée à la fréquence 10 GHz, nous avons une fois de plus déterminé la puissance au récepteur en fonction de la distance Tx-Rx séparant les deux antennes. La Figure 5.8 illustre l'impact de l'environnement de propagation doté de rugosités semi-cylindriques sur la variation de puissance au récepteur lorsque la distance séparant Tx et Rx croît.



a) Tunnel lisse



b) Tunnel rugueux

Figure 5.8 : Comparaison mesures-modèle et mise en évidence de l'effet de l'environnement sur le signal au récepteur pour une paire d'antennes cornets rayonnant à $f = 60 \text{ GHz}$.

Sur cette figure, on peut distinguer une nette différence entre les allures des courbes expérimentales et théoriques selon le cas où le corridor est rugueux ou lisse.

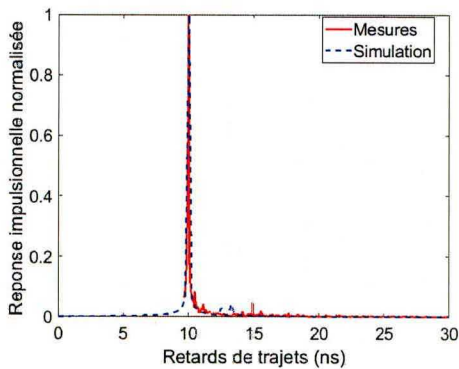
Bien que les courbes laissent présager une décroissance exponentielle similaire pour les deux environnements, il est observé une fluctuation plus accentuée de la puissance au récepteur pour le corridor doté de formes rugueuses. Ceci peut s'expliquer par un nombre considérable de trajets correspondant aux phénomènes de diffraction par les formes semi-cylindriques, nettement supérieur à la quantité observée pour le corridor conventionnel (à surfaces supposées lisses). Ce qui a comme impact l'intensification du phénomène de variations rapides sur l'enveloppe du signal reçu par Rx.

5.4.2 Validation du modèle WB

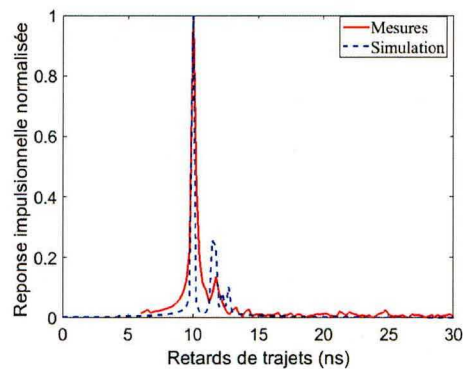
Afin de valider le modèle WB, les mesures issues des scénarios décrits à la section 5.3.2 sont considérées et par la suite analysées. Deux cas de figure ont une fois de plus été envisagés. Le cas où le corridor est lisse, puis le cas où il est doté de formes rugueuses semi-cylindriques. Nous avons en outre considéré deux bandes de fréquences. À savoir :

- La bande [8 GHz-12 GHz] ;

S'agissant de la bande X, la Figure 5.9 représente les réponses impulsionnelles à une position Tx-Rx=3 m pour deux types de paires d'antennes utilisées. Il s'agit des antennes cornets et des antennes patches dont les diagrammes de rayonnement expérimentaux sont spécifiés en annexe C.



a) horn-horn (lisse)



b) horn-horn (rugueux)

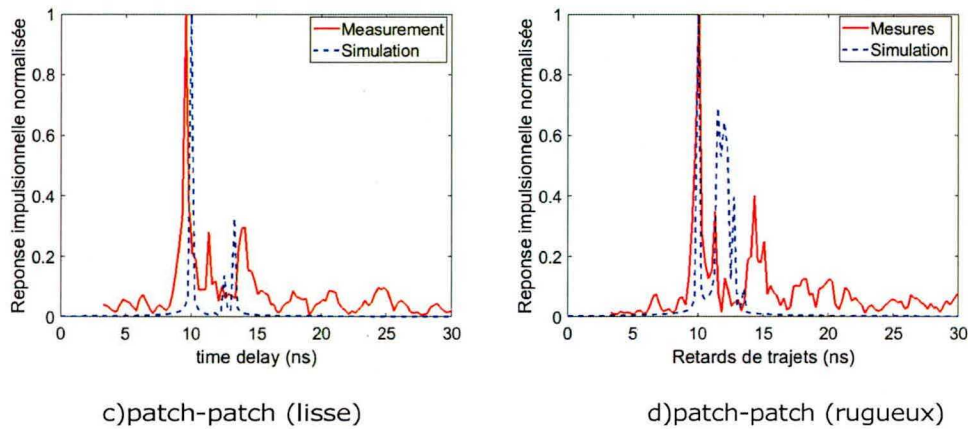
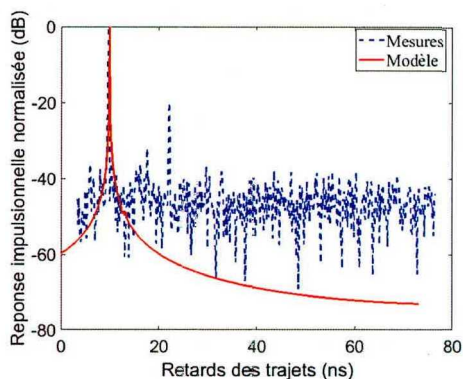


Figure 5. 9 : Comparaison mesures-modèle et mise en évidence de l'effet de l'environnement sur le signal au récepteur dans la bande de [8 GHz-12 GHz] pour les antennes patchs et cornets.

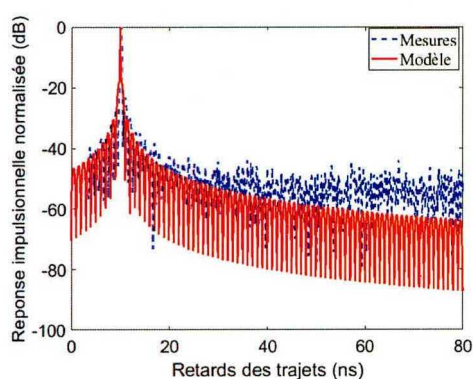
Des courbes de la Figure 5.9, il ressort une dominance du trajet direct par rapport aux autres contributions pour chaque cas de figure. Ceci n'est qu'une conséquence du fait que les antennes soient en visibilité directe. Pour le scénario de mesure utilisant la paire d'antennes cornets, la puissance du signal correspondant au trajet direct est davantage plus forte que celle associée à chaque trajet secondaire. Ceci est en partie dû à la grande directivité des antennes cornets comparée à celle des antennes microrubans ayant pour conséquence une ouverture de faisceau plus restreinte limitant dès lors le nombre de trajets arrivant au récepteur.

- Et la bande V ;

De même que pour la bande X, les mesures ont été prises en exploitant l'approche d'un balayage fréquentiel. Un nombre de 4096 échantillons de la réponse fréquentielle mesurée dans la bande de fréquence [57 GHz-64 GHz] a fait l'objet d'acquisition pour 5 réalisations distinctes. Ces réalisations ont été prises à un emplacement précis Tx-Rx de l'émetteur par rapport au récepteur puis moyennées. Cette opération permet de limiter les imperfections résultant du bruit et des erreurs survenant lors de la mise en place du dispositif d'acquisition des données. Par la suite, à l'aide de l'IFT tel que mentionné à la section 5.3.2, les réponses impulsionnelles correspondant au corridor de référence et celles associées au corridor disposant des rugosités semi-circulaires sont déterminées. Sur la Figure 5.10, il est mis en évidence les résultats du modèle et ceux issus des mesures.

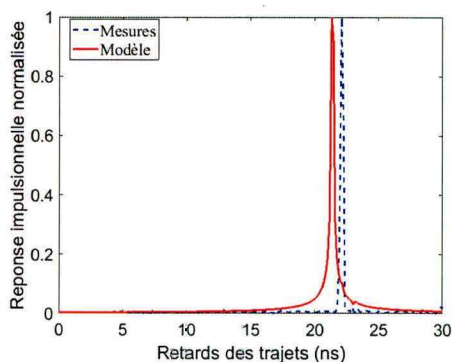


(a) Tunnel lisse

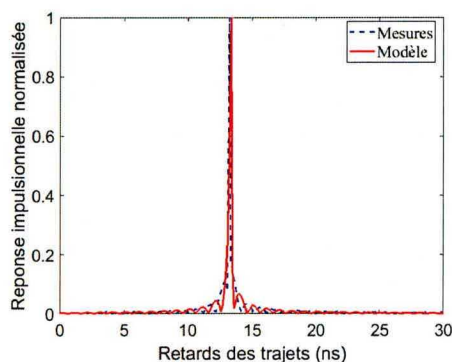


(b) Tunnel rugueux

Figure 5. 10 : Comparaison mesures-modèle et mise en évidence de l'effet de l'environnement sur le signal au récepteur pour une paire d'antennes cornets rayonnant à [57 GHz-64 GHz] tandis que Tx-Rx=3m.



(a) Tunnel lisse : Tx-Rx=6.4 m



(b) Tunnel rugueux : Tx-Rx=4 m

Figure 5. 11 : Comparaison mesures-modèle et mise en évidence de l'effet de l'environnement sur le signal au récepteur pour une paire d'antennes cornets rayonnant dans la bande [57 GHz-64 GHz].

De l'analyse des Figures 5.10 et 5.11, nous faisons le constat concernant la quasi-inexistante des trajets secondaires dû au fait que les antennes utilisées soient fortement directives. Comme décrit en annexe C, elles sont dotées d'une ouverture à 3 dB de 14° pour le plan E et 16° pour le plan H et d'un gain de 24 dBi à la fréquence 60 GHz. En principe, pour les positions Tx-Rx=3 m, selon le cas où le corridor considéré est le conventionnel ou celui comportant de part et d'autre de ces parois latérales des rugosités périodiques artificielles, le constat selon lequel le trajet direct est fortement dominant est mis en évidence. Ceci s'explique par la difficulté des fronts d'onde à interagir avec les parois de l'environnement et à pouvoir par la suite illuminer le récepteur. Pour les différentes hypothèses établies durant notre campagne de mesure large bande, il ressort de la comparaison des courbes de

mesures à celle découlant du modèle proposé une concordance. Ce qui permet de valider les différentes approches et démarches utilisées durant notre processus de modélisation. Il est également intéressant de constater que pour la bande V, la contribution des trajets secondaires est moindre comparée à l'intensité du trajet direct. Ce qui a pour conséquence la réduction des interférences au niveau de l'onde reçu, par opposition aux observations faites concernant la bande X. Ce paramètre large bande est très utile pour la recherche dans le domaine des communications radio étant donné qu'il permet de déterminer l'étalement des retards ainsi que le retard maximal des trajets. Ces paramètres statistiques ont comme avantage de délimiter le taux de transmission de symboles au sein du canal, permettant ainsi d'éviter le phénomène d'interférence inter-symbole (ISI) [231].

Le Tableau 5.4 ci-dessous récapitule les valeurs des paramètres statistiques du canal tels que l'étalement des retards et le facteur K en fonction de la distance séparant les antennes pour les bandes de fréquences X et V selon que le corridor soit conventionnel ou doté de formes rugueuses à profil périodique. Du point de vue qualitatif, les résultats théorique et pratique suivent la même évolution. Toutefois, nous pouvons constater un écart considérable entre les valeurs des paramètres. Ceci peut s'expliquer par les restrictions faites durant la modélisation.

À la lumière des résultats récapitulés au Tableau 5.4, nous pouvons conclure de la nécessité d'utilisation des antennes cornet dans la bande V pour des applications de transfert d'information à haut débit lors des transmissions point à point en LOS.

Tableau 5. 4 : Paramètres de dispersion des retards et facteur K.

	Corridor conventionnel			Corridor rugueux		
Distances Tx-Rx (m)	3			3		
Fréquences	Facteur K	Étalement des retards (ns)	Retard de propagation maximal (ns)	Facteur K	Étalement des retards (ns)	Retard de propagation maximal (ns)
10GHz Théorique horn-horn	525.42	0.142	13.25	12.042	0.47	12.75
10GHz	57	0.25	14.92	48.5	0.27	13.25

pratique horn-horn						
10GHz Théorique patch-patch	7.94	1	13.25	0.94	1	13.50
10GHz pratique patch-patch	3.53	3.42	39.08	2.03	4.22	56.83
60 GHz Théorique horn-horn	∞	0	10	∞	0	10
60 GHz Pratique horn-horn	98.93	1.22	22.05	125.70	0.09	11.96

5.5 Conclusion

Ce chapitre a porté sur la modélisation de la propagation dans un corridor à surfaces latérales dotées de rugosités périodiques à profil semi-cylindrique. Tout en se servant des résultats portant sur le corridor de référence, une étude détaillée des différents paramètres caractérisant le canal de propagation a été entreprise. De celle-ci, il a été mis en évidence la fiabilité du modèles développés bande étroite pour les deux environnements ainsi que sa capacité à pouvoir prédire de manière convenable les paramètres caractéristiques du canal de propagation lorsque ce dernier est rugueux. Cependant, nous notons un écart entre les résultats théoriques et pratiques pour le corridor de référence. Un tel écart s'explique par un nombre limité de trajets réfléchis pris en compte durant le processus de modélisation. Toutefois il est intéressant de remarquer l'effet de rugosité sur les paramètres du canal, notamment lorsque la paire d'antennes cornet est utilisée. Le facteur K n'est plus de l'ordre de l'infini, étant donné un nombre considérable de diffractions sur le profil rugueux contribuant à l'accroissement des multitrajets. Ces trajets multiples peuvent être d'une utilité lorsque les antennes sont en non visibilité. Une telle étude pourra être bénéfique dans le choix des supports de transmission au cours du déploiement d'un système de communication en environnement hostile. Ceci contribuera à faciliter la planification et le déploiement d'un système de communication robuste, assurant la

fiabilité de la transmission de données au sein d'un tel environnement. De même, l'utilité d'un tel modèle pour des applications telles que la localisation, la détection et la prévention des incendies dans des entrepôts de stockage des produits volatiles a été mentionné en chapitre introductif et pourra faire l'objet de travaux futures.

CHAPITRE 6

MODÉLISATION DE LA PROPAGATION DANS UNE CAGE D'ESCALIER

6.1 Introduction

Afin d'assurer le contrôle et la sécurité des édifices abritant les magasins, les établissements scolaires, les instituts bancaires pour ne citer que ceux-ci, la nécessité de disposer d'un système de vidéosurveillance ainsi que d'un réseau de communication à haut débit doté d'une capacité importante s'avère cruciale. Ce qui a suscité de la part des équipes de recherche en communications sans fil un intérêt particulier vis-à-vis de la transmission des données en environnement confiné [2, 232-236] doté de cages d'escalier. Compte tenu de l'importance des cages d'escalier, notamment pour leur rôle primordial lors des opérations d'évacuation, ces structures se doivent d'être dotées de détecteurs de mouvement, de détecteurs de fumée et de système de localisation. La précision de tels systèmes dépendra des conditions de leur déploiement et de la faculté à garantir une connexion fiable entre les différents terminaux servant de support d'information entre les blocs les constituant. Étant donné que les systèmes de détection sont, pour la majeure partie, opérationnels dans la bande X, il est possible de mettre en évidence la quasi-totalité de phénomènes affectant la transmission de l'information à l'intérieur d'un canal les abritant en se basant sur les méthodes asymptotiques de modélisation de la propagation.

Dans la littérature, un nombre limité de modèles faisant part du comportement des ondes électromagnétiques au travers de différentes structures de cages d'escalier a été proposé [17, 237-243]. Toutefois, ces derniers sont, pour la plupart, axés soit sur des approches empiriques ou encore sur des méthodes hybrides combinant le tracé de rayon et les méthodes numériques tout en tenant compte des mécanismes de réflexion et de la contribution émanant du trajet direct en particulier. Aux meilleurs de nos connaissances, il n'existe pas de modèle tenant compte de l'effet du mécanisme de diffraction sur les coins des marches d'escalier. Ce constat nous a motivé à développer un modèle tenant compte du mécanisme de diffraction dans

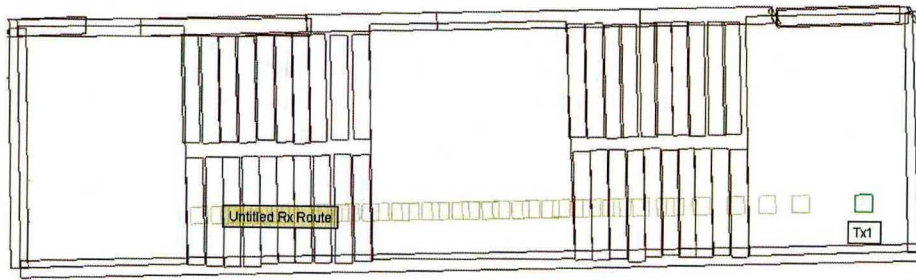
l'optique d'améliorer la précision de la prédiction de la variation de l'onde dans un tel milieu de propagation.

Dans ce chapitre, il est question de développer, puis de valider un modèle de propagation déterministe capable de prédire la transmission d'un signal radio dans une cage d'escalier droit en V. Premièrement, nous présenterons l'environnement formé par la cage d'escalier et décrirons sa structure géométrique. Puis, il sera mis sur pied, en se basant sur la théorie uniforme et géométrique de la diffraction, les modèles de propagation large bande et bande étroite permettant de prédire le comportement d'une onde se propageant dans un tel milieu. La prise en compte des multiples diffractions sur les arêtes des marches d'escalier sera envisagée. À cet effet, nous ferons usage des coefficients de diffraction heuristiques proposés par Luebbbers [176, 244]. L'usage de ces coefficients permettra d'éviter des erreurs conséquentes de calcul du champ lorsque le coin diffractant se trouve dans la zone de transition d'un dièdre le précédant. Par la suite, à l'aide d'une campagne de mesures qui sera brièvement décrite, nous validerons les résultats découlant des modèles proposés. De tels modèles s'avéreront très utiles pour des applications dans divers domaines tels que les communications mobiles, le positionnement, le stockage des fournitures ainsi que les opérations d'évacuation.

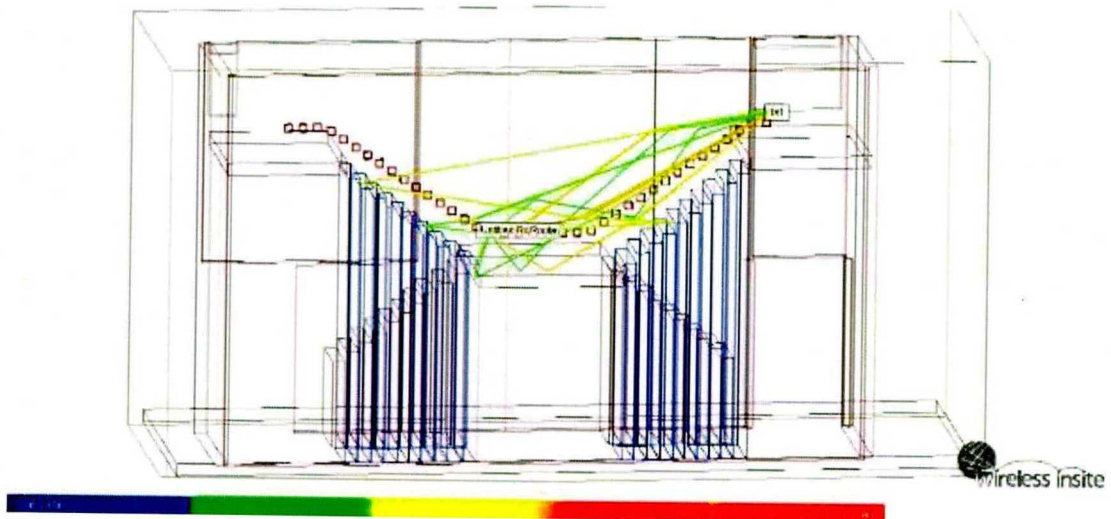
6.2 Présentation de l'environnement de propagation

Les cages d'escaliers sont des passerelles couramment rencontrées au sein d'immeubles, d'édifices et d'appartements. Elles assurent l'interconnexion de différents niveaux ou paliers d'un bâtiment à plusieurs étages. Elles remplissent également la fonction d'issue de secours en cas d'incidents nécessitant une évacuation et constituent une alternative aux ascenseurs lorsque ceux-ci sont hors d'usage.

Afin d'amorcer sereinement notre processus de modélisation, il serait convenable de présenter l'environnement correspondant à la structure de cage d'escalier à modéliser. La Figure 6.1 ci-dessous représente la vue de dessus de cet emplacement assurant l'interconnexion des locaux situés aux premier et deuxième niveaux de l'édifice tenant lieu et place du pavillon Lucien-Brault.



(a) Vue de dessus



(b) Représentation 3D des cages d'escaliers

Figure 6. 1 : Représentation en perspective cavalière du bâtiment abritant la cage d'escalier.

La structure est constituée de deux réseaux d'escaliers en V tel qu'indiqué à la Figure 6.1. Les dimensions des marches ainsi que les propriétés électriques sont fournies au Tableau 6.1.

Tableau 6. 1 : Caractéristiques des composants de la cage d'escaliers

Constituants des cages d'escalier	Largeur (cm)	Longueur/ profondeur (cm)	Épaisseur/ hauteur (cm)	Propriétés diélectriques	
				ϵ_r (F/m)	σ (S/m)
Plafond	352.12	1356.36	0.3	1.5	0.0073
Plancher	352.12	243	19	3.66	0.049
Métal recouvrant les coins des marches	2	162.2	0.1	1	4.03×10^6
Marche d'escalier	25	162.2	19	3.75	0.038

6.3 Développement d'un modèle pour une cage d'escalier

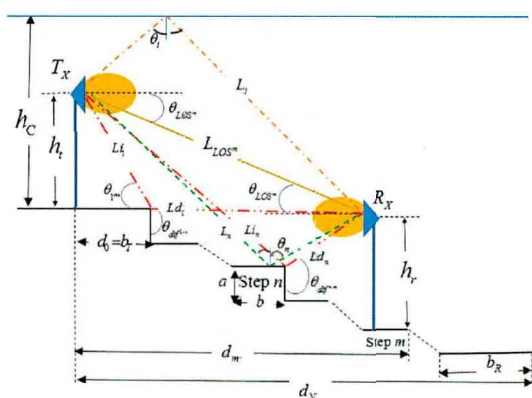
Afin de bien planifier le déploiement d'un système de communication au sein d'un environnement donné, il est nécessaire d'entreprendre une modélisation rigoureuse des mécanismes de propagation susceptibles de s'y produire. Plusieurs modèles ont été proposés dans le but de décrire le comportement des ondes électromagnétiques à l'intérieur de diverses structures incorporant des marches d'escalier en environnement interne et externe [17, 239]. La plupart de ceux-ci ont recours à l'algorithme du tracé des rayons afin de mettre en évidence les éventuels mécanismes de propagation. Dans [239], la méthode des moments périodique (PMM) est combinée au tracé des rayons et par la suite, les propriétés de pénétration de l'onde propres aux structures périodiques sont établies. La PMM est ainsi utilisée afin de mettre en évidence les effets de la réflexion spéculaire, de la diffraction et de la transmission des ondes planes interagissant sur les deux façades du tronçon d'escaliers. Dans [17], un faisceau de quatre tubes de rayons et de distribution spatiale a été considéré lors de la mise au point de l'algorithme du tracé de rayons afin de modéliser le facteur d'atténuation ainsi que les caractéristiques de pénétration et de propagation de l'onde électromagnétique au niveau des escaliers. Le développement d'un modèle de propagation précis et adapté à la prédiction de la propagation à l'intérieur d'un environnement donné nécessite la prise en compte de tous les mécanismes de propagation susceptibles de s'y produire. Comme, il a été

établi plus haut que la quasi-totalité des travaux de propagation en cage d'escalier omettent le mécanisme de diffraction, nous nous attarderons sur cette contribution.

À cet effet, nous présenterons un modèle mathématique combinant le tracé de rayon à la TUD basée sur la prise en compte des coefficients heuristiques de diffractions multiples. Puis, une comparaison entre les résultats analytiques et numériques sera entreprise.

6.3.1 Modèle de propagation sur un bras de marches d'escalier droit

La Figure 6.2 décrit l'environnement de propagation correspondant à la cage d'escalier de type droit interconnectant les premier et deuxième niveaux de l'immeuble abritant les locaux du Pavillon Lucien-Brault. Un intérêt spécifique est porté sur le bras d'escalier de dix marches représentées à la Figure 6.2 (a).



(a) Représentation en coupe transversale



(b) Photo de l'escalier.

Figure 6. 2 : Illustration et photographie du réseau d'escaliers interconnectant les locaux du premier et du deuxième étage via les portes E.

Les différents trajets correspondant aux contributions, de ligne de vue directe (LOS), d'ondes réfléchies par les parois planes et d'ondes diffractées par les coins sont représentés sur ladite figure. La structure géométrique ainsi que les propriétés électromagnétiques sont prises en compte dans l'élaboration du modèle mathématique. En se basant sur les formulations de Kouyoumjian et Pathak utilisées pour mettre en évidence le mécanisme de diffraction [173], les coefficients de diffraction simple D_{nm} au niveau des coins de chaque marche sont calculés au voisinage des régions de singularité. Concernant les multiples diffractions, leurs

coefficients associés D_{lnm} sont obtenus par application de la formule heuristique proposée par Luebbers [244, 245].

En considérant les coins de marches comme des parfaits conducteurs, ayant pour permittivité relative $\epsilon_r \rightarrow \infty$ et pour conductivité $\sigma = 10^7 S/m$, la contribution du champ électromagnétique résultant du mécanisme de diffraction s'exprime comme suit :

$$PL = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| E_{LOS} + \sum_{l=1}^L E_{R_l} + \sum_{n=1}^{11} E_{UTD_{sn}} + \sum_{m=1}^M E_{UTD_m} \right|^2 \quad (6.1)$$

Dans l'expression (6.1), les termes :

$$E_{LOS} = \sqrt{GT(\theta_0)GR(\theta_0)} \frac{e^{-jkL_0}}{L_0} \quad (6.2)$$

représente la contribution du champ propre au trajet direct; tandis que :

$$E_{R_l} = \Gamma(\theta_l) \sqrt{GT(\theta_l)GR(\theta_l)} \frac{e^{-jkL_l}}{L_l} \quad (6.3)$$

représente la contribution due au mécanisme de réflexion pour le $l^{\text{ème}}$ trajet.

Les contributions propres aux mécanismes de diffraction pour les trajets subissant une seule diffraction, s'expriment sous la forme :

$$E_{UTD_{sn}} = D_n \sqrt{\frac{1}{S_{in} \cdot S_{dn} (S_{in} + S_{dn})}} \sqrt{GT(\theta_{n_{inc}})GR(\theta_{n_{dif}})} e^{-jk(S_{in} + S_{dn})} \quad (6.4)$$

cette diffraction n'est effective que sur les onze premiers coins des marches formant la jonction d'escalier droit décrite par la figure 6.2 ;

concernant les diffractions multiples, les contributions propres à chacune d'elles s'expriment :

$$E_{UTD_m} = \sqrt{GT(\theta_{m_{inc}})GR(\theta_{m_{dif}})} \left(\prod_{p=1}^P \left[D_{mp} + d_{mp} \frac{\partial D_{mp}}{\partial \phi'_{mp}} \right] \right) \sqrt{\frac{L_{mp}}{S_{i1mp} \cdot \prod_{p=1}^P S_{dpmP}}} \frac{e^{-jkL_{mp}}}{L_{mp}} \quad (6.5)$$

Les relations (6.2) à (6.5) permettront de mettre en évidence les différents trajets formant le profil de puissance ainsi que leur retard de propagation. Les termes formant ces expressions se définissent comme suit :

les variables $GT(\cdot)$ et $GR(\cdot)$ sont des fonctions correspondant au diagramme de

rayonnement des antennes T_x et R_x ;

la variable L_0 représente la longueur du trajet direct, tandis que L_l désigne la longueur du $l^{\text{ème}}$ trajet réfléchi ;

concernant θ_0 , il correspond à l'angle de départ associé au trajet direct ;

pour ce qui est des variables $\theta_{n_{inc}}$ et $\theta_{n_{dif}}$, ils correspondent respectivement aux angles de départ et d'arrivée associées au $n^{\text{ème}}$ trajet ayant interagit une seule fois avec l'un des 11 coins du bras d'escalier droit.

S'agissant de S_{in} et S_{dn} , ils correspondent respectivement à la distance entre l'émetteur et le coin de marche associé au $n^{\text{ème}}$ trajet diffracté et d'autre part à la distance séparant le récepteur de ce même coin diffractant.

Quant à D_n , il correspond au coefficient de diffraction simple du $n^{\text{ème}}$ trajet diffractant une seule fois sur l'un des 11 coins des marches lorsque le récepteur est situé sur une marche m quelconque en aval du coin diffractant. L'expression $D_n = D_{nm}$ est détaillée en annexe B ;

la somme $D_{lnm} = D_{mp} + d_{mp} \frac{\partial D_{mp}}{\partial \phi'_{mp}}$ représente le coefficient heuristique avec pente, de

premier ordre approprié aux problèmes électromagnétiques faisant état de multi-diffraction pour un nombre p_{max} d'interactions que subit un trajet avec les coins de marches d'escalier. La Figure 6.3 ci-dessous décrit la géométrie d'une diffraction multiple à $p_{max}=2$ (nombre maximal de diffractions sur les coins l et n lorsque Rx se trouve sur la marche m). Concernant la différence de marche d'un trajet ayant subi

un nombre maximal de P diffraction la variable $L_{mp_{max}} = S_{i1mp_{max}} + \sum_{p=1}^{p_{max}} S_{dpm p_{max}}$ correspond

à la longueur du trajet ayant subi un nombre total de P diffractions; la variable $S_{i1mp_{max}}$ représente la distance séparant l'émetteur du premier coin associé au $m^{\text{ème}}$ trajet ayant subi p_{max} diffractions. pour ce qui est de $S_{dpm p_{max}}$ il correspond à la variable associée à chacun des $p \in \{1, 2, \dots, p_{max}\}$ trajets diffractés entre les coins p_{max} et $p+1 < p_{max}$ pour $p \in \{1, 2, \dots, p_{max} - 1\}$. Lorsque $p=p_{max}$, $S_{dpm p_{max}}$ se réduit à la distance séparant le $p^{\text{ème}}$ dièdre (associé à cette diffraction multiple) au récepteur.

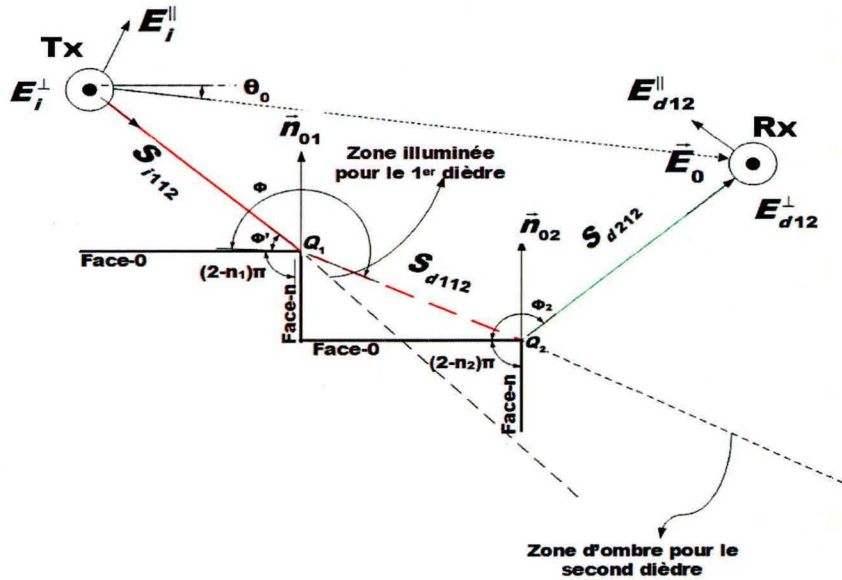


Figure 6.3 : Géométrie du mécanisme de diffraction multiple UTD pour $P=2$ coins.

Dans la suite de ce travail nous allons fixer $p_{max}=2$ et en annexe B, il sera donné plus de détails sur le calcul des angles de départ, d'arrivée, d'incidence et de diffraction ainsi que sur la différence de marche propre à chaque contribution de l'onde se propageant à travers la cage d'escalier.

Ces expressions du champ permettent de prédire les fluctuations du signal se propageant dans la zone 1 de la cage d'escaliers décrite à la Figure 6.4.

La réponse impulsionnelle du canal quant à elle se donne par la relation :

$$h(t) = a_0 \delta(t - \tau_0) + \sum_{l=1}^L \Gamma_l a_l \delta(t - \tau_l) + \sum_{n=1}^N D_n a_n \delta(t - \tau_n) + \sum_{m=1}^M \left(\prod_{p=1}^{p_{max}} \left[D_{mp} + d_{mp} \frac{\partial D_{mp}}{\partial \phi_{mp}} \right] \right) a_{mp} \delta(t - \tau_{mp}) \quad (6.6)$$

Dans (6.6), les coefficients sont définis comme suit :

$$a_0 = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \sqrt{GE_0 \cdot GR_0} \frac{e^{-jkL_0}}{L_0} \quad (6.7)$$

représente l'amplitude du trajet direct ;

$$a_l = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \sqrt{GE_l \cdot GR_l} \frac{e^{-jkL_l}}{L_l} \quad (6.8)$$

représente l'amplitude d'un trajet ayant subi une réflexion sur l'un des murs ou encore l'une des marches;

Quant à a_n , l'amplitude d'un des trajets ayant subi une seule diffraction, elle s'exprime comme suit :

$$a_n = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \sqrt{\frac{1}{s_{in} \cdot s_{dn} \cdot (s_{in} + s_{dn})}} \sqrt{GE_{in} \cdot GR_{in}} e^{-jk(s_{in} + s_{dn})} \quad (6.9)$$

En ce qui concerne les trajets subissant une diffraction multiple, leurs amplitudes sont associées au coefficient :

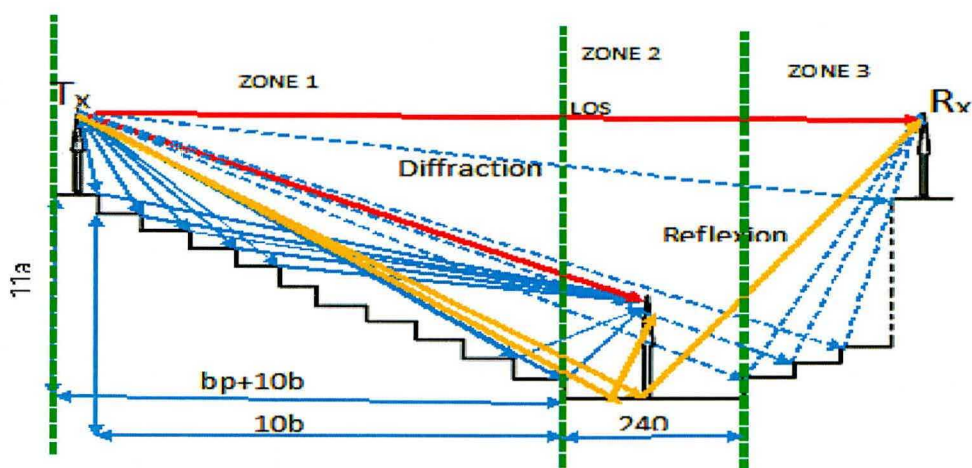
$$a_{mp_{max}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \sqrt{\frac{L_{mp_{max}}}{s_{i1mp_{max}} \cdot \prod_{p=1}^{p_{max}} s_{dpm_{max}}}} \frac{e^{-jkl_{mp_{max}}}}{L_{mp_{max}}} \quad (6.10)$$

Ayant fait part du modèle proposé afin de prédire les variations d'une onde radio se propageant dans l'environnement correspondant à un bras d'escalier droit, nous allons par la suite aborder la modélisation sur tout le trajet décrit par l'escalier en V.

6.3.2 Modèle de propagation pour un escalier en V

Ayant procédé à la modélisation de la propagation en escalier droit à la section précédente, nous nous sommes intéressés à toute la structure de la cage d'escalier en forme de V. Celle-ci se subdivise en trois zones : les zones 1 et 3, équivalentes à des jonctions d'escalier droit et la zone 2, horizontale, servant de passerelle entre les deux portions constituant les escaliers droits.

La Figure 6.4 ci-dessous met en évidence les différentes partitions de l'escalier en V.



(a)

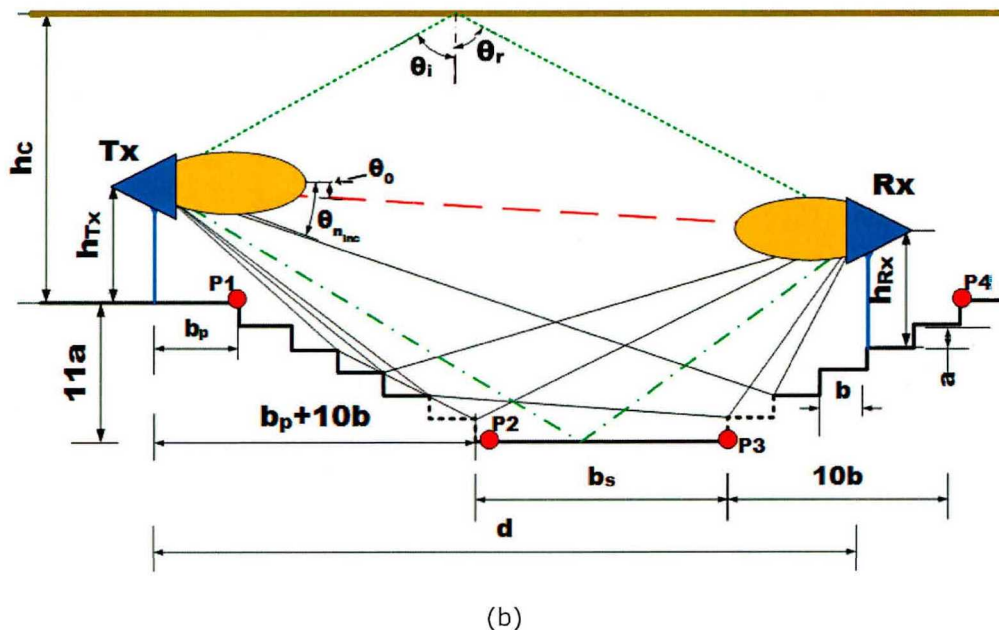


Figure 6.4 : Illustrations et Photographie du réseau d'escaliers interconnectant les locaux du premier et du deuxième étage via les portes E.

Cette partition permet d'estimer plus aisément la puissance au récepteur dans le but de prédire, puis de valider à l'aide des mesures effectuées, les différents phénomènes d'évanouissement lorsque le récepteur se déplace au sein de la cage d'escalier. Dans la région 1 (entre les points P1 et P2 de la Figure 6.4), correspondant à la première configuration, il est fait usage du modèle correspondant aux équations (6.5) et (6.6). Cette région est constituée d'un ensemble de 12 marches formant un escalier droit.

Dans la région 2, le récepteur se déplace uniquement sur la marche d'indice $m=12$ ayant une largeur $bs=2.40$ m (délimitée par les points P2 et P3). L'estimation de la puissance au récepteur se donne par la relation généralisée (6.1), utilisée pour le cas de l'escalier droit. Toutefois, il est important de faire part de la divergence portant sur le nombre de trajets pris en compte ainsi que sur l'expression mathématique des variables représentant les différences de marche, les angles de départ, les angles d'arrivée, les angles d'incidence et les angles de diffraction. En annexe B, les relations décrivant ces différents paramètres sont détaillées.

En observant sur la Figure 6.4 (a) la structure de la zone 3 (délimitée par les points P3 et P4) pour laquelle l'émetteur et le récepteur sont distants de $d \in [5.90 \text{ m}; 8.40 \text{ m}]$, nous remarquons qu'elle est symétrique par rapport à l'axe de révolution de la zone 2 à la structure de la zone 1.

Ceci laisse entrevoir que tous les mécanismes observés dans la zone 1 et dans la zone 2 sont présents dans la zone 3. De plus, les trajets indiqués en traits interrompus font état de la diffraction générée par les marches d'escalier de la zone 3. Dans cette zone, il est à noter également l'augmentation du gain des antennes suite à la diminution de l'angle d'observation lors de la remontée des marches au point de s'annuler à la dernière marche située à une hauteur de $11a=2.20$ m par rapport au plan de référence se ramenant au palier constituant la zone 2. Le comportement de l'onde observée dans cet environnement de propagation précis est assez éloigné de celui des formes d'ondes se propageant au sein des structures telles que : les tunnels, les mines souterraines et les bureaux. Ce comportement permettra de mieux faire le choix portant sur le type d'antennes approprié ainsi que l'emplacement des points d'accès favorisant une transmission optimale de l'information dans un environnement doté d'escaliers.

Ayant fait part des techniques et procédés de modélisation des paramètres large bande et bande étroite du canal dans le cas d'un environnement se ramenant à une cage d'escalier en V, il sera abordé à la section 6.4 la présentation du dispositif de mesures qui permettra par la suite de valider cette étude analytique.

6.4 Techniques de mesures des paramètres d'un canal radio mobile en cages d'escaliers

6.4.1 Dispositif expérimental utilisé lors des mesures des paramètres bande étroite du canal

Par analogie à la section 5.3 faisant état du dispositif de mesures utilisé pour la validation de la propagation en corridor rugueux doté d'irrégularités périodiques à structure semi-cylindrique et diédrique, cette section sera portée sur la présentation du matériel utilisé afin de mener cette campagne de mesure en cage d'escalier décrite par la Figure 6.5.

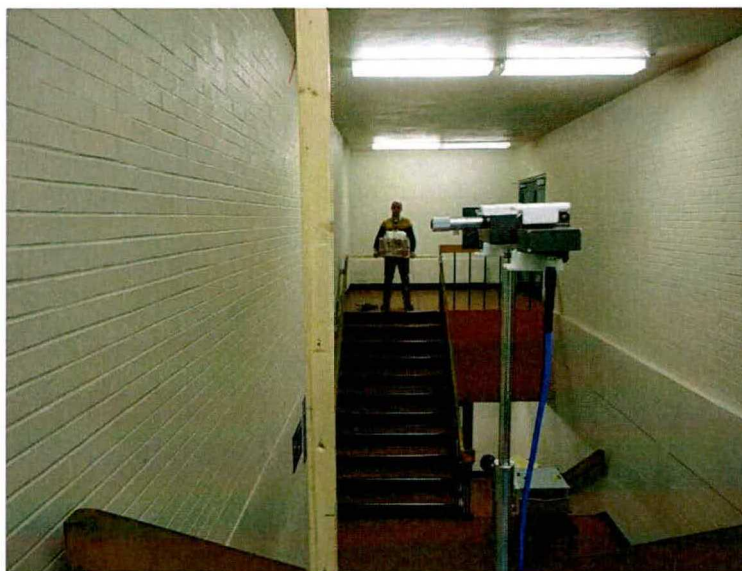


Figure 6. 5 : Dispositif de mesures utilisé pour l'environnement correspondant à un escalier en V.

Les éléments faisant partie intégrante du dispositif de mesure utilisé sont identiques à ceux du Tableau 5.3 du chapitre précédent.

Il serait toutefois nécessaire de faire part du rail mécanique assurant le déplacement de l'antenne réceptrice. Ce dernier est de longueur 1.55 m; doté de deux bras mécaniques facilitant l'arrimage du support d'antennes sur les balustrades de l'escalier.

6.4.2 Dispositif expérimental utilisé lors des mesures des paramètres large bande du canal

Le dispositif expérimental ayant permis la réalisation des mesures large bande est identique à celui décrit à la section 6.4.1 et dont les différents équipements sont répertoriés aux Tableaux 4.1 et 4.4 du chapitre 4.

6.5 Validation du modèle de propagation développé pour une section de cage d'escaliers en V.

Les mesures ont été entreprises en bande étroite et large bande, dans la bande de fréquence centrée à 10 GHz, ayant une largeur de 4 GHz. À cet effet, un analyseur vectoriel de réseau a été utilisé dans le but de valider le modèle mis sur pied. Le système de communication est régi par un canal SISO incorporant deux antennes. Trois différentes configurations sont envisageables :

- L'émetteur et le récepteur étant cornets
- L'émetteur étant de type cornet et le récepteur de type patch
- L'émetteur et le récepteur de type patch.

Pour chacune des configurations de mesures entreprises, les antennes sont situées sur l'axe de symétrie de la première marche d'escalier et à une hauteur $h_t=h_r=1.23$ m du niveau de cette dernière. Par la suite, l'antenne réceptrice est déplacée à vitesse constante avec un pas de l'ordre du dixième de la longueur d'onde du signal transmis afin de ressortir les évanouissements à petite échelle. La puissance à la sortie du générateur RF pour la fréquence $f=10$ GHz vaut $P_{Tx}=10$ mW. Ensuite, une extension des mesures à la bande V a été entreprise.

Toutes les mesures effectuées ont été possibles grâce à l'usage d'un bras mécanique réalisé au sein du laboratoire de génie.

6.5.1 Validation des modèles développés pour un réseau d'escaliers droit

Afin de valider le modèle développé à la section 6.3, nous avons reproduit analytiquement les paramètres bande étroite et large bande. Nous avons placé l'émetteur à la position de référence par rapport à celle du récepteur positionné à l'extrémité du plan formé par la dalle reliant le bras de l'escalier droit à la porte A2100.

Suivant ces conditions, nous avons implémenté sur Matlab un algorithme prenant en entrée les relations (6.1) à (6.6). Cette partie consistera à réaliser des mesures afin de les comparer aux résultats découlant des modèles développés plus haut. Dans cet ordre d'idées, deux types de mesures ont été entrepris. Ces dernières seront exposées par la suite.

6.5.1.1 Les mesures bande étroite comparées au modèle développé

Pour cette configuration, nous avons effectué une campagne de mesures sur une distance de 3.5 m correspondant à la largeur sur laquelle s'étale le bras d'escalier droit associé à la distance entre l'émetteur et l'extrémité de la première marche. Afin de mettre en évidence la précision du modèle proposé, nous avons tour à tour comparé les résultats expérimentaux avec ceux de simulation. La figure 6.6 ci-dessous illustre le comportement du signal se propageant lorsque le récepteur est déplacé avec un pas de $\frac{\lambda}{10}$. Celle-ci représente les résultats correspondant à l'usage

de la paire d'antennes cornet-cornet.

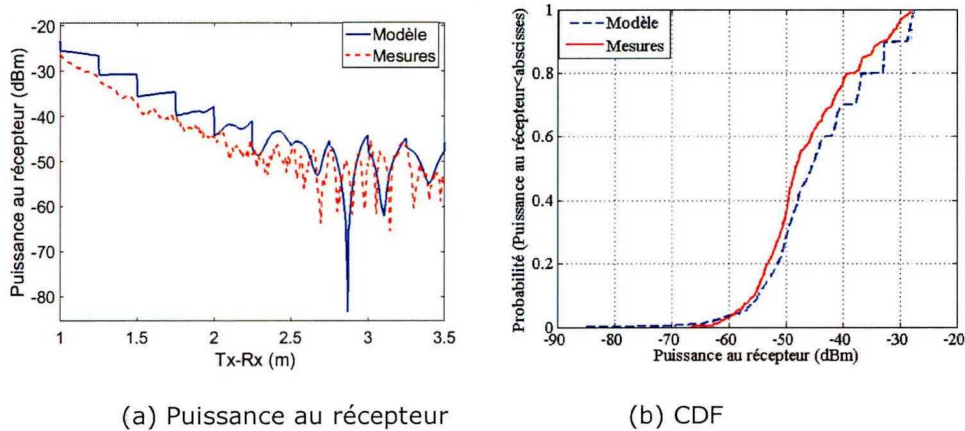


Figure 6. 6 : Comparaison de la puissance au récepteur modèle-mesures Tx-Rx : horn-horn.

De la Figure 6.6, il en ressort une concordance entre les résultats de mesures réalisées et ceux du modèle proposé. Cette concordance est confirmée par la valeur du coefficient d'inter-corrélation (corrélation croisée) $\rho_{xx} = 0,9$.

De plus, nous nous sommes servis du test de la CDF afin de mettre en évidence les propriétés statistiques des résultats expérimentaux et théoriques. De ceux-ci, il ressort une distribution de type Rice des enveloppes du signal au récepteur dû à la prédominance du trajet direct.

Les démarches du paragraphe précédent ont été reprises pour la paire d'antennes utilisée de type patch-patch dans le but de mettre en évidence les paramètres bande étroite du canal de propagation radio matérialisé par l'escalier droit faisant l'objet de notre étude. Sur la figure 6.7 ci-dessous, sont reportés les résultats de mesures et du modèle proposé. De même qu'à la Figure 6.6, il est intéressant de constater une concordance entre les mesures et le modèle développé plus haut. Cette concordance se traduit par un coefficient d'inter-corrélation (corrélation croisée) $\rho_{xx} = 0,86$. L'allure des courbes de puissance laisse présager sans ambiguïté la prépondérance accrue des trajets direct et réfléchis sur le mur latéral vis-à-vis des autres contributions de l'onde. Ce qui se traduit visuellement par une plus faible présence de variations rapides sur l'enveloppe du signal au récepteur par comparaison au cas où les antennes utilisées sont de type patch.

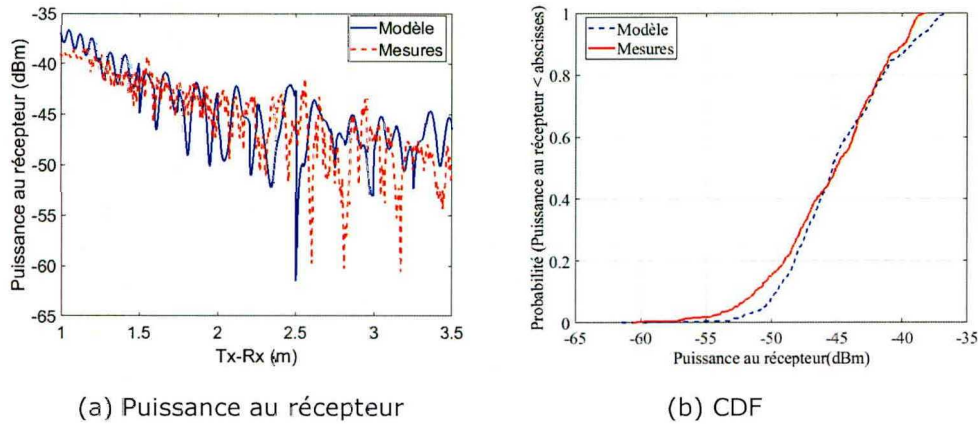


Figure 6. 7: Comparaison de la puissance au récepteur modèle-mesures, Tx-Rx : patch-patch.

Afin de mettre en évidence la concordance entre les résultats théoriques et les mesures expérimentales, nous avons eu recours à un test statistique utilisant l'approche de Kolmogorov-Smirnov. Ce qui a permis de reproduire les CDF des résultats théoriques et celles issues de mesures. Conformément aux Figures 6.6 et 6.7, nous pouvons conclure à une concordance entre les résultats théoriques et expérimentaux validant ainsi l'étude entreprise.

6.5.1.2 Mesures large bande

Les mesures large bande ont été entreprises en fixant l'émetteur à 1 m de la marche d'ordre $m=2$ tandis que le récepteur est à l'extrémité inférieure de la marche d'ordre $m=11$. Ce qui correspond à une distance $d=3.5$ m entraînant un trajet direct de longueur $L_{LOS}=4.10$ m. Dans ces conditions, nous avons déterminé la réponse fréquentielle du canal dans la bande de fréquence $Bf=[8\text{ GHz}-12\text{ GHz}]$ centrée à $f=10$ GHz. Deux configurations d'antennes émetteur-récepteur ont tour à tour été utilisées. À savoir, une paire d'antennes cornet-cornet et une paire d'antennes patch-patch. La Figure 6.8 ci-dessous représente la réponse fréquentielle du canal de propagation en utilisant tour à tour les différentes paires d'antennes mentionnées plus haut. Des réponses fréquentielles, les paramètres fondamentaux nécessaires au déploiement d'un système de communication propice pour les applications industrielles, domestiques et médicales, à l'intérieur d'un environnement donné, peuvent être déterminés. Il s'agit du profil de puissance du canal, de l'étalement des retards ainsi que de la bande de cohérence. Tous ces paramètres se déduisent de la réponse impulsionnelle qui peut également être représentée par le profil puissance-retard [21, 211, 246-248].

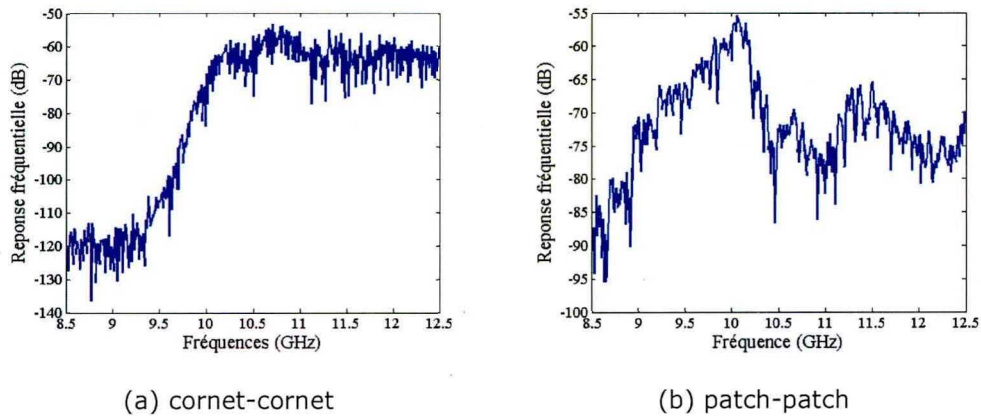


Figure 6. 8 : Réponse fréquentielle du canal dans la bande de fréquence 10 GHz (a) Antennes cornets et (b) Antennes patches

Allant des réponses fréquentielles, il a été généré les profils puissance-retard du canal par application de la transformée inverse de Fourier qui est un outil indispensable en traitement de l'information et en communication numérique [246]. Afin d'éviter les réponses impulsionnelles erronées, le système de mesures doit préalablement être calibré [227, 230]. Une alternative permettant la suppression de la phase des câbles consiste à normaliser les différentes réponses fréquentielles par une mesure faite à la position de référence $d=1m$ [21]. Lorsque ces prédispositions sont prises, les différents retards de trajets théoriques et pratiques seront en concordance.

La Figure 6.9 met en évidence les profils de puissance-retard lorsque la paire d'antennes patch-patch est utilisée.

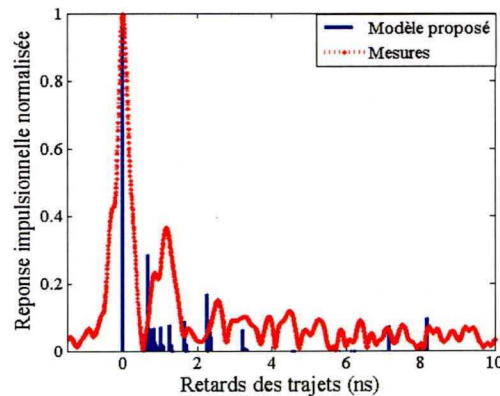


Figure 6. 9: Comparaison mesures-modèle réponse impulsionnelle du canal cas d'une paire d'antennes patches

Quant à la Figure 6.10, elle illustre la comparaison des réponses impulsionnelles théorique et pratique pour une paire d'antennes cornet-cornet utilisée.

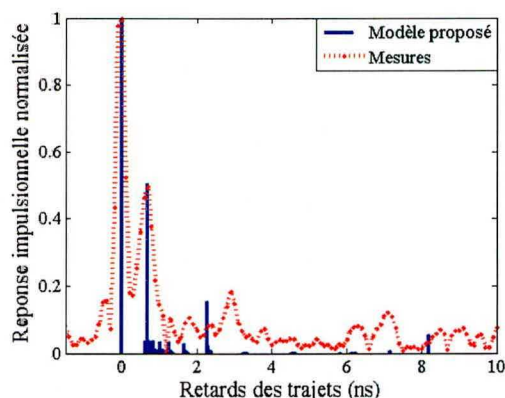


Figure 6. 10 : Comparaison mesures-modèle réponse impulsionnelle du canal cas d'une paire d'antennes cornets.

Afin de répertorier les différents trajets réalistes découlant de notre modèle développé plus haut, nous avons comparé les profils de puissances théoriques et expérimentaux. De ces derniers, il en ressort une similarité acceptable. Les Figures 6.9 et 6.10 mettent respectivement en évidence la pertinence des trajets secondaires, et ce, dépendamment de la nature des antennes utilisées. Elles permettent en outre de procéder à la validation du modèle analytique développé par comparaison des résultats théoriques et pratiques. Le temps d'arrivée du trajet dominant (étant la ligne de vue directe) est de l'ordre de 13.7 ns pour $d=3.5$ m. Les trajets diffractés sont plus significatifs lorsque la paire d'antennes utilisée est de type patch-patch. Sur les Figures 6.9 et 6.10, le temps d'arrivée du trajet direct a été fixé comme référence.

De ces courbes, nous pouvons observer l'effet des antennes sur le nombre de trajets du profil puissance-retard. Ce qui permettra de déterminer d'autres paramètres large bande du canal, à savoir, l'étalement des retards qui correspond au moment statistique d'ordre 2 du profil puissance-retard, la bande de cohérence et le facteur K. Pour les deux configurations des antennes émettrices et réceptrices, nous avons reproduit le Tableau 6.2 ci-dessous faisant mention des valeurs des paramètres fondamentaux théoriques et pratiques du canal. De ceux-ci, la caractérisation large bande du canal de propagation tenant compte des différentes paires d'antennes utilisées est établie.

Si nous nous fixons pour seuil de référence -20dB, alors nous constatons pour

les deux cas d'études un nombre considérable de composants multitrajets lorsque l'antenne patch est utilisée. Cependant, la puissance totale associée aux trajets secondaires est moindre par rapport à celle du trajet direct dans la configuration utilisant des antennes patchs comparée au cas de figure où une paire d'antenne cornet est utilisée. Ce qui se justifie par les valeurs des facteurs K théoriques et pratiques répertoriées au Tableau 6.2.

Tableau 6. 2 : Paramètres large bande et bande étroite théorique et pratique

Type d'antennes	Cornet-Cornet		Patch-Patch	
	Théorique	Pratique	Théorique	Pratique
Étalement des retards	0.7 ns	0.68 ns	0.89 ns	0,94 ns
Facteur K	4.3	4.36	7,07	8,3
Bande de cohérence	285.71 MHz	294.12 MHz	224,71 MHz	212.76 MHz
Exposant des pertes de trajet	3.9	4.2	3.3	2,9
Bande de fréquence	8GHz-12 GHz	8GHz-12 GHz	8 GHz-12 GHz	8 GHz-12 GHz

Cette observation faite sur les valeurs prises par le facteur K lorsque chacune des paires d'antennes est utilisée va à l'encontre du comportement observé dans d'autres environnements tels que les couloirs, les maisons, les salles de spectacle pour n'en citer que ceux-là. Ce qui peut s'expliquer comme conséquence de la perte d'alignement de l'émetteur et du récepteur lorsque ce dernier descend les marches. De telles observations laissent entrevoir l'utilisation de chacune des paires d'antennes pour des applications tels que les transmissions point à point nécessitant la ligne de vue directe et les transmissions en non-visibilité directe dans les circonstances pour lesquelles le trajet direct est inexistant. Ceci se justifiant par le fait que les multitrajets sont exploités afin d'acheminer l'information de l'émetteur au récepteur.

Après avoir présenté les résultats bande étroite et large bande sur un fragment du bloc d'escalier de type droit, nous allons par la suite nous intéresser au cas d'une association de deux escaliers droits en forme de V faisant partir d'un ensemble de deux blocs d'escaliers demi-tournants situés face à face comme l'indique la Figure 6.1 (b).

6.5.2 Validation du modèle de propagation pour un réseau de deux escaliers droits en forme de V

6.5.2.1 Cas de réponse bande étroite

Nous avons également entrepris la modélisation bande étroite du canal de propagation au sein d'un environnement de propagation incorporant un ensemble de deux escaliers droits interconnectés par une dalle de dimension 2.4 m X 2.7 m. De ce modèle, nous avons pu grâce au tracé du graphe représentant la puissance au récepteur en fonction de la distance séparatrice émetteur-récepteur (lorsque le récepteur étant en mouvement tandis que l'émetteur restant fixe) mettre en évidence les évanouissements à petite et à grande échelle comme l'indique la figure 6.11 ci-dessous.

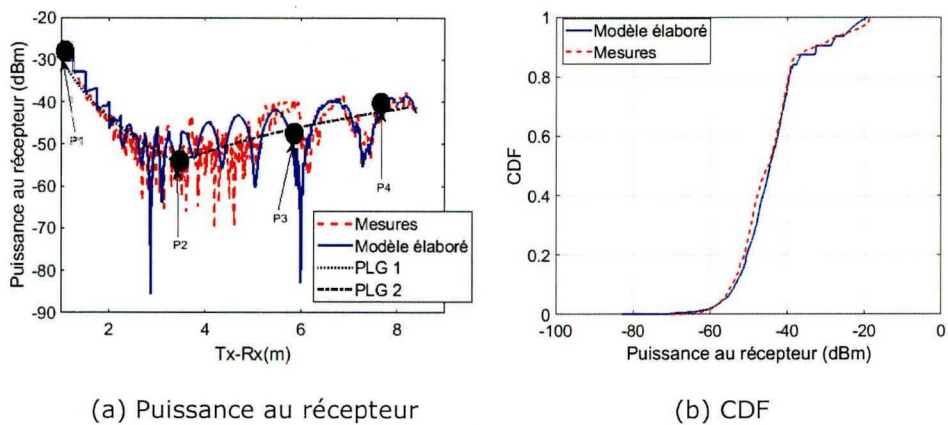


Figure 6. 11 : Pertes de trajets en fonction de d , cas des antennes cornets à $f = 10GHz$.

De la Figure 6.11, il en ressort une assez bonne concordance entre le modèle mathématique développé sur Matlab et les mesures expérimentales réalisées.

La Figure 6.12 ci-dessous permet de conclure davantage sur la fiabilité de la méthode utilisée tout au long de notre démarche.

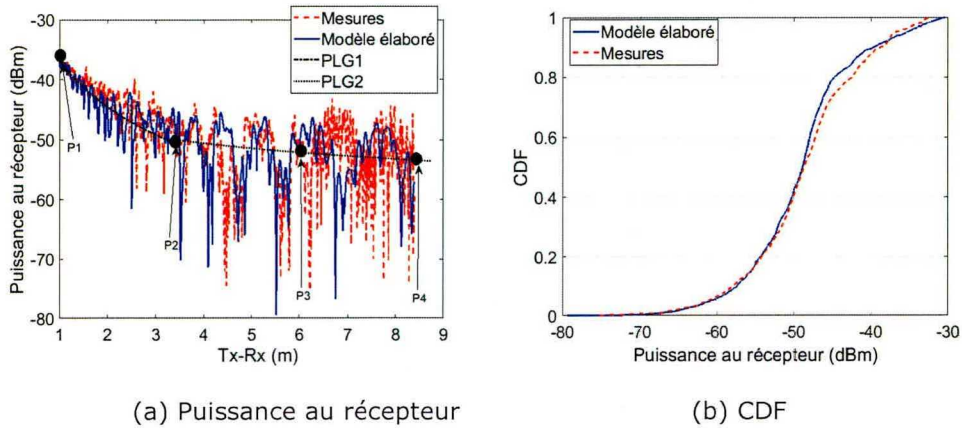


Figure 6.12 : Pertes de trajets en fonction de d , cas des antennes patches à $f = 10GHz$.

Sur les Figures 6.11 et 6.12, l'évolution de la puissance moyenne lorsque Rx se déplace a été représentée en s'appuyant sur un modèle empirique deux pentes. Ce modèle met en évidence deux phases de comportement global des variations de la puissance quel que soit la paire d'antennes utilisée. Les paramètres du modèle empirique sont déterminés en procédant par une approche de régression linéaire basée sur la méthode de minimisation de l'erreur moyenne quadratique entre les résultats de mesure et ceux du modèle des pertes en espace libre [26]. Pour le cas où la paire d'antennes cornets est utilisée, suite au fait que les antennes deviennent non alignées lorsque le récepteur se déplace dans la zone 1 (correspondant à la région délimitée par P1 et P2) indiquée sur la figure 6.4 (a), le gradient des pertes de trajet vaut $n_1=4.6$ très proche de celui observé pour des configurations NLOS. Par contre, dans les zones 2 et 3 (équivalent à la région comprise entre P2 et P4), compte tenu de l'augmentation du gain des antennes suite à un réalignement progressif entre Tx et Rx, nous assistons à un changement de sens de variation du modèle matérialisé par un gradient négatif valant $n_2=-3.4$. Ceci se justifie par le fait que les antennes quittes d'un état non aligné vers un alignement parfait et par conséquent une augmentation de puissance en réception. Pour ce qui est de la paire d'antennes patches, suite au fait que leur angle d'ouverture à 3dB soit voisine de 90° , la perte d'alignement lorsque RX est en mouvement affecte très peu les paramètres du canal et pour le modèle à deux pentes, les gradients valent respectivement $n_1=2.2$ et $n_2=0.36$.

6.5.2.2 Cas de réponse large bande

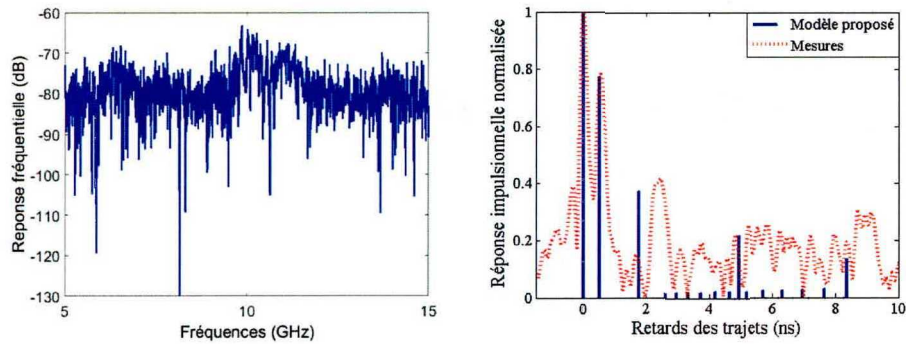
Les mesures large bande ont également été entreprises. Ceci a consisté à déterminer la réponse fréquentielle S_{21} du canal lorsque le récepteur est cette fois-ci situé à 7.9 m de la position de l'émetteur. Toutefois, la complexité de l'environnement nécessite de disposer d'un matériel de très haute précision afin de mener une bonne campagne de mesure. Il a été (compte tenu de la configuration de l'environnement de mesure) constaté que la réponse fréquentielle était un signal assez perturbé par le bruit émanant de l'appareillage associé à la qualité des câbles coaxiaux utilisés. À l'aide du PA et du LNA, l'effet de bruit dû aux câbles, couplé de la complexité à laquelle nous avons fait face tout au long du déploiement du dispositif de mesure, a été atténué. De plus, ayant eu à normaliser la réponse fréquentielle à l'aide d'un signal de référence, le temps d'arrivée du trajet direct s'est avéré très proche des prévisions théoriques. Ce qui est illustré à la Figure 6.13, faisant ressortir les différents trajets possibles permettant la transmission de l'information au sein du canal correspondant à la cage d'escalier en V lorsque les paires d'antennes de type cornet-cornet et patch-patch sont tour à tour utilisées.

De la Figure 6.13, par analogie à la sous-section 6.5.1.2, les paramètres caractéristiques du canal sont déterminés analytiquement puis validés par comparaison aux campagnes de mesures. Le Tableau 6.3 ci-dessous récapitule ces paramètres.

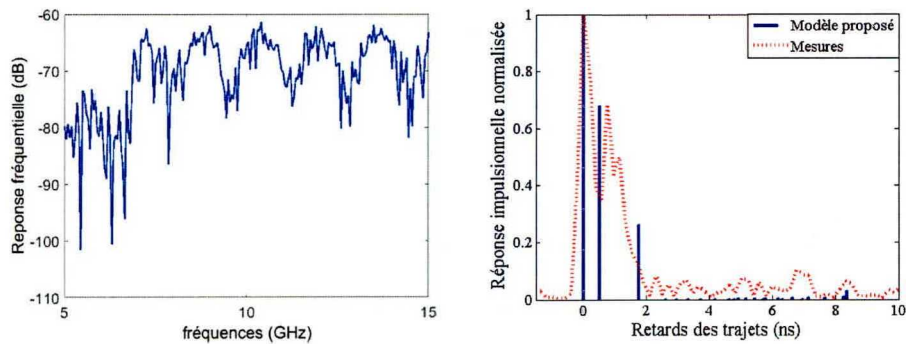
Tableau 6.3 : Paramètres large bande théorique et pratique

Type d'antennes	Cornet-Cornet		Patch-Patch	
	Théorique	Pratique	Théorique	Pratique
Étalement des retards	0.57 ns	0.69 ns	1.89 ns	2,04 ns
Facteur K	1.90	1.40	0,93	0,51
Bande de cohérence	351 MHz	290 MHz	105,8 MHz	98 MHz
Bande de fréquence	8GHz-12 GHz	8GHz-12 GHz	8 GHz-12 GHz	8 GHz-12 GHz

Du Tableau 6.3, nous pouvons constater une légère différence entre les résultats théoriques et pratique s'expliquant par les approximations faites lors de la mise sur pied du modèle proposé.



(a) Patch-patch



(b) Cornet-cornet

Figure 6.13 : Réponse impulsionnelle du canal à échelle normale pour $f = 10\text{GHz}$ et $d = 7.9\text{ m}$.

6.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé différentes campagnes de mesures dans le but de valider les résultats obtenus des différents modèles de propagation mis sur pied. Pour divers scénarios, il a été observé une concordance satisfaisante entre mesures et prévisions théoriques. Cette concordance est corroborée aux tableaux 6.2 et 6.3, pour lesquels les paramètres du canal issus du modèle et ceux découlant des mesures sont du même ordre de grandeur. De telles observations nous ont permis de conclure quant à la fiabilité des approches adoptées dans le processus de modélisation élaboré tout au long de ce chapitre. Ce qui permettra à moyen terme d'envisager une perspective réaliste de planification de la mise au point des modèles de propagation susceptibles de prédire de manière acceptable le comportement des ondes électromagnétiques au sein desdits environnements.

CHAPITRE 7

CONCLUSION GÉNÉRALE

Cette thèse repose sur la nécessité de mettre sur pied un modèle capable de prédire le comportement d'une onde transmise en environnement confiné présentant des irrégularités périodiques. Les paramètres larges bandes et bande étroite de trois principaux environnements sont déterminés et une étude comparative avec la caractérisation expérimentale est entreprise dans le but de valider les modèles développés. L'approche de modélisation utilisée basée sur l'optique géométrique associée à la théorie uniforme de la diffraction présente des avantages comparés aux méthodes rigoureuses et empiriques. D'autre part, l'étude tient compte des diffractions sur des surfaces à jonctions anguleuses ainsi que sur les formes présentant un rayon de courbure fini. Elle permet de faire un compromis entre temps de simulation et précision. Un tel travail pourra être exploité par les équipes s'activant au déploiement des nouveaux standards de communication dans des centres commerciaux, des hôpitaux ainsi que des entrepôts et édifices industriels lotis de surfaces présentant des irrégularités sujettes à perturber la transmission de l'information en leur sein.

Les principales contributions de ce travail sont présentées à la section 7.1, la comparaison de nos résultats à ceux s'apparentant dans la littérature est entreprise à la section 7.2 tandis que les perspectives de recherche seront énumérées à la section 7.3.

7.1 Contributions

Nous avons entamé l'étude par une brève revue de la littérature portant sur la modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques en environnements confinés. Quatre différents modèles ont été mis sur pied. Le premier, correspond à la modélisation 3D de la propagation en environnement indoor représentant un couloir à surfaces réfléchissantes lisses, qui est bien connu, a servi de référence aux trois autres ayant fait l'objet de cette thèse. Afin d'implémenter ce modèle de propagation, nous nous sommes basés sur le formalisme de l'OG associé aux notions de géométrie analytique, ce qui a notamment facilité le développement d'un code Matlab capable de générer les différents paramètres du canal de propagation.

Ensuite, nous avons étendu l'étude au cas de tunnels à surfaces latérales dotées de rugosités périodiques. Pour ce type de rugosités, deux principales formes de profils ont été considérées : à savoir le cas où le profil rugueux est constitué d'éléments ayant une forme pyramidale triangulaire chacun (rez-de-chaussée plus précisément dans la zone de casiers pour étudiants) et le cas de figure où le profil rugueux est constitué d'un ensemble d'éléments identiques de forme semi-cylindrique (couloir desservant le laboratoire de télécommunications sans fils et la salle des opérations). Dépendamment du type de rugosité considéré, un modèle a été mis sur pied avec comme objectif la prédiction du comportement d'une onde se propageant au sein dudit tunnel. S'agissant du dernier scénario, il a porté sur le développement d'un modèle de propagation en cage d'escalier.

Pour chacun des modèles développés, nous avons eu recours à l'approche expérimentale dans le but de les valider. Les deux bandes de fréquences choisies ont été la bande X et la bande V, suite aux intérêts que celles-ci suscitent dans le domaine de la communication sans fil (La bande X étant très prisée pour les systèmes de détection, de positionnement et de surveillance par alarmes à puce RFID tandis que la bande V est appropriée pour les transmissions point à point ainsi que pour les couvertures d'environnements confinés à taille restreinte ne nécessitant pas de support de transmission à grande portée.) associé aux contraintes imposées par l'appareillage de mesure en notre possession. Plusieurs scénarios tenant compte de la nature d'antennes utilisées ont été envisagés lors des diverses campagnes de mesures menées. Desdits scénarios, des comparaisons entre les mesures et la modélisation ont été effectuées et les résultats ont laissé présager un net agrément entre ces derniers. En outre, plus nous avançons dans les procédures de modélisation, plus nous observons une réduction du temps mis suite à l'expérience acquise lors de l'étude des environnements antérieurs tel que décrit en Annexe C.4 et au Tableau C.1.

À la section suivante, un commentaire portant sur la comparaison des résultats issus des différents modèles développés et les campagnes de mesures s'y rapportant sera élaboré. De plus, la fiabilité de l'étude entreprise tout au long de ce travail sera mise à l'épreuve par une comparaison avec les résultats observés dans l'état de l'art portant sur les communications sans fils en milieux complexes proches de ceux mentionnés dans cette thèse.

7.2 Synthèse des résultats et comparaison à l'état de l'art

Des trois environnements faisant l'objet de cette thèse, les paramètres fondamentaux du canal ont été extraits. Ces derniers ont été validés en procédant à une comparaison entre l'approche analytique et expérimentale.

Le Tableau 7.1 ci-dessous récapitule les écarts entre mesures et modèles pour les différents scénarios ayant fait l'objet de cette thèse.

Tableau 7.1 : récapitulatifs des résultats de la thèse

Scénarios	Mesures large bande	Modèle large bande	Mesures bande étroite	Modèle bande étroite	Erreur modèle Vs mesures
Tunnel rectiligne conventionnel	$\sigma_{\tau} = 0.25 \text{ ns}$	$\sigma_{\tau} = 0.14 \text{ ns}$	$\overline{P}_{L_{hh}} = -40.7 \text{ dB}$ $\overline{P}_{L_{pp}} = -65.9 \text{ dB}$	$\overline{P}_{L_{hh}} = -40 \text{ dB}$ $\overline{P}_{L_{pp}} = -65 \text{ dB}$	$\Delta P_{hh} = 0.60 \text{ dBm}$ $\Delta P_{pp} = 0.64 \text{ dBm}$
Corridor doté de casiers métalliques à profil périodique	$\sigma_{\tau} = 0.21 \text{ ns}$	$\sigma_{\tau} = 1.48 \text{ ns}$	$\overline{P}_{L_{hh}} = -35.8 \text{ dB}$ $\overline{P}_{L_{pp}} = -51.9 \text{ dB}$	$\overline{P}_{L_{hh}} = -35 \text{ dB}$ $\overline{P}_{L_{pp}} = -50 \text{ dB}$	$\Delta P_{hh} = 0.65 \text{ dBm}$ $\Delta P_{pp} = 3.25 \text{ dBm}$
Corridor doté de rugosité à profil semi-cylindrique	$\sigma_{\tau} = 0.27 \text{ ns}$	$\sigma_{\tau} = 0.47 \text{ ns}$	$\overline{P}_{L_{hh}} = -35.8 \text{ dB}$ $\overline{P}_{L_{pp}} = -51.9 \text{ dB}$	$\overline{P}_{L_{hh}} = -35 \text{ dB}$ $\overline{P}_{L_{pp}} = -50 \text{ dB}$	$\Delta P_{hh} = 0.12 \text{ dBm}$ $\Delta P_{pp} = 3.21 \text{ dBm}$
Cage d'escalier en V	$\sigma_{\tau} = 0.68 \text{ ns}$ $B_C = 294.1 \text{ MHz}$	$\sigma_{\tau} = 0.70 \text{ ns}$ $B_C = 285 \text{ MHz}$	$\overline{P}_{L_{hh}} = -44.5 \text{ dB}$ $\overline{P}_{L_{pp}} = -66 \text{ dB}$	$\overline{P}_{L_{hh}} = -44 \text{ dB}$ $\overline{P}_{L_{pp}} = -65 \text{ dB}$	$\Delta P_{hh} = 0.122 \text{ dBm}$ $\Delta P_{pp} = 0.123 \text{ dBm}$

Tenant compte des différents paramètres indiqués au tableau 7.1, la nature des canaux étudiés point de vue dispersivité est mise en évidence. Étant donné les faibles valeurs de dispersion des retards (σ_{τ}) de chacun des canaux, il en ressort que l'environnement de propagation est peu dispersif. Ce qui signifie que les supports de transmission utilisés laissent présager un nombre insignifiant de diffuseurs. Ces résultats sont en concordance avec ceux des travaux disponibles dans la littérature pour des bandes de fréquences du même ordre de grandeur.

Le Tableau 7.2 ci-dessous présente un bref récapitulatif des résultats faisant état de l'étude de la propagation radio en environnement spécifique s'apparentant aux différents scénarios ayant fait l'objet de cette thèse.

Tableau 7. 2 : Tableau comparatif de nos résultats de recherche avec l'état de l'art

Auteurs	Environnement	Bande de fréquence	Approches	$B_c/\sigma_r/K$	n	Mesures vs modèle $\varepsilon/\sigma_{MMSE}$
Qi wang [22]	Corridor conventionnel (35 m x 1.9 m x 2.7 m)	Ku (15 GHz)	Déterministe et semi-empiriques	5dB<K<10 dB	1.93	$\Delta P = 1.2 \text{ dB}$ $\sigma_{MMSE} = 2.23 \text{ dB}$
D. Didascalou [89]	Tunnels souterrains, environnement externe, véhicules	900 MHz 1800 MHz	Méthode de TR améliorée par la RDN	-	-	$\Delta P < 2.3 \text{ dB}$ $\sigma_{MMSE} < 4.9 \text{ dB}$
S. Deng [24]	Bureau typique	28GHz(Ka) 72 GHz(V)	-	-	LOS $n < 2$; NLOS $n=0.5$ $n=0.8$	-
Ängskog [147]	Environnement industriel	0.3 GHz-3 GHz	Proposition d'un dispositif de mesures portant sur des techniques asynchrones	-	-	-
X. Zhang [190]	Environnements Ferroviaires (tunnels, tunnels doubles stations de rails)	900 MHz 2430 MHz	Mesures et modèle hybride combinant TR et EPV	-	$n=14.5$ dB/km	$\Delta P = 2.4 \text{ dB}$
Chan-Ping [130]	Salle dotée de rangée de chaises sous forme matricielle	2.4 GHz	Méthode rigoureuse basée sur la décomposition multimode	$8.2 < K(\text{dB}) < 11.3$	-	$\sigma_{MMSE} = 8.6 \text{ dB}$
Xu [83]	Indoor	60 GHz	Mesures associées au modèle empirique	$\sigma_r \in [7.7; 63]$	$n < 2$	-
Geng [15]	Divers corridors en LOS en NLOS 2.1m x 2.4 m	60 GHz	Mesures, RT et modèle empirique	$\sigma_r \in [3; 80]$	-	-

Lim [243]	Cage d'escalier tournant	2.4 et 5.4 GHz	Mesures et modèle empirique bande étroite	-	à 2.4 GHz $n < 6$ À 5.8 GHz $n < 7$	
Abdul Aziz [240]	Cage d'escalier à paliers multiples	900 MHz et 1800 MHz	Modélisation empirique des pertes de trajet	-	Palier 1 $n < 4$ Palier 2 $n < 6$	-
H. Wang[86]	Salle de conférence Salon et bureau compartimenté	45 GHz	Modèle basée sur le tracé de rayon associé à l'approche empirique	$4.1 < K(\text{dB}) < 5.3$	$-0.1 < n < 2.4$	-
Ben Mabrouk [110]	Gallérie minière souterraine	2.4 GHz 3-10 GHz 60 GHz	Modélisation empirique associée aux mesures	$0.11 < \sigma_r < 11.3$	$1.22 < n < 1.5$	-
Ghaddar [87]	Salle de conférence vide Corridor conventionnel 24.6 m x 1.8 m X2.43 m en visibilité et jonction de deux corridors en T	60 GHz 59.6-60.6 GHz	TR combinée à la TUD	$246 < B_c < 492 \text{ MHz}$ $\sigma_r = 9.61 \text{ (LOS)}$ et $11.85 < \sigma_r < 17.75$	$n < 2$	-
Cette thèse	Environnement abritant les casiers	10 GHz 60 GHz Bandes X et V	TR associé à un modèle empirique plus mesures	$0 < \sigma_r < 5$ $2 < K(\text{dB}) < 30$	$n \leq 2$	$\sigma_{\text{MMSE}} < 8$ $\Delta P < 3.5 \text{ dB}$

Cette thèse	Corridor doté de rugosité sémi-cylindrique à rayon $r=8\text{cm}$	10 GHz 60 GHz Bandes X et V	TR associé à un modèle empirique plus mesures	$0 < \sigma_{\tau} < 4.2$ $0.2 < K(\text{dB}) < 27$	$1.6 \leq n \leq 2.2$	$\sigma_{MMSE} < 4$ $\rho = 0.9$ $MMSE = 4.8$
Cette thèse	Cage d'escalier en V	Bande X centrée à 10 GHz	TR associé à un modèle empirique plus mesures	$0.5 < \sigma_{\tau} < 2.1$ $2.7 < K(\text{dB}) < 8.4$	Approximé par model à deux pentes $n_{hh1} = 4.6$ $n_{hh2} = -3.4$	$\rho > 0.75$ $\Delta P < 0.13 \text{ dB}$
Rapport [67]	Divers type d'immeubles	$0.9 < f < 1.9$	Mesures	$10 < \sigma_{\tau} < 1470$	$1.6 < n < 3.3$	-
S. Reynaud [160]	Environnement parallélépipédique $4\text{m} \times 4\text{m} \times 2.5\text{m}$		Tracé de rayons Hybride UTD/FDTD FDTD			
J. Chuang [127]	Cabine d'avion	$3.1 < f < 10.6$ UWB	S-V model Modèle statistique	$3 < \sigma_{\tau} < 29$	$1.7 < n < 2.6$ $1.7 < n < 2.6$	
T.-S. Wang [46]	Tunnel routier à section courbe	900 MHz (GSM)				$Me = 1.3\text{dB}$ $\sigma_{MMSE} = 7.1 \text{ dB}$
[53] E. Masson	Tunnels rectangulaires et circulaire rectilignes courbes	2.4 GHz et 5.8 GHz bande UWB	Lancer de rayon optimisé			$Me < 5.35 \text{ dB}$ $\sigma_{MMSE} \leq 6.86 \text{ dB}$

Du Tableau 7.2, il en ressort une nette convergence de nos résultats théoriques et pratiques point de vue qualitatif et quantitatif par comparaison à l'état de l'art. Ce

qui justifie la précision de notre approche d'analyse et de modélisation pour les différents environnements soumis à notre étude. En outre, pour des structures dotées de surfaces rugueuses point de vue physique et électromagnétique, la méthode proposée repose sur des approches empiriques basées sur des campagnes de mesures nécessitant beaucoup de temps. L'originalité de notre approche est son fondement mathématique s'appuyant sur les formulations de l'optique géométrique et permettant l'implémentation d'outils efficaces pour la mise au point des bilans de liaison précédant le déploiement des systèmes de communication en environnement complexe.

Ayant récapitulé les résultats des différents paramètres clefs d'environnements faisant l'objet de cette thèse puis comparé ceux-ci aux travaux mentionnés dans la littérature, nous allons par la suite faire part des perspectives de recherche à la section 7.3.

7.3 Perspectives de recherche

7.3.1 Propagation dans un amphithéâtre

Nous pourrions également entreprendre l'étude de la propagation au sein d'un amphithéâtre. Cet environnement présente une structure périodique sur lequel le phénomène de diffraction peut être modélisé. S'inspirant des techniques des chapitres 4 et 6, il serait possible de mettre sur pied un modèle de prédiction de la propagation au sein d'un tel environnement décrit par la Figure 7.1.



Figure 7. 1 : Vue d'ensemble de l'intérieur d'un amphithéâtre

Le développement d'un modèle approprié à un tel environnement pourra avoir des répercussions positives sur le réglage de la sonorisation par le choix des dispositifs bien adaptés pour une transmission optimale.

7.3.2 Propagation dans un corridor à surfaces planes constituées de matériaux de propriétés différentes

Dans la même lancée qu'à la section 5.3.1, nous avons effectué une campagne de mesures au sein du corridor jonchant les locaux A2102 à A2110 en face du service de technologie de l'information de l'université du Québec en Outaouais. L'environnement de propagation est présenté ci-dessous :



Figure 7. 2 : Mesures des paramètres de propagation dans un couloir doté de matériaux inhomogènes.

L'étude de la propagation dans un corridor à surface régulière homogène est bien connue dans la littérature. Cependant, très peu de travaux font état de l'effet des surfaces composites sur la propagation de l'onde entre un émetteur et un récepteur au sein du canal de propagation décrit par la Figure 7.2. En guise de perspectives de recherche, nous nous investirons à la modélisation des phénomènes de propagation dans un tel milieu. Entre autres, l'effet de la présence humaine sera aussi pris en considération.

7.3.3 Propagation dans un environnement à surfaces latérales rugueuses en forme de créneaux réguliers

Plusieurs autres environnements dotés de formes rugueuses périodiques existent dans la nature. En s'inspirant de notre modèle proposé pour les formes diédriques et semi-circulaires, il pourrait être envisageable de mettre sur pied un modèle pour des formes périodiques ondulées ou en créneaux.

À cet effet, nous pourrions nous intéresser pour des travaux futurs aux surfaces recouvertes de formes en créneaux réguliers telles que celles indiquées aux Figures 7.3 et 7.4 ci-dessous :

- Le cas où toutes les parois latérales de la pièce sont recouvertes de rugosités.



Figure 7.3 : Mesures des paramètres de propagation dans une salle à parois latérales recouvertes de rugosités en forme de créneaux réguliers.

- Le cas où une seule des parois latérales de la pièce est recouverte de rugosités.



Figure 7.4 : Mesures des paramètres de propagation dans une pièce à parois latérales partiellement recouvertes de rugosités en forme de créneaux réguliers.

En guise de travaux futurs, nous envisagerons de mettre sur pied un modèle de propagation capable de décrire et prédire le comportement de l'onde dans un tel milieu de propagation.

7.3.4 Propagation sur un escalier tournant

Le chapitre 6 a porté sur un escalier en V formé de plusieurs jonctions

d'escaliers droits. Le modèle développé pour ce chapitre se restreint à la famille d'escaliers droits. En guise de perspectives de recherche, un intérêt particulier sera porté aux escaliers tournants et demi tournants. Ce qui pourra nous conduire à modéliser l'escalier tournant proposé à la Figure 7.5 ci-dessous.

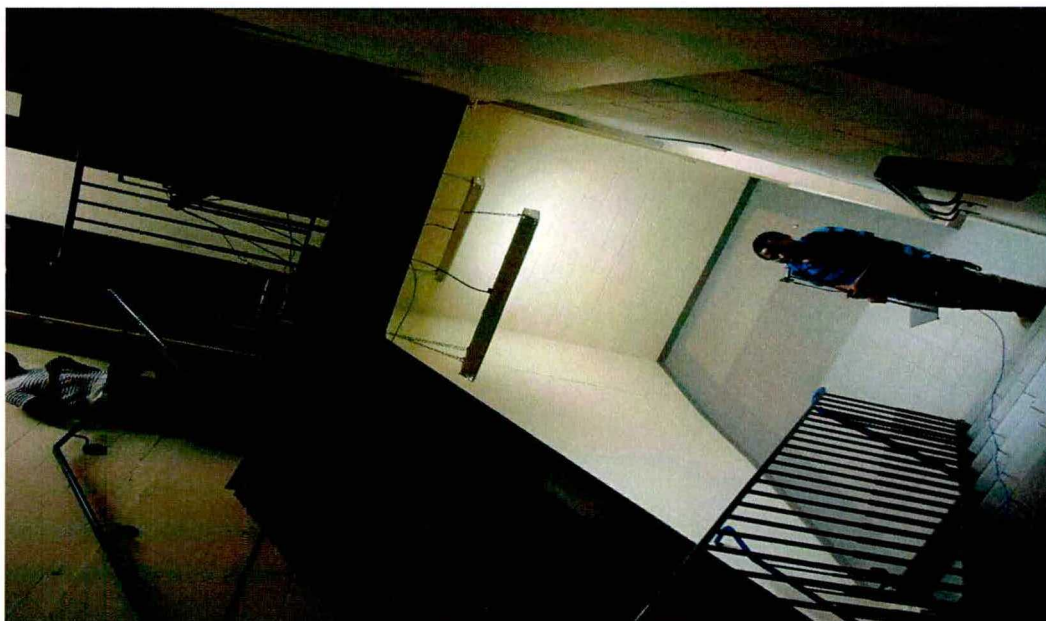


Figure 7. 5 : Mesures des paramètres de propagation au voisinage d'un escalier tournant.

7.4 Propagation en environnement minier souterrain

Un autre domaine où la connaissance du comportement précis de l'information susceptible d'être acheminée afin d'assurer la sécurité des personnes et accroître le rendement de la productivité est le secteur minier. Pour ce secteur les études sont généralement restreintes aux campagnes de mesures couteuses et nécessitant beaucoup de temps. De ces dernières, des modèles empiriques sont généralement déduits. Cependant, ils sont limités à l'environnement dans lequel les mesures ont été effectuées. En guise de perspectives, nous pourrions adapter les modèles développés pour des rugosités périodiques aux environnements miniers présentant des profils rugueux aléatoires. Ceci nécessitera une bonne cartographie des parois de la mine et l'extraction des coefficients de diffusion permettra d'adapter de tels modèles à d'autres environnements miniers. La figure 7.6 ci-dessous matérialise une galerie minière.



Figure 7. 6 : Bras d'une galerie minière de la mine CANMET

Un tel travail peut être exploité pour la mise au point d'outils de prédiction de la propagation sans fil et bénéfique à plusieurs domaines d'applications. À titre d'exemple, il peut permettre d'améliorer la transmission point à point, favoriser la fluidité des communications dans des tunnels de stations de métro, faciliter les opérations de localisation et de détection durant des catastrophes et situations à haut risque en environnement minier confiné. Afin de rendre les modèles développés tout au long de ce travail plus généralisés, nous allons envisager le recours à une approche générique basée sur une collecte automatisée des paramètres géométriques des environnements à modélisées. Par la suite, en se basant sur des techniques d'apprentissage basées sur les réseaux de neurone, la recherche des différents trajets mettant en évidence les mécanismes de propagation étudiés dans cette thèse sera entreprise. Ceci permettra de s'affranchir des calculs fastidieux présentés en Annexe B et gagner considérablement en temps d'implémentation.

ANNEXES

Annexe A Intégrales impropres utilisées durant la réalisation du travail

A.1 L'intégrale de Fresnel

L'intégrale de Fresnel se définit comme suit :

$$F(x) = 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau \quad (\text{A.1})$$

Cette fonction est d'une importance capitale dans le domaine de l'optique. Elle est dérivée des fonctions cosinus et sinus de Fresnel ayant pour définition [179] :

$$C(x) = \int_0^x \cos \frac{\pi}{2} \tau^2 d\tau \quad (\text{A.2})$$

$$S(x) = \int_0^x \sin \frac{\pi}{2} \tau^2 d\tau \quad (\text{A.3})$$

$$C(x) - jS(x) = \int_0^x e^{-j\left(\frac{\pi}{2}\right)\tau^2} d\tau \quad (\text{A.4})$$

$F(\cdot)$ est utilisée dans la résolution des problèmes portant sur la diffraction par des coins et des surfaces courbes reposant sur la TUD pour le calcul des coefficients de diffraction dans la zone de transition.

Afin d'évaluer l'intégrale de Fresnel pour les valeurs de X , trois approximations sont envisageables :

- Le cas où $X \ll 1$

Pour cette condition,

$$F(x) = \left[\sqrt{\pi x} - 2x e^{j\pi/4} - (2/3)x^2 e^{-j\pi/4} \right] e^{j\pi/4} e^{jx} \quad (\text{A.5})$$

- Lorsque $X \gg 1$

Pour ce cas de figure,

$$F(x) \approx 1 + \frac{j}{2x} - \frac{3}{4x^2} - \frac{j15}{8x^3} + \frac{75}{16x^4} \quad (\text{A.6})$$

- Lorsque les valeurs de X sont modérées

Pour ce cas de figure, $F(\cdot)$ s'obtient par application de la formule d'interpolation linéaire suivante :

$$F(x) \approx F(x_i) + \frac{[F(x_{i+1}) - F(x_i)]}{(x_{i+1} - x_i)}(x - x_i) \quad (\text{A.7})$$

Dans [179], une table de valeurs numérique permettant de procéder à une interpolation de $F(\cdot)$ dans l'intervalle $0.3 \leq x \leq 5.5$ est proposée. De cette table couplée aux relations (A.5) à (A.7), l'allure de la fonction de Fresnel est déduite.

A.2 Les intégrales de Pékéris

La fonction de Pekeris fut mise au point par James Pekeris. Cette fonction a permis la mise au point d'approche asymptotique permettant l'estimation en champ lointain du champ réfléchi par une surface courbe.

Son application est valide pour la condition :

$$\lambda < a(\rho) \quad (\text{A.8})$$

où λ représente la longueur d'onde du signal interagissant avec la surface et $a(\rho)$ le rayon de courbure de la surface.

Les fonctions de Pekeris se définissent à partir des fonctions d'Airy qui se définissent sous forme d'intégrales impropres complexes comme suit :

$$A_i(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j(t^3/(3+xt))} dt \quad (\text{A.9})$$

et

$$A'(t) = \frac{dA_i(t)}{dt} \quad (\text{A.10})$$

En exploitant (A.9) et (A.10), les fonctions de Pekeris pour les polarisations verticale et horizontale s'obtiennent comme suit :

$$\hat{p}(x) = \int_{\Gamma} \frac{A_i(t)}{W_1(t)} \exp(-jxt) dt \quad (\text{A.11})$$

et

$$\hat{q}(x) = \int_{\Gamma} \frac{A'_i(t)}{W'_1(t)} \exp(-jxt) dt \quad (\text{A.12})$$

Dans (A.11) et (A.12), Γ correspond au contour sur lequel l'intégrale est évaluée; $w_1(t)$ et $w'_1(t)$ sont respectivement la fonction de Fock-Airy et sa dérivée. Pour plus de détails sur ces fonctions, se référer à [43, 178-180]

A.3 Les intégrales de Fock

Les fonctions de Fock servent à exprimer le champ rayonné par une source en présence d'une surface lisse.

Il existe trois types de fonctions de Fock :

- La fonction de Nicholson ou fonction de couplage (appropriée aux scénarios pour lesquels les points source et observation sont situés sur la surface réfléchissante),
- La fonction de Fock ou fonction de radiation (correspondant au scénario mettant en œuvre l'un des deux points source et observation situé à l'infini tandis que le second est localisé sur la surface réfléchissante),
- Et la fonction de Pekeris ou fonction de coefficient de réflexion (correspondant aux cas de figure pour lesquels la source et l'observation sont à une position optique infinie de la surface réfléchissante. C'est cette situation qui a été exploitée tout au long du chapitre 5).

L'intégration des fonctions résiduelles de Fock est réalisée en exploitant la méthode de la phase stationnaire puis en remplaçant dans l'intégrale les fonctions d'Airy par leurs développements limités.

Ces fonctions s'expriment comme suit :

$$\tilde{p} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{v(\tau)}{w_2(\tau)} e^{-jx\tau} d\tau \quad (\text{A.13})$$

et

$$\tilde{q} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{v'(\tau)}{w'_2(\tau)} e^{-jx\tau} d\tau \quad (\text{A.14})$$

Notons tout de même que les fonctions de Fock peuvent être déduites de (A.11) et (A.12) en adjoignant le terme $\frac{1}{2x\sqrt{\pi}}$, ce qui aura pour effet de corriger la discontinuité

du champ au voisinage de la zone $x=0$, comme le montre les figures 3.28 du chapitre 3.

Annexe B Paramètres géométriques pour le modèle de cages d'escaliers

B.1 Différents paramètres à prendre en compte lors de la modélisation d'un escalier droit

Le modèle développé aux sections 6.3.1 et 6.3.3 repose sur la détermination des paramètres issus de la géométrie analytique combinée à l'otique. Afin de procéder de manière méthodique, nous exprimerons les différences de marches des trajets subissant un nombre de $p \leq 2$ diffractions maximales sur les marches d'escalier.

De ce fait, les principaux trajets sur lesquels nous nous sommes intéressés sont :

- Les trajets ayant subi une seule diffraction

Pour de tels trajets, il a été mis en évidence les relations permettant de déterminer les différences de marches de l'onde incidente et diffractée sur le coin de chaque marche contribuant à rendre effectif le mécanisme de diffraction.

Il s'agit de :

- La longueur du trajet incident sur le coin d'indice n lorsque Rx se situe sur la marche m :

$$S_{,nm} = \begin{cases} \sqrt{(h_t + (n-1)a)^2 + (b_p + (n-1)b)^2} & \text{pour } m \in [2;12] \text{ et } n \in [1; m-1] \\ \sqrt{(h_t + (23-n-1)a)^2 + (b_p + 10b + b_s + (n+1-13)b)^2} & \text{pour } m \in [13;23] \text{ et } n \in [12; m-1] \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

- La longueur du trajet diffracté par le coin d'indice n lorsque Rx est une fois de plus sur la marche m :

$$S_{g^{nm}} = \begin{cases} \sqrt{(h_r - (n-m)a)^2 + (ER - (b_p + (n-1)b))^2} & \text{pour } m \in [2;12] \text{ et } n \in [1; m-1] \\ \sqrt{(h_r - (24 - (n+m))a)^2 + (ER - (b_p + (n-1)b))^2} & \text{pour } m \in [13;23] \text{ et } n \in [1;11] \\ \sqrt{(h_r - (n-m)a)^2 + (ER - (b_p + (n-1)b))^2} & \text{pour } m \in [13;23] \text{ et } n \in [12;22] \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

- L'angle de départ du trajet subissant une interaction avec le coin de marche n :

$$\theta_{incd, nm} = \begin{cases} \arctan \left[\frac{h_t + (n-1)a}{b_p + (n-1)b} \right] & 1 \leq n \leq 11 \text{ et } m \in]n; 23] \\ \arctan \left[\frac{h_t + (22-n)a}{b_p + 10b + b_s + (n-12)b} \right] & 12 \leq n \leq 22 \text{ et } m \in]n; 23] \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

- L'angle d'arrivée du trajet subissant une seule interaction avec le coin de marche n .

$$\theta_{diff, nm} = \begin{cases} \arctan \left[\frac{h_r - (n-m)a}{ER - (b_p + (n-1)b)} \right] & \text{pour } m \in [2; 12] \text{ et } n \in [1; m-1] \\ \arctan \left[\frac{h_r - (24 - (n+m))a}{ER - (b_p + (n-1)b)} \right] & \text{pour } m \in [13; 23] \text{ et } n \in [1; 11] \\ \frac{\pi}{2} - \arctan \left[\frac{ER - (b_p + 10b + b_s)}{h_r - (n-m)a} \right] & \text{pour } m \in [13; 23] \text{ et } n \in [12; 22] \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

- Tandis que l'angle d'incidence s'exprimera comme suit :

$$\phi_{incd, nm} = \begin{cases} \arctan \left[\frac{h_t + (n-1)a}{b_p + (n-1)b} \right] & 1 \leq n \leq 11 \text{ et } m \in]n; 23] \\ \frac{\pi}{2} + \arctan \left[\frac{h_t + (22-n)a}{b_p + 10b + b_s + (n-12)b} \right] & 12 \leq n \leq 22 \text{ et } m \in]n; 23] \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

- L'angle de diffraction du trajet subissant une interaction avec le coin de marche n lorsque le récepteur est situé sur le plan m .

$$\phi_{diff, nm} = \begin{cases} \pi - \arctan \left[\frac{h_r - (n-m)a}{ER - (b_p + (n-1)b)} \right] & \text{pour } m \in [2; 12] \text{ et } n \in [1; m-1] \\ \pi - \arctan \left[\frac{h_r - (24 - (n+m))a}{ER - (b_p + (n-1)b)} \right] & \text{pour } m \in [13; 23] \text{ et } n \in [1; 11] \\ \pi + \arctan \left[\frac{ER - (b_p + 10b + b_s)}{h_r - (n-m)a} \right] & \text{pour } m \in [13; 23] \text{ et } n \in [12; 22] \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

Dans (B.6) h_r est la hauteur du récepteur, ER la distance séparatrice entre les deux antennes, n le nombre de coins diffractant, m le nombre de marches. Tandis que $a = 20 \text{ cm}$ et $b = 25 \text{ cm}$ sont respectivement la hauteur et la largeur propres à chaque marche. Afin de répertorier puis décrire rigoureusement les différents mécanismes de propagation susceptibles d'être rencontrés au sein de l'environnement formé des marches d'escalier, toutes les propriétés électriques ainsi

que les dimensions des matériaux formant l'environnement de propagation d'ondes doivent être prises en compte.

La parfaite connaissance des différents angles et distances listés aux relations (B.1) à (B.6) permettra d'estimer les contributions propres au champ diffracté associées aux trajets affectés par une diffraction simple.

- Les trajets ayant subi une diffraction multiple chacun

Pour ce qui est du cas des trajets subissant des diffractions multiples, en l'occurrence sur deux des $j \in [1; 22]$ arêtes délimitant les $m \in [1; 23]$ marches représentées à la figure 6.4, les paramètres angulaires et de distance associés à ces derniers s'expriment comme suit :

- La différence de marche correspondant au trajet incident sur le premier dièdre k , pour une contribution interagissant avec les dièdres k et n lorsque le récepteur est situé sur la marche d'ordre m tel que décrit à la figure 6.3. Pour ce contexte, le dièdre n est assimilé au récepteur :

$$S_{i_{1knm}} = \begin{cases} \sqrt{[h_t + (k-1)a]^2 + [b_p + (k-1)b]^2} & \text{si } k \leq 11 \text{ et } m > n > k \\ \sqrt{[h_t + (22-k)a]^2 + [b_p + 10b + b_s + (k-12)b]^2} & \text{si } k > 11 \text{ et } m > n > k \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

- La différence de marche correspondant au trajet diffracté par le premier dièdre k , au cours d'une interaction d'un rayon simultanément avec les dièdres d'indice k et n lorsque le récepteur est situé sur la marche d'ordre m tel que décrit à la figure 6.3. Le dièdre n étant une fois de plus assimilé au récepteur, cette grandeur s'exprime comme suit :

$$Sd_{1knm} = \begin{cases} (n-k)\sqrt{a^2 + b^2} & \text{si } 1 < k < n \leq 11 \vee m > n \cup 12 \leq k < n \vee m > n \\ \sqrt{[(k-n+1)a]^2 + [b_s + (11-k+(n-12))b]^2} & \text{si } k \leq 12 \text{ et } 12 < n < m \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

- S'agissant de la différence de marche correspondant au trajet incident sur le second dièdre n $S_{i_{2knm}}$, le récepteur étant localisé sur la marche m , elle s'obtient par la formulation indiquée en (B.8).
- Quant à la différence de marche du trajet diffracté par le dièdre n , elle s'obtient en considérant le fait que le premier dièdre diffractant k soit le point source pour la diffraction sur n . Ce qui conduit à l'expression :

$$Sd_{2knm} = \begin{cases} \sqrt{[h_r - (m-n)a]^2 + [ER - (b_p + (n-1)b)]^2} & \text{si } k < n \leq 11 \text{ et } 12 \geq m > n \\ \sqrt{[h_r + (m+n-24)a]^2 + [ER - (b_p + (n-1)b)]^2} & \text{si } k < n \leq 11 \text{ et } n < 12 < m \\ \sqrt{[h_r + (m-n-1)a]^2 + [ER - (b_p + 10b + b_s + (n-12)b)]^2} & \text{si } k \leq 11 < n \text{ et } m > n \cup n > k > 11 \text{ et } m > n \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

- Des équations (B.7) à (B.9), se déduisent tour à tour les expressions des angles d'incidence et de diffraction sur les dièdres n $\phi_{inc1_{knm}}, \phi_{dif1_{knm}} = \pi + \phi_{inc2_{knm}}$.

avec :

$$\phi_{inc1_{knm}} = \begin{cases} \arctan \left[\frac{h_t + (k-1)a}{b_p + (k-1)b} \right] & \text{si } k \leq 11 \text{ et } m > n > k \\ \frac{\pi}{2} + \arctan \left[\frac{h_t + (22-k)a}{b_p + 10b + b_s + (k-12)b} \right] & \text{si } k > 11 \text{ et } m > n > k \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

et

$$\phi_{dif1_{knm}} = \begin{cases} \pi + \arctan \left[\frac{a}{b} \right] & \text{si } 1 < k < n \leq 11 \forall m > n \\ \pi - \arctan \left[\frac{(k-n+1)a}{(b_s + (11-k+n-12)b)} \right] & \text{si } 12 \leq k < n \forall m > n \\ \pi + \arctan \left[\frac{b}{a} \right] & \text{si } k \leq 12 \text{ et } 12 < n < m \end{cases} \quad (\text{B.11})$$

- S'agissant de l'angle de diffraction correspondant à la diffraction sur le dièdre n lorsque l'onde a préalablement interagi avec le dièdre k, il s'exprime comme suit :

$$\phi_{dif2_{knm}} = \begin{cases} \pi - \arctan \left[\frac{h_r - (m-n)a}{ER - (b_p + (n-1)b)} \right] & \text{si } k < n \leq 11 \text{ et } 12 \geq m > n \\ \pi - \arctan \left[\frac{[h_r + (m+n-24)a]}{ER - (b_p + (n-1)b)} \right] & \text{si } k < n \leq 11 \text{ et } n < 12 < m \\ \pi - \arctan \left[\frac{h_r + (m-n-1)a}{ER - (b_p + 10b + b_s + (n-12)b)} \right] & \text{si } k \leq 11 < n \text{ et } m > n \cup n > k > 11 \text{ et } m > n \end{cases} \quad (\text{B.12})$$

Des relations (B.10) et (B.12), les angles de départ et d'arrivée de chaque trajet subissant une diffraction double sur les dièdres k et n lorsque le récepteur se déplace sur l'une des m marches sont déduites. Ces relations sont très importantes pour le calcul des gains d'antennes utile pour l'estimation de la contribution de puissance propre à chacun de ces trajets.

Les scénarios de propagation réalistes sur l'escalier en V font ressortir également les trajets directs et réfléchis dont les principaux paramètres sont

déterminés par exploitation de la théorie des images couplée à la géométrie analytique et à l'optique.

Sous ces conditions, les angles de départ et d'arrivée du trajet direct se donnent comme suit :

$$\theta_{\text{Los } m} = \begin{cases} \arctan \left[\frac{h_t - h_r + (m-1)a}{ER} \right] & \text{pour } m \in [1,12] \\ \arctan \left[\frac{h_t - h_r + (23-m)a}{ER} \right] & \text{pour } m \in [13,23] \end{cases} \quad (\text{B.13})$$

De manière analogue aux expressions précédentes, les relations conduisant aux trajets directs, incidents, diffractés et réfléchis sont décrites comme suit :

- Concernant le trajet direct il s'exprime comme suit :

$$L_{\text{Los } m} = \begin{cases} \sqrt{(h_t - h_r + (m-1)a)^2 + ER^2} & \text{pour } m \in [1;12] \\ \sqrt{(h_t - h_r + (23-m)a)^2 + ER^2} & \text{pour } m \in [13;23] \end{cases} \quad (\text{B.14})$$

- Quant aux trajets réfléchis, trois principaux groupes sont envisageables à condition que le point de réflexion soit réaliste et que le trajet ne subit aucun autre mécanisme. Il s'agit de :
 - Des trajets ayant subi une réflexion sur le plan m-1 lorsque le récepteur se trouvant sur le plan m :

$$L_{\text{refZ}(m-1,m)} = \sqrt{(AR_{Z(m-1,m)})^2 + (h_t + (m-2)a)^2} + \sqrt{(ER - AR_{Z(m-1,m)})^2 + (h_r - a)^2} \quad \text{pour } m \in [2;12] \quad (\text{B.15})$$

- Des trajets ayant subi une réflexion sur la marche d'ordre m=12, le récepteur localisé sur l'une des marches d'ordre 13 à 23 :

$$L_{\text{refZ}(12,m)} = \sqrt{(AR_{Z(12,m)})^2 + (h_t + 11a)^2} + \sqrt{(ER - AR_{Z(12,m)})^2 + (h_r + (m-12)a)^2} \quad \text{pour } m \in [13;23] \quad (\text{B.16})$$

- S'agissant des trajets se réfléchissant spontanément sur la même marche d'où le récepteur est localisé, les longueurs des trajets se donnent par la relation :

$$L_{\text{refZ}(mm)} = \begin{cases} \sqrt{(AR_{Z(mm)})^2 + (h_t + (m-1)a)^2} \\ \quad + \sqrt{(ER - AR_{Z(mm)})^2 + (h_r + (m-1)a)^2} \text{ pour } m = 1 \\ \\ \sqrt{(AR_{Z(mm)})^2 + (h_t + (m-1)a)^2} \\ \quad + \sqrt{(ER - AR_{Z(mm)})^2 + (h_r + (m-12)a)^2} \text{ pour } m = 12 \end{cases} \quad (\text{B.17})$$

Pour ce qui est des angles d'incidence et de réflexion sur les plans $m \in [1; 23]$, ces derniers se déduisent des relations (B.15) à (B.17) et s'expriment comme suit :

$$\theta_{\text{refZ}(m-1,m)} = \arctan\left(\frac{AR_{Z(m-1,m)}}{h_t + (m-2)a}\right) \text{ pour } m \in [2; 12] \quad (\text{B.18})$$

$$\theta_{\text{refZ}(12,m)} = \arctan\left(\frac{AR_{Z(12,m)}}{h_t + 11a}\right) \text{ pour } m \in [13; 23] \quad (\text{B.19})$$

$$\theta_{\text{refZ}(mm)} = \begin{cases} \arctan\left(\frac{AR_{Z(mm)}}{h_t + (m-1)a}\right) \text{ pour } m = 1 \\ \\ \arctan\left(\frac{AR_{Z(mm)}}{h_t + (m-1)a}\right) \text{ pour } m = 12 \end{cases} \quad (\text{B.20})$$

Au paragraphe suivant, la méthode du tracé des rayons est présentée puis exploitée. Il est évalué dans un premier temps à l'aide de la théorie des images l'ensemble des trajets interagissant avec les marches d'escaliers associées aux façades de formes planes de la structure les abritant. Ensuite à l'aide de la TGUD, les différents trajets subissant les mécanismes de diffraction sont déterminés. La puissance au récepteur est obtenue par la suite en combinant les contributions propres à chaque type de mécanismes de propagation.

Pour la première configuration concernant un escalier droit s'étalant sur 3 m, elle s'exprime :

- Pour Tx et Rx situées sur la première marche d'indice $m=1$ et de largeur b_p comme suit ;

Pour $ER \leq b_p$

$$\begin{aligned}
 u_{P(e,h)} = & \sqrt{GE_{LosZ_1} GR_{LosZ_1}} \frac{e^{-jkL_{LosZ_1}}}{L_{LosZ_1}} \\
 & + \sqrt{GE_{RefZ_{11}} GR_{RefZ_{11}}} \Gamma_{Z_{11}(e,h)} \frac{e^{-jkL_{RefZ_{11}}}}{L_{RefZ_{11}}} \\
 & + \sum_{i=1}^N \sqrt{GE_{Lat}(\theta_i) GR_{Lat}(\theta_i)} \Gamma_{Lat}(\theta_i) \frac{e^{-jkL_i}}{L_i} \\
 & + \sqrt{GE_{plaf}(\theta_{plaf}) GR_{plaf}(\theta_{plaf})} \Gamma_{Lat}(\theta_i) \frac{e^{-jkL_{plaf}}}{L_{plaf}}
 \end{aligned} \tag{B.21}$$

- Pour les marches d'indice $m=2$ à $m=11$ et de largeur b , le champ au niveau du récepteur se calcule en tenant compte des contributions émanant des simples et multiples diffractions sur les coins de marches, des éventuelles réflexions sur ces derniers ainsi que des interactions avec les parois latérales de l'escalier et du plafond. Les contributions découlant des interactions avec le plafond et les parois latérales ont été déterminées à l'aide d'un algorithme de tracé de rayons 3D basé sur l'approche des images [18, 249].

Afin de tenir compte des trajets réalistes lors du processus de mise au point du modèle, la détermination des conditions de réflexion sur les marches 2 à 11 est très importante. En guise d'exemple, la Figure B.1 met en évidence l'intervalle délimitant les points de réflexion sur la marche d'indice $m-1$ lorsque Rx est localisé à la marche m .

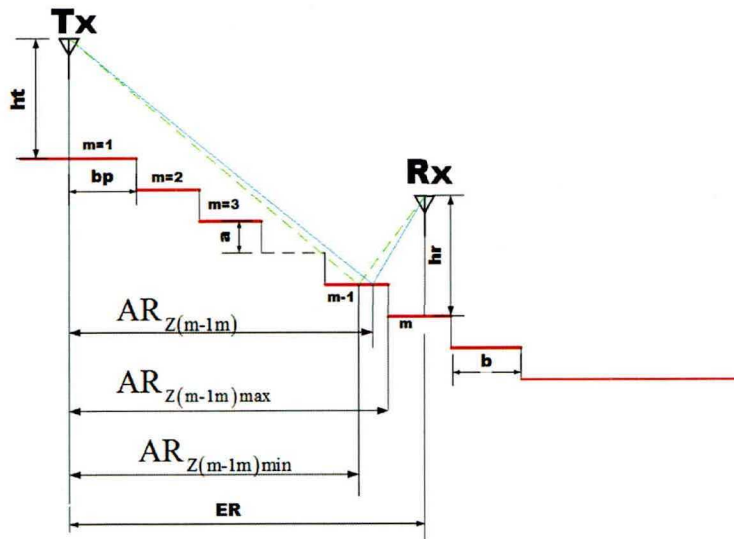


Figure B. 1: Mise en évidence des limites de réflexion sur les marches d'Escalier

De la Figure B.1 et en appliquant les règles fondamentales de l'OG, le point de réflexion réaliste se détermine comme suit :

$$AR_{Z(m-1m)} = \left[\frac{\left(\frac{h_t + (m-2)a}{h_r - a} \right)}{1 + \left(\frac{h_t + (m-2)a}{h_r - a} \right)} \right] ER \quad \text{pour } m \in [2,12] \quad (\text{B.22})$$

Cette expression correspond au point d'impact de la réflexion d'un trajet quelconque de l'onde électromagnétique sur le plan équivalent à la marche d'ordre m-1 lorsque le récepteur est sur le plan m dans la zone 1.

En faisant usage de ces conditions, le champ total au récepteur se détermine comme suit :

Pour $b_p + (m-2)b < ER \leq b_p + (m-1)b$ et $1 < m \leq 11$

Si $AR_{Z(m-1m)_{\min}} \leq AR_{Z(m-1m)} < b_p + (m-2)b$ alors :

$$\begin{aligned} u_{p(e,h)} = & \sqrt{GE_{Losz_m} GR_{Losz_m}} \frac{e^{-jkL_{Losz_m}}}{L_{Losz_m}} + \sqrt{GE_{Re/z_{m-1m}} GR_{Re/z_{m-1m}}} \Gamma_{Z_{m-1m}(e,h)} \frac{e^{-jkL_{Re/z_{m-1m}}}}{L_{Re/z_{m-1m}}} \\ & + \sum_{i=1}^N \sqrt{GE_{Lat}(\theta_i) GR_{Lat}(\theta_i)} \Gamma_{Lat}(\theta_i) \frac{e^{-jkL_i}}{L_i} \\ & + \sqrt{GE_{plaf}(\theta_{plaf}) GR_{plaf}(\theta_{plaf})} \Gamma_{Lat}(\theta_i) \frac{e^{-jkL_{plaf}}}{L_{plaf}} \\ & + \sum_{n=1}^{m-1} D_{nm(e,h)} \sqrt{\frac{1}{S_{inm} S_{d_{nm}} (S_{inm} + S_{d_{nm}})}} \sqrt{GE_{ins_{d_{nm}}} GR_{dif_{d_{nm}}}} e^{-jk(S_{inm} + S_{d_{nm}})} \\ & + \sum_{jj=1}^M \sqrt{GT(\theta_{jjnc}) GR(\theta_{jjaf})} \left(\prod_{pp=1}^P \left[D_{jjpp} + d_{jjpp} \frac{\partial D_{jjpp}}{\partial \phi_{inc_{jjpp}}} \right] \right) \sqrt{\frac{L_{jjp}}{S_{i1mp} \cdot \prod_{pp=1}^P S_{d_{ppjjp}}}} \frac{e^{-jkL_{jjp}}}{L_{jjp}} \end{aligned}$$

Si non

$$\begin{aligned} u_{p(e,h)} = & \sqrt{GE_{Losz_m} GR_{Losz_m}} \frac{e^{-jkL_{Losz_m}}}{L_{Losz_m}} \\ & + \sum_{i=1}^N \sqrt{GE_{Lat}(\theta_i) GR_{Lat}(\theta_i)} \Gamma_{Lat}(\theta_i) \frac{e^{-jkL_i}}{L_i} \\ & + \sqrt{GE_{plaf}(\theta_{plaf}) GR_{plaf}(\theta_{plaf})} \Gamma_{Lat}(\theta_i) \frac{e^{-jkL_{plaf}}}{L_{plaf}} \\ & + \sum_{n=1}^{m-1} D_{nm(e,h)} \sqrt{\frac{1}{S_{inm} S_{d_{nm}} (S_{inm} + S_{d_{nm}})}} \sqrt{GE_{ins_{d_{nm}}} GR_{dif_{d_{nm}}}} e^{-jk(S_{inm} + S_{d_{nm}})} \\ & + \sum_{jj=1}^M \sqrt{GT(\theta_{jjnc}) GR(\theta_{jjaf})} \left(\prod_{pp=1}^P \left[D_{jjpp} + d_{jjpp} \frac{\partial D_{jjpp}}{\partial \phi_{inc_{jjpp}}} \right] \right) \sqrt{\frac{L_{jjp}}{S_{i1mp} \cdot \prod_{pp=1}^P S_{d_{ppjjp}}}} \frac{e^{-jkL_{jjp}}}{L_{jjp}} \end{aligned} \quad (\text{B.23})$$

Fin si

Fin pour

avec $m \in [2; 11]$, l'indice correspondant aux marches d'ordre 2 à 11 de l'escalier droit. Les équations (B.21) et (B.23) traduisent les expressions analytiques du champ

électrique au récepteur lorsque l'émetteur est fixé sur la première marche de la zone 1, tandis que le récepteur se déplace de celle-ci en empruntant d'autres marches faisant partie de la même zone tel que décrit par la figure 6.2 (b).

B.2 Cas de l'escalier en V

1) Région 1

Dans cette région, l'on observe les mécanismes identiques à ceux du tronçon d'escalier droit limité aux onze premières marches. Son expression correspond aux relations (B.21) et (B.23)

2) Région 2

Dans cette région $m=12$. Ce qui signifie que l'antenne réceptrice se déplace sur le plan séparant les deux tronçons d'escaliers en V correspondant à des escaliers droits dotés de 10 marches chacune. C'est en d'autres termes l'interface de la figure 6.4 (a) dénommée zone 2.

Dans cette région, les deux réflexions réalistes sur les marches ont lieu sur la marche d'indice $m=11$ et $m=12$, le récepteur se déplaçant sur la marche d'indice $m=12$. Suivant ces conditions, les points de réflexion sur les marches 11 et 12 se donnent par les relations :

$$AR_{Z(11,12)} = \left[\frac{\left(\frac{h_t + 10a}{h_r - a} \right)}{1 + \left(\frac{h_t + 10a}{h_r - a} \right)} \right] ER \quad (B.24)$$

pour le point d'impact sur la marche 11, tandis que le récepteur étant sur le plan d'indice $m=12$ servant d'interface entre les deux escaliers droits.

S'agissant du cas où le récepteur et le point d'impact sont localisés sur la marche d'indice $m=12$,

le point d'impact se donne par la relation :

$$AR_{Z(12,12)} = \left[\frac{\left(\frac{ht + 11a}{h_r} \right)}{1 + \left(\frac{ht + 11a}{h_r} \right)} \right] ER \quad (B.25)$$

Afin que ces points d'impact existent, ils doivent remplir les conditions imposées par le principe de Fermat et s'apparentant aux limites représentées à la figure B.1.

Pour $b_p + (m-1)b < ER \leq b_p + (m-1)b + b_s$

Si $AR_{Z(m-1)\min} \leq AR_{Z(m-1)} < bp + (m-2)b$ alors :

si $AR_{Z1212\min} \leq AR_{Z(12m)} \leq AR_{Z(12m)\max}$ alors :

$$\begin{aligned}
 U_{p(e,h)} = & \sqrt{GE_{LosZ_m} GR_{LosZ_m}} \frac{e^{-jkl_{LosZ_m}}}{L_{LosZ_m}} + \sqrt{GE_{RefZ_{12m}} GR_{RefZ_{12m}}} \Gamma_{Z_{12m}(e,h)} \frac{e^{-jkl_{RefZ_{12m}}}}{L_{RefZ_{12m}}} \\
 & + \sqrt{GE_{RefZ_{m-1m}} GR_{RefZ_{m-1m}}} \Gamma_{Z_{m-1m}(e,h)} \frac{e^{-jkl_{RefZ_{m-1m}}}}{L_{RefZ_{m-1m}}} + \sum_{l=1}^N \sqrt{GE_{Lat}(\theta_l) GR_{Lat}(\theta_l)} \Gamma_{Lat}(\theta_l) \frac{e^{-jkl_l}}{L_l} \\
 & + \sqrt{GE_{plaf}(\theta_{plaf}) GR_{plaf}(\theta_{plaf})} \Gamma_{plaf}(\theta_{plaf}) \frac{e^{-jkl_{plaf}}}{L_{plaf}} \\
 & + \sum_{n=1}^{m-1} D_{nm(e,h)} \sqrt{\frac{1}{S_{inm} S_{dnm} (S_{inm} + S_{dnm})}} \sqrt{GEins_{dnm} GRdif_{dnm}} e^{-jk(S_{inm} + S_{dnm})} \\
 & + \sum_{jj=1}^M \sqrt{GT(\theta_{jjinc}) GR(\theta_{jjdiff})} \left(\prod_{pp=1}^P \left[D_{jjpp} + d_{jjpp} \frac{\partial D_{jjpp}}{\partial \phi_{inc_{jjpp}}} \right] \right) \sqrt{\frac{L_{jjp}}{S_{i1mp} \cdot \prod_{pp=1}^P S_{dppjjp}}} \frac{e^{-jkl_{jjp}}}{L_{jjp}}
 \end{aligned}$$

si non

$$\begin{aligned}
 U_{p(e,h)} = & \sqrt{GE_{LosZ_m} GR_{LosZ_m}} \frac{e^{-jkl_{LosZ_m}}}{L_{LosZ_m}} \\
 & + \sum_{l=1}^N \sqrt{GE_{Lat}(\theta_l) GR_{Lat}(\theta_l)} \Gamma_{Lat}(\theta_l) \frac{e^{-jkl_l}}{L_l} \\
 & + \sqrt{GE_{plaf}(\theta_{plaf}) GR_{plaf}(\theta_{plaf})} \Gamma_{plaf}(\theta_{plaf}) \frac{e^{-jkl_{plaf}}}{L_{plaf}} \\
 & + \sum_{n=1}^{m-1} D_{nm(e,h)} \sqrt{\frac{1}{S_{inm} S_{dnm} (S_{inm} + S_{dnm})}} \sqrt{GEins_{dnm} GRdif_{dnm}} e^{-jk(S_{inm} + S_{dnm})} \\
 & + \sum_{jj=1}^M \sqrt{GT(\theta_{jjinc}) GR(\theta_{jjdiff})} \left(\prod_{pp=1}^P \left[D_{jjpp} + d_{jjpp} \frac{\partial D_{jjpp}}{\partial \phi_{inc_{jjpp}}} \right] \right) \sqrt{\frac{L_{jjp}}{S_{i1mp} \cdot \prod_{pp=1}^P S_{dppjjp}}} \frac{e^{-jkl_{jjp}}}{L_{jjp}}
 \end{aligned}$$

Si non :

si $AR_{Z1212\min} \leq AR_{Z(12m)} \leq AR_{Z(12m)\max}$ alors :

$$\begin{aligned}
 U_{p(e,h)} = & \sqrt{GE_{LosZ_m} GR_{LosZ_m}} \frac{e^{-jkl_{LosZ_m}}}{L_{LosZ_m}} + \sqrt{GE_{RefZ_{12m}} GR_{RefZ_{12m}}} \Gamma_{Z_{12m}(e,h)} \frac{e^{-jkl_{RefZ_{12m}}}}{L_{RefZ_{12m}}} \\
 & + \sum_{l=1}^N \sqrt{GE_{Lat}(\theta_l) GR_{Lat}(\theta_l)} \Gamma_{Lat}(\theta_l) \frac{e^{-jkl_l}}{L_l} \\
 & + \sqrt{GE_{plaf}(\theta_{plaf}) GR_{plaf}(\theta_{plaf})} \Gamma_{plaf}(\theta_{plaf}) \frac{e^{-jkl_{plaf}}}{L_{plaf}} \\
 & + \sum_{n=1}^{m-1} D_{nm(e,h)} \sqrt{\frac{1}{S_{inm} S_{dnm} (S_{inm} + S_{dnm})}} \sqrt{GEins_{dnm} GRdif_{dnm}} e^{-jk(S_{inm} + S_{dnm})} \\
 & + \sum_{jj=1}^M \sqrt{GT(\theta_{jjinc}) GR(\theta_{jjdiff})} \left(\prod_{pp=1}^P \left[D_{jjpp} + d_{jjpp} \frac{\partial D_{jjpp}}{\partial \phi_{inc_{jjpp}}} \right] \right) \sqrt{\frac{L_{jjp}}{S_{i1mp} \cdot \prod_{pp=1}^P S_{dppjjp}}} \frac{e^{-jkl_{jjp}}}{L_{jjp}}
 \end{aligned}$$

si non

$$\begin{aligned}
 U_{p(e,h)} = & \sqrt{GE_{LosZ_m} GR_{LosZ_m}} \frac{e^{-jkl_{LosZ_m}}}{L_{LosZ_m}} \\
 & + \sum_{l=1}^N \sqrt{GE_{Lat}(\theta_l) GR_{Lat}(\theta_l)} \Gamma_{Lat}(\theta_l) \frac{e^{-jkl_l}}{L_l} \\
 & + \sqrt{GE_{plaf}(\theta_{plaf}) GR_{plaf}(\theta_{plaf})} \Gamma_{plaf}(\theta_{plaf}) \frac{e^{-jkl_{plaf}}}{L_{plaf}} \\
 & + \sum_{n=1}^{m-1} D_{nm(e,h)} \sqrt{\frac{1}{S_{inm} S_{dnm} (S_{inm} + S_{dnm})}} \sqrt{GEins_{dnm} GRdif_{dnm}} e^{-jk(S_{inm} + S_{dnm})} \\
 & + \sum_{jj=1}^M \sqrt{GT(\theta_{jjinc}) GR(\theta_{jjdiff})} \left(\prod_{pp=1}^P \left[D_{jjpp} + d_{jjpp} \frac{\partial D_{jjpp}}{\partial \phi_{inc_{jjpp}}} \right] \right) \sqrt{\frac{L_{jjp}}{S_{i1mp} \cdot \prod_{pp=1}^P S_{dppjjp}}} \frac{e^{-jkl_{jjp}}}{L_{jjp}}
 \end{aligned}$$

Fin si

Fin si

Fin pour

(B.26)

3) Région 3

Dans cette région, la quasi-totalité des mécanismes rencontrés dans les régions 1 et 2 est présente. De ce fait, il devient important de déterminer les conditions d'existence des trajets réfléchissant lorsque Rx se déplace sur l'une des marches m variant de l'indice 13 à 23. Ces conditions dépendent des contraintes à prendre en compte lors de la recherche des trajets réalistes.

Lorsque le récepteur se situe dans la région 3, la contribution correspondant à la réflexion de l'onde sur le plan d'ordre $m=12$, lorsque le récepteur se déplace sur l'une des marches comprises entre $m=13$ et $m=23$, existe pour le point d'impact sur ladite marche vérifiant le principe de Fermat.

Leurs expressions en faisant recours à l'OG se donnent comme suit :

$$AR_{Z(12m)\max} = -\left(\frac{a}{h_r + (m-13)a}\right)ER + \left[\frac{h_r + (m-12)a}{h_r + (m-13)a}\right](b_p + 10b + b_s) \quad (\text{B.27})$$

L'expression(B.27), valable uniquement pour les marches d'ordre $m \in [13; 23]$ correspond à la limite supérieure que peut avoir la projection orthogonale de l'extrémité de l'antenne par rapport au point de réflexion sur le plan 12 conformément au principe de Fermat permettant l'illumination du récepteur situé sur l'un des plans d'indice $m \in [13; 23]$.

Dès lors, l'expression du champ en tout point correspondant à la localisation de Rx sur l'une des marches m variant de l'indice 13 à 23 se donne par les conditions récapitulées à l'équation (B.28).

Pour $b_p + (m-1)b < ER \leq b_p + (m-1)b + b_s$

Si $AR_{Z(m-1)\min} \leq AR_{Z(m-1)} < bp + (m-2)b$ alors :

si $AR_{Z(12m)\min} \leq AR_{Z(12m)} \leq AR_{Z(12m)\max}$ alors :

$$\begin{aligned}
 u_{p(e,h)} = & \sqrt{GE_{LosZ_m} GR_{LosZ_m}} \frac{e^{-jkL_{LosZ_m}}}{L_{LosZ_m}} + \sqrt{GE_{RefZ_{12m}} GR_{RefZ_{12m}}} \Gamma_{Z_{12m}(e,h)} \frac{e^{-jkL_{RefZ_{12m}}}}{L_{RefZ_{12m}}} \\
 & + \sqrt{GE_{RefZ_{m-1m}} GR_{RefZ_{m-1m}}} \Gamma_{Z_{m-1m}(e,h)} \frac{e^{-jkL_{RefZ_{m-1m}}}}{L_{RefZ_{m-1m}}} + \sum_{i=1}^N \sqrt{GE_{Lat}(\theta_i) GR_{Lat}(\theta_i)} \Gamma_{Lat}(\theta_i) \frac{e^{-jkL_i}}{L_i} \\
 & + \sqrt{GE_{plaf}(\theta_{plaf}) GR_{plaf}(\theta_{plaf})} \Gamma_{plaf}(\theta_{plaf}) \frac{e^{-jkL_{plaf}}}{L_{plaf}} \\
 & + \sum_{n=1}^{m-1} D_{nm(e,h)} \sqrt{\frac{1}{S_{inm} S_{d_{nm}} (S_{inm} + S_{d_{nm}})}} \sqrt{GEins_{d_{nm}} GRdif_{d_{nm}}} e^{-jk(S_{inm} + S_{d_{nm}})} \\
 & + \sum_{jj=1}^M \sqrt{GT(\theta_{jjrc}) GR(\theta_{jjaf})} \left(\prod_{pp=1}^P \left[D_{jjpp} + d_{jjpp} \frac{\partial D_{jjpp}}{\partial \phi_{inc_{jjpp}}} \right] \right) \sqrt{\frac{L_{jjp}}{S_{1,mp} \cdot \prod_{pp=1}^P S_{dppjjp}}} \frac{e^{-jkL_{jjp}}}{L_{jjp}}
 \end{aligned}$$

si non

$$\begin{aligned}
 u_{p(e,h)} = & \sqrt{GE_{LosZ_m} GR_{LosZ_m}} \frac{e^{-jkL_{LosZ_m}}}{L_{LosZ_m}} \\
 & + \sum_{i=1}^N \sqrt{GE_{Lat}(\theta_i) GR_{Lat}(\theta_i)} \Gamma_{Lat}(\theta_i) \frac{e^{-jkL_i}}{L_i} \\
 & + \sqrt{GE_{plaf}(\theta_{plaf}) GR_{plaf}(\theta_{plaf})} \Gamma_{plaf}(\theta_{plaf}) \frac{e^{-jkL_{plaf}}}{L_{plaf}} \\
 & + \sum_{n=1}^{m-1} D_{nm(e,h)} \sqrt{\frac{1}{S_{inm} S_{d_{nm}} (S_{inm} + S_{d_{nm}})}} \sqrt{GEins_{d_{nm}} GRdif_{d_{nm}}} e^{-jk(S_{inm} + S_{d_{nm}})} \\
 & + \sum_{jj=1}^M \sqrt{GT(\theta_{jjrc}) GR(\theta_{jjaf})} \left(\prod_{pp=1}^P \left[D_{jjpp} + d_{jjpp} \frac{\partial D_{jjpp}}{\partial \phi_{inc_{jjpp}}} \right] \right) \sqrt{\frac{L_{jjp}}{S_{1,mp} \cdot \prod_{pp=1}^P S_{dppjjp}}} \frac{e^{-jkL_{jjp}}}{L_{jjp}}
 \end{aligned}$$

Si non :

si $AR_{Z(12m)\min} \leq AR_{Z(12m)} \leq AR_{Z(12m)\max}$ alors :

$$\begin{aligned}
 u_{p(e,h)} = & \sqrt{GE_{LosZ_m} GR_{LosZ_m}} \frac{e^{-jkL_{LosZ_m}}}{L_{LosZ_m}} + \sqrt{GE_{RefZ_{12m}} GR_{RefZ_{12m}}} \Gamma_{Z_{12m}(e,h)} \frac{e^{-jkL_{RefZ_{12m}}}}{L_{RefZ_{12m}}} \\
 & + \sum_{i=1}^N \sqrt{GE_{Lat}(\theta_i) GR_{Lat}(\theta_i)} \Gamma_{Lat}(\theta_i) \frac{e^{-jkL_i}}{L_i} \\
 & + \sqrt{GE_{plaf}(\theta_{plaf}) GR_{plaf}(\theta_{plaf})} \Gamma_{plaf}(\theta_{plaf}) \frac{e^{-jkL_{plaf}}}{L_{plaf}} \\
 & + \sum_{n=1}^{m-1} D_{nm(e,h)} \sqrt{\frac{1}{S_{inm} S_{d_{nm}} (S_{inm} + S_{d_{nm}})}} \sqrt{GEins_{d_{nm}} GRdif_{d_{nm}}} e^{-jk(S_{inm} + S_{d_{nm}})} \\
 & + \sum_{jj=1}^M \sqrt{GT(\theta_{jjrc}) GR(\theta_{jjaf})} \left(\prod_{pp=1}^P \left[D_{jjpp} + d_{jjpp} \frac{\partial D_{jjpp}}{\partial \phi_{inc_{jjpp}}} \right] \right) \sqrt{\frac{L_{jjp}}{S_{1,mp} \cdot \prod_{pp=1}^P S_{dppjjp}}} \frac{e^{-jkL_{jjp}}}{L_{jjp}}
 \end{aligned}$$

si non

$$\begin{aligned}
 u_{p(e,h)} = & \sqrt{GE_{LosZ_m} GR_{LosZ_m}} \frac{e^{-jkL_{LosZ_m}}}{L_{LosZ_m}} \\
 & + \sum_{i=1}^N \sqrt{GE_{Lat}(\theta_i) GR_{Lat}(\theta_i)} \Gamma_{Lat}(\theta_i) \frac{e^{-jkL_i}}{L_i} \\
 & + \sqrt{GE_{plaf}(\theta_{plaf}) GR_{plaf}(\theta_{plaf})} \Gamma_{plaf}(\theta_{plaf}) \frac{e^{-jkL_{plaf}}}{L_{plaf}} \\
 & + \sum_{n=1}^{m-1} D_{nm(e,h)} \sqrt{\frac{1}{S_{inm} S_{d_{nm}} (S_{inm} + S_{d_{nm}})}} \sqrt{GEins_{d_{nm}} GRdif_{d_{nm}}} e^{-jk(S_{inm} + S_{d_{nm}})} \\
 & + \sum_{jj=1}^M \sqrt{GT(\theta_{jjrc}) GR(\theta_{jjaf})} \left(\prod_{pp=1}^P \left[D_{jjpp} + d_{jjpp} \frac{\partial D_{jjpp}}{\partial \phi_{inc_{jjpp}}} \right] \right) \sqrt{\frac{L_{jjp}}{S_{1,mp} \cdot \prod_{pp=1}^P S_{dppjjp}}} \frac{e^{-jkL_{jjp}}}{L_{jjp}}
 \end{aligned}$$

Fin si

Fin si
Fin pour

B.3 Expression détaillée des différents paramètres des modèles pour l'escalier en V et le tronçon d'escalier droit.

Dans la région 3, l'expression du point de réflexion de l'onde interagissant avec le plan formé par la marche 12 est :

$$AR_{z(12m)} = \left[\frac{\left(\frac{h_t + 11a}{h_r + (m-12)a} \right)}{1 + \left(\frac{h_t + 11a}{h_r + (m-12)a} \right)} \right] ER \quad \text{pour } m \in [13, 23] \quad (\text{B.29})$$

Il est important de mentionner que sur toute la longueur de l'escalier en V, le point d'impact du trajet réfléchissant sur une marche où RX est également située se donne uniquement pour la condition suivante :

$$AR_{z(mm)} = \begin{cases} \left[\frac{\left(\frac{h_t + (m-1)a}{h_r - (m-1)a} \right)}{1 + \left(\frac{h_t + (m-1)a}{h_r - (m-1)a} \right)} \right] ER \quad \text{pour } m = 1 \\ \left[\frac{\left(\frac{h_t + (m-1)a}{h_r - (m-m)a} \right)}{1 + \left(\frac{h_t + (m-1)a}{h_r - (m-m)a} \right)} \right] ER \quad \text{pour } m = 12 \end{cases} \quad (\text{B.30})$$

L'expression (B.30) est une généralisation de (B.25) et de la relation donnant le point de réflexion sur la marche d'ordre $m=1$.

Annexe C Équipements de mesure utilisés

C.1 Expressions analytiques des gains d'antennes utilisées dans le cadre de cette thèse

Au cours de cette thèse, deux principales familles d'antennes ont été utilisées; à savoir : les antennes patchs et les antennes cornets. Dans cette section, nous détaillons les relations permettant de concevoir ces dernières par une estimation analytique des formulations permettant d'interpréter la variation de leur gain en fonction de la direction de rayonnement.

1) Cas de l'antenne patch

Cette antenne encore appelée antenne micro-ruban est relativement simple à mettre au point et trouve des applications dans nombreux domaines tels que la détection, la gestion des files d'attente et les communications mobiles, l'aérospatial.

L'expression du gain des antennes patchs se donne par la relation suivante [209]:

$$G(\theta, \phi) = G_{\max} (\cos^2 \theta \cdot \sin^2 \phi + \cos^2 \phi) \cdot \cos(\pi V_x) \cdot \text{sinc}(\pi V_y) \quad (\text{C.1})$$

Dans (C.1), G_{\max} représente le gain de l'antenne, V_x et V_y correspondent aux nombres d'onde normalisés.

L'expression des nombres d'onde normalisés se donne comme suit :

$$\begin{cases} v_x = \frac{L_p}{\lambda} \sin \theta \cos \phi \\ v_y = \frac{W_p}{\lambda} \sin \theta \sin \phi \end{cases} \quad (\text{C.2})$$

Dans (C.2) L_p et W_p représentent respectivement la longueur et la largeur de la plaque rectangulaire métallique de l'antenne micro-ruban.

L'obtention du gain dans les plan E (polarisation vertical) et H (Polarisation horizontale) s'obtient en fixant les valeurs de θ et ϕ comme suit :

- Plan E : $\phi = 0, \forall \theta$
- Plan H : $\phi = \frac{\pi}{2}, \forall \theta$

La longueur électrique correspondant à la résonance sera de :

$$L = \frac{1}{2} \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{C.3})$$

où ϵ_r représentant la permittivité relative du substrat diélectrique et λ la longueur d'onde correspondant à la fréquence de résonance.

À la Figure C.1, une représentation des antennes patch utilisées dans cette thèse est proposée. Sur celle-ci, il est illustré l'aspect d'une telle antenne tout en mettant en évidence les différents paramètres à prendre en compte lors de sa conception.

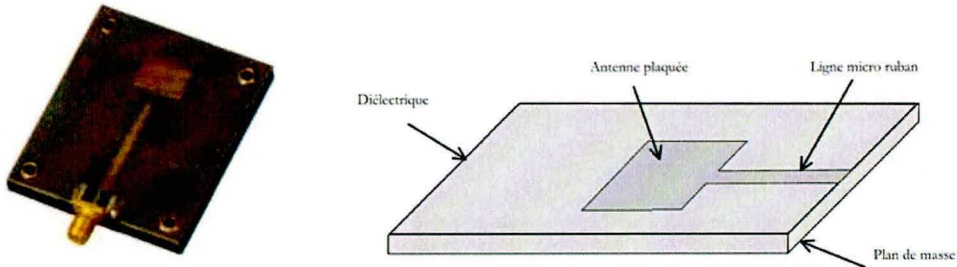


Figure C. 1 : schéma illustratif d'une antenne patch

2) Cas d'une antenne cornet

L'antenne cornet est une antenne très directive ayant pour spécificité de rayonner ou encore recevoir une onde électromagnétique de manière conséquente dans certaines directions précises de l'espace.

La représentation d'une antenne cornet de type pyramidale s'apparentant à celles utilisées tout au long de ce travail de thèse est proposée à la Figure C.2 ci-dessous.

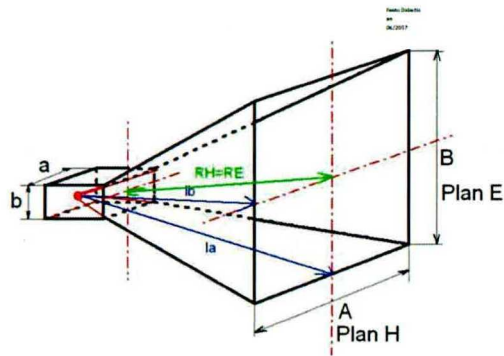
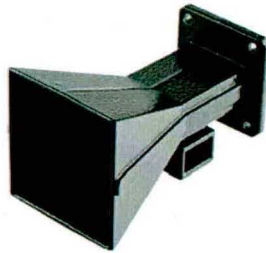


Figure C. 2 : schéma illustratif d'une antenne cornet

Pour une telle antenne, l'expression du rayonnement en champ lointain se donne par les relations suivantes [210, 250] :

$$G(\theta, \phi) = G_{max} \left[\left(\frac{1 + \cos \theta}{2} \right) \cdot F_{e,h}(\theta) \right]^2 \quad (C.4)$$

Lorsque l'antenne est polarisée verticalement, $F_{e,h}(\theta, \phi) = F_e\left(\theta, \frac{\pi}{2}\right)$

Sous ces conditions, (C.4) dévient :

$$G(\theta) = G_{max} \left[\text{sinc}(\pi p \sin \theta) \right]^2 \quad (C.5)$$

The manière analogue, pour une polarisation horizontale de l'antenne, $F_{e,h}(\theta, \phi) = F_h(\theta, 0)$. Ce qui conduit à :

$$F_h(\theta) = \int_{-A/2}^{A/2} \cos\left(\frac{\pi X'}{A}\right) e^{-jk(\sqrt{R_0^2 + x'^2} - x' \sin\theta)} dx' \quad (C.6)$$

où A correspond à la largeur de l'ouverture du cornet, B la longueur de ladite ouverture, R_0 la longueur axiale, tandis que $\rho = \frac{B}{\lambda}$ et G_{\max} représente le gain maximal de l'antenne.

Des formulations analytiques détaillées dans cette partie de la thèse, les diagrammes de rayonnements théoriques ont pu être déduits et exploités dans les chapitres 4 à 6 lors du processus de modélisation de la propagation au sein des différents environnements étudiés.

C.2 Diagrammes de rayonnement d'antennes fonctionnant en bande X

Les antennes fonctionnant dans la bande X utilisées lors des différentes campagnes de mesures de cette thèse ont été conçues par LABVOLT, racheté par le groupe FESTO, une compagnie spécialisée dans la fabrication d'outils didacticiels dans le domaine de l'ingénierie et en particulier des radiofréquences [206]. Aux Figures C.3 et C.4, sont représentés les diagrammes de rayonnement normalisés des antennes cornet et patch. Cette représentation tient compte de la polarisation de l'onde.

1) Cas de l'antenne cornet

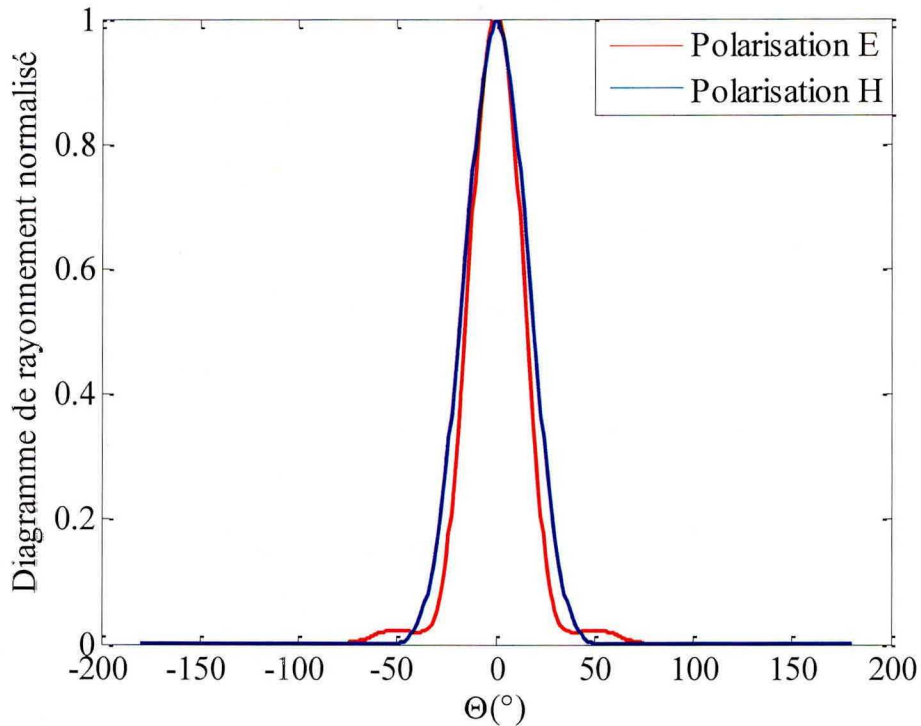


Figure C. 3 : Diagramme de rayonnement pratique du modèle 9535-A

La figure C.3 ci-dessus correspond au diagramme de rayonnement du modèle 9535A. De cette figure, il ressort que l'antenne a une ouverture de faisceau à 3 dB plus étroite pour la polarisation vertical (Plan E).

2) Cas de l'antenne patch

Pour ce qui est de l'antenne patch de modèle 9553, la figure C.4 met en valeur les angles d'ouverture à 3 dB. De celle-ci il peut être constaté que le rayonnement est plus concentré dans la direction H que dans la direction E.

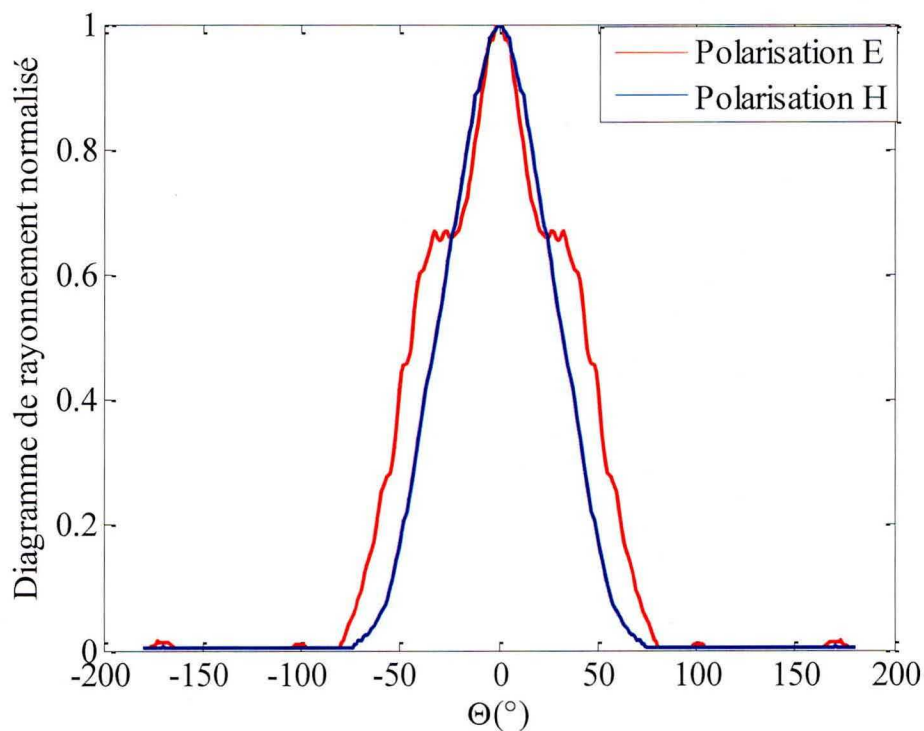


Figure C. 4 : Diagramme de rayonnement pratique du modèle 9553

3) Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires

Dans le but d'avoir une meilleure visibilité des diagrammes de rayonnement des modèles d'antennes 9535-A et 9553, une représentation de ceux-ci dans le plan polaire a été effectuée conformément à la Figure C.5. De cette représentation, il ressort assez clairement que l'antenne patch aura une meilleure ouverture dans le plan E que dans le plan H. Ce qui contraste avec l'observation portée sur l'antenne cornet; pour laquelle le rayonnement dans le plan E (courbe interrompue bleue) est plus directif que dans le plan H (courbe continue en bleu).

Ayant fait part du comportement des antennes en bande X dans les plans d'élévation et azimutal, nous pouvons dès lors planifier l'usage de ceux-ci dans des scénarios de mesures afin de valider les modèles proposés dans cette thèse.

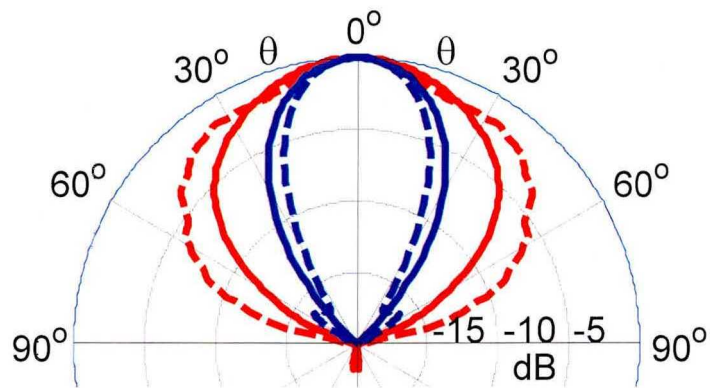


Figure C. 5 : Diagramme de rayonnement des antennes dans le plan polaire

La section C.3 portera sur la présentation de l'antenne SGH-15 fonctionnant en bande V.

C.3 Antennes cornets fonctionnant en bande V

Dans cette section, nous faisons part du diagramme de polarisation du modèle d'antenne SGH-15 fonctionnel en bande V. Cette paire d'antennes a été utilisée pour le sondage du canal à 60 GHz des différents environnements de propagation faisant l'objet de cette thèse.

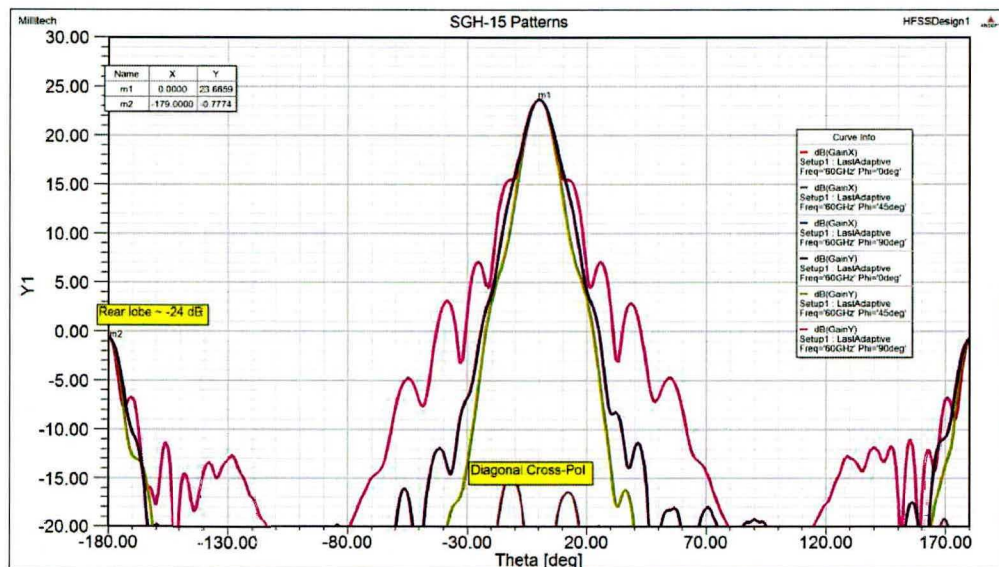


Figure C. 6 : Diagramme de rayonnement pour les plans E, H et de polarisation croisée

Sur la Figure C.6, il est représenté les diagrammes de rayonnement pour les polarisations : verticale (Plan E $\phi = 0^\circ$ en rouge), horizontale (Plan H $\phi = 90^\circ$ en

mauve) ainsi que pour les polarisations croisées ($\phi = 45^\circ$). Ces mesures ont été fournies par la compagnie Millitech Inc, spécialisée dans la fabrication des composants radiofréquences et micro-ondes. Ce diagramme procure des informations nécessaires concernant la directivité de l'antenne, ce qui facilitera son utilisation pour d'éventuelles applications en communication sans fil.

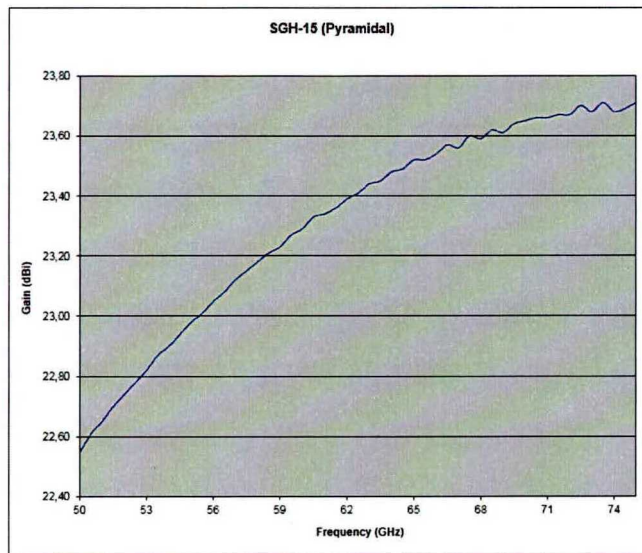
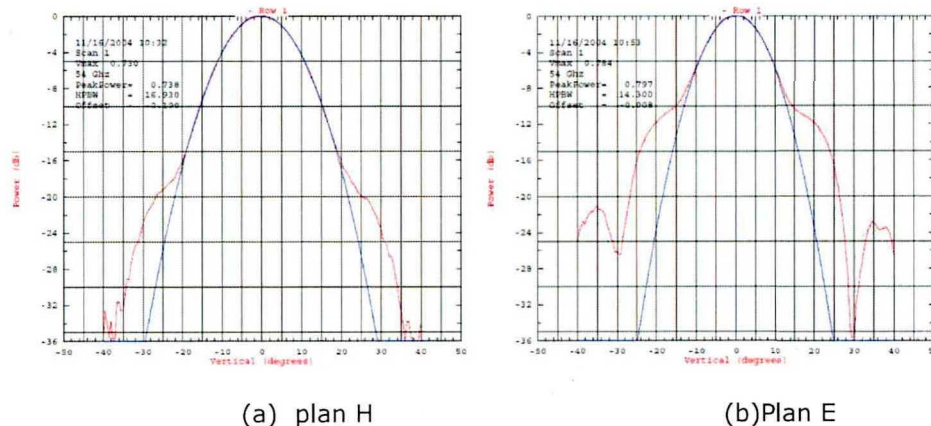


Figure C. 7 : Gain d'antenne en fonction de la fréquence en Bande V

S'agissant de la Figure C.7, elle donne l'allure croissante du gain de l'antenne en fonction des fréquences pour des valeurs décrivant la bande V. De ce graphe, on peut constater que l'antenne est ultra large bande. D'autre part, sa directivité croît avec l'augmentation de la valeur de la fréquence de fonctionnement.



(a) plan H

(b) Plan E

Figure C. 8 : diagramme de rayonnement mesuré du modèle SGH-15 associé à son approximation idéale (bleu)

Quant à la Figure C.8, elle met en évidence les diagrammes de rayonnements pratiques issus de mesures du modèle SGH-15. En rouge, sont indiqués les résultats expérimentaux. Tandis que les courbes en bleu correspondent aux approximations idéales pouvant convenir pour l'usage d'une telle antenne dans un modèle de propagation.

C.4 Tableau récapitulatif des temps mis pour développer et valider les modèles

Ci-dessous, le Tableau C.1 récapitule les temps d'implémentation des modèles proposés pour les 3 environnements ayant fait l'objet de cette thèse.

Tableau C. 1 : Temps mis pour le développement des modèles proposés

Environnement	Temps d'implémentation	Temps mis pour les campagnes de mesures
Environnement de référence (corridor lisse)	2 mois	1 mois
Tunnel rugueux en dents de scie (voir Figure 4.6)	14 mois	2 mois
Tunnel rugueux semi-cylindrique (voir Figure 5.6)	12 mois	4 mois
Cage d'escalier (voir Figure 6.5)	7 mois	1 mois
Temps global	35 mois	8 mois

Du Tableau C.1, il ressort clairement la chronologie des temps mis pour le développement des différents modèles ayant fait l'objet de cette thèse.

Pour chacun de ceux-ci, on peut constater mis à part le premier modèle (référence qui n'est qu'une reproduction de modèle bien étudié dans la littérature) qu'avec l'expérience, le temps mis pour implémentation de modèles à géométrie plus complexe se réduisait considérablement. Ceci s'explique par le fait que nous nous

étions déjà assez bien familiarisés des différentes techniques de modélisation combinant l'OG et la TUD. Compte tenu du fait que tous les environnements laissent présager des formes de rugosité périodiques pouvant permettre une interaction avec l'onde par les mécanismes de propagation assez similaires, l'expérience acquise pour les modèles antérieurs se trouvait être une complémentarité facilitant la mise au point du modèle suivant. Pour ce qui est des mesures, à l'exception de l'environnement à rugosité semi-cylindrique, le même constat est établi. Pour cet environnement à rugosité semi-cylindrique, le temps de mise au point de la campagne de mesure a été augmenté suite au fait de construire une réplique du profil rugueux.

RÉFÉRENCES

- [1] H. L. Bertoni, *Radio Propagation for Modern Wireless Systems*: Prentice Hall PTR, 2000.
- [2] T. K. Sarkar, J. Zhong, K. Kyungjung, A. Medouri, and M. Salazar-Palma, "A survey of various propagation models for mobile communication," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, pp. 51-82, 2003.
- [3] A. E. Forooshani, S. Bashir, D. G. Michelson, and S. Noghianian, "A Survey of Wireless Communications and Propagation Modeling in Underground Mines," *IEEE Communications Surveys & Tutorials* vol. 15, pp. 1524-1545, 2013.
- [4] Technologue pro. (29 Septembre 2010). *Concept de base du GSM*. Available: http://www.technologuepro.com/gsm/chapitre_1_GSM.htm
- [5] C. Yannick, "Etude paramétrique avancée des canaux SISO et MIMO en environnement complexes: Application au système HiperLAN/2," tel-00011571, Université de Brest, Brest, 9 February 2006.
- [6] K. Bryson, A. Chen, and A. Wan. (2001). *FDMA vs TDMA vs CDMA: What's the difference?* Available: <http://www.clear.rice.edu/elec301/Projects01/cdma/compare.html>
- [7] <http://perso.telecom-paristech.fr/~blanchet/DOCUMENTS/SI101poly201003.pdf>.
- [8] G. S. M. A. Intelligence, "Understanding 5G: Perspectives on future technological advancements in mobile," 2014.
- [9] J.-M. Kwadjane, M. Berbineau, C. Langlais, B. Vrigneau, and Y. Cocheril, "Apport de la connaissance a priori de la position de l'émetteur sur les algorithmes MIMO adaptatifs en environnement tunnel pour les métros," PhD, École doctorale Sciences pour l'Ingénieur, Laboratoire électronique ondes et signaux pour les transports, Université Lille 1 Sciences et technologies, [S.l.], 2014.
- [10] S. Y. Lim, A. K. Awelemdy, Z. Yun, and M. F. Iskander, "Experimental Study of Propagation Characteristics in an Open-Trench Drain," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 60-63, 2016.
- [11] J. H. Tarng, W. R. Chang, and B. J. Hsu, "Three-dimensional modeling of 900-MHz and 2.44-GHz radio propagation in corridors," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 46, pp. 519-527, 1997.
- [12] J. H. Tarng, L. Wen-Shun, H. Yeh-Fong, and H. Jiunn-Ming, "A novel and efficient hybrid model of radio multipath-fading channels in indoor environments," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 585-594, 2003.
- [13] A. Hrovat, G. Kandus, and T. Javornik, "A Survey of Radio Propagation Modeling for Tunnels," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 16, pp. 658-669, 2014.
- [14] M. Polivka, M. Svanda, P. Hudec, and S. Zvanovec, "UHF RF Identification of People in Indoor and Open Areas," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, pp. 1341-1347, 2009.
- [15] S. Geng and P. Vainikainen, "Millimeter-Wave Propagation in Indoor Corridors," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1242-1245, 2009.

- [16] S. Helhel, "Comparison of 900 and 1800 MHz Indoor Propagation Deterioration," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 3921-3924, 2006.
- [17] C.-F. Yang, B.-C. Wu, and C.-J. Ko, "A ray-tracing method for modeling indoor wave propagation and penetration," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, pp. 907-919, 1998.
- [18] S. S. Sidhu, A. Khosla, and A. Sharma, "Implementation of 3-D Ray Tracing Propagation Model for Indoor Wireless Communication," *International Journal of Electronics Engineering*, vol. 4, pp. 43-47, 2012.
- [19] International Telecommunications Union Radiocommunications, Sector (ITU-R). (2012, 20 June 2016). *Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunications systems and radio local area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz, Recommendation ITU-R P.1238-7 (02/2012)*. Available: <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.1238/fr>
- [20] M. Ghaddar, L. Talbi, G. Y. Delisle, and J. LeBel, "Deflecting-Obstacle Effects on Signal Propagation in the 60 GHz Band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 403-414, 2013.
- [21] M. S. Varela and M. G. Sanchez, "RMS delay and coherence bandwidth measurements in indoor radio channels in the UHF band," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, pp. 515-525, 2001.
- [22] Q. Wang, B. Ai, K. Guan, D. W. Matolak, R. He, and X. Zhou, "Ray-Based Statistical Propagation Modeling for Indoor Corridor Scenarios at 15 GHz," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2016, p. 12, 2016.
- [23] R. A. Valenzuela, O. Landron, and D. L. Jacobs, "Estimating local mean signal strength of indoor multipath propagation," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 46, pp. 203-212, 1997.
- [24] S. Deng, M. K. Samimi, and T. S. Rappaport, "28 GHz and 73 GHz millimeter-wave indoor propagation measurements and path loss models," in *IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW)*, 2015, pp. 1244-1250.
- [25] J. A. Kirkup, D. D. Rowlands, and D. V. Thiel, "Indoor Propagation Investigation From a 2.4GHz Waist Mounted Beacon," *Procedia Engineering*, vol. 60, pp. 188-194, 2013/01/01 2013.
- [26] G. R. Maccartney, T. S. Rappaport, S. Sun, and S. Deng, "Indoor Office Wideband Millimeter-Wave Propagation Measurements and Channel Models at 28 and 73 GHz for Ultra-Dense 5G Wireless Networks," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 2388-2424, 2015.
- [27] P. Mariage, J. F. Wain, and P. Degauque, "Effect of local variations of width and orientation of a corridor on the propagation of high frequency waves," in *5th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Wireless Networks - Catching the Mobile Future.*, 1994, pp. 1414-1418 vol.4.
- [28] M. Lienard, P. Mariage, J. Vandamme, and P. Degauque, "Radiowave retransmission in confined areas using radiating cable: theoretical and experimental study," in *Vehicular Technology Conference, 1994 IEEE 44th*, 1994, pp. 938-941 vol.2.
- [29] K. Mikoshiba and Y. Nurita, "Guided radiation by coaxial cable for train wireless systems in tunnels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 18, pp. 66-69, 1969.

- [30] S. F. Mahmoud, "On the Attenuation of Monofilar and Bifilar Modes in Mine Tunnels (Short Papers)," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 22, pp. 845-847, 1974.
- [31] S. Mahmoud and J. Wait, "Calculated Channel Characteristics of a Braided Coaxial Cable in a Mine Tunnel," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 24, pp. 82-87, 1976.
- [32] J. R. Wait and D. A. Hill, "Propagation Along a Braided Coaxial Cable in a Circular Tunnel," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, pp. 401-405, 1975.
- [33] A. Chehri and H. Mouftah, "Radio channel characterization through leaky feeder for different frequency bands," in *21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2010, pp. 347-351.
- [34] S. F. Mahmoud and J. R. Wait, "Theory of wave propagation along a thin wire inside a rectangular waveguide," *Radio Science*, vol. 9, pp. 417-420, 1974.
- [35] S. F. Mahmoud and J. R. Wait, "Geometrical optical approach for electromagnetic wave propagation in rectangular mine tunnels," *Radio Science*, vol. 9, pp. 1147-1158, 1974.
- [36] A. Emslie, R. Lagace, and P. Strong, "Theory of the propagation of UHF radio waves in coal mine tunnels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 23, pp. 192-205, 1975.
- [37] K. D. Laakmann and W. H. Steier, "Waveguides: characteristic modes of hollow rectangular dielectric waveguides," *Applied Optics*, vol. 15, pp. 1334-1340, 1976/05/01 1976.
- [38] J. Chiba, T. Inaba, Y. Kuwamoto, O. Banno, and R. Sato, "Radio communication in tunnels," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 26, pp. 439-443, 1978.
- [39] Z. Sun and I. F. Akyildiz, "Channel modeling and analysis for wireless networks in underground mines and road tunnels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, pp. 1758-1768, 2010.
- [40] Y. P. Zhang and Y. Hwang, "Theory of the propagation of electromagnetic waves in a railway tunnel," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest, 1996*, pp. 1230-1233 vol.2.
- [41] D. G. Dudley, "Wireless propagation in circular tunnels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 435-441, 2005.
- [42] D. G. Dudley and S. F. Mahmoud, "Linear source in a circular tunnel," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 2034-2047, 2006.
- [43] D. G. Dudley, M. Lienard, S. F. Mahmoud, and P. Degauque, "Wireless propagation in tunnels," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, pp. 11-26, 2007.
- [44] S. F. Mahmoud, *Electromagnetic waveguides: theory and applications*: IET, 1991.
- [45] Y. Kasashima and J. Hirai, "Analysis of propagation characteristics of radio waves in tunnels," in *Electromagnetic Compatibility, 2003. EMC '03. 2003 IEEE International Symposium on*, 2003, pp. 664-667 Vol.1.
- [46] J. M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, P. Degauque, D. G. Dudley, and L. Juan-Llacer, "Interpretation of MIMO Channel Characteristics in Rectangular Tunnels From Modal Theory," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, pp. 1974-1979, 2008.

- [47] T. S. Wang and C. F. Yang, "Simulations and Measurements of Wave Propagations in Curved Road Tunnels for Signals From GSM Base Stations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 2577-2584, 2006.
- [48] S.-H. Chen and S.-K. Jeng, "SBR image approach for radio wave propagation in tunnels with and without traffic," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 45, pp. 570-578, 1996.
- [49] D. Didascalou, J. Maurer, and W. Wiesbeck, "Natural wave propagation in subway tunnels at mobile communications frequencies," in *Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st*, 2000, pp. 2009-2013 vol.3.
- [50] M. Lienard, S. Betrencourt, and P. Degauque, "Theoretical and experimental approach of the propagation at 2.5 GHz and 10 GHz in straight and curved tunnels," in *Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th*, 1999, pp. 2268-2271 vol.4.
- [51] M. H. Kermani and M. Kamarei, "A ray-tracing method for predicting delay spread in tunnel environments," in *Personal Wireless Communications, 2000 IEEE International Conference on*, 2000, pp. 538-542.
- [52] F. M. Pallares, F. J. P. Juan, and L. Juan-Llacer, "Analysis of path loss and delay spread at 900 MHz and 2.1 GHz while entering tunnels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, pp. 767-776, 2001.
- [53] Y. P. Zhang and H. J. Hong, "Ray-optical modeling of simulcast radio propagation channels in tunnels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, pp. 1800-1808, 2004.
- [54] E. Masson, "Etude de la propagation des ondes électromagnétiques dans les tunnels courbes de section non droite pour des applications métro et ferroviaire," Université de Poitiers, 2010.
- [55] R. P. Torres, L. Valle, M. Domingo, S. Loredó, and M. C. Díez, "CINDOOR: an engineering tool for planning and design of wireless systems in enclosed spaces," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 41, pp. 11-22, 1999.
- [56] Y. P. Zhang, Y. Hwang, and R. G. Kouyoumjian, "Ray-optical prediction of radio-wave propagation characteristics in tunnel environments. 2. Analysis and measurements," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 1337-1345, 1998.
- [57] M. Lienard, P. Degauque, J. Baudet, and D. Degardin, "Investigation on MIMO channels in subway tunnels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, pp. 332-339, 2003.
- [58] R. Martelly and R. Janaswamy, "An ADI-PE approach for modeling radio transmission loss in tunnels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp. 1759-1770, 2009.
- [59] A. V. Popov and Z. Ning Yan, "Modeling radio wave propagation in tunnels with a vectorial parabolic equation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, pp. 1403-1412, 2000.
- [60] N. Noori, S. Safavi-Naeini, and H. Oraizi, "A new three-dimensional vector parabolic equation approach for modeling radio wave propagation in tunnels," in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, pp. 314-317 vol. 4B.
- [61] Y. P. Zhang, "Novel model for propagation loss prediction in tunnels," *IEEE Transactions*

- on *Vehicular Technology*, vol. 52, pp. 1308-1314, 2003.
- [62] T. Klemenschits and E. Bonek, "Radio coverage of road tunnels at 900 and 1800 MHz by discrete antennas," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1994. Wireless Networks - Catching the Mobile Future., 5th IEEE International Symposium on*, 1994, pp. 411-415 vol.2.
 - [63] M. Boutin, A. Benzakour, C. L. Despins, and S. Affes, "Radio Wave Characterization and Modeling in Underground Mine Tunnels," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 540-549, 2008.
 - [64] J.-M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, and P. Degauque, "Propagation in Tunnels: Experimental Investigations and Channel Modeling in a Wide Frequency Band for MIMO Applications," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2009, p. 560571, 2009.
 - [65] I. Rodriguez, H. C. Nguyen, N. T. K. Jorgensen, T. B. Sorensen, and P. Mogensen, "Radio Propagation into Modern Buildings: Attenuation Measurements in the Range from 800 MHz to 18 GHz," in *2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall)*, 2014, pp. 1-5.
 - [66] C. R. Anderson and T. S. Rappaport, "In-building wideband partition loss measurements at 2.5 and 60 GHz," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, pp. 922-928, 2004.
 - [67] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*: Prentice Hall PTR, 2002.
 - [68] P. Series, "Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz," *Recommendation ITU-R*, pp. 1238-7, 2012.
 - [69] S. Y. Seidel and T. S. Rappaport, "914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, pp. 207-217, 1992.
 - [70] J. F. LaFortune and M. Lecours, "Measurement and modeling of propagation losses in a building at 900 MHz," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, pp. 101-108, 1990.
 - [71] A. J. Motley and J. M. P. Keenan, "Personal communication radio coverage in buildings at 900 MHz and 1700 MHz," *Electronics Letters*, vol. 24, pp. 763-764, 1988.
 - [72] T. M. Schafer and W. Wiesbeck, "Simulation of Radiowave Propagation in Hospitals Based on FDTD and Ray-Optical Methods," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 2381-2388, 2005.
 - [73] A. Alighanbari and C. D. Sarris, "Rigorous and Efficient Time-Domain Modeling of Electromagnetic Wave Propagation and Fading Statistics in Indoor Wireless Channels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, pp. 2373-2381, 2007.
 - [74] S. Loredo, L. Valle, I. Paez, and R. P. Torres, "Accuracy analysis of GO/UTD radio channel modelling in indoor scenarios including cross-polarisation," in *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd*, 2001, pp. 469-473 vol.1.
 - [75] Z. Chen, A. Delis, and H. L. Bertoni, "Radio-wave propagation prediction using ray-tracing techniques on a network of workstations (NOW)," *Journal of Parallel and Distributed*

- Computing*, vol. 64, pp. 1127-1156, 2004/10/01 2004.
- [76] P. F. Driessen, "Gigabit/s indoor wireless systems with directional antennas," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, pp. 1034-1043, 1996.
 - [77] P. Marinier, G. Y. Delisle, and L. Talbi, "A coverage prediction technique for indoor wireless millimeter waves system," *Wireless Personal Communications*, vol. 3, pp. 257-271, 1996.
 - [78] W. K. Tam and V. N. Tran, "Propagation modelling for indoor wireless communication," *Electronics & Communication Engineering Journal*, vol. 7, pp. 221-228, 1995.
 - [79] A. Lauer, I. Wolff, A. Bahr, J. Pamp, J. Kunisch, and I. Wolff, "Multi-mode FDTD simulations of indoor propagation including antenna properties," in *Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45th*, 1995, pp. 454-458 vol.1.
 - [80] W. Honcharenko, H. L. Bertoni, J. L. Dailing, J. Qian, and H. D. Yee, "Mechanisms governing UHF propagation on single floors in modern office buildings," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 41, pp. 496-504, 1992.
 - [81] D. Porrat and D. C. Cox, "UHF propagation in indoor hallways," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, pp. 1188-1198, 2004.
 - [82] C. Shin-Hon and J. Shyh-Kang, "An SBR/image approach for radio wave propagation in indoor environments with metallic furniture," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, pp. 98-106, 1997.
 - [83] H. Xu, V. Kukshya, and T. S. Rappaport, "Spatial and temporal characteristics of 60-GHz indoor channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, pp. 620-630, 2002.
 - [84] G. Vannucci and R. S. Roman, "Measurement results on indoor radio frequency re-use at 900 MHz and 18-GHz," in *[1992 Proceedings] The Third IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Boston, MA, 1992, pp. 308-314.
 - [85] H. Droste and G. Kadel, "Measurement and analysis of wide band indoor propagation characteristics at 17 GHz and 60 GHz," in *Antennas and Propagation, 1995., Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 407)*, 1995, pp. 288-291.
 - [86] H. Wang, "Radio Channel Measurements and Modeling for Indoor Millimeter-Wave Communications at 45 GHz," PhD, THE CHINESE UNIVERSITY OF HONG KONG (HONG KONG), 2015.
 - [87] M. Ghaddar, "Caractérisation expérimentale et modélisation du canal de propagation sans fil à courte portée à 60 GHz," Département d'informatique et d'ingénierie, Université du Québec en Outaouais, 2012.
 - [88] A. C. M. Austin, "Interference modelling for indoor wireless systems using the finite-difference time-domain method," ResearchSpace@ Auckland, 2011.
 - [89] D. Didascalou, "Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped Tunnels.," PhD, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, Karlsruhe.
 - [90] D. Didascalou, M. Dottling, N. Geng, and W. Wiesbeck, "An approach to include stochastic rough surface scattering into deterministic ray-optical wave propagation modeling," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 1508-1515,

2003.

- [91] G. T. Ruck, *Radar cross section handbook* vol. 2: Plenum Publishing Corporation, 1970.
- [92] P. Beckmann and A. Spizzichino, "The scattering of electromagnetic waves from rough surfaces," *Norwood, MA, Artech House, Inc., 1987, 511 p.*, 1987.
- [93] E. S. Li and K. Sarabandi, "Low grazing incidence millimeter-wave scattering models and measurements for various road surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, pp. 851-861, 1999.
- [94] N. Pinel, J. T. Johnson, and C. Bourlier, "A Geometrical Optics Model of Three Dimensional Scattering From a Rough Layer With Two Rough Surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 809-816, 2010.
- [95] Y. Cocheril and R. Vauzelle, "A new ray-tracing based wave propagation model including rough surfaces scattering," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 75, pp. 357-381, 2007.
- [96] Y. Cocheril, S. Reynaud, and R. Vauzelle, "Comparison between two original methods including scattering in 3D channel simulations," in *Wireless Technology, 2006. The 9th European Conference on*, 2006, pp. 87-90.
- [97] Y. Cocheril, "Prise en compte de la diffusion sur des surfaces rugueuses dans une simulation du canal radioélectrique," Université de Poitiers. UFR des sciences fondamentales et appliquées, 2006.
- [98] Z. Xu, Y. Huo, and H. d. Zheng, "The effect of the wall roughness on the electromagnetic wave propagation in coal mine underground," in *Knowledge Acquisition and Modeling Workshop, 2008. KAM Workshop 2008. IEEE International Symposium on*, 2008, pp. 482-485.
- [99] B. J. Choudhury, T. J. Schumge, A. Chang, and R. W. Newton, "Effect of surface roughness on the microwave emission from soils," *Journal of Geophysical Research: Oceans*, vol. 84, pp. 5699-5706, 1979.
- [100] B. Choudhury and R. M. Jha, "A refined ray tracing approach for wireless communications inside underground mines and metrorail tunnels," in *Applied Electromagnetics Conference (AEMC), 2011 IEEE*, 2011, pp. 1-4.
- [101] N. Pinel, "Study of asymptotic models of electromagnetic scattering from natural interfaces - Application to a sea covered in oil," Université de Nantes, 2006.
- [102] L. Tsang, J. A. Kong, K.-H. Ding, and C. O. Ao, *Scattering of electromagnetic waves, numerical simulations* vol. 25: John Wiley & Sons, 2004.
- [103] F. T. Ulaby, R. K. Moore, and A. K. Fung, "Microwave Remote Sensing Active and Passive- Volume II: Radar Remote Sensing and Surface Scattering and Emission Theory," 1982.
- [104] P. Kreuzgruber, T. Brundl, W. Kuran, and R. Gahleitner, "Prediction of indoor radio propagation with the ray splitting model including edge diffraction and rough surfaces," in *Vehicular Technology Conference, 1994 IEEE 44th*, 1994, pp. 878-882 vol.2.
- [105] R. Martelly and R. Janaswamy, "Modeling Radio Transmission Loss in Curved, Branched and Rough-Walled Tunnels With the ADI-PE Method," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 2037-2045, 2010.
- [106] R. Piesiewicz, M. Jacob, M. Koch, J. Schoebel, and T. Kurner, "Performance Analysis of

- Future Multigigabit Wireless Communication Systems at THz Frequencies With Highly Directive Antennas in Realistic Indoor Environments," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 14, pp. 421-430, 2008.
- [107] M. Boutin, A. Benzakour, C. L. Despins, and S. Affes, "Radio wave characterization and modeling in underground mine tunnels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, 2008.
- [108] V. Degli-Esposti, F. Fuschini, E. M. Vitucci, and G. Falciasecca, "Measurement and Modelling of Scattering From Buildings," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, pp. 143-153, 2007.
- [109] Y. Kishiki, J. Takada, G. Chinga, N. Lertsirisopon, M. Kawamura, H. Takao, *et al.*, "Application of reflection on curved surfaces and roughness on surface in ray tracing for tunnel propagation," in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, 2010, pp. 1-5.
- [110] I. B. Mabrouk, L. Talbi, M. Nedil, and K. Hettak, "MIMO-UWB Channel Characterization Within an Underground Mine Gallery," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 4866-4874, 2012.
- [111] N. W. Damiano, J. Li, C. Zhou, D. E. Brocker, Y. Qin, D. H. Werner, *et al.*, "Simulation and Measurement of Medium-Frequency Signals Coupling From a Line to a Loop Antenna," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, pp. 3527-3534, 2016.
- [112] Y. Rissafi, L. Talbi, and M. Ghaddar, "Experimental characterization of an UWB propagation channel in underground mines," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 240-246, 2012.
- [113] I. B. Mabrouk, J. Hautcoeur, L. Talbi, M. Nedil, and K. Hettak, "Feasibility of a Millimeter-Wave MIMO System for Short-Range Wireless Communications in an Underground Gold Mine," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 4296-4305, 2013.
- [114] A. Ranjan, H. B. Sahu, and P. Misra, "Wave propagation model for wireless communication in underground mines," in *2015 IEEE Bombay Section Symposium (IBSS)*, 2015, pp. 1-5.
- [115] S. A. M. Tariq, C. Despins, S. Affes, and C. Nerguizian, "Statistical Modeling of 60 GHz Wireless Channel in an Underground Mine Gallery," in *2015 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*, 2015, pp. 1-5.
- [116] N. Hakem, G. Delisle, and Y. Coulibaly, "Radio-wave propagation into an underground mine environment at 2.4 GHz, 5.8 GHz and 60 GHz," in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014, pp. 3592-3595.
- [117] S. A. M. Tariq, "Characterization and Modelling of Scattered Wireless Channel at 60GHz in an Unverground Mine Gallery," PhD Doctoral dissertation, Département de Génie Electrique, Ecole Polytechnique de Montréal, Août 2016.
- [118] M. Moutairou and G. Y. Delisle, "Underground mines propagation channel characterization at UHF frequencies," in *Wireless Communications in Unusual and Confined Areas (ICWCUCA), 2012 International Conference on*, 2012, pp. 1-5.
- [119] M. Moutairou, G. Y. Delisle, H. Aniss, and M. Misson, "Coverage Efficiency of Narrow-Band Wave Propagation in Mining Environments," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 51, pp. 391-400, 2009.

- [120] M. D. Weiss, J. Peak, and T. Schwengler, "A Statistical Radio Range Model for a Robot MANET in a Subterranean Mine," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, pp. 2658-2666, 2008.
- [121] L. G. Stołarczyk, "Emergency and operational low and medium frequency band radio communications system for underground mines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, pp. 780-790, 1991.
- [122] D. Porrat, P. Kyritsi, and D. C. Cox, "MIMO capacity in hallways and adjacent rooms," in *Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM'02. IEEE*, 2002, pp. 1930-1934.
- [123] S. Ramo, J. R. Whinnery, and T. Van Duzer, *Fields and waves in communication electronics*: John Wiley & Sons, 2008.
- [124] E. Conil, "Propagation électromagnétique en milieu complexe: du champ proche au champ lointain," Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2005.
- [125] N. F. Declercq, K. Dewijngaert, K. Vanderhaeghe, and P. Verleysen, "An Acoustic Diffraction Study of a Specifically Designed Auditorium Having a Corrugated Ceiling: Alvar Aalto's Lecture Room," *Acta Acustica united with Acustica*, vol. 97, pp. 599-606, 2011.
- [126] P. Economou and P. Charalampous, "Seat Dip Effect using Wave Based Geometrical Acoustics (WBGA)," in *23rd International Congress on Sound & Vibration*.
- [127] J. T.-H. Chuang, "Characterization of ultrawideband radiowave propagation within the passenger cabin of a Boeing 737-200 aircraft," University of British Columbia, 2007.
- [128] T. Lokki, A. Southern, and L. Savioja, "Studies on seat dip effect with 3D FDTD modeling," in *Proc. of Forum Acusticum*, 2011.
- [129] J. Ferrer-Coll, P. Angskog, J. Chilo, and P. Stenumgaard, "Characterisation of highly absorbent and highly reflective radio wave propagation environments in industrial applications," *IET Communications*, vol. 6, pp. 2404-2412, 2012.
- [130] L. Chan-Ping, J. L. Volakis, K. Sertel, R. W. Kindt, and A. Anastasopoulos, "Indoor propagation models based on rigorous methods for site-specific multipath environments," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 1718-1725, 2006.
- [131] N. F. Declercq and C. S. Dekeyser, "Acoustic diffraction effects at the Hellenistic amphitheater of Epidaurus: Seat rows responsible for the marvelous acoustics," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 121, pp. 2011-2022, 2007.
- [132] General Headquarters of Civil Defence, Ministry of Interior, United Arab Emirates. (2011, 20 June 2016). *UAE Fire and life safety code of practice*. Available: www.dcd.gov.ae/portal/eng/UAEFIRECODE_ENG.pdf
- [133] TOMCO2 Fire Systems. (20 June 2016). *High pressure CO2 engineering, installation and Operation Manual*. Available: www.tomcosystems.com/wp-content/uploads/2013/09/HPCO2_Engineering_Manual.pdf
- [134] Castel Fire. (20 June). *General Fire Suppression*. Available: <http://www.castlefire.co.uk/legacy/pages/suppression/gensupp.html>
- [135] S. Yildiz, Y. Altuncu, A. Yapar, and I. Akduman, "On the Scattering of Electromagnetic

- Waves by Periodic Rough Dielectric Surfaces: A BOA Solution," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 46, pp. 2599-2606, 2008.
- [136] R. Millar, "The Rayleigh hypothesis and a related least-squares solution to scattering problems for periodic surfaces and other scatterers," *Radio Science*, vol. 8, pp. 785-796, 1973.
- [137] L. B. Spence, "Microwave Propagation Over Periodic Rough Surfaces," in *1967 IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium Record*, 1967, pp. 1-3.
- [138] R. Petit, "Electromagnetic grating theories: limitations and successes," *Nouvelle Revue d'Optique*, vol. 6, p. 129, 1975.
- [139] S.-L. Chuang and J. A. Kong, "Scattering of waves from periodic surfaces," *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, pp. 1132-1144, 1981.
- [140] S. Chuang and J. Kong, "Wave scattering from a periodic dielectric surface for a general angle of incidence," *Radio Science*, vol. 17, pp. 545-557, 1982.
- [141] K. A. E. H. Zaki, "Numerical methods for the analysis of scattering from nonplanar periodic structures," University of California, Berkeley, 1969.
- [142] M.-J. Shiau, "Scattering and guidance of electromagnetic wave by a periodic structure-general incidence case," *Dissertation Abstracts International Part B: Science and Engineering*[DISS. ABST. INT. PT. B- SCI. & ENG.], vol. 44, 1983.
- [143] A. Wirgin, "RAYLEIGH THEOREM OF EQUIVALENCE," *COMPTES RENDUS HEBDOMADAIRES DES SEANCES DE L ACADEMIE DES SCIENCES SERIE B*, vol. 267, pp. 102-&, 1968.
- [144] P. Lehmann, A. Schone, and J. Peters, "Estimation of electromagnetic scattering patterns from sinusoidal surfaces using FFT," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, pp. 500-505, 1992.
- [145] N. F. Declercq and B. Sarens, "Scholte-Stoneley wave generation by means of diffraction on a corrugated surface: Influence of corrugation shape," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 121, pp. 3182-3182, 2007.
- [146] N. F. Declercq and B. Sarens, "Increased efficiency of surface wave stimulation on the inaccessible side of a thick isotropic plate with superimposed periodicity," *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 54, pp. 1409-1422, 2007.
- [147] P. Ängskog, "Measurement and Analysis of Radio Wave Coverage in Industrial Environments," 2012.
- [148] O. Landron, M. J. Feuerstein, and T. S. Rappaport, "A comparison of theoretical and empirical reflection coefficients for typical exterior wall surfaces in a mobile radio environment," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 341-351, 1996.
- [149] J. Vincent-Geisse and J. Dayet, "Réflexion et transmission à la surface d'un milieu absorbant application à l'étude critique de la méthode du réfractomètre d'abbe pour la détermination des indices de réfraction," *J. Phys. France*, vol. 26, pp. 66-74, 1965.
- [150] H. R. Anderson, "A ray-tracing propagation model for digital broadcast systems in urban areas," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 309-317, 1993.

- [151] H. R. Anderson, "A second generation 3-D ray-tracing model using rough surface scattering," in *Vehicular Technology Conference, 1996. Mobile Technology for the Human Race., IEEE 46th*, 1996, pp. 46-50 vol.1.
- [152] K. A. Remley, A. Weisshaar, and H. R. Anderson, "Full-wave study on the accuracy of ray-tracing in multipath environments," in *Radio and Wireless Conference, 1999. RAWCON 99. 1999 IEEE*, 1999, pp. 203-206.
- [153] A. Le Morvan, "Modifications des modèles de diffusion pour une meilleure compréhension de la mesure radar sur les sols agricoles nus," PhD Méthodes Physiques en Télédétection, Ecole doctorale des Sciences de l'Environnement d'Ile de France, Université Pierre et Marie Cury, Paris VI, 2010.
- [154] M. Oren and S. K. Nayar, "Diffuse reflectance from rough surfaces," in *Computer Vision and Pattern Recognition, 1993. Proceedings CVPR '93., 1993 IEEE Computer Society Conference on*, 1993, pp. 763-764.
- [155] B. A. Davis, "Propagation and scattering of waves by terrain features," Ph.D. 3030349, Virginia Polytechnic Institute and State University, United States -- Virginia, 2000.
- [156] G. Franceschetti, M. Migliaccio, and D. Riccio, "The validity of the Kirchhoff approximation for fractal surface scattering," in *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 1999. IGARSS '99 Proceedings. IEEE 1999 International*, 1999, pp. 2407-2409 vol.5.
- [157] P. Valtr and F. Perez-Fontan, "Modeling of wave scattering from rough building surface for land mobile satellite channel," in *Satellite and Space Communications, 2008. IWSSC 2008. IEEE International Workshop on*, 2008, pp. 26-30.
- [158] N. Pinel, J. T. Johnson, and C. Bourlier, "A Geometrical Optics Model of Three Dimensional Scattering From a Rough Surface Over a Planar Surface," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 546-554, 2009.
- [159] N. Pinel, J. T. Johnson, and C. Bourlier, "A Geometrical Optics Model of Three Dimensional Scattering From a Rough Layer With Two Rough Surfaces," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 809-816, 2010.
- [160] Y. Cocheril, R. Vauzelle, and L. Aveneau, "3D Channel Simulations Including Scattering from Non-Gaussian Rough Surfaces," in *IEEE 64th Vehicular Technology Conference*, 2006, pp. 1-5.
- [161] S. Reynaud, Y. Cocheril, R. Vauzelle, A. Reineix, L. Aveneau, and C. Guiffaut, "Influence of an accurate environment description for the indoor propagation channel modelling," in *Wireless Technology, 2005. The European Conference on*, 2005, pp. 51-54.
- [162] Y. Brelet, "Diffusion des ondes électromagnétiques par une surface rugueuse monodimensionnelle sous incidences modérées et rasantes: application au domaine maritime," PhD Electronique, Ecole doctorale sciences et technologies de l'information et mathématiques, Nante, 2008.
- [163] J. A. Ogilvy and H. M. Merklinger, "Theory of Wave Scattering from Random Rough Surfaces," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 90, pp. 3382-3382, 1991.
- [164] C. T. C. Le, Y. Kuga, and A. Ishimaru, "Angular correlation function based on the second-order Kirchhoff approximation and comparison with experiments," *Journal of the Optical Society of America A*, vol. 13, pp. 1057-1067, 1996/05/01 1996.

- [165] N. Pinel, C. Bourlier, and J. Saillard, "Energy conservation of the scattering from one-dimensional random rough surfaces in the high-frequency limit," *Optics Letters*, vol. 30, pp. 2007-2009, 2005/08/01 2005.
- [166] C. Bourlier, N. Dechamps, and G. Berginc, "Electromagnetic scattering from rough surfaces with the first- and second-order Kirchhoff approximation in high-frequency limit," in *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2003. IGARSS '03. Proceedings. 2003 IEEE International*, 2003, pp. 115-117 vol.1.
- [167] Z. Yun and M. F. Iskander, "Ray Tracing for Radio Propagation Modeling: Principles and Applications," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 1089-1100, 2015.
- [168] F. A. Agelet, A. Formella, J. M. H. Rabanos, F. I. d. Vicente, and F. P. Fontan, "Efficient ray-tracing acceleration techniques for radio propagation modeling," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, pp. 2089-2104, 2000.
- [169] B. D. Backer, H. Borjeson, D. D. Zutter, and F. Olyslager, "Propagation mechanisms for UHF wave transmission through walls and windows," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 52, pp. 1297-1307, 2003.
- [170] N. J. Thomas, M. J. Willis, and K. H. Craig, "The Relative Importance of Different Propagation Mechanisms for Radio Coverage and Interference Prediction in Urban Scenarios at 2.4, 5.8, and 28 GHz," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 3918-3920, 2006.
- [171] M. Kimpe, H. Leib, O. Maquelin, and T. H. Szymanski, "Fast computational techniques for indoor radio channel estimation," *Computing in Science & Engineering*, vol. 1, pp. 31-41, 1999.
- [172] Y. Hwang, Y. P. Zhang, and R. G. Kouyoumjian, "Ray-optical prediction of radio-wave propagation characteristics in tunnel environments. 1. Theory," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 1328-1336, 1998.
- [173] R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak, "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, pp. 1448-1461, 1974.
- [174] J. Cashman, R. Kouyoumjian, and P. Pathak, "Comments on "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface"," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 447-451, 1977.
- [175] H. M. El-Sallabi, I. T. Rekanos, and P. Vainikainen, "A new heuristic diffraction coefficient for lossy dielectric wedges at normal incidence," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 1, pp. 165-168, 2002.
- [176] R. Luebbers, "Finite conductivity uniform GTD versus knife edge diffraction in prediction of propagation path loss," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, pp. 70-76, 1984.
- [177] F. S. De Adana, O. G. Blanco, I. G. Diego, J. P. Arriaga, and M. F. Cátedra, "Propagation model based on ray tracing for the design of personal communication systems in indoor environments," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, pp. 2105-2112, 2000.
- [178] P. Vaudon. *Introduction à la théorie géométrique de la diffraction*. Available: <http://patrick.vaudon.pagesperso-orange.fr/default.htm>

- [179] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius, and J. A. G. Malherbe, *Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction*: Artech House, 1990.
- [180] J. F. Legendre, T. Marsault, G. Landouer, and D. Cueff, "Fock's integral and Pekeris's integral calculation for diffraction on dielectric convex surface," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, pp. 2464-2468, 2012.
- [181] P. Pathak, W. Burnside, and R. Marhefka, "A uniform GTD analysis of the diffraction of electromagnetic waves by a smooth convex surface," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 28, pp. 631-642, 1980.
- [182] P. E. Hussar, "A uniform GTD treatment of surface diffraction by impedance and coated cylinders," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, pp. 998-1008, 1998.
- [183] H. M. El-Sallabi and J. Tervonen, "Characterization of radio wave propagation in tunnels for microcellular communications," in *2000 IEEE-APS Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications (Cat. No.00EX380)*, Waltham, MA, 2000, pp. 91-94.
- [184] H. Wang, "Modelling and wideband characterization of radio wave propagation in microcells," Ph.D. 3185985, The University of Texas at Austin, United States -- Texas, 2005.
- [185] R. Hoppe, G. Wolfle, and F. M. Landstorfer, "Measurement of building penetration loss and propagation models for radio transmission into buildings," in *Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th*, 1999, pp. 2298-2302 vol.4.
- [186] Y. Wang, S. Safavi-Naeini, and S. K. Chaudhuri, "A hybrid technique based on combining ray tracing and FDTD methods for site-specific modeling of indoor radio wave propagation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, pp. 743-754, 2000.
- [187] M. Thiel and K. Sarabandi, "A Hybrid Method for Indoor Wave Propagation Modeling," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, pp. 2703-2709, 2008.
- [188] M. F. Iskander and Y. Zhengqing, "Propagation prediction models for wireless communication systems," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 662-673, 2002.
- [189] W. Ying, S. Safavi-Naeini, and S. K. Chaudhuri, "A hybrid technique based on combining ray tracing and FDTD methods for site-specific modeling of indoor radio wave propagation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, pp. 743-754, 2000.
- [190] X. Zhang, N. Sood, J. K. Siu, and C. D. Sarris, "A Hybrid Ray-Tracing/Vector Parabolic Equation Method for Propagation Modeling in Train Communication Channels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, pp. 1840-1849, 2016.
- [191] G. D. Kondylis, F. D. Flaviis, G. J. Pottie, and Y. Rahmat-Samii, "Indoor channel characterization for wireless communications using reduced finite difference time domain (R-FDTD)," in *Gateway to 21st Century Communications Village. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference (Cat. No.99CH36324)*, 1999, pp. 1402-1406 vol.3.
- [192] L. Qingliang and C. Yinchao, "Applications of the PSTD for scattering analysis," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, pp. 1317-1319, 2002.

- [193] L. Qing Huo, "Large-scale simulations of electromagnetic and acoustic measurements using the pseudospectral time-domain (PSTD) algorithm," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 37, pp. 917-926, 1999.
- [194] F. Zheng, "Novel unconditionally stable finite-difference time-domain method for electromagnetic and microwave modeling," Dalhousie University, 2001.
- [195] G. S. Baron, C. D. Sarris, and E. Fiume, "Real-time S-MRTD simulation of electrically large indoor wireless channels with commodity GPUs," in *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2006, pp. 1815-1818.
- [196] W. C. Gibson, *The Method of Moments in Electromagnetics, Second Edition*: CRC Press, 2014.
- [197] A. Schultschik, O. Farle, Y. Konkell, and R. Dyczij-Edlinger, "Self-adaptive fast frequency sweep for the finite element analysis of waveguide modes," *Radio Science*, vol. 46, pp. 1-6, 2011.
- [198] H. T. Anastassiou, S. Vougioukas, T. Fronimos, C. Regen, L. Petrou, M. Zude, *et al.*, "A computational model for path loss in wireless sensor networks in orchard environments," *Sensors*, vol. 14, pp. 5118-5135, 2014.
- [199] A. Centeno, "A comparison of numerical dispersion in FDTD and TLM algorithms," in *Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics, 2003. APACE 2003.*, 2003, pp. 128-131.
- [200] D. Yang, J. A. Kong, Y. Wenzhe, Z. Wang, and L. Peng, "A Statistical Integral Equation Model for Shadow-Corrected EM Scattering From a Gaussian Rough Surface," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 1843-1855, 2007.
- [201] R. Cosquer, "Conception d'un sondeur de canal MIMO- Caractérisation du canal de propagation d'un point de vue directionnel et doublement directionnel," INSA de Rennes, 2004.
- [202] M. Liénard, "Du modèle de canal de propagation à l'optimisation des systèmes de télécommunications," 2002.
- [203] T. Brown, E. De Carvalho, and P. Kyritsi, "Introduction," in *Practical Guide to the MIMO Radio Channel with MATLAB® Examples*, ed: John Wiley & Sons, Ltd, 2012, pp. 1-16.
- [204] S. FEROUANI, "Etude et implémentation d'un système MIMO dans un contexte OFDM," 2014.
- [205] A. M. Street, L. Lukama, and D. J. Edwards, "Use of VNAs for wideband propagation measurements," *IEE Proceedings - Communications*, vol. 148, pp. 411-415, 2001.
- [206] *Antenna training and measurement system Model 8092*. Available: <https://www.labvolt.com/downloads/dsa8092.pdf>
- [207] V. Van Yem, "Conception et réalisation d'un sondeur de canal multicapteur utilisant les corrélateurs cinq-ports pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments," *École Doctorale d'Informatique, Télécommunications et Électronique de Paris, Thèse de Doctorat*, 2005.
- [208] Keysight Technologies. (20 June). *Keysight 2-port and 4-port PNA-X Network Analyzer, N5247A- 10 MHz to 67 GHz*. Available: literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/N5247-90002.pdf

- [209] A. Boualleg and N. Merabtime, "Analysis of radiation patterns of rectangular microstrip antennas with uniform substrate," *Semiconductor Physics, Quantum Electronics & Optoelectronics*, vol. 8, 2005.
- [210] H. J. Delgado and M. H. Thursby, "Implementation of the pyramidal-horn antenna radiation-pattern equations using Mathcad (R)," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 41, pp. 96-99, 1999.
- [211] C. Han, A. O. Bicen, and I. F. Akyildiz, "Multi-Ray Channel Modeling and Wideband Characterization for Wireless Communications in the Terahertz Band," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, pp. 2402-2412, 2015.
- [212] M. Ghaddar, L. Talbi, T. A. Denidni, and A. Sebak, "A Conducting Cylinder for Modeling Human Body Presence in Indoor Propagation Channel," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 3099-3103, 2007.
- [213] I. Ben Mabrouk, L. Talbi, M. Nedil, and K. Hettak, "MIMO-UWB Channel Characterization Within an Underground Mine Gallery," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 4866-4874, 2012.
- [214] R. Ait Jilal, M. Nedil, Y. Coulibaly, T. A. Denidni, I. Ben Mabrouk, and L. Talbi, "Characterization of the MIMO channel for LTE standard in underground mine," in *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on*, 2011, pp. 2777-2780.
- [215] L. Talbi, Y. Rissafi, and A. Lakhssassi, "UWB measurement investigation for remote sensing in underground mining environment," in *Electromagnetics in Advanced Applications, 2009. ICEAA '09. International Conference on*, 2009, pp. 1030-1033.
- [216] K. Pahlavan and A. H. Levesque, "Measurement of Wideband and UWB Channel Characteristics," in *Wireless Information Networks*, ed: John Wiley & Sons, Inc., 2005, pp. 149-203.
- [217] S. Wang, "Radio Wave Attenuation Character in the Confined Environments of Rectangular Mine Tunnel," *Modern Applied Science*, vol. 4, pp. 65-70, Feb 2010 2010.
- [218] D. B. Davidson, *Computational electromagnetics for RF and microwave engineering*: Cambridge University Press, 2010.
- [219] M. Albani, G. Carluccio, and P. H. Pathak, "Uniform Ray Description for the PO Scattering by Vertices in Curved Surface With Curvilinear Edges and Relatively General Boundary Conditions," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 1587-1596, 2011.
- [220] R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak, "High frequency diffraction, focus on ray methods," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE, 2000*, p. 1638 vol.3.
- [221] M. Höyhty, J. Kyröläinen, A. Hulkkonen, J. Ylitalo, and A. Roivainen, "Application of cognitive radio techniques to satellite communication," in *2012 IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks*, 2012, pp. 540-551.
- [222] A. S. Bhadouria and M. Kumar, "Wide Ku-Band Microstrip patch antenna using defected patch and ground," in *2014 International Conference on Advances in Engineering & Technology Research (ICAETR - 2014)*, 2014, pp. 1-5.
- [223] M. I. Skolnik, "Introduction to radar," *Radar Handbook*, vol. 2, 1962.

- [224] C. A. M. Hernandez and R. A. R. Solís, "Design of V-band SIW fed cavity backed aperture coupled microstrip patch array element for applications in body area networks," in *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2016, pp. 1235-1236.
- [225] B. R. Elbert, *The satellite communication applications handbook*: Artech house, 2004.
- [226] G. D. Durgin and T. S. Rappaport, "Theory of multipath shape factors for small-scale fading wireless channels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, pp. 682-693, 2000.
- [227] H. Kremo, "On the spatial and temporal coherence of wireless vehicular short range channels," 2011.
- [228] M. J. Gans, "A power-spectral theory of propagation in the mobile-radio environment," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 21, pp. 27-38, 1972.
- [229] R. H. Clarke, "A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception," *Bell System Technical Journal*, vol. 47, pp. 957-1000, 1968.
- [230] Keysight Technologies. (20 June). *Applying error correction to network analyzer measurements*. Available: literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5965-7709E.pdf
- [231] G. D. Morrison, *Measurement, characterization, and modelling of the indoor radio propagation channel*: University of Calgary, 2000.
- [232] S. Bashir, "Effect of Antenna Position and Polarization on UWB Propagation Channel in Underground Mines and Tunnels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 4771-4779, 2014.
- [233] V. A. Fono, L. Talbi, and N. Hakem, "Propagation modeling in complex rough environment based on ray tracing," in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2013, pp. 1924-1925.
- [234] J. Furtado de Souza, F. N. B. Magno, K. Cozzolino, J. C. Costa, and G. P. dos Santos Cavalcante, "Studies of propagation loss in semi-confined environments using parabolic equations for large angles of propagation," in *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)* Barcelona, Spain, 2010, pp. 1-5.
- [235] F. Fuschini and G. Falciasecca, "A Mixed Rays Modes Approach to the Propagation in Real Road and Railway Tunnels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 1095-1105, 2012.
- [236] V. Savic, J. Ferrer-Coll, P. Angskog, J. Chilo, P. Stenumgaard, and E. Larsson, "Measurement Analysis and Channel Modeling for TOA-Based Ranging in Tunnels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. PP, pp. 1-1, 2014.
- [237] S. Y. Lim, Z. Yun, J. M. Baker, N. Celik, H.-s. Youn, and M. F. Iskander, "Propagation Modeling and Measurement for a Multifloor Stairwell," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 583-586, 2009.
- [238] S. Y. Lim, Z. Yun, J. M. Baker, N. Celik, H.-S. Youn, and M. F. Iskander, "Radio propagation in stairwell: Measurement and simulation results," in *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2009, pp. 1-4.
- [239] C.-F. Yang and B.-C. Wu, "A ray-tracing/PMM hybrid approach for determining wave propagation through periodic structures," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*,

- vol. 50, pp. 791-795, 2001.
- [240] O. Abdul Aziz and T. A. Rahman, "Investigation of Path Loss Prediction in Different Multi-Floor Stairwells at 900 MHz and 1800 MHz," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 39, pp. 27-39, 2014.
 - [241] O. Abdul Aziz and T. A. Rahman, "Modelling the Impact of Operating Frequencies on Path Loss and Shadowing along Multi-Floor Stairwell for 0.7 GHz–2.5 GHz Range," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 40, pp. 69-78, 2014.
 - [242] S. Y. Lim, Z. Yun, and M. F. Iskander, "Radio propagation modeling in indoor stairwell: A K-means clustering approach," in *2012 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2012, pp. 1-2.
 - [243] S. Y. Lim, Z. Yun, and M. F. Iskander, "Propagation Measurement and Modeling for Indoor Stairwells at 2.4 and 5.8 GHz," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 4754-4761, 2014.
 - [244] R. J. Luebbers, "A heuristic UTD slope diffraction coefficient for rough lossy wedges," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, pp. 206-211, 1989.
 - [245] P. D. Holm, "A new heuristic UTD diffraction coefficient for nonperfectly conducting wedges," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, pp. 1211-1219, 2000.
 - [246] Y. Wang, W.-J. Lu, and H.-B. Zhu, "Propagation Characteristics of the LTE Indoor Radio Channel With Persons at 2.6 GHz," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 991-994, 2013.
 - [247] J. A. Dabin, A. M. Haimovich, and H. Grebel, "A statistical ultra-wideband indoor channel model and the effects of antenna directivity on path loss and multipath propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, pp. 752-758, 2006.
 - [248] M. El Azhari, M. Nedil, I. B. Mabrouk, K. Ghanem, and L. Talbi, "Characterization of an off-body channel at 2.45 GHz in an underground mine environment," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 43, pp. 91-100, 2015.
 - [249] A. E. Shaikh, F. Majeed, M. Zeeshan, T. Rabbani, and I. Sheikh, "Efficient implementation of deterministic 3-D ray tracing model to predict propagation losses in indoor environments," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on*, 2002, pp. 1208-1212 vol.3.
 - [250] L. V. Blake and M. W. Long, *Antennas: Fundamentals, Design, Measurement*: SciTech Pub., 2009.