



HAL
open science

Caractérisation et modélisation du canal de propagation indoor pour les réseaux WLAN/WPAN multi-bandes

Marwan El Hajj

► To cite this version:

Marwan El Hajj. Caractérisation et modélisation du canal de propagation indoor pour les réseaux WLAN/WPAN multi-bandes. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. INSA de Rennes; Université Libanaise, 2020. Français. NNT : 2020ISAR0008 . tel-03229871v2

HAL Id: tel-03229871

<https://hal.science/tel-03229871v2>

Submitted on 31 Jan 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THESE DE DOCTORAT DE

L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES

APPLIQUEES RENNES

COMUE UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE

ECOLE DOCTORALE N° 601

*Mathématiques et Sciences et Technologies
de l'Information et de la Communication*

Spécialité : *Télécommunications*

Par

Marwan EL HAJJ

Caractérisation et modélisation du canal de propagation indoor pour les réseaux WLAN/WPAN multi-bandes

Thèse présentée et soutenue à Rennes, le 08/12/2020

Unité de recherche : Institut d'Électronique et des Technologies du numéRique (IETR), INSA-Rennes

Thèse N° : 20ISAR 26 / D20 - 26

Rapporteurs avant soutenance :

Atika RIVENQ

Professeur, Université Polytechnique Hauts-de-France

Yannis POUSSET

Professeur, Université de Poitiers

Composition du Jury :

Président :

Kosaï RAOOF

Professeur, Université du Mans

Examineur :

Valéry GUILLET

Dr-ingénieur de recherche-Orange Labs Belfort

Rapporteurs :

Atika RIVENQ

Professeur, Université Polytechnique Hauts-de-France

Yannis POUSSET

Professeur, Université de Poitiers

Dir. de thèse :

Ghaïb EL ZEIN

Professeur, INSA-Rennes

Co-dir. de thèse :

Sawsan SADEK

Professeur, Université Libanaise

Encadrants :

Gheorghe ZAHARIA

Maître de conférences, INSA-Rennes

Hanna FARHAT

Maître de conférences, Université Libanaise

Intitulé de la thèse :

Caractérisation et modélisation du canal de propagation indoor pour les réseaux WLAN/WPAN multi-bandes

Marwan EL HAJJ

En partenariat avec:



Document protégé par les droits d'auteur

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

César Chesneau

Remerciements

Si le manuscrit d'une thèse ne porte que le nom de son auteur, le travail mené au cours d'un doctorat est toujours un processus collectif.

Je suis infiniment reconnaissant envers Monsieur **Mohamad Rammal**, mon encadrant de stage en Master 2, pour son aide lors de la recherche d'un sujet de thèse.

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de thèse à l'INSA de Rennes, Monsieur **Ghais El Zein** pour avoir assuré la direction de mes travaux, pour son soutien moral, pour sa patience, pour la qualité de son encadrement et ses remarques toujours pertinentes qui m'ont permis de finaliser ce travail. Je souhaiterais également exprimer mes remerciements à Monsieur **Gheorghe Zaharia**, mon encadrant à l'INSA de Rennes, de m'avoir honoré de son encadrement et pour sa sympathie, son soutien moral et d'avoir partagé ses vastes connaissances tout au long de ce modeste travail. Mes remerciements s'adressent aussi à Madame **Sawsan Sadek**, en tant que Co-directrice de thèse à l'Université Libanaise, qui s'est toujours montrée à l'écoute tout au long de la réalisation de ce projet, pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'elle a bien voulu me consacrer. De plus, je remercie Monsieur **Hanna Farhat**, mon encadrant à l'Université Libanaise pour la richesse et la pertinence de ses remarques et sa disponibilité.

Que les membres de jury, Atika Rivenq, Yannis Pousset, Kosaï Raouf et Valery Guillet, trouvent ici l'expression de ma reconnaissance pour avoir accepté de juger mon travail.

Je suis également reconnaissant envers la Région Bretagne, Rennes Métropole et l'INSA de Rennes pour le soutien financier durant ces 3 années. Je tiens à remercier également l'équipe Orange Labs centre de Belfort et l'équipe de l'Université d'Alto (Finlande) pour leur collaboration technique et leur expertise.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et à remercier tout le personnel du laboratoire IETR, surtout mes collègues Ibrahim, Ahmad, Yasser, Mariam, Aya et Mohammad pour leur patience durant les mesures et pour leur assistance.

Un merci spécial à Véronique pour ce qu'elle m'a apporté de connaissances, à mes amis Ali El Amine et Yehya Nasser pour les très bons moments passés ensemble durant ces 3 années et à mes voisins Samah, Lina et Ali qui ont été une source d'énergie pour moi, surtout dans la période du confinement.

Je garde enfin un remerciement chaleureux pour ma famille qui a été à mes côtés tout au long de cette période, et spécialement envers mon cousin Jad qui m'a soutenu dans la poursuite de mes études et qui m'a fait part de son expertise dans l'utilisation du logiciel AutoCAD.

C'est avec l'enthousiasme le plus sincère que je voudrais rendre hommage à tous ceux et celles qui, à leur manière, m'ont aidé à mener à bien ce mémoire. Je désire leur exprimer ma profonde gratitude et toute ma reconnaissance.

Introduction générale

Au cours des dernières décennies, de nouvelles applications multimédia ont vu le jour, comme la vidéo streaming, le transfert rapide de lourds fichiers, la télévision haute définition TVHD. Ces applications nécessitent des débits de plus en plus élevés, ce qui impose d'accroître la capacité des réseaux, au vu de l'augmentation du nombre d'utilisateurs. Afin d'assurer de très hauts débits et de fortes capacités de réseaux, la montée en fréquence s'avère indispensable. Par conséquent, on a recours à l'utilisation de la bandes de fréquences des ondes millimétriques.

Les fréquences millimétriques (mm Wave) couvrent la bande de 30 à 300 GHz. Leurs usages dans les télécommunications s'étendent typiquement de 30 à 70 GHz. Quant à la notion de *millimétrique*, elle est simplement en rapport avec la longueur d'onde qui s'établit entre 1 et 10 mm. L'intérêt majeur de cette bande en télécommunications est la largeur de spectre disponible. Une seule solution pour trouver de larges bandes disponibles s'impose, la montée en fréquence.

Les travaux de cette thèse s'inscrivent en partie dans le cadre du projet Opti-miSME qui met tout particulièrement l'accent sur le WiFi à 60 GHz, permettant ainsi d'atteindre des débits au-delà du Gbit/s mais introduisant des contraintes de déploiement particulières, dues à la faible portée du signal radio. Le projet concerne plus précisément la modélisation et la caractérisation du canal de propagation à 60 GHz.

Durant ces dernières années, la bande de 60 GHz a suscité un grand intérêt pour les nouveaux systèmes de télécommunications et spécialement pour la transmission à très haut débit, ce qui en a fait l'objet actuel de travaux et de développements importants. À 60 GHz, plusieurs limitations se présentent. Parmi ces limitations, la longueur d'onde ne mesurant que 5 mm, elle est donc particulièrement réduite, comparativement aux dimensions des obstacles qu'elle peut rencontrer.

L'objectif de ce travail est la caractérisation du canal de propagation dans un environnement indoor (bureaux, salles de réunion, couloirs...) afin d'étudier la propagation dans ce type d'environnements pour maîtriser et optimiser le déploiement des réseaux WLAN/WPAN. Pour mener à bien ce projet, une étude de la propagation avec différentes configurations d'antennes et dans différents lieux a été faite. Cet objectif global est subdivisé en plusieurs sous-objectifs traités tout au long de cette thèse.

Le chapitre 1 permet de situer le contexte général de l'étude (applications possibles, standardisation, normes des réseaux WLAN/WPAN, etc.) et les solutions

technologiques envisagées. En plus, nous réaliserons un bref état de l'art sur les différents travaux de recherche menés dans le monde sur la propagation des ondes à 60 GHz en indoor.

Dans le chapitre 2, nous exposerons une vue théorique du canal de propagation (phénomènes physiques, paramètres statistiques) et traiterons la caractérisation et la modélisation de ce canal. De plus, les différentes techniques de sondage de canal seront présentées.

Le chapitre 3 étudiera le système de mesure mis en oeuvre et la conduite des mesures à 2,4 et 5,8 GHz. Nous analyserons les résultats de mesures réalisées à ces fréquences dans une salle avec plusieurs bureaux (open space), pour des positions de réception en visibilité et en non visibilité directe. Ces résultats concernent aussi bien le canal quasi-statique que le canal dynamique.

Le chapitre 4 portera sur les campagnes de mesure réalisées à 60 GHz, les scénarios et l'analyse des résultats de mesure obtenus dans 3 environnements différents (couloir, salle de réunion et open space). Nous mettrons l'accent sur l'étude du canal de propagation LOS, OLOS et NLOS, pour un canal statique et dynamique.

Le chapitre 5 réalisera un bilan des différentes méthodes pour la modélisation déterministe du canal de propagation. En particulier, ce chapitre évoquera la comparaison entre résultats de mesure et simulation à 60 GHz, en utilisant deux logiciels de tracé de rayons.

Enfin, une conclusion générale dressera un bilan de ce travail et formulera quelques pistes comme perspectives pour la recherche.

Publications internationales

- ▶ M. U Sheikh, **M. El Hajj**, R. Jäntti, J. Hämäläinen, G. Zaharia, G. El Zein, S. Sadek, H. Farhat, "Channel Characterization and Validation of Ray Tracing Simulations with Measurements at 60 GHz in Office Environment", *in the IEEE 27th International Conference on Telecommunications (ICT)*, Bali, 2020.
- ▶ **M. El Hajj**, G. Zaharia, G. El Zein, H. Farhat, S. Sadek, "Influence of Access Point Location on Dynamic Indoor Radio Channel at 60 GHz", *in the IEEE 91st Vehicular Technology Conference (VTC-Spring)*, Anvers, 2020.
- ▶ **M. El Hajj**, G. Zaharia, G. El Zein, H. Farhat, S. Sadek, "Measurements of a Dynamic 60 GHz Radio Channel in an Open-Space Office", *in the IEEE 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Copenhagen, 2020.
- ▶ **M. El Hajj**, G. El Zein, G. Zaharia, H. Farhat, S. Sadek, "Angular Measurements and Analysis of the Indoor Propagation Channel at 60 GHz", *in the IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, Barcelona, 2019.
- ▶ **M. El Hajj**, G. Zaharia, G. El Zein, H. Farhat, S. Sadek, "Millimeter-Wave Propagation Measurements at 60 GHz in Indoor Environments", *in the IEEE*

International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS), Iasi, 2019.

- ▶ S. Kaddouri, **M. El Hajj**, G. Zaharia, G. El Zein, “Indoor Path Loss Measurements and Modeling in an Open-Space Office at 2.4 GHz and 5.8 GHz in the Presence of People”, *in the IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Bologna, 2018.

Publications nationales

- ▶ **M. El Hajj**, G. Zaharia, G. El Zein, S. Sadek, H. Farhat, “Etude de la propagation à 60 GHz en milieu indoor”, *aux XXIèmes Journées Nationales Microondes (JNM)*, Caen, 2019.
- ▶ **M. El Hajj**, G. Zaharia, G. Grunfelder, G. El Zein, H. Farhat, S. Sadek, “Etude expérimentale de la propagation à 60 GHz en environnement indoor de type bureau”, *Journées Propagation Radioélectrique SEE et DGA*, Rennes, 2018.

Table des matières

Remerciements

Introduction générale **i**

Acronymes **7**

1	Communications sans fil à l'intérieur des bâtiments	9
1.1	Introduction	9
1.2	Classification des communications sans fil	9
1.3	Évolution des réseaux mobiles vers la 5G	11
1.4	Exemple de déploiement d'un réseau d'accès à 60 GHz	13
1.5	Défis de conception des futurs réseaux sans fil	13
1.6	Les réseaux locaux sans fil haut débit	14
1.6.1	La norme 802.11n	14
1.6.2	La norme 802.11ac	14
1.6.3	La norme 802.11.3c	15
1.6.4	La norme 802.11ad	16
1.6.5	Les normes 802.11ay/802.11ax	16
1.7	Les défis de la bande autour de 60 GHz	16
1.8	Technologie 60 GHz	19
1.8.1	Origines de la communication sans fil à 60 GHz	19
1.8.2	Applications potentielles	19
1.9	Les travaux sur la modélisation de la propagation à 60 GHz	20
1.10	Les axes majeurs des travaux à 60 GHz	22
1.10.1	Effets de l'environnement et des matériaux	22
1.10.2	Effets des antennes	22
1.10.3	Effets du corps humain	23
1.11	Au-delà de la 5G ?	24
1.12	Conception d'un système de communication en bande millimétrique	25
1.13	Des équipements qui intègrent le 60 GHz	27
1.14	Le projet OptimiSME	28
1.14.1	Introduction	28
1.14.2	Objectifs	28
1.14.3	Contribution de l'INSA de Rennes	29

1.15	Conclusion	30
2	Le canal de propagation radioélectrique à l'intérieur des bâtiments	31
2.1	Introduction	31
2.2	Les phénomènes physiques de la propagation radioélectrique	32
2.2.1	La réflexion et la transmission	32
2.2.2	La diffraction	32
2.2.3	La diffusion	32
2.3	La propagation par trajets multiples	33
2.3.1	Étalement du signal	33
2.3.2	L'étalement Doppler	33
2.3.3	L'étalement temporel	34
2.3.4	L'étalement angulaire	36
2.4	Caractérisation du canal de propagation	36
2.4.1	Les phénomènes à grande échelle	36
2.4.2	Les phénomènes à petite échelle	36
2.4.3	La sélectivité fréquentielle	37
2.4.4	La sélectivité temporelle	38
2.5	Sondage du canal de propagation à large bande	38
2.5.1	La technique fréquentielle	39
2.5.2	La technique temporelle	39
2.5.2.1	Mesure par impulsion	39
2.5.2.2	Mesure par corrélation glissante	40
2.6	Caractérisation et modélisation du canal de propagation	40
2.6.1	Système de Bello	40
2.6.2	Profil en puissance des retards (Power Delay Profile)	42
2.6.3	Modèles de propagation indoor	42
2.6.4	Modèle log-distance	43
2.6.5	Modèle de path loss modifié	43
2.6.6	Modèle de pertes de trajet à double pente	44
2.6.7	Le modèle de pertes du puissance parabolique	44
2.7	Caractérisation angulaire du canal de propagation	45
2.8	Les méthodes haute résolution	46
2.9	Conclusion	47
3	Système et résultats de mesure à 2,4 et 5,8 GHz	49
3.1	Introduction	49
3.2	Système de mesure à 2,4 et 5,8 GHz	49
3.2.1	Caractéristiques du système	49
3.2.2	Caractéristiques des antennes	50
3.3	Mesures dans les bandes WiFi < 6 GHz	52
3.3.1	Canal quasi-statique	52
3.3.1.1	Objectif	52
3.3.1.2	Scénario de mesures	52
3.3.1.3	Résultats de mesures	54
3.3.2	Modèle dynamique et influence du niveau d'activité des personnes	56

3.4	Conclusion	60
4	Système et résultats de mesure à 60 GHz	61
4.1	Introduction	61
4.2	Système de mesure à 60 GHz	61
4.2.1	Architecture des têtes millimétriques à 60 GHz	61
4.2.2	Composants millimétriques à 60 GHz	64
4.2.3	Test en back-to-back	65
4.2.4	Calcul des pertes dans les têtes RF	66
4.2.5	Têtes RF avec amplificateur FI	67
4.3	Canal statique à 60 GHz	67
4.3.1	Mesures dans un couloir	67
4.3.1.1	Objectif	67
4.3.1.2	Scénario de mesures	68
4.3.1.3	Résultats de mesure et discussion	68
4.3.2	Mesures dans une salle de réunion	72
4.3.2.1	Objectif	72
4.3.2.2	Scénarios de mesures	72
4.3.2.3	Résultats de mesure et discussion	74
4.3.3	Mesures dans un bureau open-space	76
4.3.3.1	Objectif	76
4.3.3.2	Scénario de mesure	76
4.3.3.3	Résultats de mesure et discussion	77
4.4	Canal dynamique à 60 GHz	81
4.4.1	Première campagne de mesure	81
4.4.1.1	Objectif	81
4.4.1.2	Scénario de mesure	82
4.4.1.3	Résultats de mesure et discussion	83
4.4.2	Deuxième campagne de mesure	87
4.4.2.1	Objectif	87
4.4.2.2	Scénario de mesure	87
4.4.2.3	Résultats de mesure et discussion	87
4.5	Conclusion	91
5	Comparaisons entre mesure et simulation du canal à 60 GHz	93
5.1	Introduction	93
5.2	Les modèles de propagation déterministes	93
5.2.1	Techniques de tracé et de lancer de rayons	94
5.2.2	Méthode FDTD (Finite difference time domain method)	95
5.2.3	Modèle du trajet dominant (DPM)	96
5.2.4	Technique d'intégration finie (FIT)	97
5.3	Détermination des trajets dans une seule pièce	97
5.4	Description des étapes de simulation	98
5.5	Travaux réalisés par tracé de rayons à 60 GHz	99
5.6	Caractérisation des canaux de propagation et validation des simulations par tracé de rayons avec des mesures à 60 GHz	100
5.6.1	Objectif	100

5.6.2	Méthodologie de la simulation	100
5.6.3	Scénario de simulation	100
5.6.4	Résultats de simulation et discussion	101
5.7	Simulation par FEKO-WinProp	105
5.7.1	Présentation de l'outil de simulation	105
5.7.2	Scénario des simulations	106
5.7.3	Résultats de simulation dans la salle de réunion	110
	5.7.3.1 Salle de réunion en DO	110
	5.7.3.2 Salle de réunion en BIO	113
5.8	Conclusion	115
	Conclusion et perspectives	117
	Annexes	122
	Bibliographie	122

Table des figures

1.1	Scénarios d'utilisation de la 5G selon les normes IMT pour 2020 et au-delà [2]	11
1.2	Les principales caractéristiques des IMT-2020 par rapport à celles des IMT avancées [2][3]	12
1.3	Réseau d'accès sans fil fixe (FWA) [6]	13
1.4	Canalisation globale pour les systèmes à ondes millimétriques suivant la norme IEEE 802.15.3c [10]	15
1.5	Concept de formation de faisceau d'antenne	23
1.6	Effet de masque par le corps humain entre l'émetteur et le récepteur	24
1.7	Exemple d'un environnement intelligent reconfigurable permettant, par exemple, d'améliorer la couverture radio, la QoS et la sécurité [76]	25
1.8	Premier routeur Talon AD7200 fonctionnant à 2,4/5/60 GHz [88]	27
1.9	Routeur Nighthawk X10 de Netgear fonctionnant à 2,4/5/60 GHz [91]	28
2.1	Les principaux phénomènes de propagation	32
2.2	Exemple pour le calcul de l'effet Doppler	34
2.3	Exemple d'un profil de puissance relative reçue dans un environnement indoor, représentant l'étalement maximal des retards et le retard moyen [93]	35
2.4	Les variations à grande et à petite échelles dans le canal de propagation [96]	37
2.5	Système de mesure fréquentielle	39
2.6	Technique de mesure temporelle	40
2.7	Modélisation du canal de propagation sous forme de filtre linéaire	41
2.8	Système de Bello avec les quatre fonctions décrivant le canal [102]	41
2.9	Focalisation de l'énergie rayonnée en direction du récepteur	46
3.1	Niveau du bruit d'entrée du VNA	50
3.2	Schéma synoptique du système de mesure radio à 2,4 GHz et 5,8 GHz (a), antenne COBHAM large-bande utilisée en émission et en réception (b)	51
3.3	Diagramme de rayonnement de l'antenne XPO2V-0.8-6.0/1485 à 2,2 GHz (a), à 2,5 GHz (b), à 5,5 GHz (c) et à 6 GHz (d)	51
3.4	Photo du bureau open-space de l'IETR	52

3.5	Plan du bureau open-space office avec les emplacements Tx/Rx	53
3.6	Résultats des pertes de puissance mesurées et modélisées à 2,4 GHz .	56
3.7	Résultats des pertes de puissance mesurées et modélisées à 5,8 GHz .	56
3.8	Évolution temporelle des pertes de puissance pour un canal dynamique	57
3.9	Évolution temporelle des pertes de puissance en canal dynamique durant la pause-déjeuner	58
3.10	PDF des pertes de puissance aux positions Pos2, Pos5 et Pos6	59
3.11	CDF des pertes de puissance aux positions Pos2, Pos5 et Pos6	59
4.1	Images des cartes RF en émission (a) et en réception (b)	62
4.2	Système de mesure complet avec le schéma synoptique de l'émetteur et du récepteur	62
4.3	Positionneur d'antenne	63
4.4	Antenne cornet directive de gain 22,5 dBi (a) et son diagramme de rayonnement (b), antenne cornet de gain 7,3 dBi (c) et son diagramme de rayonnement en élévation (d) et en azimut (e) à 60 GHz	64
4.5	Diagramme de rayonnement en azimut (a) et en élévation (b) de l'an- tenne omnidirectionnelle (c) à 60 GHz	65
4.6	Schéma synoptique du système de mesure en back-to-back (a), atténuateur à 60 GHz (b)	65
4.7	Module de la réponse fréquentielle en back-to-back avec et sans am- plificateur FI	66
4.8	Schéma bloc du récepteur avec l'amplificateur FI	67
4.9	Environnement de mesure (plan du couloir)	68
4.10	Environnement de mesure (pièce-couloir)	68
4.11	Pertes de puissance en fonction de la distance Tx-Rx (comparaison entre modèle et mesures) pour 36 (a), 18 (b) et 9 (c) positions de mesure	69
4.12	Rx à 4 m de la porte fermée	70
4.13	Pertes de puissance en fonction de la distance, avant et après la porte fermée, pour Rx à 4m	70
4.14	Environnement de mesure pour Rx à 1 m	71
4.15	Salle de réunion : plan de mesure avec l'antenne Tx1 omnidirection- nelle au centre de la table (a), image (b)	73
4.16	Salle de réunion : plan de mesure avec l'antenne Tx2 cornet au coin de la salle (a), image (b)	73
4.17	Puissance angulaire reçue avec Tx1 (a), avec Tx2 (b)	74
4.18	Puissance angulaire reçue pour Rx10 avec Tx1 (a), avec Tx2 (b) . . .	75
4.19	Photo de l'environnement de mesure : bureau open-space.	76
4.20	Plan du bureau open-space	77
4.21	Plan de la campagne de mesure représentant la puissance angulaire reçue à chaque position de réception	78
4.22	Path loss pour toutes les positions de réception	78
4.23	Réponse impulsionnelle de l'orientation directe et de la meilleure in- directe pour les positions 9 (a) et 3 (b)	79
4.24	Variation de l'écart-type des retards RMS en fonction des positions Rx	79

4.25	Réponse impulsionnelle de l'orientation directe et de la meilleure orientation indirecte pour la position 8 (a) et puissance angulaire reçue (b)	80
4.26	Bande de cohérence à -3 dB en fonction de la position de réception, pour l'orientation directe et la meilleure orientation indirecte	81
4.27	Plan du bureau open-space avec emplacements de Tx et Rx	82
4.28	Évolution des pertes de puissance en fonction de 11 heures (h) de mesures pour cinq positions Rx, ces mesures étant prises sur toute une journée de travail pour chaque position	83
4.29	Fonction de densité de probabilité (PDF) des pertes de puissance pour toutes les positions Rx	85
4.30	Fonction de distribution cumulative (CDF) des pertes de puissance pour toutes les positions Rx	86
4.31	Scénario de mesure avec déplacement de AP1 à AP2	88
4.32	Évolution des pertes de puissance (PL) durant 11 heures (h) de mesures pour cinq positions Rx, ces mesures étant prises sur toute une journée de travail pour chaque position, pour l'emplacement de AP2	88
4.33	Fonction de densité de probabilité (PDF) des pertes de puissance pour toutes les positions Rx	89
4.34	Fonction de distribution cumulative (CDF) des pertes de puissance pour toutes les positions Rx	91
5.1	Principe des modèles à base de tracé et lancer de rayons [128]	94
5.2	La différence entre le modèle de Motley-Keenan, tracé de rayons et DPM [138]	97
5.3	Détermination du trajet dominant dans une pièce [128]	98
5.4	Plan de la salle avec l'emplacement de Tx et de Rx pour les simulations	101
5.5	Diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission de 100° en plan vertical et horizontal (a) et l'antenne directive en réception 10° et 13° en plan vertical et horizontal (b)	102
5.6	Pertes de puissance mesurées et simulées pour les orientations directe et meilleure indirecte, pour différents emplacements du récepteur	102
5.7	Spectre angulaire de puissance simulé et mesuré pour différentes positions : Pos 1 (a), Pos 2 (b), Pos 3 (c), Pos 4 (d), Pos 5 (e), Pos 6 (f), Pos 7 (g), Pos 8 (h) et Pos 9 (i)	103
5.8	Diagrammes de rayonnement des antennes utilisées sous WinProp : antenne directive en réception de 10° et 13° (a), antenne d'émission de 100° (b), antenne d'émission omnidirectionnelle en plan vertical et horizontal (c)	106
5.9	Les environnements simulés sous WinProp : salle de réunion (a) et (b), bureau open-space (c) et (d)	107
5.10	Première proposition pour sélectionner des points fréquentiels dans la bande de mesure	108
5.11	Deuxième proposition pour sélectionner des points fréquentiels dans la bande de mesure	109
5.12	Erreur relative de la position Rx10 en DO pour Tx au coin	110

5.13	Tracé de rayons sous WinProp, en LOS avec les 10 positions de réception en DO, dans la salle de réunion avec Tx au coin de la salle (a), avec Tx au centre de la table (b)	111
5.14	Position Rx4 en DO avec Tx au coin : Path loss angulaire (a) et réponse fréquentielle (b)	112
5.15	Position Rx7 avec Tx au coin : Path loss angulaire (a) et réponse fréquentielle en DO et en BIO (b)	112
5.16	Réponse impulsionnelle en mesure et en simulation dans la meilleure orientation indirecte, de la position Rx8 pour Tx au coin	113
5.17	Tracé de rayons de la position Rx5 en BIO, pour Tx au centre de la salle de réunion en 2D (a) et en 3D (b)	114
5.18	Réponse impulsionnelle de la position Rx5 en mesure et en simulation en BIO, pour Tx au coin	115
5.19	Tracé de rayons de la position Rx5 en BIO, pour Tx au centre de la salle de réunion en 2D (a) et en 3D (b)	115
A.1	Erreur relative de toutes les positions de réception en DO, pour Tx au coin de la salle de réunion	122
A.2	Erreur relative de toutes les positions de réception en DO, pour Tx au centre de la salle de réunion	123
A.3	Réponses fréquentielles mesurées de toutes les positions de réception en DO, pour Tx au centre de la salle de réunion	124
A.4	Réponses fréquentielles mesurées de toutes les positions de réception en BIO, pour Tx au centre de la salle de réunion	125
A.5	Réponses fréquentielles mesurées de toutes les positions de réception en DO, pour Tx au coin de la salle de réunion	126
A.6	Réponses fréquentielles mesurées de toutes les positions de réception en BIO, pour Tx au coin de la salle de réunion	127

Liste des tableaux

1.1	Atténuation en espace libre en fonction de la fréquence pour une distance de 10 m	17
1.2	Régulations de la bande de fréquences, de la puissance émise et de la PIRE à 60 GHz selon les pays [18] [19]	18
2.1	Sélectivité fréquentielle du canal	38
2.2	Sélectivité temporelle du canal	38
2.3	Les valeurs spécifiques de A et B relatives au modèle de path loss parabolique	45
3.1	La dynamique de mesure du VNA	49
3.2	Paramètres des bandes de fréquences considérées	50
3.3	Caractéristiques de l'antenne COBHAM à 2,4 et 5,8 GHz	51
3.4	Paramètres des bandes mesurées	52
3.5	Path loss relatif en configuration 1 à 2,4 GHz	55
3.6	Paramètres du modèle log-distance du path loss à 2,4 GHz et à 5,8 GHz	55
3.7	Les pertes moyennes de puissance à 5,8 GHz, en configuration 2, pour un canal quasi-statique et dynamique	57
4.1	Caractéristiques de l'amplificateur faible bruit (LNA)	63
4.2	Paramètres de mesure à 60 GHz	63
4.3	Paramètres du modèle en fonction du nombre de positions	69
4.4	Paramètres du modèle en fonction de la distance pour Rx à 4 m avant et après la porte fermée	71
4.5	Paramètres du modèle en fonction de la distance pour Rx à 4m et 1m de la porte.	72
4.6	Paramètres du modèle des pertes de puissance pour différents types d'antennes	72
4.7	Les pertes de puissance en orientation directe (PL1) et dans la meilleure orientation indirecte (PL2) pour toutes les positions de réception	75
4.8	L'écart type des pertes de puissance pour Pos 2, Pos 3 et Pos 4 à 5,8 GHz et à 60 GHz	87

4.9	Les pertes de puissance pour toutes les positions de réception relatives à AP1 et AP2	90
5.1	Comparaison entre la méthode de tracé/lancer de rayon et la FDTD [134], [138]	96
5.2	Résultats de l'écart-type des retards RMS	105
5.3	Les matériaux utilisés lors des simulations	107
5.4	Bande de cohérence des résultats de mesure pour Tx au coin et au centre de la salle de réunion calculée à 90% en DO et en BIO	109
5.5	Erreurs relatives et absolues pour la DO, en utilisant 3 points fréquentiels de mesure et de simulation, pour Tx au coin de la salle de réunion	111
5.6	Erreurs relatives et absolues pour la DO, en utilisant 3 points fréquentiels de mesure et de simulation, pour Tx au centre de la salle de réunion	112
5.7	Erreurs relatives et absolues pour la BIO, en utilisant 3 points fréquentiels de mesure et de simulation pour Tx au coin de la salle de réunion	113
5.8	Erreurs relatives et absolues pour la BIO, en utilisant 3 points fréquentiels de mesure et de simulation pour Tx au centre de la salle de réunion	114

Acronymes

3GPP	The 3rd Generation Partnership Project
AP	Access Point
BIO	Best Indirect Orientation
BS	Base Station
CDF	Cumulative Distribution Function
CPE	Customer Premises Equipment
DEE	Exposant d'Extention de Distance
DO	Direct Orientation
DPM	Dominant Path Model
DSL	Digital Subscriber Line
DU	Distribution Unit
eMBB	Enhanced Mobile Broadband
FCC	Federal Communications Commission
FDTD	Finite Difference Time Domain
FEM	Méthode des Eléments Finis
FI	Fréquence Intermédiaire
FIT	Finite Integration Techniqu
FSPL	Free-Space Path Loss
FTTH	Fiber-To-The-Home
FTTO	Fiber-To-The-Office
FWA	Fixed Wireless Access
GPIB	General Purpose Interface Bus
GO	Geometrical Optics
GRT	Generic Ray Tracing
GSMA	Global System for Mobile Communications Association
HD	Haute Définition
HDMI	High-Definition Multimedia Interface
HetNet	Heterogeneous networks
HLB	High Loss Buildings
IMT	International Mobile Telecommunications
IoT	Internet of Things
IRT	Intelligent Ray Tracing
IT	Image Theory
ITU	International Telecommunication Union
LLB	Low Loss Buildings
LOS	Line Of Sight
LTE	Long-Term Evolution
MAC	Media Access Control
MIMO	Multiple-Input and Multiple-Output
MMID	MilliMeter-wave IDentification
mMTC	massive Machine Type Communications

MR-FDPF	Multi-Resolution Frequency Domain ParFlow
MS	Mobile Station
MU-MIMO	Multi User-Multiple-Input, Multiple-Output
NLOS	Non Line Of Sight
NR	New Radio
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OG	Optique Géométrique
OLOS	Obstructed Line Of Sight
PAS	Power Angular Spectrum
PDF	Probability Distribution Function
PDP	Power Delay Profile
PHY	Couche Physique
PIRE	Puissance Rayonnée Isotrope Équivalente
PoP	Point of Presence
QoS	Quality of Service
RFID	Radio Frequency IDentification
RL	Ray Lanching
RT	Ray Tracing
SBR	Shooting and Bouncing Rays
SC	Single carrier
SNR	Signal to Noise Ratio
TUD	Théorie Uniforme de la Diffraction
UCA	Uniform Circular Array
ULA	Uniform Linear Array
UPA	Uniform planar Array
URLLC	Ultra Reliable Low Latency Communications
UWB	Ultra Wide Band
WGAN	Wireless Global Area Networks
WiFi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WSSUS	Wide Sens Stationnary Uncorrelated Scattering
WWAN	Wireless Wide Area Networks

Communications sans fil à l'intérieur des bâtiments

1.1 Introduction

DANS ce chapitre, nous présenterons une vue générale de la classification des communications sans fil jusqu'à nos jours. Les principaux standards mondiaux des réseaux locaux sans fil haut débit à basse et à haute fréquence seront rappelés. Puis, nous nous intéresserons à la caractérisation générale du canal de propagation et mettrons l'accent sur les défis des communications en bande millimétrique (notamment la bande de 60 GHz). Nous présenterons un bref état de l'art sur les travaux de recherche à 60 GHz et soulignerons quelques-unes de ses perspectives. Enfin, nous définirons les objectifs de la thèse et son positionnement par rapport au projet collaboratif FUI OptimisME.

1.2 Classification des communications sans fil

Les télécommunications sans fil concernent plusieurs types de réseaux, classés suivant leur type d'application et leur portée. Voici les principales catégories de ces réseaux [1] :

- ▶ Le réseau global WGAN désigne un réseau de communication mondial utilisant par exemple des câbles sous-marins (fibre optique) ou bien les transmissions par satellite.
- ▶ Le réseau étendu WWAN est un réseau de communication capable de couvrir de vastes zones géographiques à l'échelle d'un pays.
- ▶ Le réseau métropolitain WMAN est un réseau de communication reliant des zones rurales ou urbaines.
- ▶ Le réseau local WLAN est un réseau assurant une couverture réduite à un bâtiment, voire à quelques pièces d'un bâtiment.

- ▶ Le réseau personnel WPAN, appelé aussi réseau domestique, couvrant généralement quelques mètres seulement, permet l'échange des données entre un appareil moderne (smartphone, tablette) et un réseau adapté.

Dans cette thèse, nous nous intéressons de manière globale aux réseaux locaux (WLAN) et plus particulièrement aux réseaux personnels (WPAN), ayant pour but de transmettre de très hauts débits pour des applications à courte distance (quelques mètres). Cette technologie vise à supprimer les câbles qui interconnectent les appareils (ordinateurs, imprimantes, etc.) et qui peuvent encombrer les environnements indoor (pièces d'une maison, entreprise etc.). Le réseau personnel repose sur des technologies comme le Bluetooth, le ZigBee ou le Z-Wave etc.

Voici quelques exemples typiques de ce que peuvent être ces applications WPAN à très haut débit et à courte portée :

- ▶ Les écouteurs sans fil
- ▶ La liaison sans fil entre un ordinateur et un vidéo projecteur
- ▶ Les consoles de jeu et les appareils photo numériques
- ▶ La liaison sans fil entre une télévision HD et une source de vidéo HD

Dans le contexte de l'Internet des Objets ou IoT (Internet of Things), les WPAN sont utilisés pour la communication, le contrôle et la surveillance des applications à faible débit de données. Des protocoles comme INSTEON, Z-Wave et ZigBee sont spécifiquement conçus pour la domotique.

L'évolution des normes des réseaux locaux sans fil (802.11n/ac/ad/ax/ay) et des réseaux mobiles (2G/3G/4G et la 5G) n'a jamais cessé depuis plusieurs décennies afin de fournir aux utilisateurs de nouveaux types de services et de leur simplifier la vie. Au vu de la grande diversité dans les applications apportées par ces nouveaux systèmes de communication, il est nécessaire d'unifier les différents réseaux dédiés aux différentes technologies dans un seul réseau, appelé hétérogène, mutualisant les différentes technologies radio sur un même équipement. A ce stade, plusieurs défis se présentent. En premier lieu, on peut noter la nécessité de disposer d'une large bande passante pouvant supporter le grand flux de données. Les bandes de fréquences en dessous de 6 GHz déjà allouées ne seront plus suffisantes pour satisfaire la demande croissante de trafic. Plusieurs techniques ont été envisagées pour résoudre ce problème. Parmi lesquelles, on peut citer :

- ▶ l'utilisation des modulations à plus grand nombre d'états
- ▶ le recours à des systèmes à entrées et sorties multiples (MIMO)
- ▶ l'agrégation de fréquences
- ▶ l'utilisation de petites cellules

Dans ce cadre, la montée en fréquence vers le spectre des ondes millimétriques avec une large bande passante présente une solution attrayante afin de fournir du haut débit. Les réseaux radio mobiles (spécialement la 5G) et les réseaux locaux (802.11ad/ay) cherchent à exploiter en partie ces bandes millimétriques. Ces deux types de réseaux convergent tout en restant complémentaires, ce qui conduit à des choix technologiques identiques (MIMO, beamforming, mmW, grande capacité, petite cellule) pour soulever les mêmes défis. Les récents systèmes de communication WiFi (WLAN/WPAN) combineront trois fréquences de travail : 2,4 GHz, 5,8 GHz et 60 GHz. Par la suite, nous nous intéresserons à la propagation indoor dans ces trois bandes de fréquences.

1.3 Évolution des réseaux mobiles vers la 5G

Les exigences relatives aux réseaux, dispositifs et services 5G, sont normalisées par le secteur des Radiocommunications de l'Union Internationale des Télécommunications (UIT-R), et en particulier par le groupe de promotion International Mobile Telecommunications-2020 (IMT-2020) ont été publiées en 2015. Les normes sont progressivement éditées et l'ensemble du processus s'achèvera en fin d'année 2020 [2]. Les prénormes IMT-2020 concernant les scénarios d'utilisation ont été adoptées en premier. Elles sont classées en trois catégories principales :

- ▶ le haut débit mobile amélioré (eMBB)
- ▶ les communications massives de type machine (mMTC)
- ▶ les communications ultra-fiables à faible latence (URLLC)

Ces catégories sont distinctes les unes des autres, ce sont les extrémités d'un continuum d'applications, comme le montre la figure 1.1.

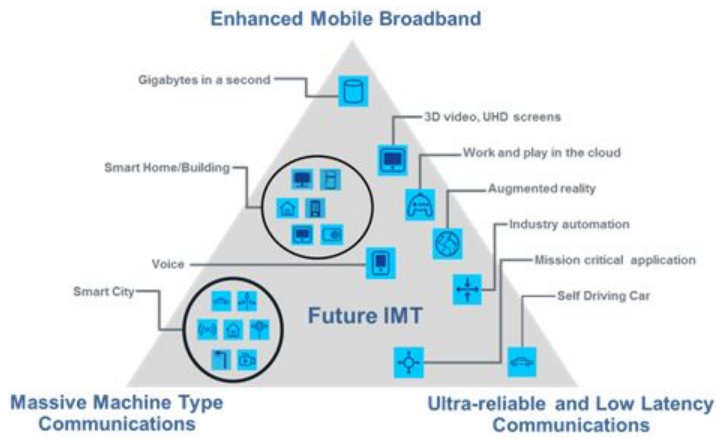


Fig. 1.1. Scénarios d'utilisation de la 5G selon les normes IMT pour 2020 et au-delà [2]

Dans la continuité directe des services haut débit mobiles existants, on retrouve les services eMBB. Comparé à la 4G, le réseau 5G fournira une amélioration de dix

fois le débit de données expérimenté par l'utilisateur, passant de 10 à 100 Mbit/s en liaison descendante. L'une des limites de la technologie LTE actuelle se trouve dans les zones surpeuplées (hotspot) telles que les stades où le nombre d'utilisateurs mobiles génère une demande de trafic très élevée sur une petite zone. Afin de résoudre ce problème, la capacité des réseaux 5G par unité de surface sera d'au moins 10 Mbit/s/m².

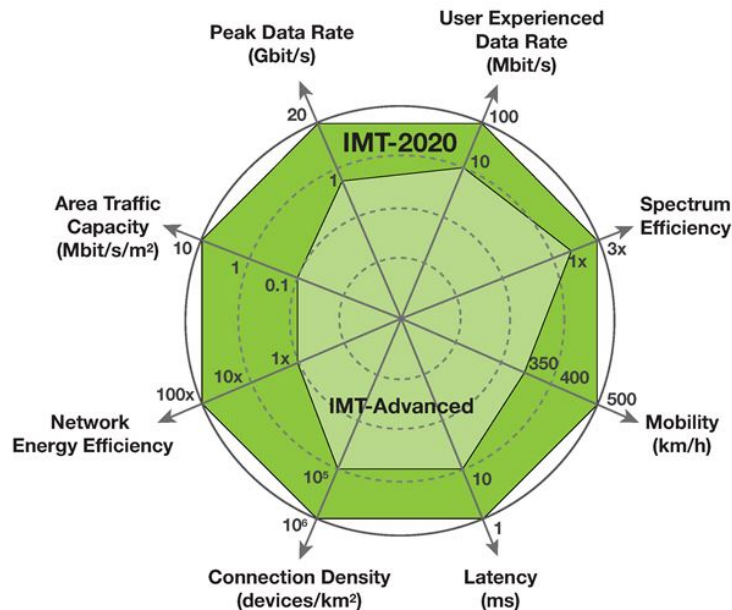


Fig. 1.2. Les principales caractéristiques des IMT-2020 par rapport à celles des IMT avancées [2][3]

Le mMTC concerne le très grand nombre d'appareils et de capteurs de faible puissance pouvant être utilisés par exemple dans les villes intelligentes. Ces dispositifs, également appelés dispositifs IoT, ne transmettent qu'une faible quantité de données et n'ont pas de fortes exigences de latence.

La dernière catégorie, URLLC, fait référence aux applications critiques qui nécessitent une latence très faible, une fiabilité et une disponibilité élevées. La conduite autonome est peut-être la plus évidente de ces applications, où l'on peut aisément imaginer les conséquences possibles d'une défaillance des systèmes de communication. L'amélioration des capacités clés d'IMT Advanced par rapport à l'IMT-2020 est illustrée dans la figure 1.2.

De nouvelles tendances en termes d'architecture de réseaux sont apparues avec l'arrivée des systèmes et réseaux 5G. Par exemple, l'une des solutions attendues pour résoudre l'exigence de débit de données minimal des services eMBB est la densification des réseaux mobiles en utilisant des petites cellules dans les rues, combinées à des macro-cellules utilisant des stations de base déployées sur des points élevés (par exemple sur des bâtiments ou des pylônes). Le fonctionnement simultané de cellules de tailles diverses au sein du même réseau est appelé architecture de réseau hétérogène (HetNets heterogeneous network).

1.4 Exemple de déploiement d'un réseau d'accès à 60 GHz

Terragraph [4] est une technologie de connectivité sans fil, multi-nœuds, à 60 GHz annoncée par Facebook en 2016. Elle est conçue pour remplacer les connexions par câble ou par fibre pour les zones urbaines denses. Le système développé par Qualcomm vise à améliorer la vitesse, l'efficacité et la qualité de la connectivité internet dans le monde entier pour seulement une fraction du coût des déploiements de fibre. Terragraph prend en charge la connectivité à large bande via un réseau basé sur une liaison sans fil à ondes millimétriques. Elle est basée sur la norme pré-802.11ay. Terragraph utilisera plutôt un accès sans fil fixe (FWA). Les abonnés auront un point d'accès à domicile qui diffusera ensuite le WiFi sur un ordinateur, une tablette, etc. La figure 1.3 illustre un exemple de déploiement de la technologie Terragraph en utilisant la technique du FWA. Le point orange représente le point de distribution (Point of Presence PoP) qui est à base de fibre optique. Chaque point en bleu représente une unité de distribution vers les maisons ou les bureaux. Chaque point en violet correspond à un utilisateur CPE [5].



Fig. 1.3. Réseau d'accès sans fil fixe (FWA) [6]

1.5 Défis de conception des futurs réseaux sans fil

Comme évoqué précédemment, la 5G impose une multitude d'exigences en matière de couverture, de capacité, de latence, de mobilité, d'efficacité énergétique, etc. Pour répondre à ces exigences, les organismes de normalisation proposent et promeuvent de nouvelles technologies d'accès radio. Nous pouvons considérer qu'il existe deux principales familles standards concurrentes ou complémentaires qui visent à relever les défis de la 5G.

La plus utilisée par les opérateurs mobiles, en particulier pour le service eMBB, sera la technologie 5G New Radio (NR), développée par le 3rd Generation Partnership Project (3GPP). Cette organisation a été à l'origine des technologies de réseaux mobiles précédentes telles que UMTS et LTE-A pour IMT-2000 et IMT-Advanced

respectivement. La deuxième initiative concerne le 802.11ax (également appelé WiFi-6) et le 802.11ay qui sont développés par l'Institut des ingénieurs électriciens et électroniciens (IEEE). Cette organisation est à l'origine des précédentes technologies de réseaux WiFi. Le 802.11ay est la continuation du 802.11.ad, également connu sous le nom de WiGig. Ils utilisent tous deux la même bande de fréquence à 60 GHz, mais le plus récent est le 802.11ay qui peut atteindre une vitesse plus élevée en utilisant jusqu'à 4 flux parallèles (diversité spatiale en utilisant le MIMO à utilisateur unique).

Les deux technologies (NR et 802.11ax/ay) devraient être utilisées dans des bandes de fréquences inférieures à 6 GHz et à ondes millimétriques. Les bandes inférieures à 6 GHz sont celles traditionnellement utilisées par les normes précédentes (c'est-à-dire LTE-A et WiFi-5), mais ont été étendues pour couvrir un nouveau spectre potentiel, en particulier la bande de fréquence sous licence de 3,5 GHz pour le NR. Les bandes millimétriques comprennent des bandes de fréquences de 24,25 GHz à 60 GHz où la couverture des ondes radioélectriques devient considérablement plus faible mais permet l'utilisation d'une plus grande capacité de bande passante. Dans la norme NR, les bandes inférieures à 6 GHz et millimétriques sont désignées par Gamme de fréquences 1 (FR1) et Gamme de fréquences 2 (FR2). De plus, NR peut également utiliser la bande de fréquences sans licence de 60 GHz. C'est ce qu'on appelle l'accès basé sur NR au spectre sans licence, ou NR-U.

1.6 Les réseaux locaux sans fil haut débit

Dans cette section, nous présenterons les principales normes de communication sans fil pour les applications WLAN et WPAN.

1.6.1 La norme 802.11n

La norme IEEE 802.11n, ratifiée en septembre 2009 et appelée aussi WiFi 4, est un amendement au groupe de normes IEEE 802.11 permettant une transmission de données par liaison sans fil sur 2 bandes de fréquences différentes (2,4 GHz et 5 GHz). Cette norme permettant d'atteindre des débits allant jusqu'à 450 Mbit/s est une amélioration par rapport aux normes IEEE 802.11a/b/g grâce à l'introduction de la technologie MIMO et du regroupement de deux canaux de propagation. La largeur du canal peut aller jusqu'à 40 MHz [7].

1.6.2 La norme 802.11ac

La norme IEEE 802.11ac, ratifiée en décembre 2013, est appelée aussi WiFi 5. Elle est considérée comme une évolution de la norme 802.11n. Elle est limitée à la bande 5 GHz (5150 à 5850 MHz) sous une nouvelle largeur de bande de canaux pouvant aller jusqu'à 160 MHz. Cette norme introduit aussi la technologie du MIMO multi utilisateurs, ce qui permet d'atteindre des débits allant jusqu'à 3,46 Gbit/s [8].

1.6.3 La norme 802.11.3c

Puisque la bande 60 GHz est non licenciée, elle ne présente a priori aucune contrainte de normes. Cependant, il est nécessaire de standardiser les normes de télécommunication pour les différentes applications commerciales utilisant cette bande et surtout pour assurer une interopérabilité entre les terminaux des différents constructeurs.

La norme IEEE 802.15.3c-2009 [9] est la référence de la télécommunication à 60 GHz. Elle est un amendement à l'IEEE Std 802.15.3-2003. Elle est issue d'un groupe d'experts (TG3c, formé en mars 2005) ayant comme but de développer un standard WPAN exploitant la bande des 60 GHz. Ce groupe établit des propositions concernant les critères suivants : débit, bilan de liaison, consommation de puissance, coexistence (résistance aux interférences), complexité, traitement du signal, etc. Cette norme contient deux couches, la première est la couche physique (PHY) et la deuxième est la couche pour le contrôle d'accès (MAC). Ce standard inclut aussi un protocole de formation de faisceaux en utilisant les réseaux d'antennes à 60 GHz, élaboré pour améliorer les liaisons avec des appareils communicants à travers des gains élevés dans une direction bien déterminée. Trois modes de la couche PHY ont été définis :

- ▶ Le mode à porteuse unique (Single carrier SC PHY), optimisé pour une faible puissance et une faible complexité. Ce mode permet des débits de données supérieurs à 5 Gbit/s suivant 3 classes en fonction des applications
- ▶ Le mode d'interface à haute vitesse (High speed interface HSI PHY) optimisé pour le transfert de données bidirectionnel à faible latence. Ce mode fournit un débit supérieur à 5,7 Gbit/s
- ▶ Le mode Audio Visual (A/V PHY) optimisé pour la livraison de vidéo et audio non compressés à haute définition. Ce mode peut fournir un débit supérieur à 3,8 Gbit/s, en utilisant la modulation multiporteuse OFDM avec un codage convolutif intérieur

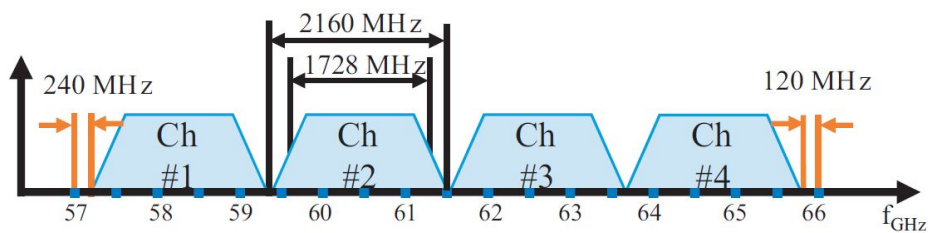


Fig. 1.4. Canalisation globale pour les systèmes à ondes millimétriques suivant la norme IEEE 802.15.3c [10]

Cette multitude de modes fait de la norme 802.15.3c un standard général qui couvre la majorité des applications WPAN à 60 GHz. La figure 1.4 montre le masque spectral qu'il faut respecter pour un terminal conforme. La densité de puissance reste presque constante dans chaque canal de largeur égale à 1728 MHz. La canalisation correspond à 4 canaux de 2 GHz définis dans la bande 57-66 GHz. L'agrégation et

l'accusé de réception de bloc ont été définis pour améliorer l'efficacité du contrôle d'accès moyen (MAC) aux débits de données élevés prévus par la couche PHY [9].

Les autres standards contributeurs à la technologie du 60 GHz sont inspirés de la norme 802.15.3c. Ces standards possèdent presque les mêmes propriétés, comme par exemple des canaux de fréquences identiques pour tous les standards et l'implémentation de la technique de formation de faisceaux dans leurs couches MAC.

1.6.4 La norme 802.11ad

La norme IEEE 802.11ad [11] a été ratifiée en décembre 2012. Cette norme exploite la bande de fréquence des 60 GHz (57-71 GHz). La puissance d'émission doit être beaucoup plus faible que celle de la norme 802.11ac pour des applications à courtes distances (une portée qui ne dépasse pas 10 m). Cette norme permet d'atteindre des débits allant jusqu'à 4,6 Gbit/s (pour une seule porteuse), en utilisant la communication directionnelle ou la formation de faisceaux sur une large bande passante (2160 MHz). Le débit peut aller jusqu'à 6,8 Gbit/s pour la couche physique en utilisant l'OFDM.

1.6.5 Les normes 802.11ay/802.11ax

La norme IEEE 802.11ay [12], établie en 2017, est considérée comme étant une amélioration de l'IEEE 802.11ad, tentant de fournir des services à débits de données particulièrement élevés allant jusqu'à 20-40 Gbit/s. Cette norme exploite la bande de fréquence des 60 GHz en utilisant une bande passante maximale de 8,64 GHz. Cette norme propose une transmission multi-utilisateurs en liaison montante et en liaison descendante grâce au MU-MIMO et à l'accès multiple par OFDM.

La norme IEEE 802.11ax est également appelée WiFi 6. La publication de la version finale de cette norme est prévue pour fin 2020 [13]. Cette norme est conçue pour fonctionner sur tout le spectre fréquentiel entre 1 et 7 GHz lorsque ces bandes deviendront disponibles, en plus des bandes 2,4 et 5 GHz déjà utilisées.

1.7 Les défis de la bande autour de 60 GHz

La bande de fréquence autour de 60 GHz présente des défis qui limitent son utilisation. En voici les principaux :

a) La forte atténuation en espace libre

L'atténuation en espace libre est donnée (en dB) d'après [14] par :

$$A_0[dB] = 32,44 + 20\log_{10}(f[GHz]) + 20\log_{10}(d[m]) \quad (1.1)$$

avec d , la distance séparant les antennes d'émission et de réception (en m) et f la fréquence de travail (en GHz). À titre d'exemple, pour une distance de 10 m, le Tableau 1.1 montre l'atténuation en espace libre pour trois fréquences : 2,4 GHz, 5 GHz et 60 GHz. Comme attendu, il y a de plus fortes pertes dans l'espace libre à 60

GHz qu'à 2,4 ou 5 GHz. Ce qui montre que la communication à 60 GHz sera dédiée principalement à des applications à portée limitée (courtes distances).

Tableau 1.1 – Atténuation en espace libre en fonction de la fréquence pour une distance de 10 m

Fréquences (GHz)	Atténuation en espace libre (dB)
2,4 GHz	60,04
5 GHz	66,42
60 GHz	88

b) L'absorption de l'oxygène

La fréquence des signaux aux alentours de 60 GHz correspond à une fréquence de résonance de l'oxygène. Il en résulte une atténuation linéique d'environ 15 dB/km en plus des pertes dues à la propagation en espace libre. Pour les petites distances à franchir dans un environnement indoor, cette atténuation supplémentaire n'a pas d'impact significatif sur la communication. En effet, dans notre cas, la couverture radio sera limitée à des distances inférieures à 50 m pour des applications personnelles WPAN (par exemple dans un bâtiment, voire le plus souvent dans une seule pièce [15]). Par ailleurs, dans un contexte cellulaire, ce phénomène contribue à la réduction des interférences co-canal.

c) L'atténuation dans un environnement indoor

D'après les travaux d'Anderson [15], en mesurant l'atténuation dans différents matériaux rencontrés dans un environnement indoor (plâtre, verre, etc.) à 2 GHz et à 60 GHz, on constate que l'onde à 60 GHz est davantage atténuée dans les matériaux que pour les basses fréquences (2 ou 5 GHz), ce qui limite aussi la couverture radio à de faibles distances (une pièce).

d) Réutilisation de fréquence et sécurité

En raison de la forte atténuation des ondes à 60 GHz, causée par l'espace libre, l'oxygène et les matériaux dans l'environnement, la réutilisation de ces fréquences dans une zone très proche est rendue possible. Ainsi, on peut déployer de nombreux terminaux fonctionnant à la même fréquence tout en limitant le risque d'interférences. Ceci permet aussi de sécuriser les liens 60 GHz sur des courtes distances.

e) Les dimensions des antennes

La montée en fréquence de l'UHF vers les ondes millimétriques se traduit par une réduction importante de la longueur d'onde. Ceci permet un haut degré de miniaturisation des composants électroniques, ce qui entraîne une praticité due à la diminution du volume et du poids. Par exemple, pour un même gain d'antenne (G_{max}) à 60 GHz et à 6 GHz, l'équation 1.2 [16] montre que la surface équivalente

de réception de l'antenne (S) à 60 GHz sera cent fois plus petite qu'à 6 GHz, avec λ la longueur d'onde. Ceci permet de réaliser des antennes plus directionnelles, ce qui est fortement appréciable dans les applications point à point et pour compenser les pertes de trajet.

$$G_{max} = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (1.2)$$

f) La bande de fréquences libre

La FCC (Federal Communications Commission) [17] a décidé d'attribuer la bande de fréquence des 60 GHz (57-71 GHz) dans un but de commercialisation, suite aux grands progrès en microélectronique et à la conception des circuits à des fréquences millimétriques. Sur cette bande, il n'est pas nécessaire d'obtenir une licence d'utilisation, mais des limitations sur la puissance d'émission sont imposées. Notons que l'utilisation de cette bande dans les avions et les satellites n'est toujours pas autorisée. Le Tableau 1.2 montre la régulation de la bande passante, la puissance maximale d'émission et la puissance rayonnée isotrope équivalente (PIRE) à 60 GHz selon les pays. L'occupation spectrale est différente à l'international comme le montre le Tableau 1.2. La bande 59,4-62,9 GHz est commune aux différents pays et la puissance maximale transmise est limitée à 10 dBm dans la majorité des pays.

Tableau 1.2 – Régulations de la bande de fréquences, de la puissance émise et de la PIRE à 60 GHz selon les pays [18] [19]

Pays	Bande (GHz)	Puissance émise (dBm)	PIRE (dBm)
USA/Canada	57-64	27 max	43 max
Japon	59-66	10 max	57 max
Corée	57-64	10 max	27 max
Australie	59,4-62,9	10 max	51,8 max
Europe	57-66	13 max	57 max

g) La forte capacité du canal de transmission

Pour la bande de 60 GHz, la caractéristique la plus importante est la forte capacité du canal de transmission. D'après le théorème de Shannon (éq 1.3), la capacité d'un canal de communication C (en bit/s) augmente linéairement en fonction de sa bande passante, tandis qu'elle augmente suivant une loi logarithmique en fonction du rapport signal à bruit SNR [20].

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (1.3)$$

Afin d'augmenter la capacité d'un canal de transmission, il est plus judicieux d'élargir la bande passante que de tenter d'améliorer le rapport signal sur bruit. Ceci se vérifie d'autant plus dans les bandes millimétriques où les limitations technologiques impliqueraient un coût important dans la conception du système pour améliorer son rendement global.

1.8 Technologie 60 GHz

1.8.1 Origines de la communication sans fil à 60 GHz

Les origines de la communication sans fil à 60 GHz remontent à Jagadish Chandra Bose. En 1895, Bose a fait sa première démonstration publique des ondes électromagnétiques à 60 GHz. Il a réussi à faire sonner une cloche à distance et à faire exploser de la poudre à canon sur une distance de près d'un mile [21].

La technologie des semi-conducteurs n'était pas disponible à l'époque pour pouvoir développer et explorer les communications sans fil à 60 GHz. L'intérêt pour la bande 60 GHz n'a été ravivé que lors de l'introduction des semi-conducteurs [22], [23].

La FCC alloue en 2001 les fréquences entre 57 GHz et 66 GHz pour les communications sans licence. Depuis ce temps, le nombre d'activités de normalisation s'est développé, le nombre d'applications a augmenté potentiellement et de nouvelles antennes et conceptions de circuits RF ont été proposées. Par la suite, la caractérisation et la modélisation du canal de propagation à 60 GHz sont devenues nécessaires afin de concevoir les systèmes à haut débit.

1.8.2 Applications potentielles

Les réseaux WPAN visent la communication de données en rapport direct entre l'individu et son entourage immédiat, pour des distances ne dépassant pas quelques mètres. Ce type de réseau est généralement de type point à point et sert à relier des périphériques (imprimante, téléphone portable, notamment). Les autres technologies comme le Bluetooth, l'infrarouge et le Zigbee ne permettent pas d'obtenir des débits élevés et d'assurer le transfert des fichiers de grandes tailles, mais répondent à ce genre d'applications. La technologie concurrente UWB (Ultra Wide Band) n'a pas réussi à imposer son standard, en raison de son débit maximum ne dépassant pas 480 Mbit/s, malgré sa bande passante. Donc, la technologie 60 GHz a répondu à toutes ces exigences et permet de remplacer les technologies filaires telles que l'USB, l'IEEE 1394 et le Gigabit Ethernet.

Le câble HDMI (High-Definition Multimedia Interface) est une autre application intéressante qui permet de diffuser les contenus multimédias non compressés. L'augmentation des contenus audio/vidéo oblige à utiliser des débits plus élevés. Ceci n'est assuré qu'en utilisant la technologie 60 GHz, étant donné qu'elle est la seule permettant de supporter de tels débits comme pour la diffusion vidéo HD ou pour le format HDTV 1080p qui est le format le plus utilisé de nos jours. D'autres applications potentielles envisagées pour la bande 60 GHz sont citées ci-dessous :

- ▶ l'accès sans fil fixe
- ▶ les réseaux locaux sans fil
- ▶ les réseaux personnels
- ▶ le streaming multimédia sans fil

► la communication véhiculaire

L'enjeu de cette technologie est donc de proposer des produits performants, à bas coût afin de s'imposer dans ces différentes applications et de gagner le marché grand public, avec un débit allant jusqu'au Gbit/s, pour se différencier des autres technologies concurrentes [24].

1.9 Les travaux sur la modélisation de la propagation à 60 GHz

En partant des défis mentionnés dans la section 1.5, il est essentiel d'étudier la propagation des ondes à 60 GHz dans des environnements indoor. Les travaux de recherche de caractérisation et de modélisation de la propagation dans la bande millimétrique, spécialement à 60 GHz, ont subi des évolutions majeures dès l'année 2000. La littérature spécialisée est assez riche en travaux sur la caractérisation et la modélisation du canal de propagation à l'intérieur et à l'extérieur des bâtiments, ainsi que dans des environnements souterrains.

Globalement, après l'analyse bibliographique des études publiées depuis 1990, concernant la caractérisation de la propagation dans un milieu indoor à 60 GHz, on peut constater que ces travaux peuvent être divisés en 3 groupes : soit en utilisant les mesures, soit par simulation en utilisant un logiciel de tracé de rayon, soit les deux dans le but de valider les simulations avec de vraies mesures. Les mesures de propagation se divisent en deux catégories : les mesures dites à «bande étroite», et celles dites à «large bande». Les applications visées dans l'étude bibliographique sont en majorité pour une utilisation à l'intérieur des bâtiments. Pour cela, les environnements d'étude sont de type bureaux, laboratoire, amphithéâtre, résidence, etc. Par la suite, nous nous intéresserons uniquement aux applications indoor. Généralement, les travaux de recherche ne concernent pas seulement l'étude du canal à 60 GHz, mais aussi une comparaison entre différentes bandes de fréquences (2,4 GHz, 5 GHz, 60 GHz et 73 GHz) afin de concevoir des systèmes de communication sans fil pouvant utiliser des normes multifréquences et pouvant s'adapter à des applications multiples pour de courtes et longues distances, en joignant la bande en-dessous de 6 GHz avec la bande millimétrique, notamment à 60 GHz.

Au niveau national, la littérature est plutôt riche en travaux de propagation à 60 GHz. Les travaux menés dès 1996 par S. Guillouard à l'INSA de Rennes, au sein du laboratoire LCST ont permis la réalisation d'un outil de mesure de la propagation à 60 GHz (sondeur de canal temporel) à l'intérieur des bâtiments [25]. Puis, l'étude du canal de propagation dans différents environnements indoor (résidence, bureau, grotte, etc.) a été faite par S. Collonge en 2003, dont l'influence du mobilier, du type d'antennes et de la modélisation des variations temporelles de l'atténuation causée par l'activité humaine sur le canal de propagation à 60 GHz [26]-[28]. En 2008, d'autres applications ont été envisagées, comme la détection de l'activité cardiaque à une distance d'un mètre en utilisant un système à micro-ondes opérant à 60 GHz [29]. En 2010, les travaux de L. Rakotondrainibe ont permis la conception et la réalisation d'un système de communication sans fil très haut débit à 60 GHz pour les applications WPAN [30]. Le travail de C.Hamouda [31] en 2014 porte

sur l'étude d'une architecture radio, pour des dispositifs WPAN nomades à faible consommation en utilisant la bande autour de 60 GHz. Une autre étude en 2015 porte sur l'amélioration des modules radiofréquences millimétriques opérant sur la bande 60 GHz par l'intégration de la technologie interposée 3D sur silicium destinée à des liens sans fil à très haut débit et à courte portée (1-10 m) [32]. Les travaux de Hotte en 2015, traitent du passage de l'identification par radiofréquence (RFID) à l'identification par les ondes millimétriques (MMID). Les travaux évoqués dans sa thèse contribuent au développement de la MMID en présentant les différentes solutions proposées allant de la conception d'antenne à la conception de prototypes de tags MMID passifs, de l'amélioration des performances des tags, à l'intégration des fonctions de capteurs d'humidité et de capteurs de pression aux tags MMID [33]. En 2017, Mavridis, dans sa thèse, proposait des modèles de canaux pour les réseaux corporels 60 GHz et donc de comprendre physiquement et d'évaluer quantitativement l'impact du corps humain sur la propagation et la communication [34]. En 2018, d'autres études ont été menées au sein d'Orange Lab à Belfort, portant sur la caractérisation et la modélisation de la propagation à 60 GHz dans des environnements résidentiels [35].

Un nouveau type d'environnement d'étude à 60 GHz a été étudié au Canada, l'environnement minier. Cet environnement est qualifié de complexe compte tenu de la rugosité des murs, de l'existence des fils électriques pour l'éclairage, du système de ventilation et des flaques d'eau par terre. Ceci engendre des obstacles qui perturbent la réception du signal. Afin de réduire les conditions dangereuses pour les travailleurs miniers sous terre, le contrôle à distance des véhicules et engins et surtout la surveillance par vidéo des travaux en temps réel seront une solution prometteuse, d'où l'importance de la communication à très haut débit avec les machines. Ceci peut être réalisable en utilisant la bande de 60 GHz, d'où la nécessité de la caractérisation du canal de propagation pour différentes configurations d'antennes et pour différents emplacements dans un environnement minier. La littérature canadienne est assez riche en travaux de ce type [36]-[38].

Des travaux de caractérisation et de modélisation du canal de propagation à 60 GHz ont aussi été menés dans des environnements de types couloir et pièce simple. A titre d'exemple, nous citerons les travaux de Ghadar [39] réalisées dans un couloir en T et pour une situation en NLOS afin de couvrir les zones NLOS en utilisant un réflecteur plat ou en cylindre. Des études ont été réalisées dans le cadre de sa thèse concernant l'étude du canal de propagation en LOS dans une salle de conférence vide. De plus, il a comparé les résultats expérimentaux à des résultats de simulation de tracé de rayons pour chacun des milieux considérés. Finalement, il constate que la bande des ondes millimétriques est très sensible à l'environnement de propagation par rapport aux bandes à des basses fréquences et surtout dans les situations NLOS, où les liens de communications deviennent assez atténués.

Dans l'analyse des travaux de la caractérisation du canal de propagation, les recherches de l'équipe de T. Rappaport aux Etats-Unis sont incontournables. Elles portent notamment sur la propagation des ondes radio, la conception de systèmes de communication sans fil, et des circuits et systèmes de communications sans fil à large bande à diverses fréquences millimétriques (28 GHz, 60 GHz, 73 GHz, 142 GHz). Des mesures de propagation ont été réalisées à ce sujet en indoor et en outdoor

à différentes fréquences et des comparaisons entre différentes bandes de fréquences sont menées pour permettre le déploiement du réseau 5G et 6G récemment [40]-[43].

1.10 Les axes majeurs des travaux à 60 GHz

Après avoir analysé les sujets de recherche traités dans la plupart des publications portant sur la caractérisation de la propagation à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments, nous avons pu classer ces sujets suivant trois axes :

- ▶ Effets de l'environnement et des matériaux
- ▶ Effets des antennes
- ▶ Effets du corps humain

1.10.1 Effets de l'environnement et des matériaux

Pour une fréquence donnée, la couverture radio à l'intérieur des bâtiments dépend de la géométrie de l'environnement indoor et du type de matériaux utilisés dans celui-ci. Il est primordial de prendre en compte les applications les plus fréquentes à 60 GHz afin d'identifier les types d'environnements qui doivent être caractérisés.

Smulders [44] résume dans un tableau les paramètres des pertes de puissances obtenus à partir de mesures réalisées dans différents environnements indoor (couloir, pièce, laboratoire, résidence, bureaux, etc.). D'autres études ont aussi été réalisées dans différents types d'environnements comme par exemple dans un train [45], dans un hôpital [46] ou dans un aéroport [47]. Le type d'environnement ne suffit pas pour caractériser le canal de propagation, la géométrie interne des bâtiments (rectangle, L, T, I, etc..) joue également un rôle clé dans l'analyse des effets significatifs sur la propagation. Souvent, l'extension des signaux à 60 GHz pour couvrir plusieurs pièces sera presque impossible vu les défis cités auparavant. Donc, les réseaux à 60 GHz en indoor seront déployés généralement dans des pièces simples, de petite ou de moyenne dimensions. Plusieurs études sur la caractérisation et la modélisation du canal de propagation à 60 GHz ont été faites afin d'aboutir à des règles d'ingénierie sur le déploiement du réseau WLAN/WPAN comme dans [48].

D'autres types d'études ont été évoqués à ce sujet concernant les pertes dans les matériaux à 60 GHz. Les ondes à fréquences millimétriques se propagent difficilement dans les matériaux [49] tels que le plastique, le verre, le bois, le béton, etc. Pour cela, il est utile de connaître la permittivité complexe des matériaux de construction et des structures des bâtiments afin de les intégrer comme données d'entrée de base dans les modèles de prévision de la propagation à 60 GHz, surtout pour les simulateurs de tracé ou de lancer de rayons [50], [51]. De même, des études concernant la propagation de l'outdoor vers l'indoor ont été réalisées dans [52] et [53].

1.10.2 Effets des antennes

Un système de communication sans fil vise à fournir une distribution optimale du signal radio dans toutes les zones à l'intérieur d'un bâtiment. La répartition de puis-

sance dépend de plusieurs paramètres tels que l'emplacement de l'antenne émettrice, de son type, de sa hauteur et de sa polarisation, etc. Plusieurs études ont été menées sur ce sujet [54]-[57].

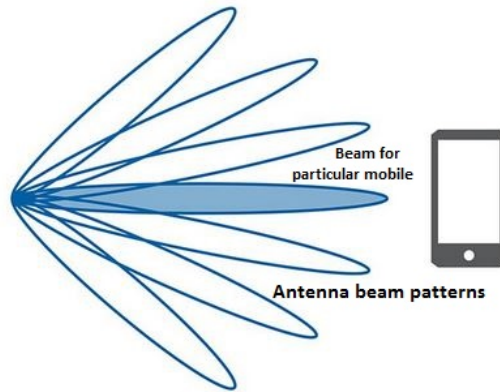


Fig. 1.5. Concept de formation de faisceau d'antenne

Au cours des dernières années, la technologie antennaire a beaucoup évolué et de nouvelles techniques sont utilisées pour surmonter certaines restrictions de conception de systèmes de communication à haut débit en indoor. En raison des pertes élevées dans l'espace libre aux fréquences millimétriques, et afin de compenser ces pertes, des antennes directionnelles à faisceau étroit sont utilisées en émission et en réception. De plus, l'utilisation d'antennes directionnelles permet de réduire la sélectivité fréquentielle et temporelle du canal [58]. Les technologies d'antennes à entrées multiples et sorties multiples s'avèrent attrayantes pour les communications millimétriques en raison de leur capacité à offrir des gains élevés et à former des faisceaux adaptatifs (beamforming), comme le montre la figure 1.5 et d'obtenir un multiplexage spatial, afin d'augmenter considérablement la capacité des liaisons sans fil, en particulier à l'intérieur des bâtiments.

Par conséquent, plusieurs études ont porté sur la technologie MIMO, comme dans [59], où les auteurs étudient trois nouvelles technologies à antennes multiples jouant un rôle clé dans les réseaux au-delà de la 5G : le MIMO massif sans cellule, le MIMO massif à espace de faisceau et les surfaces à réflexion intelligente. Les avantages des systèmes MIMO massifs sans cellule en termes d'efficacité énergétique et de coût sont quantifiés dans [60]-[62].

1.10.3 Effets du corps humain

Parmi les sujets étudiés pour caractériser la propagation à l'intérieur des bâtiments, il est important de se pencher sur les effets de la présence des personnes, de leurs mouvements et du mobilier sur les signaux à 60 GHz. Quelques études ont été réalisées à ce sujet pour quantifier l'effet d'un corps fixe sur la propagation radio à 60 GHz [26], [63]-[66]. Globalement, la présence d'un corps fixe entre un émetteur et un récepteur atténue le signal et augmente le retard, ce qui a un impact direct sur la transmission à haut débit. D'après Collonge et al. [26], lorsque le chemin direct

est obstrué par une personne (figure 1.6), l'atténuation augmente généralement de plus de 20 dB. Les mouvements à l'intérieur du canal provoquent ce qu'on appelle l'effet Doppler. Plusieurs paramètres entrent en jeu comme le nombre de passage des personnes, la vitesse de mobilité et la fréquence.

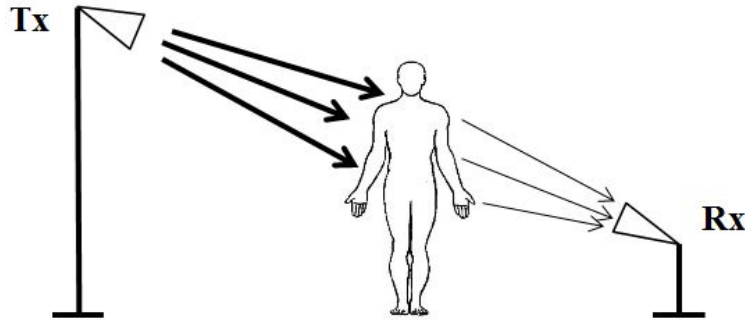


Fig. 1.6. Effet de masque par le corps humain entre l'émetteur et le récepteur

Dans ce contexte, des études ont été réalisées pour développer des modèles qui tiennent compte des effets du corps humain. Le corps humain peut être comparé à un cylindre conducteur aux fréquences micro-ondes. Afin de valider ces modèles, des mesures ont été faites par Ghaddar [39] pour différents types de polarisation dans un environnement indoor. Les résultats indiquent qu'il existe une forte corrélation entre les effets du corps humain et ceux d'un cylindre circulaire conducteur. De même, plusieurs études ont été menées pour modéliser les pertes causées par le passage des personnes [67]-[72].

1.11 Au-delà de la 5G ?

Les communications sans fil évoluent vers un paradigme de fonctionnement logiciel, où les appareils tentent de s'adapter aux changements brutaux de l'environnement afin d'optimiser l'efficacité de la communication. Pour cela, plusieurs techniques peuvent être utilisées telles que la formation de faisceaux en utilisant des antennes intelligentes, le spectre cognitif et la modulation adaptative [73]. À ce stade, l'environnement reste un facteur aléatoire et non contrôlable. Si on arrive à le maîtriser, les environnements auront le potentiel pour fournir aux futurs réseaux sans fil (6G) une connectivité sans fil la moins interrompue possible, avoir des zones de sécurité, étendre davantage la couverture radio et la capacité à transmettre des données sans générer de nouveaux signaux mais recycler les ondes radio existantes (figure 1.7).

Au vu des défis de la bande millimétrique et au-delà (THz), ces fréquences souffriront d'une atténuation aigüe et seront les plus détériorées. Les travaux de recherche pour les futurs réseaux sans fil se focalisent non seulement sur le sujet du MIMO massif et de formation de faisceau en 3D, mais aussi sur les environnements radio intelligents. Ce concept d'étude est centré sur des objets environnementaux tels que des réflecteurs passifs et/ou réseaux de réflecteurs actifs, soigneusement placés à des points intermédiaires dans un espace, recouverts de films minces, artificiels, de matériaux électromagnétiques et reconfigurables (appelés méta-surfaces intelligentes

reconfigurables), capables d'appliquer des transformations personnalisées aux ondes radio [74], [75]. Dans [76], les auteurs présentent une nouvelle architecture de méta-surfaces appelées HyperSurfaces contrôlées par un logiciel qui traitera la propagation pour différentes applications telles qu'avoir des zones sécurisées et optimiser la qualité de services du signal radio. Dans [77], les auteurs donnent un aperçu des efforts de recherche actuels sur les environnements radio intelligents. Ils se sont intéressés à deux types majeurs de méta-surfaces reconfigurables appliquées aux réseaux sans fil. Le premier type de méta-surfaces sera intégré dans les murs et contrôlé via un contrôleur logiciel. Le deuxième type de méta-surfaces sera intégré dans des objets, par exemple des t-shirts intelligents avec des capteurs pour la surveillance de la santé. D'autres travaux sur ce sujet sont évoqués dans [78]-[81].

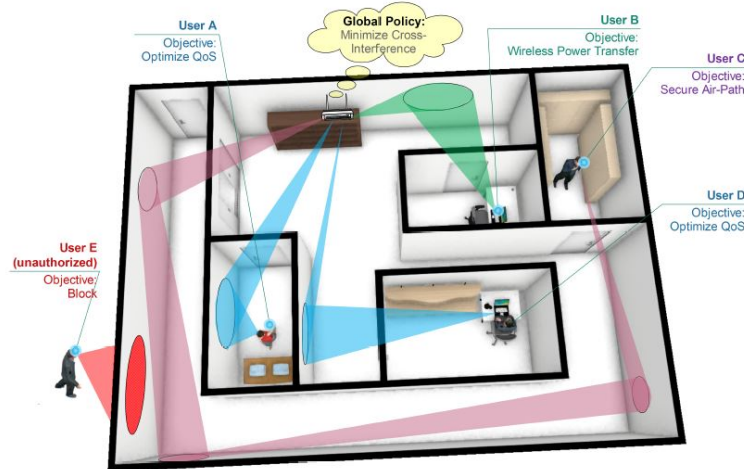


Fig. 1.7. Exemple d'un environnement intelligent reconfigurable permettant, par exemple, d'améliorer la couverture radio, la QoS et la sécurité [76]

1.12 Conception d'un système de communication en bande millimétrique

Afin de pouvoir concevoir un système de communication en bande millimétrique, capable de communiquer avec succès malgré tous les défis et les limitations de la propagation cités auparavant, plusieurs techniques peuvent être utilisées et doivent tenir compte des diverses spécificités des ondes millimétriques telles que :

- **Le beamforming** ou bien la technique de formation des faisceaux, utilisé pour surmonter les pertes de trajets élevées. Il est impératif d'avoir au moins une extrémité équipée d'une capacité de formation de faisceaux, en utilisant au moins un réseau d'antennes. Généralement, la technique de formation de faisceaux est appliquée en focalisant le signal transmis vers le récepteur (direct path) ou vers le meilleur trajet indirect (best indirect path) arrivant lorsque le trajet direct est obstrué, tout en supprimant tous les autres trajets plus faibles, ce qui peut être obtenu via le digital beamforming (DBF), l'analogue

BF (ABF) ou bien les techniques hybrides combinées connues sous le nom de techniques HBF [82].

- ▶ **Le Massive MIMO** est un concept basé sur l'utilisation d'un grand nombre d'antennes en émission et en réception, capable d'améliorer considérablement l'efficacité spectrale sans aucun supplément de bande passante ni de consommation de puissance. L'application principale envisagée pour le MIMO massif est dans un réseau cellulaire, où une station de base avec un très grand nombre d'antennes dessert un ensemble d'utilisateurs co-canal à antenne unique [60], [83].
- ▶ **Les petites cellules** : c'est une technique essentielle pour lutter contre l'atténuation élevée et les pertes de puissance et augmenter la capacité globale du réseau. Des distances de communication plus courtes sont essentielles pour les systèmes millimétriques en outdoor (mobiles broadband) et en indoor comme les réseaux mobiles et WLAN/WPAN [83].
- ▶ **Techniques à large bande** : dans la communication millimétrique, en raison de la largeur de la bande passante disponible, la fréquence d'échantillonnage sera élevée (au moins le double de la bande passante) ce qui impose une dispersion temporelle élevée en terme de nombre d'échantillons, d'où ce que l'on appelle la diffusion éparsée. De même, les composantes fréquentielles subissent un évanouissement indépendant, ce qui conduit à des canaux sélectifs en fréquences. Parmi les solutions possibles, on citera l'utilisation de techniques à large bande, telles que le multiplexage orthogonal par répartition en fréquence (OFDM) et l'accès multiple par répartition par code multi-porteuse (MC-CDMA) [58].
- ▶ **Techniques de modulation** : plusieurs techniques de modulation moins complexes peuvent être envisagées, telles que la modulation par décalage de fréquence (FSK), la modulation par décalage d'amplitude (ASK), la modulation marche-arrêt (OOK) et la modulation de position d'impulsion (PPM), l'OFDM à enveloppe constante (CE-OFDM) [60], ainsi que d'autres techniques à enveloppe quasi-constante, comme la technique proche-CE discutée dans [83].
- ▶ **Techniques de duplexage** : le duplexage par répartition dans le temps (TDD) est considéré comme la meilleure option pour les ondes millimétriques qui est également compatible avec le MIMO massif, car l'émetteur de liaison descendante peut exploiter l'estimation de canal du récepteur colocalisé pour transmettre un prétraitement. Cependant, ces derniers temps, la grande taille de la bande passante de la bande millimétrique a détourné une partie de l'attention vers le duplexage par répartition en fréquence (FDD) [84] [85].
- ▶ **Regroupement multi-utilisateurs** : la technique multi-utilisateurs est considérée comme bénéfique aux fréquences millimétriques, en raison des fortes pertes du signal. Pour faire face à la diffusion de trajets multiples clairsemée, certains des utilisateurs recevant un cluster des mêmes objets réfléchissants partageraient les mêmes caractéristiques spatiales de second ordre et pourraient donc être considérés comme un seul groupe [85].

- ▶ **Techniques MIMO** : la technologie MIMO est considérée comme technologie clé pour les systèmes de communication millimétriques. Cela facilite la formation des faisceaux reposant sur des configurations d'antennes directionnelles de réseaux d'antennes multifonctionnelles, qui sont capables d'obtenir simultanément différents gains MIMO, tels que des gains de diversité, de multiplexage et de formation de faisceaux [86][87].
- ▶ **Les réseaux hétérogènes (HetNets)** : en raison de leur faible portée, les systèmes millimétriques ne seront utilisés que pour les petites cellules combinées avec d'autres technologies sans fil existantes fonctionnant à des fréquences multiples (comme à 2,4, 5,8 et 60 GHz) connues sous la forme de réseaux hétérogènes [84].

1.13 Des équipements qui intègrent le 60 GHz

En 2017, l'entreprise TP Link a annoncé la sortie du premier routeur WiFi tri-bande 2,4/5/60 GHz, le TP Link Talon AD7200 (figure 1.8). Ce produit devrait être le premier routeur à embarquer la technologie IEEE 802.11ad. Cette nouvelle norme permet d'atteindre des vitesses de 4,6 Gbit/s, soit une vitesse 4 fois supérieure aux routeurs les plus rapides utilisant la norme IEEE 802.11ac. Le routeur Talon AD7200 dispose aussi d'une interface 802.11ac pour que les appareils actuels puissent tout de même s'y connecter. De plus, il possède toutes les fonctionnalités modernes des routeurs haut de gamme [88].



Fig. 1.8. Premier routeur Talon AD7200 fonctionnant à 2,4/5/60 GHz [88]

Le deuxième routeur 802.11ad est le Nighthawk X10 de Netgear pouvant atteindre 7,2 Gbit/s. Le Nighthawk X10 génère un WiFi Tri-bande et des performances Quad Stream sur chaque bande, et est compatible MU-MIMO (MIMO multi-utilisateurs). Le routeur Nighthawk X10 est équipé de la technologie WiFi 802.11ac et 802.11ad [89].

L'entreprise Qualcomm annonce en 2018 la fabrication de quatre puces pour ces réseaux WiFi à ondes millimétriques introduisant le standard 802.11ay. Les QCA6428 et QCA6438 pour l'infrastructure et les stations fixes, ainsi que les QCA6421 et QCA6431 pour les applications mobiles. Ce standard exploite la bande de fréquence des 60 GHz. Qualcomm annonce aussi que ces puces pourraient aider à

économiser de la batterie, vu qu'elles pourront transférer des données plus rapidement et donc passer plus de temps en mode de veille [90].



Fig. 1.9. Routeur Nighthawk X10 de Netgear fonctionnant à 2,4/5/60 GHz [91]

1.14 Le projet OptimisME

1.14.1 Introduction

Le projet FUI OptimisME, qui s'est déroulé du 01/11/2016 au 30/04/2019, s'est construit autour d'un consortium d'industriels et de laboratoires représentant toute la chaîne de l'innovation au développement de produits et services. Le consortium regroupe quatre entreprises (Orange, MVG, eSoftThings et Tact Factory) et deux représentants académiques (INSA de Rennes et Institut Mines-Télécom). C'est un projet pluridisciplinaire associant des partenaires aux compétences complémentaires. En raison de l'évolution des services de domotique (service TV en ultra haute définition HD sans fil, transmission vidéo, etc.), la nécessité de communication sans fil à courte portée et à très haut débit a augmenté sans cesse. Le projet OptimisME mettait tout particulièrement l'accent sur le WiFi à 60 GHz permettant d'atteindre des débits au-delà du Gbit/s, mais introduisait des contraintes de déploiement particulières dues à la faible portée du signal radio. Le projet cherchait à minimiser les coûts de déploiement en réduisant le nombre d'équipements d'infrastructure réseau (PC, smartphones, capteurs/actionneurs, etc.) et à mutualiser les points d'accès en y intégrant des normes radio hétérogènes. Ce projet comprenait la conception d'extendeurs sans fil multi-technologies mettant en vedette des technologies radio fonctionnant de 800 MHz à 60 GHz. A terme, ces extendeurs seront déployés au sein des réseaux des petites et moyennes entreprises (PME) et également des domiciles des particuliers.

1.14.2 Objectifs

Les objectifs du projet OptimisME étaient les suivants :

- Premièrement, développer des outils logiciels embarqués en partie dans les éléments d'infrastructure du réseau local. Ces outils ont pour but de réaliser, d'une part, l'optimisation du positionnement de ces éléments d'infrastructure

lors du déploiement initial du réseau, et d'autre part, de gérer et optimiser les ressources radio de ce réseau en se basant sur une supervision du réseau et un apprentissage de son utilisation. De nombreuses contraintes ont été prises en compte dans le cadre de l'optimisation du réseau local défini dans OptimiSME : débit radio, couverture, coût de l'infrastructure réseau, exposition aux ondes et consommation.

- ▶ Deuxièmement, spécifier et maquetter les éléments d'infrastructure réseaux support de plusieurs radios. Afin de réduire les coûts de déploiement d'un ensemble important de réseaux radio, les différents points d'accès supports aux services haut et bas débit ont été mutualisés sur des équipements convergents. Le choix adéquat de technologies a été effectué afin de maîtriser les coûts de ces extendeurs réseau.

De plus, la supervision de ces réseaux radio hétérogènes se complexifie également. Il est important de déterminer des métriques de qualité de liens radio fiables, robustes et harmonisés afin de permettre une gestion de l'ensemble des ressources radio comme un tout. Grâce à une collecte et une analyse d'informations sur la qualité et l'utilisation des liens du réseau local, des adaptations du réseau ont été effectuées afin d'optimiser la connectivité de l'ensemble des équipements du réseau, quelle que soit leur connectivité radio.

1.14.3 Contribution de l'INSA de Rennes

Notre contribution au projet OptimiSME a porté principalement sur l'étude des caractéristiques du canal de propagation dans des environnements denses (PME et résidences) à des fréquences porteuses comprises entre 800 MHz et 60 GHz. Celles-ci posent encore plusieurs défis afin de pouvoir exploiter pleinement le potentiel de ces communications, notamment en ondes millimétriques.

A cet effet, deux axes majeurs ont été développés par notre équipe à l'INSA de Rennes :

- ▶ Définir des environnements types de déploiement (PME), réaliser un état de l'art sur les modèles de path loss existants dans les bandes de 800 MHz à 60 GHz, notamment sur les modèles statistiques, et sélectionner les modèles les plus pertinents. L'état de l'art portait également sur les résultats existants concernant les effets sur la couverture du mobilier, des personnes ou obstacles proches des équipements radio.
- ▶ Étudier la propagation à 2,4 GHz, 5,8 GHz et 60 GHz à l'aide de mesures du canal de propagation menées dans des environnements de types PME. Optimiser le positionnement des extendeurs fonctionnant à multi-fréquences dans les environnements intérieurs afin d'aboutir à la meilleure couverture et la planification de réseaux sans fil multi-technologies.

1.15 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit le contexte général et les objectifs principaux de ce travail de thèse. Ensuite, nous avons rappelé les principales normes de communication sans fil pour des applications WLAN et WPAN. Puis, nous avons présenté le contexte et les défis des communications utilisant la bande millimétrique, notamment la bande de 60 GHz. Une étude bibliographique rapide a été présentée concernant les sujets de recherche à 60 GHz et leurs perspectives. Dans les chapitres suivants, les travaux réalisés dans cette thèse, menés dans le cadre du projet OptiSME, permettront d'apporter des éléments de réponse à travers la connaissance du canal de propagation et d'exploiter pleinement le potentiel de ces communications en ondes millimétriques. Les résultats obtenus dans le cadre du projet permettront de proposer des règles d'ingénierie, aussi bien pour la conception des systèmes de communication multifréquences que pour l'optimisation du déploiement réseau. Ce type de travaux présente un grand intérêt pour la communauté qui vise à exploiter ces bandes de fréquences pour les small-cells (backhauling, terminal utilisateur).

Le canal de propagation radioélectrique à l'intérieur des bâtiments

2.1 Introduction

DANS les systèmes de communication sans fil, l'information est transportée à l'aide d'une onde électromagnétique se propageant de l'émetteur vers le récepteur, à travers un canal de propagation. Le canal de propagation est défini par le milieu séparant l'émetteur et le récepteur. La propagation des ondes radio dans les canaux de propagation sans fil est un phénomène complexe. La puissance reçue en un point donné dépend des trajets multiples après l'interaction des signaux transmis avec les différents obstacles présents dans l'environnement. La modélisation du canal de propagation se fait souvent par une approche théorique ou bien par une approche statistique. Ces deux approches conduisent souvent à des modèles déterministes, empiriques et semi-empiriques. Les modèles déterministes s'appuient sur les lois de la physique. Les modèles empiriques sont basés sur l'analyse d'un grand nombre de mesures en fonction de différents paramètres tels que la fréquence, la distance, la hauteur des antennes, etc. Les modèles semi-empiriques combinent une formulation analytique des phénomènes physiques (transmission, réflexion, diffraction, diffusion) et un ajustement statistique à l'aide de mesures expérimentales. Ils nécessitent la prise en compte de l'environnement, en général à travers les techniques du lancer ou du tracé de rayons [31].

Dans ce chapitre, nous définirons d'abord les phénomènes physiques importants pour l'analyse du canal de propagation. Ensuite, nous présenterons les notions d'étalement du signal provenant des phénomènes physiques de propagation. Lorsqu'on parle de caractérisation du canal de propagation, il est inévitable de parler de notions d'échelle. On distingue deux catégories d'échelle, les phénomènes à grande et à petite échelles. Enfin, nous présenterons une vue générale sur les techniques de sondage du canal de propagation en fréquence et en temps.

2.2 Les phénomènes physiques de la propagation radioélectrique

Les principaux phénomènes physiques régissant l'interaction de l'onde avec l'environnement sont la réflexion, la transmission, la diffraction et la diffusion (figure 2.1).

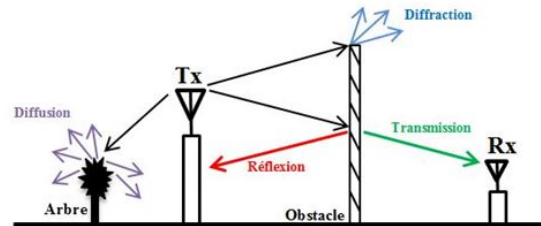


Fig. 2.1. Les principaux phénomènes de propagation

2.2.1 La réflexion et la transmission

Ces phénomènes interviennent lorsque l'onde électromagnétique transmise heurte un objet de grandes dimensions mais avec de très petites irrégularités par rapport à la longueur d'onde. Une partie de l'énergie de l'onde est réfléchi par l'obstacle avec un angle égal à celui d'arrivée, tandis que l'autre partie de l'énergie sera transmise (réfractée) à travers l'obstacle. Si l'obstacle est intégralement métallique, alors il n'y a pas de transmission et toute l'énergie sera réfléchi.

2.2.2 La diffraction

Le phénomène de la diffraction se produit lorsque l'onde électromagnétique transmise rencontre un obstacle ayant des dimensions de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde et des formes irrégulières (arêtes, pointes, cônes. . .). Chaque point de l'arête, par exemple, se comporte comme une source secondaire qui rayonne à nouveau l'onde dans plusieurs directions.

2.2.3 La diffusion

La diffusion (ou bien scattering) se produit lorsque l'onde électromagnétique transmise rencontre sur son trajet des obstacles dont la taille est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde ou plus petite. La réflexion devient diffuse, c'est-à-dire que l'énergie incidente est rayonnée dans toutes les directions. En pratique, la végétation (feuillage) ou la mer (vagues et vaguelettes) sont par exemple des causes de diffusion non négligeables.

2.3 La propagation par trajets multiples

Au niveau du récepteur, il arrive une multitude de répliques de l'onde émise appelées trajets ou échos, produits par les interactions avec l'environnement de propagation (réflexion, diffusion, etc.) comme évoqué précédemment. C'est la propagation par trajets multiples. Les trajets reçus peuvent être retardés et atténués selon la distance parcourue par les ondes et la distance séparant l'émetteur du récepteur. D'autre part, les trajets en réception peuvent être constructifs ou destructifs, selon leur déphasage relatif pour une position de réception donnée. Donc la propagation par trajets multiples crée des dispersions temporelles dans le canal, ce qui engendre des évanouissements fréquentiels visibles sur la fonction de transfert du canal.

2.3.1 Étalement du signal

L'étalement du signal dans le canal de propagation radio-mobile provient de la présence des trajets multiples qui arrivent et se recombinent au niveau du récepteur. Trois principaux paramètres d'étalement sont les conséquences de ces multi-trajets :

- ▶ **L'étalement Doppler** se produit lors de la présence de la mobilité dans l'ensemble émetteur-canal-récepteur et permet de définir sur quel intervalle de temps le signal est cohérent
- ▶ **L'étalement temporel** se manifeste par le retard relatif de chaque trajet suivant la distance parcourue par rapport au premier trajet reçu. L'étalement temporel apporte des informations sur la bande de cohérence
- ▶ **L'étalement angulaire** donne une indication sur l'intervalle de corrélation en distance au niveau du réseau d'antennes de réception

2.3.2 L'étalement Doppler

L'effet Doppler est un phénomène qui se produit lorsque l'émetteur et/ou le récepteur se déplace(nt), ou bien lorsqu'un obstacle qui se trouve dans le parcours de l'onde électromagnétique émise est en mouvement. Ce mouvement engendre alors une variation du canal de propagation dans le temps où la puissance reçue subit des évanouissements variables dans le temps appelés *évanouissements temporels*. Ceci se traduit également par un décalage de fréquence en réception. Donc, dans le cas de propagation en mobilité, on parle de *dispersions fréquentielles* ou *canal dispersif en fréquence*. Considérons un récepteur en mouvement à une vitesse ν (figure 2.2) ; ce décalage fréquentiel f_d , appelé décalage Doppler, s'exprime comme suit :

$$f_d = f_r - f_e = f_e \frac{\nu}{c} \cos \alpha \quad (2.1)$$

$$f_{dmax} = \frac{\nu}{\lambda} \quad (2.2)$$

avec f_e la fréquence du signal transmis, f_r la fréquence du signal reçu, c la vitesse de la lumière, ν la vitesse de déplacement du mobile, α l'angle entre la direction d'arrivée du trajet de propagation et la direction de déplacement $[0;2\pi]$.

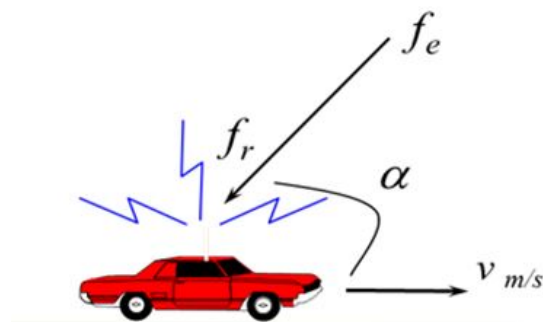


Fig. 2.2. Exemple pour le calcul de l'effet Doppler

Dans un canal multi-trajets, chaque trajet reçu apportera son propre décalage Doppler en fonction de son angle d'arrivée. Dans le cas où le déplacement est perpendiculaire à la direction d'arrivée de l'onde, le décalage de fréquence est nul. Par contre, si l'émetteur et le récepteur se rapprochent l'un de l'autre, la fréquence du signal reçu est supérieure à celle émise. S'ils s'éloignent, la fréquence du signal reçu sera inférieure à celle du signal émis. Dans les environnements indoor, la vitesse de déplacement des personnes est de l'ordre de 1 m/s, elle est donc considérée comme faible. Ce qui entraîne, pour une fréquence de travail de 60 GHz, une fréquence Doppler maximale f_{dmax} de 200 Hz, et une bande de dispersion Doppler égale à $B_d = 2f_{dmax} = 400$ Hz, ce qui est relativement négligeable. Le canal de propagation est donc considéré comme invariant non dispersif en fréquence. Si la largeur de la bande du signal en bande de base est bien supérieure à la bande Doppler, les effets de l'étalement Doppler sont négligeables au niveau du récepteur [23].

Un autre paramètre est défini, le temps de cohérence T_c (éq 2.3), d'après [92] c'est le temps durant lequel les distorsions temporelles de la réponse impulsionnelle du canal restent corrélées, ce qui veut dire que le canal peut être considéré comme invariant en fonction du temps (stable). Le temps de cohérence est inversement proportionnel à l'étalement Doppler B_d [92].

$$T_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (2.3)$$

En se basant sur le temps de cohérence, on peut dire qu'un canal est à évanouissement rapide ou à évanouissement lent (en anglais "fast fading" et "slow fading"). Dans le cas d'une communication numérique, si la durée d'un symbole est supérieure à ce temps de cohérence, alors la transmission sera affectée d'évanouissements rapides et le canal sera dit *sélectif en temps*.

2.3.3 L'étalement temporel

Dans un canal à trajets multiples, le signal émis arrive au récepteur par différents chemins. L'étalement temporel mesure la longueur du canal. Ce qui signifie que chaque trajet arrivera avec un retard spécifique et par conséquent, il y a un étalement du signal appelé *étalement des retards*. Des retards entre trajets de 10 à 100 ns correspondent à des différences de chemins de 3 à 30 m. Afin d'évaluer la dispersion

temporelle dans un canal de propagation, il est nécessaire de connaître sa réponse impulsionnelle ou bien son profil de puissance (figure 2.3).

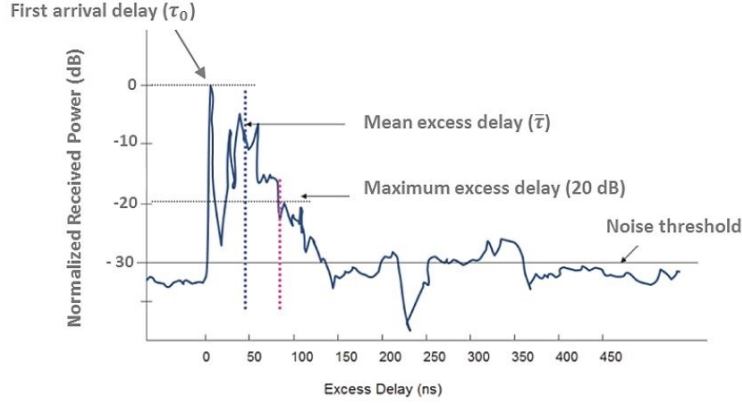


Fig. 2.3. Exemple d'un profil de puissance relative reçue dans un environnement indoor, représentant l'étalement maximal des retards et le retard moyen [93]

Les paramètres statistiques permettant de décrire la dispersion temporelle des trajets multiples du canal de propagation à large bande sont :

- **Le retard moyen $\bar{\tau}$** (mean excess delay) est la moyenne des retards pondérée par leurs puissances (figure 2.3). D'après [92] [94], il est défini par :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} \quad (2.4)$$

avec a_k^2 et τ_k le gain et le retard du $k^{i\grave{e}me}$ trajet respectivement.

- **La dispersion des retards σ_τ** ou bien l'écart type des retards τ_{RMS} (Root Mean Square Delay Spread) (figure 2.3). Dans un environnement indoor τ_{RMS} est de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes, et défini d'après [92] [94] par :

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (2.5)$$

L'écart type des retards τ_{RMS} permet d'estimer la *sélectivité fréquentielle* du canal de propagation. Il dépend des antennes d'émission et de réception (les angles d'ouverture des antennes, le positionnement des antennes en visibilité directe ou pas, la hauteur, le tilt, le pointage des antennes, la réflectivité de l'environnement et des matériaux qui le constituent, etc.) [23], [95]. Si la durée d'un symbole transmis T_s est supérieure à τ_{RMS} , on considère que le canal n'est pas sélectif en fréquence, donc il n'y a pas d'interférence inter-symboles.

- **L'étalement maximal des retards** ou bien intervalle des retards (maximum excess delay spread) $\Delta\tau$ ou τ_{max} est défini par l'écart temporel entre le premier et le dernier trajet reçu. Ce paramètre est un élément caractéristique de la réponse impulsionnelle. Il doit être spécifié avec un seuil (X dB) (figure 2.3), qui relie le plancher de bruit à la composante maximale des trajets reçus.

Le plancher de bruit est utilisé pour différencier les composants multi-trajets reçus et le bruit thermique. Si le seuil est réglé trop bas, le bruit sera traité en trajets multiples, donnant ainsi lieu à des valeurs de $\bar{\tau}$ et τ_{RMS} artificiellement élevées. Dans le cas d'une communication numérique, si le temps symbole T_s est inférieur à l'étalement des retards, il y aura un phénomène d'interférences inter-symboles (IES).

2.3.4 L'étalement angulaire

Une autre forme d'étalement est due au canal multi-trajet, c'est *l'étalement angulaire*. Il est causé par le fait que les ondes arrivent aux niveaux du récepteur par différents angles d'arrivée, les objets étant répartis dans tout l'espace. À 60 GHz, du fait de l'étalement angulaire, la moindre petite variation de position spatiale peut conduire à modifier considérablement la différence de marche entre deux rayons (en fraction de λ). L'étalement angulaire résultant est alors la cause d'évanouissements sélectifs en espace (sélectivité spatiale). À ce stade-là, on peut parler de distance de cohérence entre les antennes du réseau. Plus l'étalement angulaire sera important, plus la distance entre les antennes devra être faible, de manière à différencier deux trajets provenant de directions différentes.

2.4 Caractérisation du canal de propagation

2.4.1 Les phénomènes à grande échelle

À l'origine, ce type de phénomène est mis en évidence, en premier lieu par l'étude de la variation de la puissance moyenne reçue sur des intervalles de distance, de fréquence ou bien de temps suffisamment longs (figure 2.4). En deuxième lieu, il s'agit d'étudier les effets de masquage. Les pertes moyennes de puissance en espace libre augmentent proportionnellement au carré de la distance qui sépare l'antenne d'émission de l'antenne de réception. Dans le cas de liaisons radio mobiles, ces pertes peuvent être modélisées par une loi en d^α , avec α un exposant réel positif variant généralement entre 1,5 et 5 en fonction du type d'environnement. D'autre part, les pertes moyennes de puissance augmentent aussi en fonction de la fréquence. L'effet de masquage (ou bien shadowing) est dû à la présence d'obstacle (bâtiment, meuble, forêt, piétons, etc.) entre l'émetteur et le récepteur. L'onde traversant ces obstacles subit une atténuation suivant la nature de l'obstacle [92].

2.4.2 Les phénomènes à petite échelle

Les évanouissements (variations ou bien fluctuations) à petite échelle sont observés sur un intervalle de temps suffisamment court afin de faire abstraction des variations à grande échelle. Ces évanouissements sont occasionnés par la mobilité dans le canal (déplacement de l'émetteur et/ou du récepteur ou tout autre mouvement dans l'environnement) en présence de trajets multiples, interférant de manière constructive ou destructive à l'entrée du récepteur.

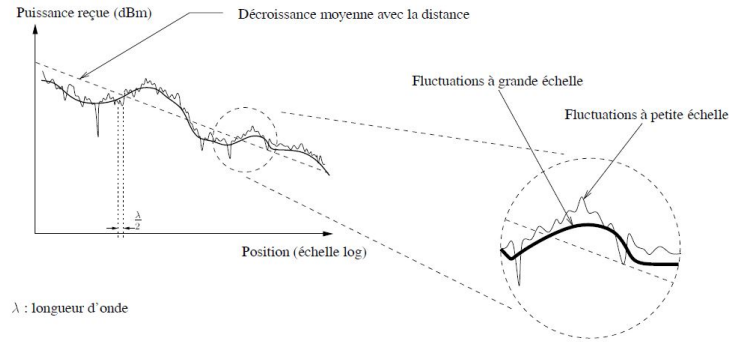


Fig. 2.4. Les variations à grande et à petite échelles dans le canal de propagation [96]

2.4.3 La sélectivité fréquentielle

L'étalement des retards, causé par des trajets multiples dans la réponse impulsionnelle du canal, se traduit par une *sélectivité fréquentielle*. Cela veut dire que certaines fréquences vont subir des atténuations. Pour spécifier la sélectivité fréquentielle, deux paramètres sont couramment utilisés, la bande de cohérence B_c et la dispersion des retards τ_{RMS} . La bande de cohérence est définie par la bande de fréquences dans laquelle les amplitudes des composantes de la réponse fréquentielle demeurent suffisamment corrélées. Autrement dit, deux signaux dont les fréquences sont séparées par plus d'une bande de cohérence ne seront pas affectés de la même manière par le canal. La bande de cohérence peut être estimée de deux manières, elle est inversement proportionnelle à la dispersion des retards τ_{RMS} donnée approximativement d'après [92] et [97] par :

$$B_c \approx \begin{cases} \frac{1}{5\tau_{RMS}} & \text{pour une corrélation de 50\%,} \\ \frac{1}{50\tau_{RMS}} & \text{pour une corrélation de 90\%.} \end{cases} \quad (2.6)$$

Autrement, la bande de cohérence peut également être calculée à l'aide de l'autocorrélation fréquentielle d'après [98] :

$$R(\Delta f) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)H^*(f + \Delta f)df \quad (2.7)$$

$H(f)$ est la réponse fréquentielle, $*$ est le complexe conjugué et Δf est la variable de la fonction d'autocorrélation. La bande de cohérence influe sur les communications numériques. Le résultat de cette opération se caractérise classiquement par un point maximal de corrélation pour $\Delta f = 0$, dont la largeur à mi-hauteur définit la bande de cohérence du canal dite à 50 %. Si la largeur de bande du signal transmis B_s est inférieure à B_c , alors le canal sera considéré non sélectif en fréquence (flat fading) car les composantes fréquentielles du signal subissent la même atténuation. Si la largeur de bande du signal transmis B_s est plus grande que B_c , alors le canal

sera considéré sélectif en fréquence. Les diverses composantes spectrales peuvent être affectées de façon hétérogène par le canal. La notion de sélectivité fréquentielle pour un canal large bande dépend de la largeur de bande du signal et de l'écart-type des retards du canal, comme le montre le Tableau 2.1 :

Tableau 2.1 – Sélectivité fréquentielle du canal

Canal non sélectif en fréquence (Flat fading)	Canal sélectif en fréquence (Selective fading)
$B_s < B_c$	$B_s > B_c$
$T_s > \tau_{RMS}$	$T_s < \tau_{RMS}$

2.4.4 La sélectivité temporelle

La sélectivité temporelle est due aux variations dans le canal de propagation causées par un déplacement de l'émetteur et/ou du récepteur, ou bien par des objets et des personnes (créant ainsi des modifications dans l'environnement). Lors d'une modification dans le canal, un phénomène de glissement des retards se produit. C'est à dire qu'entre deux instants t_1 et t_2 , le trajet provenant de la même source (réflecteur ou diffuseur) apparaîtra avec des retards τ_1 et τ_2 respectivement différents ($\tau_1 \neq \tau_2$). La notion de temps de cohérence définie au préalable est primordiale pour affirmer la présence de sélectivité temporelle ou non. Dans le cas d'une communication numérique, si la durée d'un symbole T_s est supérieure au temps de cohérence T_c , alors la communication sera affectée d'évanouissements rapides et le canal sera dit *sélectif en temps*. D'une manière duale, si la bande du message transmis B_s est bien plus élevée que la bande Doppler B_d , alors la dispersion fréquentielle est relativement faible et le canal sera alors dit *non sélectif en temps*. Le Tableau 2.2 résume la notion de sélectivité en temps.

Tableau 2.2 – Sélectivité temporelle du canal

Canal non sélectif en temps (évanouissements lents)	Canal sélectif en temps (évanouissements rapides)
$T_s < T_c$	$T_s > T_c$
$B_s > B_d$	$B_s < B_d$

2.5 Sondage du canal de propagation à large bande

Afin de pouvoir caractériser les canaux de propagation radioélectrique et ainsi pouvoir mesurer la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ en fonction du retard et suivre l'évolution temporelle, deux techniques de mesures large bande peuvent être évoquées :

- ▶ La technique fréquentielle
- ▶ La technique temporelle

2.5.1 La technique fréquentielle

Cette technique de sondage détermine la réponse en fréquence du canal $H(f)$ en module et en phase. Elle est généralement basée sur l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) (figure 2.5). Le VNA balaye une bande de fréquence choisie avec un pas de fréquence spécifié. À chaque pas fréquentiel, le VNA détermine la réponse en fréquence du canal (paramètre S_{21}) en comparant le niveau des signaux au port 1 (signal transmis) et au port 2 (signal reçu). La réponse en fréquence obtenue peut alors être convertie dans le domaine temporel en appliquant une transformée de Fourier discrète inverse (IFFT). Cette technique est très simple et performante. Elle est utilisée pour réaliser des mesures à des distances relativement courtes, c'est à dire dans des environnements indoor (laboratoires, résidences, bureaux, etc.), étant donné que le VNA, connecté à un long câble, est à la fois l'émetteur et le récepteur, ce qui simplifie la synchronisation entre eux. Les avantages de cette technique sont l'excellente résolution temporelle, la dynamique et la simplicité des mesures. Toutefois, cette technique étant plus lente que la technique temporelle en raison de la durée du balayage, elle n'est pas adaptée pour effectuer des mesures dans des environnements à l'extérieur des bâtiments ou bien variant considérablement dans le temps [92], [98].

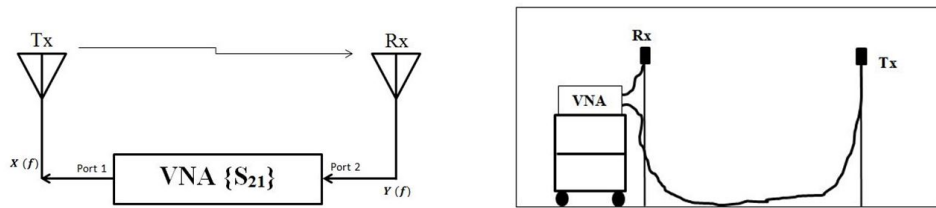


Fig. 2.5. Système de mesure fréquentielle

2.5.2 La technique temporelle

Cette technique de sondage est basée sur l'émission d'un signal large bande, le récepteur traitant simultanément des signaux de fréquences différentes, permettant ainsi de raccourcir le temps de mesure. Les techniques temporelles sont principalement basées sur la mesure par impulsion ou la mesure par corrélation glissante.

2.5.2.1 Mesure par impulsion

La mesure par impulsion consiste à émettre un train d'impulsions et à observer les différents échos en réception (figure 2.6) dans le but de déterminer la réponse impulsionnelle du canal. Cette technique dispose d'un système d'acquisition en réception (généralement un oscilloscope à échantillonnage numérique) capable d'échantillonner les signaux reçus très rapidement, ce qui permet d'effectuer des mesures des canaux variant dans le temps. La dynamique de mesure est cependant limitée par les générateurs d'impulsions et par les filtres. La génération d'une impulsion très brève nécessite une forte puissance de très courte durée suivie d'une période d'inactivité. La puissance moyenne résultante sera faible, ce qui affecte le rapport signal sur

bruit (Signal to Noise Ratio, SNR) et limite l'utilisation de cette technique pour les grandes distances ou en configuration de non visibilité NLOS (Non Line Of Sight, NLOS)[99].

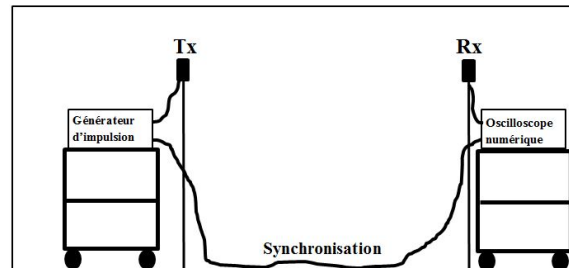


Fig. 2.6. Technique de mesure temporelle

2.5.2.2 Mesure par corrélation glissante

Cette technique est basée sur les propriétés des fonctions d'autocorrélation des codes Pseudo Aléatoires (PA). Un exemple de cette technique est celui utilisant le corrélateur de Cox [100], afin de déterminer la réponse impulsionnelle du canal. Le cœur du système est composé de deux générateurs de séquences PA identiques de longueur L . La première séquence est générée à l'émission (transposée sur la fréquence émise). La deuxième séquence est générée en réception et permet d'effectuer une corrélation glissante avec le signal reçu. Lorsque ces deux séquences se trouvent en phase, on observe un pic de corrélation. Ce pic correspond à l'arrivée d'un trajet de la réponse impulsionnelle. La réponse impulsionnelle obtenue est dilatée d'un facteur k dans le domaine temporel et compressée de ce même facteur dans le domaine fréquentiel. Cette compression permet d'utiliser des filtres plus étroits en réception, ce qui améliore la dynamique et pallie le faible SNR.

2.6 Caractérisation et modélisation du canal de propagation

Une modélisation précise du canal est une condition essentielle pour arriver à concevoir un système de communication efficace en bande millimétrique au vu des défis de la propagation à ces fréquences et pour développer des techniques pouvant s'adapter aux caractéristiques de la propagation.

2.6.1 Système de Bello

On modélise le canal de propagation par un filtre linéaire (figure 2.7) à entrée et sortie simple. L'entrée du filtre est la sortie de l'antenne d'émission et la sortie du filtre est l'entrée de l'antenne de réception. Dans le domaine temporel, le canal sera caractérisé par sa réponse impulsionnelle h . Pour un canal dynamique (variant dans le temps, avec modification de l'environnement), ce système linéaire sera caractérisé

par une réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ représentant le retard τ et la variation dans le temps t .

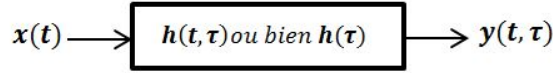


Fig. 2.7. Modélisation du canal de propagation sous forme de filtre linéaire

Pour un canal statique (invariant dans le temps, sans modification dans l'environnement) la réponse impulsionnelle ne dépend pas de t et sera représentée par $h(\tau)$ avec τ le retard de chaque trajet. La sortie $y(t, \tau)$ est calculée par :

$$y(t, \tau) = h(t, \tau) * x(t) + n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau)x(t - u)du + n(t) \quad (2.8)$$

avec $y(t, \tau)$ le signal reçu, $x(t)$ le signal émis. La connaissance de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ suffit pour caractériser complètement le canal. La réponse impulsionnelle du filtre à un temps donné est obtenue à partir de $H(f)$ écrite en bande de base, $h(t, \tau)$ peut s'écrire sous forme d'une collection de pics de Dirac atténués, déphasés et retardés :

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k(t)\delta(\tau - \tau_k) = \sum_{k=0}^{N-1} \beta_k \exp(j\phi_k)\delta(\tau - \tau_k) \quad (2.9)$$

N est le nombre de trajets, $a_k(t)$ le coefficient d'atténuation complexe, τ_k le retard associé au $k^{i\grave{e}me}$ trajet, ϕ_k le déphasage et β_k l'atténuation. Le filtre représentant le canal peut être modélisé suivant quatre fonctions à deux dimensions décrivant le canal sous diverses formes. Il s'agit du système de Bello [101] représenté dans la figure 2.8.

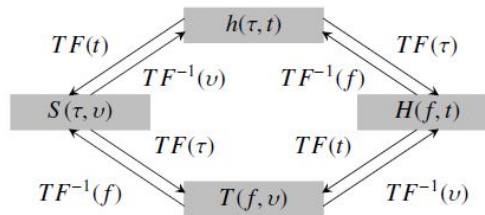


Fig. 2.8. Système de Bello avec les quatre fonctions décrivant le canal [102]

Ce système est formé des fonctions suivantes :

- ▶ $h(t, \tau)$ représentant la réponse impulsionnelle du canal
- ▶ $H(f, t)$ la réponse tempo-fréquentielle du canal variant dans le temps. Cette fonction relie le le spectre du signal en sortie $y(t)$ au spectre du signal $X(f)$ en entrée. $H(f, t)$ et $h(t, \tau)$ sont les fonctions les plus connues pour caractériser le canal permettant ainsi de faire un lien entre les évanouissements fréquentiels et les dispersions temporelles

- ▶ $T(f, \nu)$ la fonction bi-fréquentielle permet de caractériser l'étalement Doppler encouru par chaque fréquence du spectre et permet de visualiser le spectre Doppler associé à chaque fréquence
- ▶ $S(\tau, \nu)$ la fonction retard-Doppler permet de mettre en évidence l'évolution du canal en fonction du retard et du Doppler, c'est à dire les dispersions fréquentielles subies par chaque trajet du canal

En réalité, les phénomènes de propagation sont complexes et subissent des variations dans le temps. Pour cela, on modélise les caractéristiques du canal par des processus aléatoires. En pratique, on se contente de considérer les moments statistiques du second ordre, entièrement définis par la moyenne et la fonction d'autocorrélation. Cette approche est valable sous l'hypothèse WSSUS (Wide Sens Stationary Uncorrelated Scattering).

2.6.2 Profil en puissance des retards (Power Delay Profile)

Dans la propagation par trajets multiples, le degré de dispersion des retards (la distribution des trajets multiples) est déterminé à partir du profil en puissance des retards (PDP). Le profil en puissance des retards $P_h(\tau)$ représente la puissance de chaque trajet de la réponse impulsionnelle en fonction du retard. Généralement on moyenne M réponses impulsionnelles mesurées afin d'éliminer les effets des variations temporelles ou spatiales. Le PDP est calculé par :

$$P_h(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^M |h(t_m, \tau)|^2 \quad (2.10)$$

2.6.3 Modèles de propagation indoor

La différence entre la puissance transmise et la puissance reçue est causée souvent par des phénomènes à grande et à petite échelles. L'affaiblissement de parcours (path loss) et le masquage sont classés parmi les phénomènes à grande échelle. Les variations rapides de l'amplitude du signal (combinaison constructive ou destructive des ondes) sont classées comme phénomènes à petite échelle. De nombreuses mesures ont été effectuées dans les bandes 28 GHz, 38 GHz, 60 GHz, 73 GHz et de nombreux modèles d'affaiblissement de trajets sont considérés pour la bande millimétrique [103]. Parmi ces modèles, on peut citer :

- ▶ Le modèle de référence log-distance
- ▶ Le modèle de path loss modifié
- ▶ Le modèle de perte de trajet à double pente
- ▶ Le modèle de pertes de puissance parabolique

2.6.4 Modèle log-distance

Le modèle de référence de path loss le plus simple, connu sous le nom de log-distance est utilisé pour décrire les effets des pertes de puissance et l'effet du masquage en fonction de la distance $d(m)$ à une fréquence f donnée. Il est donné d'après [104], [105] par l'équation suivante :

$$PL(d)[dB] = PL(d_0) + 10\alpha \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (2.11)$$

où $PL(d_0)$ est la perte de trajet dans l'espace libre proche (FSPL) exprimée en dB. $PL(d_0)$ est fonction de la longueur d'onde λ , et peut être calculée par $10 \log_{10}\left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right)^2$ à une distance de référence $d_0 = 1$ m. α représente l'exposant des pertes de puissance, il dépend du scénario considéré s'il est en LOS ou en NLOS, de l'environnement et des matériaux. X_σ est une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et d'écart-type σ en dB, représentant le masquage (shadowing). Cette variable gaussienne est utilisée aussi dans les environnements LOS. Elle modélise les différences entre les valeurs PL déterministes, proposées par 2.11 et les véritables résultats, obtenus par mesure. L'équation 2.11 est une loi empirique mais qui modélise plutôt bien la dépendance de PL par rapport à la distance d entre les antennes. Cette équation possède de nombreuses extensions. Dans [106], les auteurs considèrent des dépendances de fréquences au modèle log-distance. D'autre part dans [107] et [108], les auteurs ont également caractérisé les évanouissements à petite échelle. Dans [109], les auteurs ajoutent un paramètre supplémentaire connu sous le nom d'exposant d'extension de distance (DEE), qui a été utilisé pour déterminer les pertes de puissance PL après application de la formation de faisceau du récepteur.

2.6.5 Modèle de path loss modifié

Une autre approche alternative au modèle de référence de path loss (éq 2.12) est le modèle alpha-beta ou bien l'interception flottante utilisée par la 3GPP. Ce modèle a été mis au point afin de s'adapter aux mesures des pertes de puissance NLOS acquises. Ce modèle n'a pas de référence ou base physique, mais ajuste simplement la meilleure ligne aux données mesurées par une régression des moindres carrés pour créer un modèle d'équation linéaire d'interception flottante qui n'est valable que sur les distances spécifiques pour lesquelles les mesures ont été faites. Il est défini d'après [107], [110] par :

$$PL(d)[dB] = \alpha_p + 10\beta \log_{10}(d_{[m]}) + X_\sigma \quad (2.12)$$

avec α_p l'ordonnée à l'origine en dB, β la pente et X_σ une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et d'écart-type σ en dB. Une erreur courante commise par les ingénieurs lors de l'interprétation de ce modèle de perte de puissance est de supposer que β est identique à l'exposant du path loss or ce n'est pas le cas. β représente simplement une valeur de pente particulière qui offre le meilleur ajustement à un ensemble de points de données, et n'a aucune base physique ou dépendance de fréquence. Les deux modèles de path loss log-distance et alpha-beta peuvent être utilisés pour caractériser les canaux de propagation dans les bandes millimétriques dans des environnements en LOS et en NLOS. Cependant, il est préférable d'utiliser

le modèle log-distance dans la modélisation des pertes de puissance pour les ondes millimétriques, en raison de sa forme qui est plus simple et de sa base physique.

2.6.6 Modèle de pertes de trajet à double pente

Le modèle log-distance et le modèle alpha-beta ont été utilisés pour estimer les pertes de puissance à une distance de séparation émetteur-récepteur inférieure ou égale à 200 m. En raison de l'implémentation de la technique de formation de faisceau en émission et de la combinaison des faisceaux en réception ainsi que du déploiement de l'antenne directionnelle, le rayon de la cellule devrait augmenter de 200 m à 400 m. En extrapolant les mesures prises à des distances < 200 m, le modèle de PL décrit précédemment peut être étendu pour couvrir une distance plus grande en utilisant la technique du tracé de rayon. Ce modèle est une extension du modèle d'interception modifié, où le modèle est étendu pour inclure des valeurs de PL à une distance de 400 m plutôt qu'à 200 m en s'appuyant sur l'opération d'extrapolation. Ce modèle de pertes de puissance est appelé modèle à double pente, il est donné par [103] :

$$PL'_{dual}(d) = \alpha_p + 10\beta_1 \log_{10}(d) + X_\sigma \quad (2.13)$$

$$PL''_{dual}(d) = PL'_{dual}(d_{th}) + 10\beta_2 \log_{10}(d/d_{th}) \quad (2.14)$$

la relation 2.13 est utilisée pour $d \leq d_{th}$ et l'équation 2.14 est utilisée pour $d > d_{th}$. d_{th} est la distance seuil (threshold) prédéfinie de manière optimale pour minimiser l'erreur entre la formule de pertes de puissance à double pente estimée et les pertes de puissance moyennes locales. Dans [103], $d > d_{th}$ est un multiple de 10 m d'incréments pour plus de commodité de calcul.

2.6.7 Le modèle de pertes du puissance parabolique

Une autre approche pour caractériser le path loss pour les ondes millimétriques dans la bande inférieure à 100 GHz est le modèle de PL parabolique. Ce modèle a été présenté par Haneda dans un scénario outdoor vers indoor représentant un lien entre une station de base extérieure qui transmet à un utilisateur se trouvant en intérieur. Le PL dans ce cas est déterminé par les caractéristiques de pénétration des signaux millimétriques dans les matériaux. Les auteurs ont fait valoir que l'affaiblissement sur le trajet augmente de façon quadratique avec la fréquence. Par conséquent, deux paramètres, A et B, sont utilisés pour indiquer le comportement parabolique du PL, qui peut être exprimé d'après [111] comme :

$$PL_{[dB]} = 10 \log_{10}(A + Bf_c^2) + X_\sigma \quad (2.15)$$

Les valeurs spécifiques de A et B sont indiquées dans le Tableau 2.3. HLB (High Loss Buildings) et LLB (Low Loss Buildings) représentent respectivement les bâtiments à forte perte et à faible perte.

Tableau 2.3 – Les valeurs spécifiques de A et B relatives au modèle de path loss parabolique

Paramètres	HLB	LLB
Fréquence	< 100 GHz	
A	10	5
B	5	0.03

2.7 Caractérisation angulaire du canal de propagation

Plusieurs techniques permettent de caractériser le canal de propagation d'un point de vue angulaire. Ces techniques diffèrent suivant le type du canal (canal variant ou bien invariant dans le temps). La caractérisation angulaire du canal de propagation peut se faire en utilisant une antenne ayant l'ouverture la plus étroite possible en réception. Étant donné la directivité de cette antenne, il y aura une sorte de filtrage spatial dans le canal (résolution spatiale). La prise de mesures est simple, l'idée est d'effectuer une rotation de l'antenne directive, ce qui permet de détecter les trajets selon leurs angles d'arrivée. À chaque pas, l'antenne directive s'arrête et le sondeur capture le canal de propagation. La vitesse de rotation doit être lente afin d'éviter les vibrations mécaniques et par la suite, la variation du diagramme de rayonnement de l'antenne. La période entre deux mesures successives doit être choisie en fonction de la résolution spatiale voulue, de l'ouverture de l'antenne et de la vitesse de rotation de l'antenne. A titre d'exemple, si la résolution spatiale est de α° , alors l'ouverture de l'antenne doit être au maximum égale à $2\alpha^\circ$. Ce type de mesure fournit l'angle d'arrivée (AoA) des ondes.

Une autre solution pour caractériser spatialement le canal est d'utiliser un réseau d'antennes virtuel. Le réseau d'antennes virtuel est formé d'une antenne élémentaire en réception (souvent omnidirectionnelle) se déplaçant sur différents points d'une grille suivant une trajectoire (géométrie linéaire, circulaire, cylindrique, etc.) et suivant un espacement entre éléments bien défini en utilisant un positionneur. Sur chaque point, le canal SISO est capturé en utilisant un sondeur. Ces deux techniques de caractérisation spatiale imposent que le canal de propagation reste invariant dans le temps.

La *technique par commutation* est une autre technique de caractérisation spatiale possible afin de pouvoir sonder le canal de propagation variant dans le temps. Cette technique permet l'utilisation de toute topologie de réseaux en connectant à chaque élément du réseau un commutateur rapide afin d'acquérir le signal de chaque élément en sortie. Plusieurs contraintes se présentent à ce stade comme le couplage entre éléments, le temps de commutation qui doit être inférieur au temps d'observation du canal et le grand nombre d'antennes en émission et en réception qui augmentent le temps de mesure, imposant ensuite une limite haute du décalage Doppler maximal [112].

2.8 Les méthodes haute résolution

Dans la plupart des systèmes de télécommunications mobiles, l'émetteur engendre un rayonnement électromagnétique omnidirectionnel afin d'établir un lien avec un récepteur sans qu'aucun des deux ne connaisse la position de l'autre. L'objectif est de trouver un dispositif qui localise la position du récepteur et qu'il pointe l'énergie directement vers le récepteur afin de ne plus dépenser d'énergie inutile dans toutes les autres directions (figure 2.9). La connaissance de l'angle de départ et de l'angle d'arrivée de l'onde permet donc la formation d'un diagramme de rayonnement de façon à focaliser l'énergie en direction du récepteur. Ceci n'est possible qu'en utilisant des antennes intelligentes. On désigne par *antennes intelligentes* tout dispositif permettant la détection de la position du récepteur, des angles d'arrivée et de départ et de formation de diagramme de rayonnement. Lors de l'arrivée simultanée, sur le réseau d'antennes en réception, de plusieurs signaux ayant chacun une fréquence porteuse différente de l'autre, cette simultanéité perturbe la phase sur chacun des capteurs et empêche ainsi de connaître la direction de provenance. On est alors obligé de développer des techniques plus rigoureuses ayant la possibilité de détecter les angles d'arrivée, ce sont les *méthodes haute résolution*.

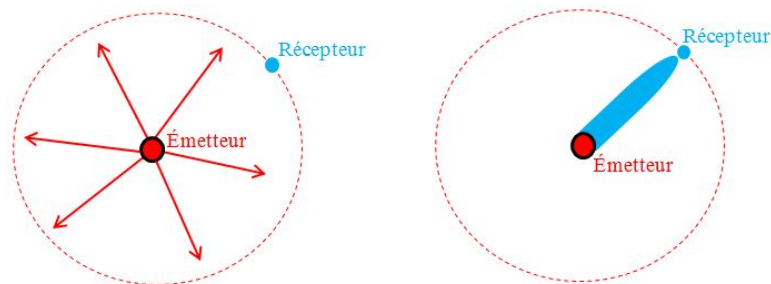


Fig. 2.9. Focalisation de l'énergie rayonnée en direction du récepteur

Au cours de ces dernières années, les méthodes haute résolution ont évolué grandement. Globalement, ces méthodes peuvent être classées suivant ces grandes familles :

- ▶ les méthodes basées sur la notion de sous-espace
- ▶ les méthodes du maximum de vraisemblance (ML)

Les méthodes basées sur la notion de sous-espace sont des méthodes conventionnelles très utilisées, définies par la décomposition de la matrice de covariance en vecteurs et valeurs propres. On distingue deux familles de méthodes basées sur la notion de sous-espace : *les méthodes à recherche spectrale* (MUSIC) et *les méthodes sans recherche spectrale* (ESPRIT, LS-ESPRIT, etc.). Les méthodes du maximum de vraisemblance sont très efficaces pour l'estimation d'amplitudes complexes ou d'écart-types du bruit mais elles sont lentes et difficiles à implémenter (SAGE, WSF).

2.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une vue générale du canal de propagation. D'abord, nous avons rappelé les phénomènes physiques et les concepts théoriques pour la caractérisation et la modélisation du canal. Puis, nous avons décrit les techniques de sondage fréquentiel et temporel. En s'appuyant sur la représentation de Bello, il est possible d'en déduire les paramètres statistiques utiles pour prédire le type de distorsion qu'un signal émis subira dans le canal de propagation.

Trois axes majeurs peuvent être retenus de ce chapitre, les mesures fréquentielles, le modèle de pertes de puissance log-distance et finalement les mesures angulaires. Le prochain chapitre s'intéressera au système de mesure mis en oeuvre et basé sur la technique fréquentielle, ainsi que sur les résultats de mesure réalisées à 2,4 GHz et 5,8 GHz.

Systeme et résultats de mesure à 2,4 et 5,8 GHz

3.1 Introduction

DANS ce chapitre, nous décrivons le système de mesure du canal de propagation sans fil à 2,4 et 5,8 GHz. Ce système comprend un VNA à deux ports, jouant le rôle de l'émetteur et du récepteur. Deux antennes sont utilisées, une en émission et une en réception. La première partie de ce chapitre porte sur la description du VNA et des antennes utilisées. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la description des mesures et des résultats. Ce travail a été réalisé en collaboration avec Samar Kaddouri, dans le cadre de son post-doctorat.

3.2 Systeme de mesure à 2,4 et 5,8 GHz

3.2.1 Caractéristiques du système

Afin d'effectuer les mesures fréquentielles du canal de propagation, nous disposons d'un VNA HP8753-D ayant la possibilité d'opérer entre 30 kHz et 6 GHz. Connaître la plage dynamique de mesure du VNA est primordial afin d'effectuer des mesures sur une distance suffisante. Le Tableau 3.1 illustre la plage dynamique du VNA d'après la documentation de l'appareil.

Tableau 3.1 – La dynamique de mesure du VNA

Bande de fréquences	Dynamique de mesure
30 kHz-300 kHz	100 dB
300 kHz-1,3 GHz	110 dB
1,3 GHz-3 GHz	110 dB
3 GHz-6 GHz	105 dB

Avant de démarrer les mesures, un test du fonctionnement du VNA était réalisé pour connaître le plafond du bruit du VNA (figure 3.1). Une charge de 50 Ohms a

été appliquée à la sortie du VNA (Port 1). Le port 2 du VNA était laissé ouvert sans aucune charge. Ceci est fait pour une puissance d'émission maximale par le VNA (10 dBm). La figure 3.1 montre qu'entre 2,5 GHz et 4,5 GHz, la dynamique mesurée est un peu en dessous de 105 dB, valeur indiquée par la documentation du VNA (Tableau 3.1).

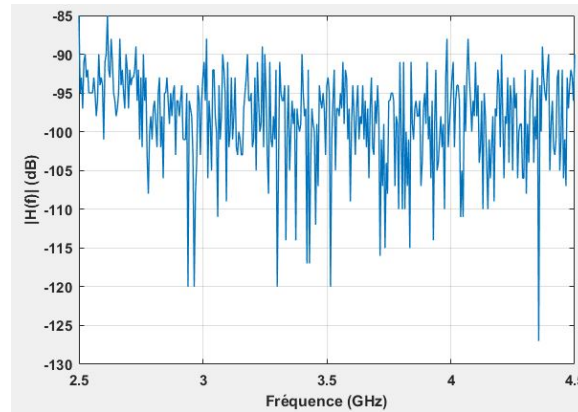


Fig. 3.1. Niveau du bruit d'entrée du VNA

L'un des objectifs des expérimentations réalisées est de caractériser et de modéliser l'atténuation moyenne du canal de propagation entre un émetteur et un récepteur équipés chacun d'une antenne omnidirectionnelle large bande pour les bandes de fréquences WLAN autour de 2,4 GHz et 5,8 GHz.

Le système de mesure à basse fréquence (< 6 GHz) se compose d'un VNA pouvant balayer les deux bandes de fréquences retenues et de deux antennes large bande. Un ordinateur pilote le VNA à l'aide d'une interface GPIB et sauvegarde les fichiers de mesures à l'aide d'un logiciel LabVIEW développé à l'IETR. La figure 3.2 illustre le système de mesure à 2,4 GHz et 5,8 GHz. Les bandes de fréquences sondées et la technologie radio concernée sont résumées par le Tableau 3.2.

Tableau 3.2 – Paramètres des bandes de fréquences considérées

Fréquence centrale (GHz)	Bande analysée (MHz)	Largeur de bande (MHz)	Technologie radio concernée
2,4	2300-2500	200	WiFi
5,8	5470-5850	380	WiFi

3.2.2 Caractéristiques des antennes

Pour faciliter les comparaisons entre les différentes bandes de fréquences, nous avons utilisé la même antenne large bande pour l'ensemble des mesures : il s'agit de l'antenne COBHAM XPO2V-0.8-6.0/1485 (figure 3.2), polarisée verticalement, omnidirectionnelle en azimut et relativement ouverte en élévation. Son gain maximum croît de 0 à 3,1 dBi sur les bandes de fréquences étudiées et son ouverture à 3 dB en élévation est généralement de l'ordre de 35° à 70° selon les fréquences (Tableau 3.3 et

figure 3.3). Le gain maximum suit approximativement une tendance logarithmique en $3,7 \log_{10}(f)$ où f est la fréquence en GHz.

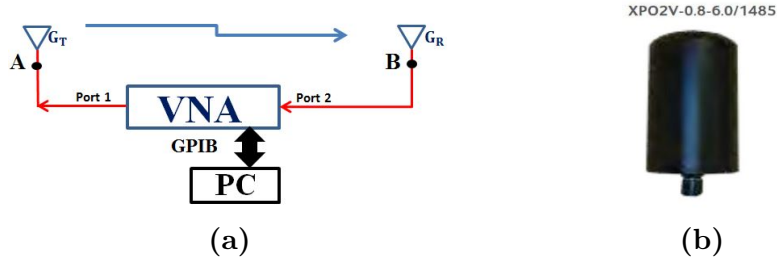


Fig. 3.2. Schéma synoptique du système de mesure radio à 2,4 GHz et 5,8 GHz (a), antenne COBHAM large-bande utilisée en émission et en réception (b)

Tableau 3.3 – Caractéristiques de l’antenne COBHAM à 2,4 et 5,8 GHz

Fréquence (GHz)	Ouverture en azimut (°) à -3 dB	Ouverture en élévation (°) à -3 dB	Gain (dBi)
2,4	360	40	1,4
5,8	360	35	2,82

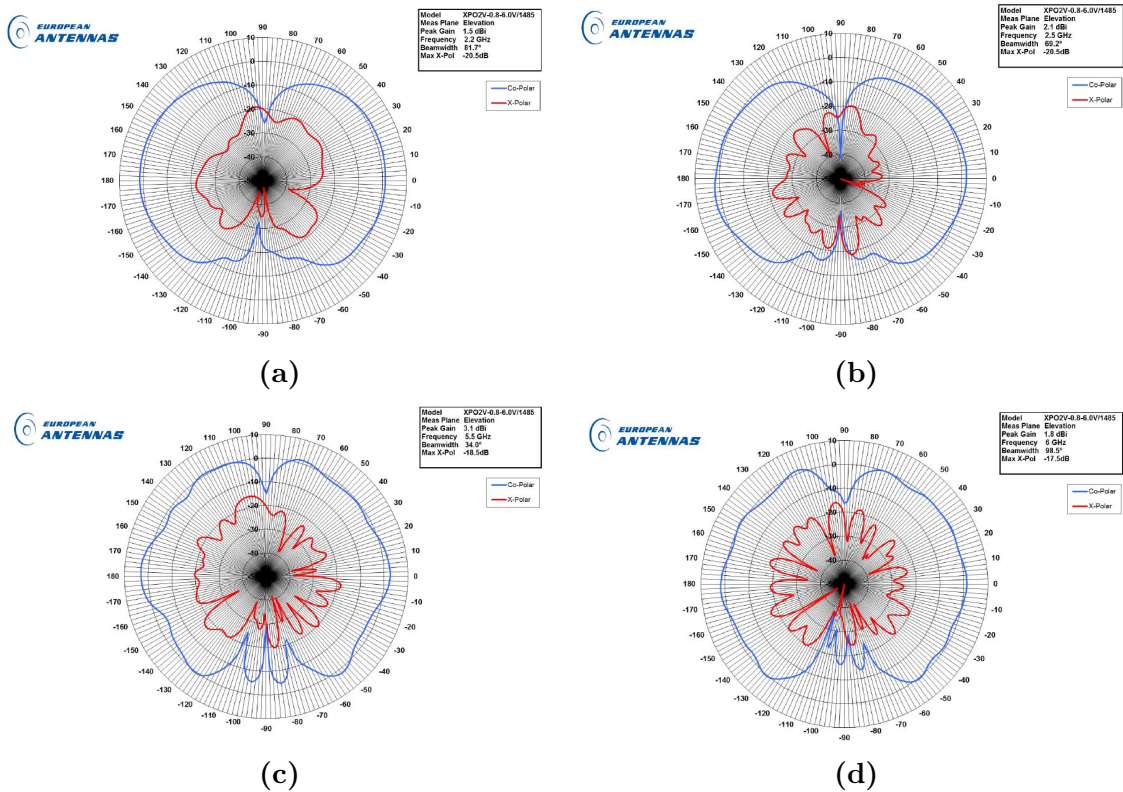


Fig. 3.3. Diagramme de rayonnement de l’antenne XPO2V-0.8-6.0/1485 à 2,2 GHz (a), à 2,5 GHz (b), à 5,5 GHz (c) et à 6 GHz (d)

3.3 Mesures dans les bandes WiFi < 6 GHz

3.3.1 Canal quasi-statique

3.3.1.1 Objectif

L'objectif de ces mesures est de modéliser les pertes de puissance du canal de propagation dans les bandes WiFi < 6 GHz, notamment dans les bandes 2,4 GHz et 5,8 GHz. D'abord, ces mesures ont été réalisées dans un environnement quasi-statique. Ensuite, elles ont été menées dans un environnement dynamique afin de quantifier l'impact de l'activité humaine sur l'atténuation du signal reçu. Nous présenterons les caractéristiques statistiques des valeurs de pertes de puissance à prévoir dans un tel environnement et nous comparerons les valeurs obtenues pour les cas quasi-statiques et dynamiques. Les résultats obtenus sont utilisés pour fournir des modèles de pertes de puissance dans un environnement indoor en espace ouvert. Les mesures couvrent les conditions de propagation LOS et NLOS et différentes hauteurs d'antennes.

3.3.1.2 Scénario de mesures

Les mesures ont été réalisées dans le domaine fréquentiel en utilisant le VNA et les antennes omnidirectionnelles ultra-large bande fonctionnant de 800 MHz à 6 GHz au niveau de l'émetteur et du récepteur. Le Tableau 3.4 résume les paramètres de mesures.

Tableau 3.4 – Paramètres des bandes mesurées

Fréquence considérée (GHz)	Bande analysée (GHz)	Largeur de bande (MHz)	Nombre de points fréquentiels	Nombre de moyennage	Puissance transmise (dBm)	Technologie radio
2,4	2,3-2,5	200	801	4	8	WiFi
5,8	5,47-5,85	380	801	4	8	WiFi

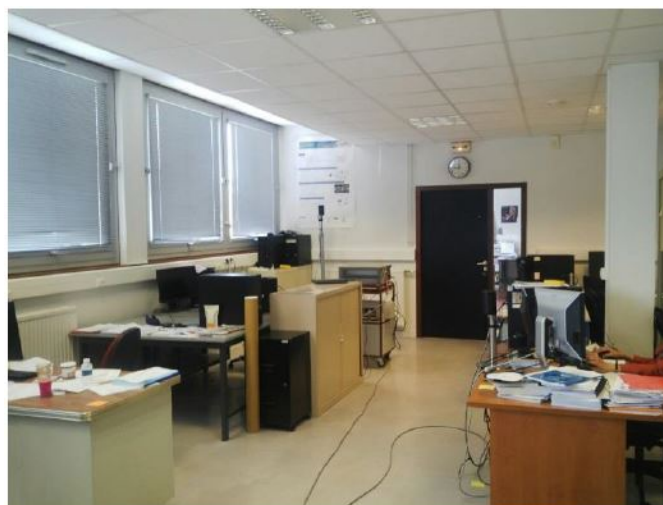


Fig. 3.4. Photo du bureau open-space de l'IETR

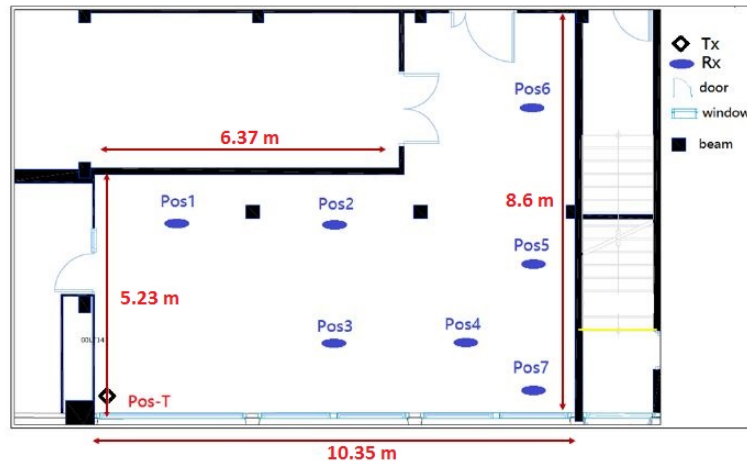


Fig. 3.5. Plan du bureau open-space office avec les emplacements Tx/Rx

Les mesures ont été effectuées dans un bureau meublé (pc, armoires métalliques, bureaux, chaises, ...) en forme de L, de type open-space (figure 3.4), non cloisonné, situé au rez-de-chaussée du laboratoire IETR à l'INSA de Rennes. Le plan de la pièce, la position de l'émetteur Tx (Pos-T) et les positions du récepteur Rx (Pos) sont schématisés dans la figure 3.5.

Les antennes d'émission Tx et de réception Rx sont disposées en haut d'un mât support à différentes hauteurs : 1,75 m pour le cas d'un émetteur/récepteur accroché au mur ou placé sur une étagère ou une armoire, et 1,20 m pour le cas d'un émetteur/récepteur à hauteur d'un bureau de travail. On étudie trois configurations :

- ▶ **Configuration 1** : Les antennes Tx et Rx sont toutes deux placées en hauteur. Une valeur de 1,75 m a été attribuée par défaut.
- ▶ **Configuration 2** : Tx est placée à 1,75 m et Rx est placée à 1,20 m
- ▶ **Configuration 3** : Les antennes Tx et Rx sont toutes deux placées à 1,20 m

Les mesures de pertes de puissance ont été réalisées selon 2 scénarios dans la même pièce : canal quasi-statique mesuré avec la présence de 4 personnes assises à leurs bureaux respectifs, et canal dynamique mesuré avec la présence de 4 personnes se déplaçant librement durant la journée et modifiant éventuellement l'emplacement de certains meubles, ainsi que d'autres personnes traversant épisodiquement le bureau. Pour l'analyse du canal quasi-statique, les bandes de fréquences sont mesurées successivement pour chaque hauteur de l'antenne d'émission de manière à garantir autant que possible des conditions de propagation identiques dans l'environnement-type PME. Globalement, les mesures sont effectuées ainsi :

- ▶ Les mesures pour le canal quasi-statique ont été réalisées pour un Tx placé dans un coin de la salle et 7 positions Rx réparties dans la salle, de manière à caractériser la propagation indoor dans le cas probable de présence de personnes assises à leur bureau, avec des liaisons Tx-Rx en LOS ou en NLOS, comme indiqué dans la figure 3.5. Au total, 6 liaisons LOS et une liaison

NLOS ont été étudiées. Pour chaque position et configuration, 10 mesures ont été effectuées pour obtenir une moyenne des pertes de puissance. Les personnes sont assises, en train de travailler, aux positions Pos2, Pos3, Pos4 et Pos7. Au total 210 mesures ont été effectuées.

- Les mesures pour le canal dynamique ont été réalisées dans le même environnement de mesure. Chaque position et configuration nécessitant une journée complète de mesure, nous nous sommes limités à l'analyse des résultats pour la configuration 2, qui est la plus proche de la réalité pratique (Tx comme point d'accès en hauteur, Rx comme terminal sur table). On caractérise la propagation indoor dans un canal dynamique à 5,8 GHz avec des liaisons Tx-Rx en LOS ou en NLOS. Il s'agit de mesurer la variation du path loss et d'en déduire sa distribution statistique.

3.3.1.3 Résultats de mesures

Les données des pertes de puissance ont été extraites des mesures du module du paramètre S_{21} , de la fonction de transfert, après avoir éliminé les effets du VNA, des câbles et des modules RF. Les données des pertes de puissance sont moyennées à la fois en fréquence (sur la largeur de bande sondée) et en temps (sur les 10 mesures prises à chaque configuration). Pour la modélisation, nous nous sommes intéressés aux modèles de type statistique retenus à l'issue de l'étude bibliographique effectuée dans le chapitre 2, à savoir le modèle log-distance. Nos données de mesures ont été traitées en utilisant la régression linéaire selon [113]. L'analyse régressive linéaire utilisée pour modéliser la dépendance entre les pertes de puissance et la distance entre les antennes a pu être utilisée dans d'autres types d'environnements, comme dans des ferries [114]. Dans un premier temps, nous avons établi les modèles pour chaque configuration pour analyser l'effet de l'antenne d'émission. Ensuite, l'effet du mouvement des personnes est analysé pour obtenir une modélisation statistique de l'atténuation et caractériser ainsi sa distribution.

► Modèle statique et influence de la hauteur des antennes

Les caractéristiques de propagation mesurées ainsi que les modèles dérivés de path loss sont représentés en terme de α , $PL(d_0)$ à $d_0 = 1$ m et σ (éq 2.11). Toutes les positions de réception sont en LOS ; sauf Pos6 en NLOS. Les résultats du path loss relatif sont présentés à 2,4 GHz dans le Tableau 3.5 pour la configuration 1. Pour rappel, le path loss relatif PL_r est calculé comme étant la différence (en dB) entre le path loss mesuré et le path loss en espace libre (Free Space Path Loss ou FSPL). Nous pouvons remarquer que toutes les mesures en visibilité directe (LOS) montrent des pertes de puissance inférieures aux pertes en espace libre, à l'exception de la mesure prise à la Pos6 qui est en NLOS. Cela s'explique par le fait que les trajets multiples réfléchis et diffusés par les objets environnants s'ajoutent plutôt au trajet direct et contribuent à remonter le niveau reçu par rapport à celui de l'espace libre. En revanche, pour la Pos6, qui est en NLOS, les pertes sont plus élevées qu'en espace libre.

En utilisant la régression linéaire, nous obtenons les paramètres des modèles log-distance pour chaque configuration. Le coefficient de corrélation ρ est aussi calculé.

Ces paramètres sont présentés dans le Tableau 3.6 pour les 2 bandes de fréquences 2,4 et 5,8 GHz.

Tableau 3.5 – Path loss relatif en configuration 1 à 2,4 GHz

Position	Pos 1	Pos 2	Pos 3	Pos 4	Pos 5	Pos 6	Pos 7
PL_r (dB)	-2,96	-5,89	-4,83	-3,86	-2,72	+1,03	-1,37

Tableau 3.6 – Paramètres du modèle log-distance du path loss à 2,4 GHz et à 5,8 GHz

Configuration	Fréquence [GHz]	α	$PL(d_0)$ [dB]	σ [dB]	ρ
Configuration 1	2,4	1,8	40,95	2,18	0,88
	5,8	1,35	45,49	1,5	0,9
Configuration 2	2,4	2,02	41,8	2,15	0,94
	5,8	1,9	43,63	1,01	0,91
Configuration 3	2,4	2,81	40,54	2,92	0,95
	5,8	2,3	43,15	2,6	0,98

En configuration 1, les deux exposants sont inférieurs à l'exposant de l'espace libre 2 en raison de trajets multiples constructifs. Ces valeurs sont légèrement inférieures à celles données dans la littérature pour les environnements de type bureau traditionnels (par exemple, α entre 1,6 et 1,8 pour la configuration 1 [115][116]). Comme attendu, $PL(d_0)$ croît avec la fréquence dans toutes les configurations. La valeur plus petite de l'écart-type σ indique que le modèle de pertes de puissance à 5,8 GHz a une meilleure précision que le modèle obtenu à 2,4 GHz, ce qui peut s'expliquer par le fait que le diagramme de rayonnement des antennes à 5,8 GHz est plus directif qu'à 2,4 GHz (voir Tableau 3.3).

Dans la configuration 2, en raison de la différence de hauteur entre Tx et Rx, le trajet direct a été obstrué par le mobilier pour plus de positions Rx. Quatre positions de récepteur sont en LOS (Pos1, Pos2, Pos3 et Pos5) et trois sont en NLOS (Pos4, Pos6 et Pos7). D'après le Tableau 3.6, nous pouvons remarquer une augmentation des exposants des pertes de puissance pour 2,4 GHz et 5,8 GHz, ce qui est cohérent avec l'interprétation physique : la configuration 2 a plus de positions en NLOS que la configuration 1. L'écart type diminue légèrement par rapport à la configuration 1, ce qui montre que les modèles dérivés dans les deux cas ont une précision presque similaire.

Dans la configuration 3, les antennes Tx et Rx sont placées sur les bureaux. Les trajets LOS sont presque obstrués en raison du mobilier (par exemple les écrans, les ordinateurs), à l'exception de la Pos2. Du Tableau 3.6, nous remarquons que les exposants de pertes de puissance ont de nouveau augmenté. Nous observons également que les écarts-types dans cette configuration sont supérieurs à ceux obtenus dans les configurations précédentes, ce qui indique que la précision des modèles obtenus pour les configurations 1 et 2 est meilleure que celle de la configuration 3. La synthèse des résultats mesurés et les modèles dérivés est présentée dans les figures 3.6 et 3.7.

Nous avons voulu comparer les valeurs mesurées à celles fournies par l'UIT-R P.1238-9 [116]. Pour cela, nous avons utilisé les données disponibles aux fréquences

les plus proches qui sont 2,2 GHz et 4,7 GHz. Une autre limitation est que le document de recommandations UIT-R ne considère que le cas d'un canal statique et en configuration LOS. Tandis que les valeurs obtenues par nos mesures sont valables pour des situations en LOS ou en NLOS en canal statique et dynamique. Les valeurs présentées pour α étaient respectivement de 2,07 et 1,98. Ces valeurs sont très proches de celles relatives à l'espace libre de 2. De plus, ces données sont relatives à un environnement de type open-space, pour des fréquences à 2,4 et 5,8 GHz.

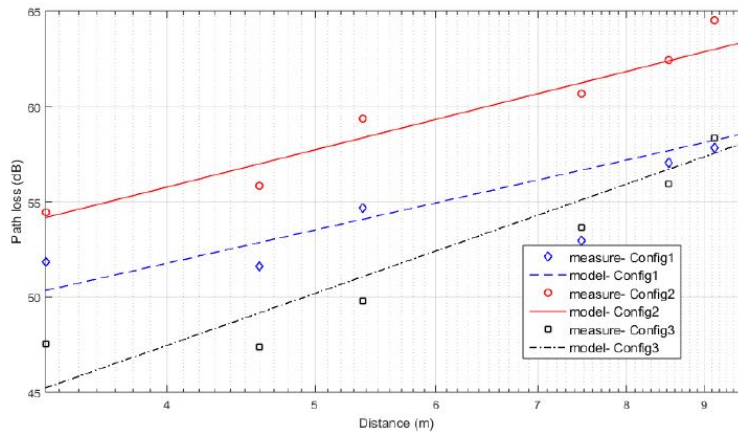


Fig. 3.6. Résultats des pertes de puissance mesurées et modélisées à 2,4 GHz

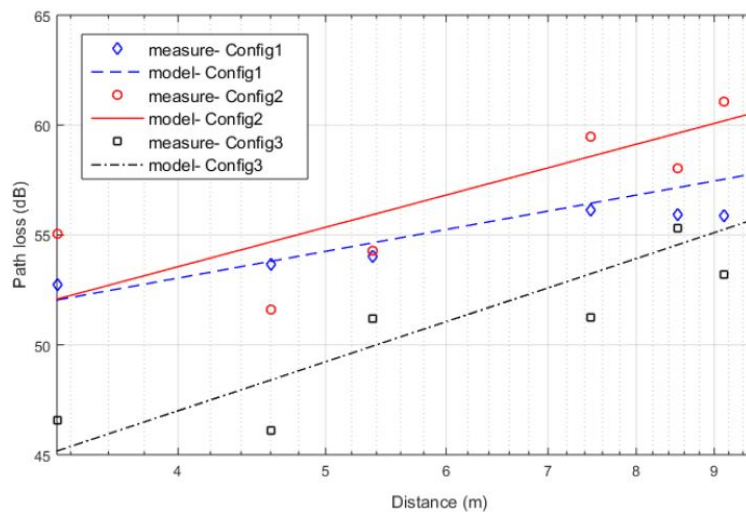


Fig. 3.7. Résultats des pertes de puissance mesurées et modélisées à 5,8 GHz

3.3.2 Modèle dynamique et influence du niveau d'activité des personnes

Pour cette campagne de mesures, nous avons considéré le même environnement. Les positions de Rx retenues sont Pos2 pour les transmissions LOS courtes, Pos5 pour représenter les transmissions LOS longues et Pos6 pour représenter les transmissions

NLOS. On rappelle que Pos5 et Pos6 sont à distance quasi-égale de Tx et que seule la configuration 2 est étudiée, étant donné que c'est le scénario le plus réaliste. Pour chaque position, des mesures de pertes de puissance ont été enregistrées toutes les 10 secondes pendant les heures de travail, soit de 10h à 17h, ce qui donne 2521 mesures pour chaque position/jour. Étant donné le temps considérable que prenaient ces mesures, nous nous sommes concentrés sur la bande à 5,8 GHz. Les occupants du bureau et les personnels du laboratoire n'ont pas été informés des mesures enregistrées pour garder leurs mouvements aussi naturels que possible. La variation des pertes de puissance en fonction du temps est montrée dans la figure 3.8.

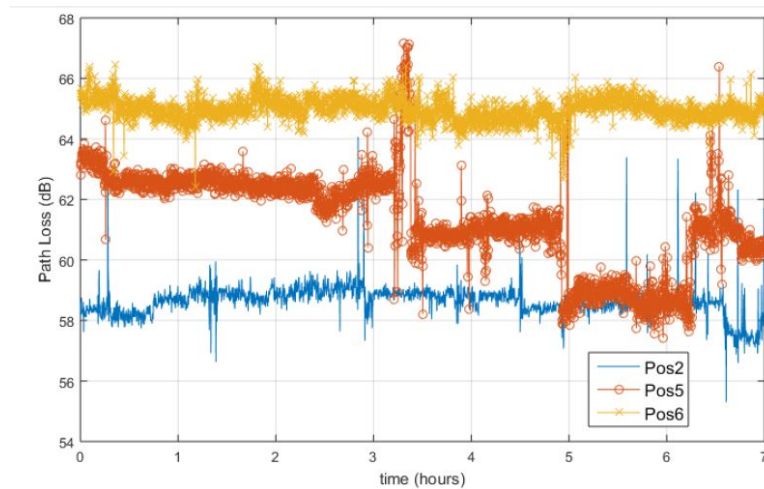


Fig. 3.8. Évolution temporelle des pertes de puissance pour un canal dynamique

Tableau 3.7 – Les pertes moyennes de puissance à 5,8 GHz, en configuration 2, pour un canal quasi-statique et dynamique

Position	Path loss quasi-statique [dB]	Path loss dynamique moyen [dB]
Pos 2	54,7	58,5
Pos 5	58,6	61,3
Pos 6	62,5	65

L'activité des personnes pendant les heures de travail affecte les signaux de trajets multiples. Par conséquent, le niveau du signal reçu varie. Cela crée une valeur moyenne de pertes de puissance différente de celle obtenue dans des conditions quasi-statiques. Les pertes moyennes pour le canal quasi-statique et dynamique pour les trois positions, sont présentées dans le Tableau 3.7.

Nous notons que l'activité des personnes peut augmenter la valeur moyenne des pertes jusqu'à près de 4 dB. La Pos2 est la plus affectée et la Pos6 est la moins affectée. On observe aussi que le path loss dans le cas dynamique varie largement durant la journée. Pour illustrer cela, on présente en figure 3.9 le path loss pour la Pos5 dans un intervalle de 30 minutes entre 13h et 13h30, où l'on remarque une variation des valeurs de PL mesurées qui s'étend sur une plage de 9 dB. Cet intervalle correspond à la pause déjeuner où le niveau de mouvement des personnes augmente de manière significative.

On observe également en figure 3.9 que la moyenne du path loss dynamique avant la valeur temporelle de 3.2 heures (correspondant à 13h12) et après 3.5 heures (correspondant à 13h30) change, ce qui indique un changement des pertes de puissance moyen dû à un changement permanent du canal indépendamment du mouvement des personnes. Il correspond notamment dans nos mesures au déplacement d'une table, ce qui a changé l'environnement de propagation et donc la formation des multi-trajets. Une autre remarque est que les pertes de puissance dynamique varient davantage pour la Pos2 et pour la Pos5 que pour la Pos6. Ceci est dû au fait que la coupure du trajet principal causé par le mouvement des personnes affecte le signal reçu de façon importante, alors que la Pos6 est déjà en NLOS. Par conséquent, la variation causée par la coupure d'un trajet secondaire sera plus faible.

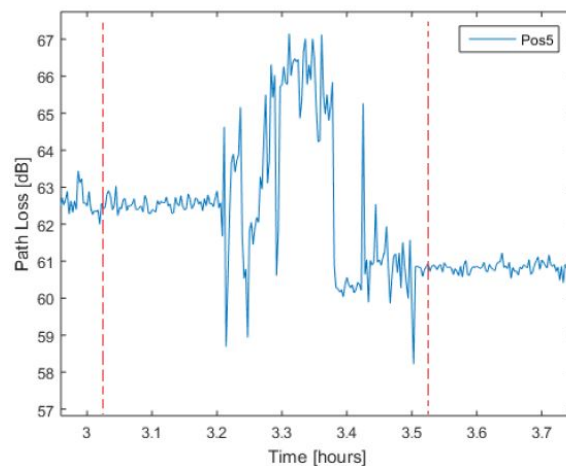


Fig. 3.9. Évolution temporelle des pertes de puissance en canal dynamique durant la pause-déjeuner

Ensuite, la densité de probabilité (Probability Distribution Function ou PDF) du path loss est calculée en utilisant la fonction histogramme prédéfinie dans Matlab. Le résultat est montré par la figure 3.10. On remarque que l'écart-type le plus petit est obtenu pour la Pos6, avec une valeur de 0,38 dB. Cette position étant déjà en configuration NLOS, elle est moins affectée par les mouvements de personnes. La déviation dans ce cas est due à l'obstruction des trajets multiples contributifs. Dans le cas de Pos2, le mouvement des personnes bloque principalement le trajet LOS et provoque ainsi des variations plus importantes de pertes de puissance, générant ainsi un écart-type plus important, d'une valeur de 0,53 dB. En plus d'avoir l'écart-type le plus élevé, nous observons également que le PDF de la Pos5 représente 3 groupes différents de PL.

Nous expliquons ces trois groupes par l'emplacement de la Pos5 dans la pièce et la nature des mouvements des personnes. Le premier groupe, ayant une moyenne de 59,6 dB et un écart-type de 1,22 dB, est proche des résultats dans le cas quasi-statique et correspond à des périodes de temps où il n'y a pas beaucoup de mouvements dans la pièce. Le second groupe, avec une moyenne de 61,2 dB et un écart-type de 1,40 dB, correspond à des périodes d'activités humaines plus élevées, où les personnes traversent entre Tx et Rx au milieu de la pièce (entre Pos2 et Pos3). Le

dernier groupe, ayant une moyenne de 62,51 dB et un écart-type de 0,38 dB correspond à des périodes d'activités humaines plus fréquentes, où les mouvements des personnes traversant se produisent à proximité de Rx (autour de Pos5 et Pos4) et bloquent donc plus de trajets, provoquant une augmentation de pertes de trajet.

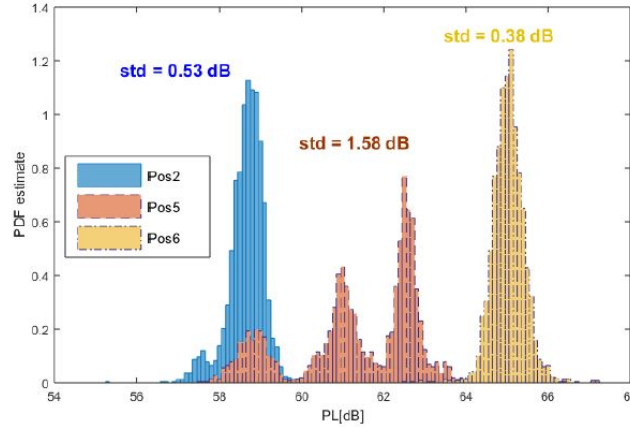


Fig. 3.10. PDF des pertes de puissance aux positions Pos2, Pos5 et Pos6

On constate en général que les valeurs d'écart-type sont plus élevées à la Pos5 qu'à la Pos2, car beaucoup plus de personnes franchissent la ligne Tx-Rx à la Pos5. Alors que pour la Pos2, ce sont principalement les occupants des bureaux à la Pos1 et à la Pos2 qui peuvent bloquer la liaison par leurs déplacements. Comme prévu, les pertes moyennes de puissance à la Pos6 sont plus élevées qu'à la Pos5, même si elles sont presque équidistantes de Tx en raison de l'absence de LOS pour la Pos6. Cependant, comme le mouvement des personnes affecte la visibilité directe à la Pos5, son écart-type est plus élevé qu'à la Pos6. La fonction de répartition (Cumulative Distribution Function ou CDF) calculée est présentée en figure 3.11. On obtient $5\% \leq CDF \leq 95\%$ pour $55,3 \text{ dB} \leq PL \leq 64,1 \text{ dB}$ en Pos2, pour $57,4 \text{ dB} \leq PL \leq 67,6 \text{ dB}$ pour Pos5 et pour $62,4 \text{ dB} \leq PL \leq 66,4 \text{ dB}$ pour Pos6.

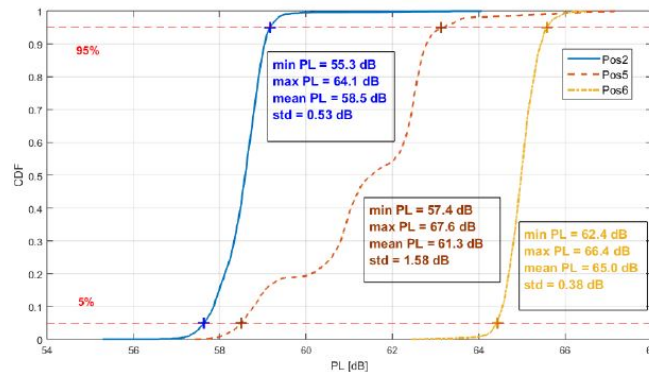


Fig. 3.11. CDF des pertes de puissance aux positions Pos2, Pos5 et Pos6

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, deux campagnes de mesures à 2,4 et 5,8 GHz ont été menées dans une salle open-space de type bureau. Le système et les scénarios de mesure ont été brièvement décrits au début de ce chapitre.

La première campagne de mesure portait sur l'étude des pertes de puissance à 2,4 et 5,8 GHz, pour trois différentes hauteurs d'antennes Tx-Rx en LOS et en NLOS, dans un environnement quasi-statique. Les paramètres du modèle log-distance pour chaque configuration ont été fournis. Dans le cas quasi-statique, nous pouvons remarquer que toutes les mesures en visibilité directe montrent des pertes de puissance inférieures aux pertes en espace libre. Cela s'explique par le fait que les trajets multiples réfléchis et diffusés par les objets environnants s'ajoutent plutôt au trajet direct et contribuent à remonter le niveau reçu par rapport à celui de l'espace libre. En revanche, en NLOS, les pertes sont plus élevées qu'en espace libre. Par ailleurs, les pertes de puissance croissent avec la fréquence. Parmi les 3 configurations étudiées, nous avons retenu de travailler avec la configuration 2, qui est la plus proche de la réalité, avec Tx comme point d'accès en hauteur et Rx comme terminal sur table. Cette configuration présente moins de positions obstruées, la meilleure précision du modèle et une grande corrélation entre mesure et modèle.

Dans la deuxième campagne de mesure, nous avons quantifié les variations des pertes de puissance à 5,8 GHz, dues au mouvement des personnes pour des liaisons Tx-Rx en LOS et en NLOS. L'activité des personnes augmente les pertes moyennes d'environ 4 dB par rapport au cas quasi-statique. En cas de forte activité (lors des allées et venues liées à la pause-déjeuner), les pertes moyennes peuvent augmenter jusqu'à 9 dB. D'autre part, les pertes de puissance varient plus pour les positions en LOS que celle en NLOS, car la coupure d'un trajet principal affecte davantage la puissance reçue que la coupure d'un trajet secondaire. Ce travail a donné lieu à une communication internationale PIMRC [117]. Le prochain chapitre sera consacré à la présentation de nos résultats de mesures à 60 GHz.

Systeme et résultats de mesure à 60 GHz

4.1 Introduction

NOUS présentons dans ce chapitre les différentes campagnes de mesures radio à 60 GHz, réalisées dans plusieurs environnements typiques (type PME à l'INSA de Rennes) afin de caractériser la dépendance de la couverture radio au positionnement des extendeurs par rapport à leur environnement proche (mobilier, angles de la pièce, murs, etc.). Les résultats obtenus permettent d'établir des modèles et recommandations de positionnement des extendeurs utilisés dans le cadre de cette thèse.

4.2 Systeme de mesure à 60 GHz

4.2.1 Architecture des têtes millimétriques à 60 GHz

Pour étendre le système de mesure précédent à 60 GHz, deux têtes millimétriques ont été utilisées, l'une en émission et l'autre en réception (figure 4.1). En émission, la tête millimétrique sert à transposer le signal généré par le VNA de 3,5 GHz (FI) à 60 GHz (RF). A l'inverse, en réception, la tête millimétrique ramène le signal reçu à 60 GHz autour de 3,5 GHz. La figure 4.2 illustre le schéma synoptique complet de l'émetteur et du récepteur. Ces modules sont composés :

- ▶ d'un oscillateur à 18,83 GHz verrouillé en phase (Phase Locked Oscillator : PLO) sur un signal externe à 70 MHz
- ▶ d'un tripleur fournissant l'oscillateur local à 56,5 GHz (56,49 GHz exactement)
- ▶ d'un mélangeur (up converter à l'émission et down converter à la réception)
- ▶ d'un filtre RF passe bande servant à limiter la bande du signal utile (2 GHz)

Du côté récepteur, la sortie FI à 3,5 GHz est immédiatement suivie d'un amplificateur à faible bruit (Low Noise Amplifier : LNA) (Tableau 4.1), ayant un gain de

46 dB. Cet amplificateur est optionnel, il permet de compenser les fortes pertes de puissance en limite de couverture radio. En émission, le paramètre important est la puissance transmise à l'antenne.

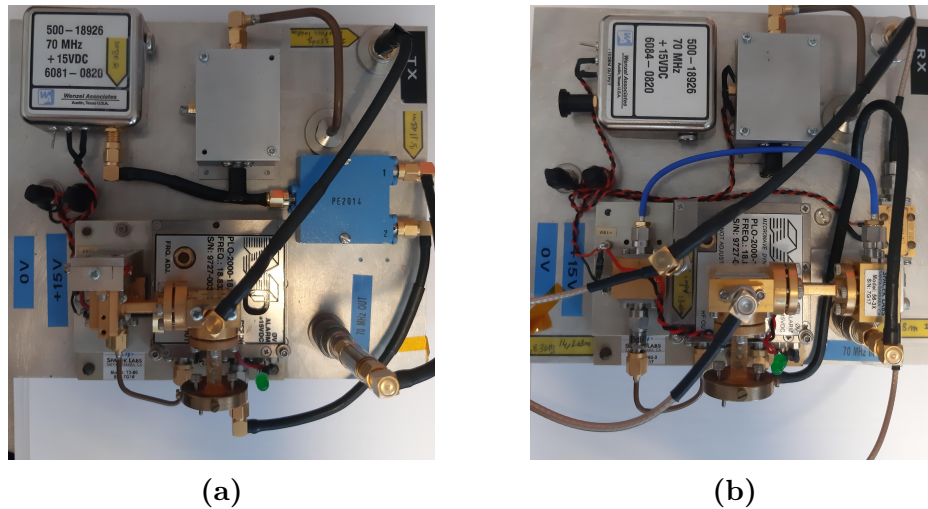


Fig. 4.1. Images des cartes RF en émission (a) et en réception (b)

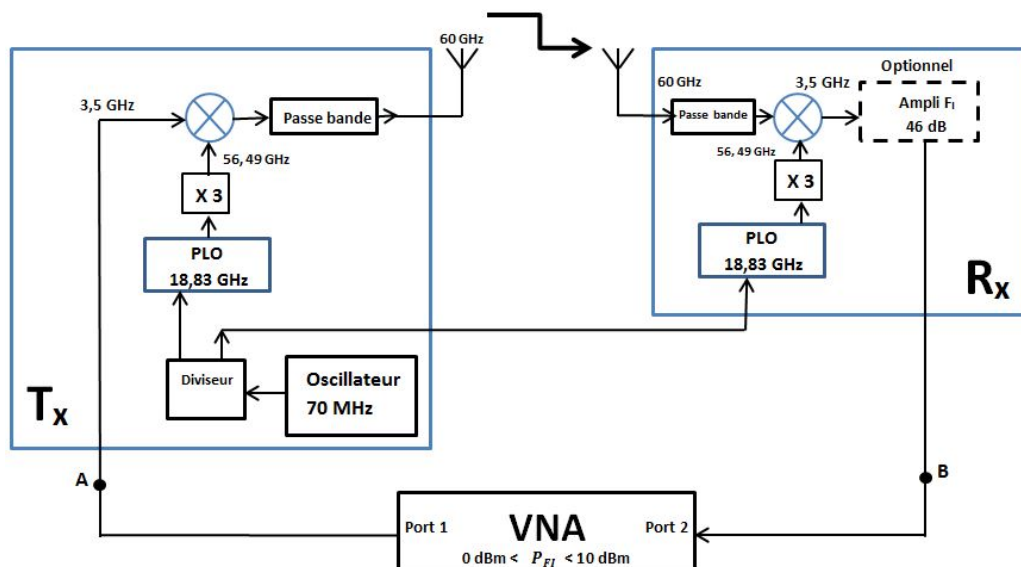


Fig. 4.2. Système de mesure complet avec le schéma synoptique de l'émetteur et du récepteur

Lors des mesures, les têtes RF (équipées des antennes) sont placées sur des mâts à hauteurs variables. En émission, la tête RF est fixe, mais peut être orientée manuellement en azimut (A) et en élévation (E). En réception, la tête RF est montée dans certains scénarios sur un système de positionnement (figure 4.3), dont le but est de pouvoir effectuer des rotations de l'antenne, par des pas précis pour l'étude des directions d'arrivées des ondes. Le positionneur automatique (MM4006) utilisé est piloté suivant un code modifiable de LabVIEW par le PC, via un câble RS 232.

Tableau 4.1 – Caractéristiques de l’amplificateur faible bruit (LNA)

Puissance de sortie maximale	12 dBm
Tension	+ 15 V
Gain	46 dB
Fréquence	2–5 GHz
Facteur de bruit	0,68 dB

Le système assure la rotation de l’antenne en réception d’un pas constant sur 360°. La précision du positionneur est très grande (0,001° en rotation).

D’autre part, les coordonnées des antennes étaient repérées dans les environnements, à l’aide d’un télémètre à ultrasons permettant une précision de l’ordre du centimètre. Dans chaque environnement, un système d’axes 3D a été choisi de manière à pouvoir repérer tout objet dans l’espace.

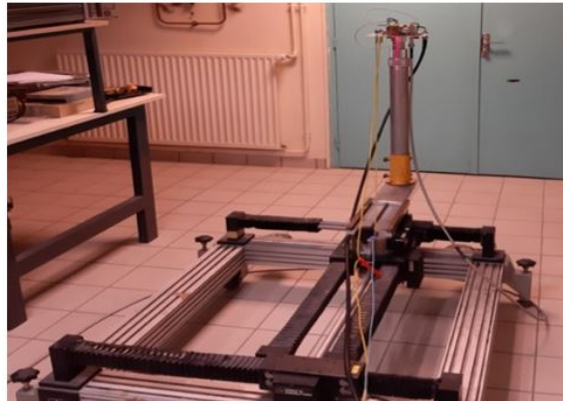


Fig. 4.3. Positionneur d’antenne

Tableau 4.2 – Paramètres de mesure à 60 GHz

Fréquence centrale : F_c (GHz)	3,5			
Largeur de bande : B (GHz)	2			
Résolution temporelle : R (ns)	0,5			
Nombre de points en fréquence N	201	401	801	1601
Pas fréquentiel : Δ_f (MHz)	10	5	2,5	1,25
Étalement maximum des retards Δ_τ (μs)	0,1	0,2	0,4	0,8
Différence de chemins maximale Δ_{max} (m)	30	60	120	240
Résolution spatiale : R_s (cm)	7,5			

Notre système de mesure est automatisé, il est piloté à l’aide d’un programme LabVIEW. Un test de calibrage se fait au début de chaque campagne de mesure pour éliminer l’effet des imperfections qui pourraient être induites par l’analyseur ainsi que les pertes dues aux câbles coaxiaux en émission et en réception. Un câble de 20 m a été utilisé en émission, tandis qu’en réception un court câble d’environ 1 m a été employé. Le PC sauvegarde les fichiers de mesure (éq 4.1) du paramètre S_{21}

en module (en dB) et phase (en degré) entre l'entrée (A) de l'émetteur et la sortie du récepteur (B). Finalement, le Tableau 4.2 présente les paramètres considérés lors des mesures à 60 GHz.

$$H_{mesurée} = H_{AB} = H_{T_x} H_{GT_x} H_{Canal} H_{GR_x} H_{R_x} \quad (4.1)$$

$$H_{Canal} = \frac{H_{mesurée}}{H_{T_x} H_{GT_x} H_{GR_x} H_{R_x}} \quad (4.2)$$

4.2.2 Composants millimétriques à 60 GHz

La caractérisation d'un canal de transmission dépend des antennes qui sont utilisées durant les mesures. En effet, selon leurs caractéristiques, les conditions de propagation varient. C'est pourquoi il est important de bien préciser les types d'antennes utilisées et leurs caractéristiques principales (gain, ouvertures, polarisation, etc.). Les antennes jouent un rôle primordial dans la caractérisation du canal, compte tenu de leur influence à travers leur diagramme de rayonnement. Le choix des antennes s'est fait selon deux critères principaux, la disponibilité et le contexte applicatif. Nous disposons de 3 types d'antennes à 60 GHz :

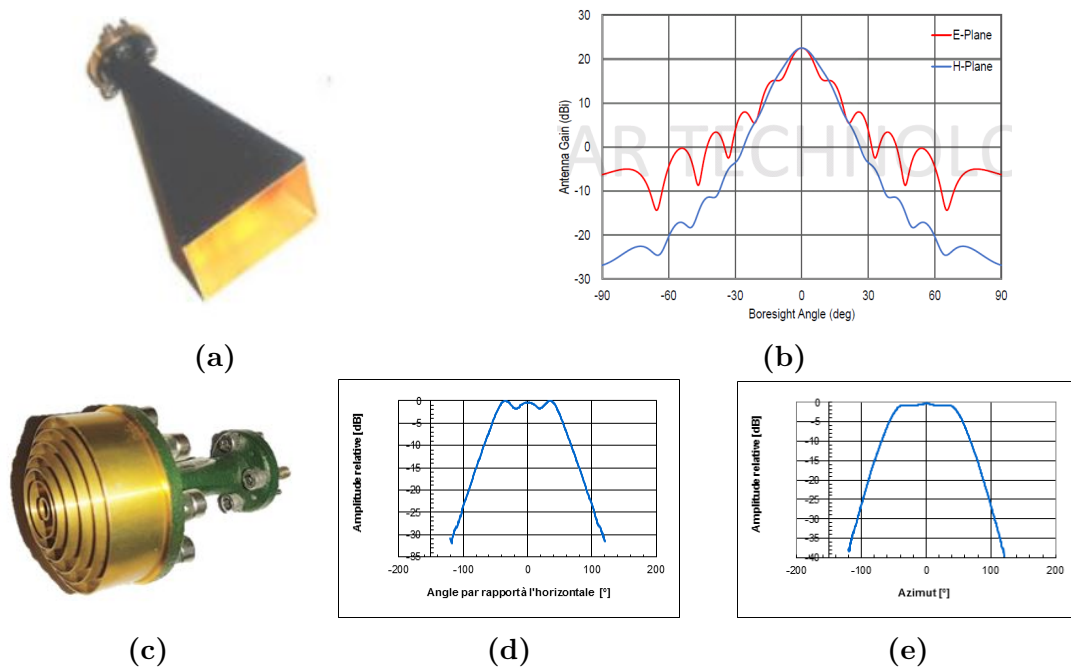


Fig. 4.4. Antenne cornet directive de gain 22,5 dBi (a) et son diagramme de rayonnement (b), antenne cornet de gain 7,3 dBi (c) et son diagramme de rayonnement en élévation (d) et en azimut (e) à 60 GHz

- ▶ Deux antennes cornets (QuinStar Technology QWH-1500-AA) de gain 22,5 dBi et d'angle d'ouverture à -3 dB de 13,1° H (horizontal) et 10,1° en E (élévation) (figure 4.4 a et b)
- ▶ Une antenne cornet (conçue par Orange Labs) de 7,3 dBi et d'angle d'ouverture à -6 dB de 100° (figure 4.4 c, d et e)

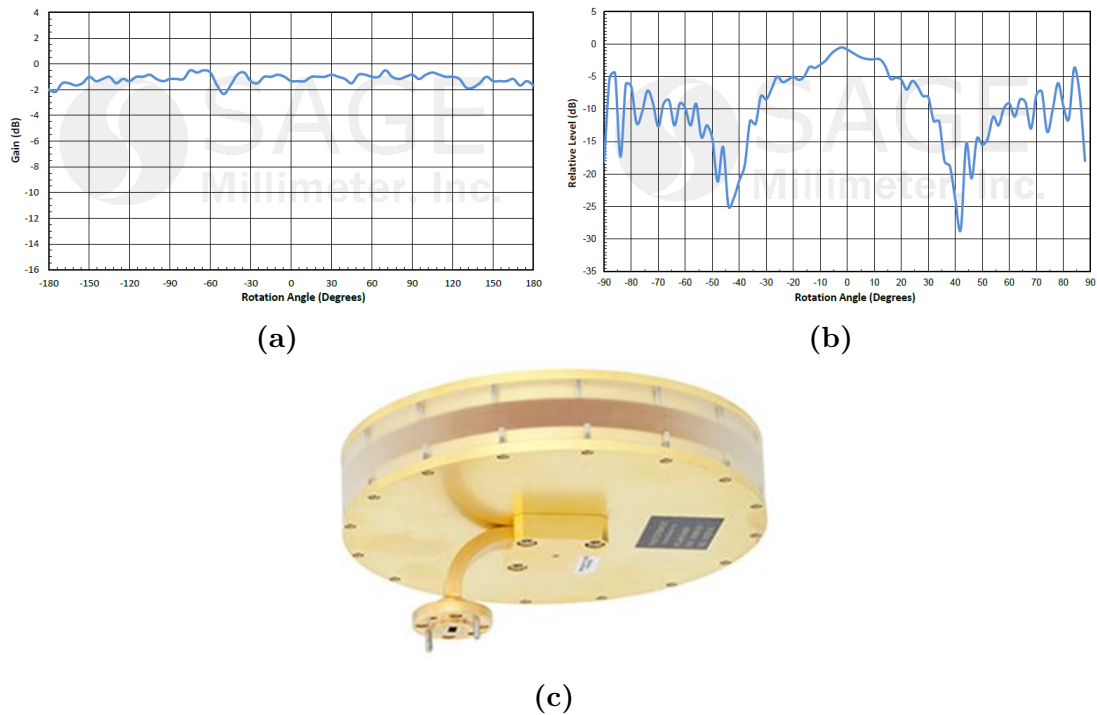


Fig. 4.5. Diagramme de rayonnement en azimut (a) et en élévation (b) de l'antenne omnidirectionnelle (c) à 60 GHz

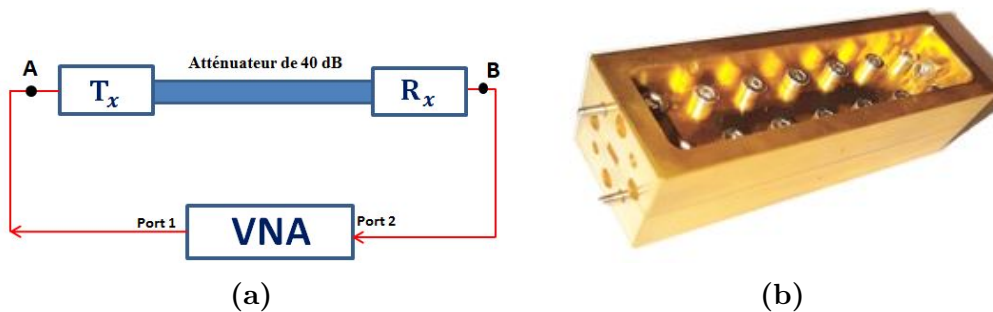


Fig. 4.6. Schéma synoptique du système de mesure en back-to-back (a), atténuateur à 60 GHz (b)

- Une antenne omnidirectionnelle (SAGE Millimeter 5836230230-15-S1) de gain 2 dB et d'angle d'ouverture à -3 dB de 30° en élévation (figure 4.5)

4.2.3 Test en back-to-back

Pour aboutir à la réponse fréquentielle du canal seul (éq 4.5), il est nécessaire de connaître la réponse fréquentielle des deux têtes RF et des antennes d'émission (Tx) et de réception (Rx), afin d'éliminer leurs effets de la réponse fréquentielle mesurée (éq 4.1). Pour cela, un test en back-to-back (figure 4.6) sera primordial avant le lancement d'une campagne de mesure. Le test en back-to-back consiste à relier l'émetteur au récepteur à l'aide d'un atténuateur. Ce test permet de prendre en compte les réponses des deux têtes RF pour ensuite les retirer de la réponse

mesurée.

$$H_{mesuréeB-B} = H_{T_x} H_{Atténuateur} H_{R_x} \quad (4.3)$$

$$H_{T_x} H_{R_x} = \frac{H_{mesuréeB-B}}{H_{Atténuateur}} \quad (4.4)$$

$$H_{Canal} = \frac{H_{mesurée}}{\frac{H_{mesuréeB-B}}{H_{Atténuateur}} H_{GT_x} H_{GR_x}} \quad (4.5)$$

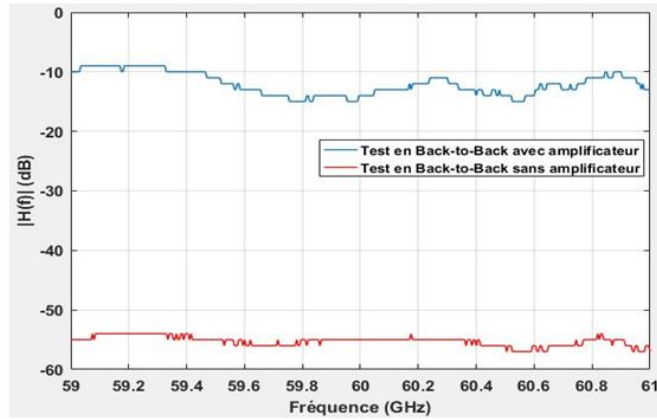


Fig. 4.7. Module de la réponse fréquentielle en back-to-back avec et sans amplificateur FI

La figure 4.7 montre la réponse fréquentielle en back-to-back presque plate, avec une ondulation d'environ 2 dB dans la bande de 2 GHz sans l'amplificateur et 5 dB avec l'amplificateur.

4.2.4 Calcul des pertes dans les têtes RF

L'amplificateur FI, existant dans la tête RF en réception, pourra être utile lorsqu'on effectue des mesures à grandes distances, étant donné que le signal à 60 GHz s'atténue fortement et que la sensibilité du VNA est limitée. En premier lieu, un calcul des pertes de puissance dans les têtes RF sera indispensable pour bien assimiler le fonctionnement des têtes RF dans le système de mesure. Afin de connaître les pertes dans les deux têtes RF, un simple calcul sera nécessaire, sans avoir besoin de relier l'amplificateur FI, en se basant sur l'équation préalablement mentionnée (4.3) :

$$H_{mesuréeB-B}[dB] = H_{T_x}[dB] + H_{Atténuateur}[dB] + H_{R_x}[dB] \quad (4.6)$$

Sachant que $H_{Atténuateur} = -40$ dB, et que $H_{mesuréeB-B} = -54,5$ dB, on en déduit que : $H_{T_x} + H_{R_x} = -14,5$ dB, soit environ -7,25 dB dans chaque tête RF. Un autre test sera capital pour ne pas saturer le mélangeur en réception pour des distances Tx-Rx proches. Un calcul de la distance minimale qui sépare les deux têtes RF est effectué en fonction de la puissance émise en FI ($P_{VNA} = 10$ dBm) et de la puissance maximale injectée que peut supporter le mélangeur RF ($P_{R_{max}} = 13$ dBm)

en réception (à 60 GHz). Dans ce cas, on a considéré qu'on utilise les antennes ayant le gain le plus élevé (les deux antennes cornets pointées l'une vers l'autre).

$$P_{VNA}[dBm] - A_c[dB] - A_{T_x}[dB] + G_{T_x}[dBi] - A_0[dB] + G_{R_x}[dBi] = P_{R_{max}}[dBm] \quad (4.7)$$

avec A_c les pertes du câble de 20 m en transmission ($A_c = 16$ dB), A_{T_x} les pertes dans la carte RF en émission ($A_{T_x} = 7,25$ dB), $G_{T_x} = 22,5$ dBi le gain de l'antenne en émission, A_0 les pertes de trajet en espace libre, $G_{R_x} = 22,5$ dBi le gain de l'antenne en réception, $A_{R_{max}}$ la puissance reçue à l'entrée de la carte RF en réception. On trouve $A_0 = 18,8$ dB, alors une distance de 3,39 mm est suffisante pour éviter la saturation du mélangeur à 60 GHz en réception. Lorsqu'on relie l'amplificateur en réception, d'autres restrictions seront additionnées à notre système de mesure, comme la puissance maximale à la sortie de l'amplificateur FI.

4.2.5 Têtes RF avec amplificateur FI

Un autre type de calcul (figure 4.8) doit être réalisé pour connaître la distance minimale entre les deux antennes Tx et Rx, pour pouvoir utiliser l'amplificateur FI en réception, sachant que la puissance maximale de sortie de l'amplificateur FI est de 12 dBm, et que la puissance maximale délivrée par le VNA en FI est $P_{VNA} = 10$ dBm.

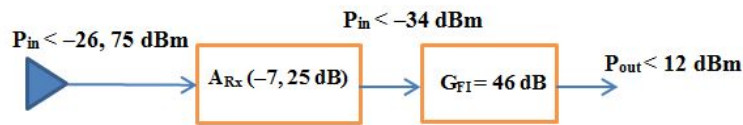


Fig. 4.8. Schéma bloc du récepteur avec l'amplificateur FI

Pour $P_{R_{max}} = -26,75$ dBm, $A_0 = 58,8$ dB ce qui donne une distance de séparation de 34,6 cm entre l'émetteur et le récepteur pour ne pas saturer l'amplificateur FI en réception. L'amplificateur FI sera utilisé dans le cas des mesures dans des pièces de grandes dimensions, là où le signal sera fortement atténué par la distance.

4.3 Canal statique à 60 GHz

4.3.1 Mesures dans un couloir

4.3.1.1 Objectif

La première campagne de mesure à 60 GHz s'est déroulée dans un couloir (14 x 2 x 3m) (Figures 4.9/4.10). Le but de cette campagne est de modéliser les pertes de puissance en fonction de la distance à 60 GHz, pour différentes configurations dans un environnement indoor de type couloir. D'abord, nous avons analysé l'influence du nombre de positions nécessaires pour pouvoir modéliser les pertes de puissance en fonction de la distance. Ensuite, nous nous sommes intéressés à l'effet de fermeture d'une porte sur une liaison à 60 GHz. Enfin, nous avons étudié l'influence de la

position du récepteur et l'influence du type d'antenne sur les caractéristiques des pertes de puissance.

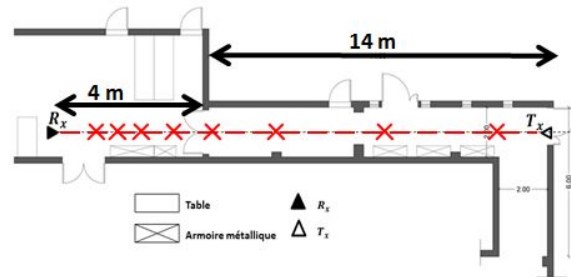


Fig. 4.9. Environnement de mesure (plan du couloir)



Fig. 4.10. Environnement de mesure (pièce-couloir)

4.3.1.2 Scénario de mesures

En premier lieu, nous avons démarré les mesures avec 36 positions de mesures (en rouge dans la figure 4.9). Des antennes cornet de 22,5 dBi de gain et de $10,1^\circ$ (E) - $13,1^\circ$ (H) d'ouverture sont utilisées à l'émission et à la réception. Le récepteur (Rx) était d'abord fixé dans une pièce en face du couloir, à 4 m de la porte qui les sépare (figure 4.9). Les antennes étaient placées à 1,3 m du sol, pointées précisément l'une vers l'autre à l'aide d'un faisceau laser. L'émetteur a été déplacé suivant un tronçon logarithmique sur un chariot, tout au long de l'axe du couloir en face du récepteur, pour une distance Tx-Rx variant entre 2 et 18 m. Les distances Tx-Rx sont mesurées à l'aide d'un télémètre à ultrasons et la puissance émise du VNA est de 8 dBm. En deuxième lieu, les mesures ont été répétées avec la porte fermée (figure 4.12), afin d'étudier l'influence de celle-ci sur les signaux à 60 GHz. Troisièmement, le récepteur a été déplacé à 1 m (figure 4.14) de la porte ouverte pour étudier l'influence de la position du récepteur.

4.3.1.3 Résultats de mesure et discussion

► Influence du nombre de positions de mesure

À partir de ces mesures, connaissant le gain des cornets utilisés et la distance précise entre les antennes, la puissance émise par le VNA et les pertes dans les têtes RF (test back-to-back), il est alors possible de calculer les pertes de puissance. Les 401 valeurs du module du S_{21} sont utilisées pour calculer la moyenne des pertes de puissance pour chaque position sur une bande de 2 GHz. La figure 4.11 représente la variation des pertes de puissance en fonction de la distance Tx-Rx (échelle logarithmique) en prenant soin d'éliminer l'effet des gains des antennes. Afin d'évaluer les pertes de puissance en fonction de la distance entre les antennes, le modèle log-distance est adopté.

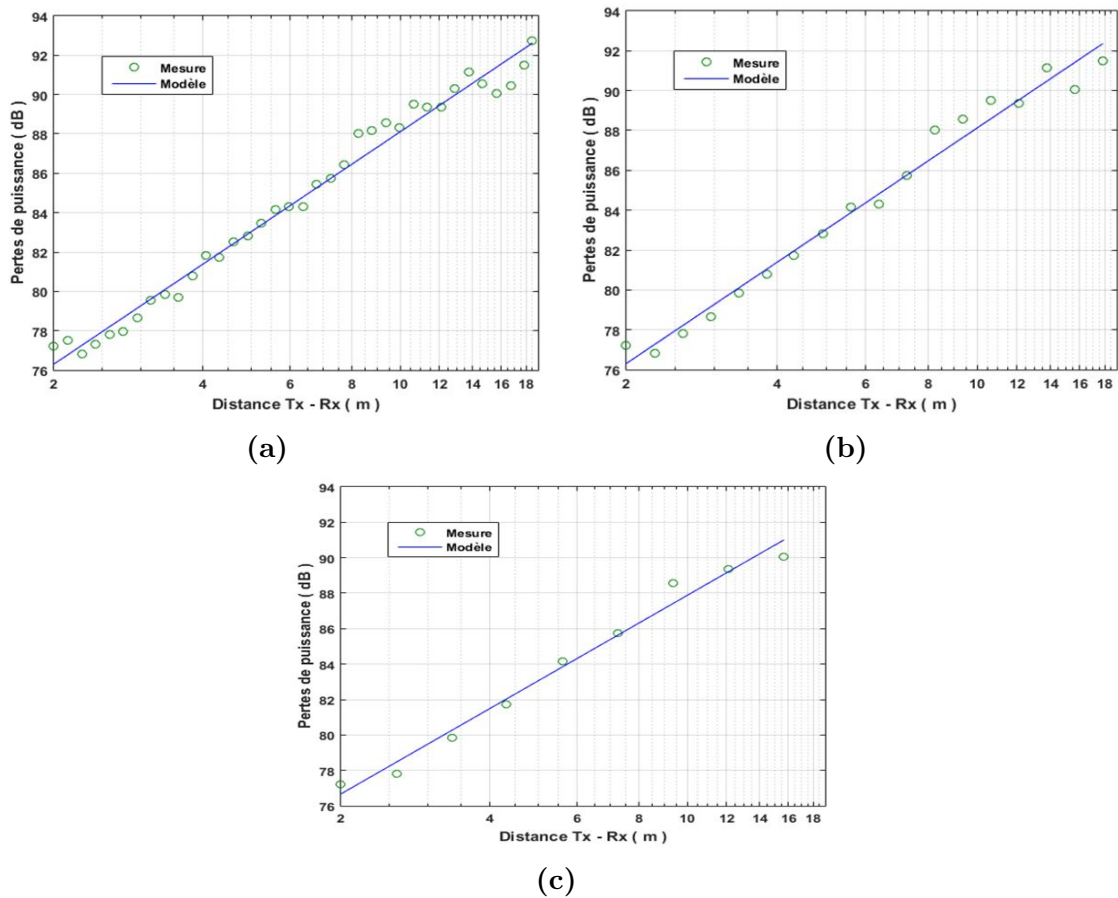


Fig. 4.11. Pertes de puissance en fonction de la distance Tx-Rx (comparaison entre modèle et mesures) pour 36 (a), 18 (b) et 9 (c) positions de mesure

Tableau 4.3 – Paramètres du modèle en fonction du nombre de positions

Nombre de positions	$PL(d_0)$ [dB]	α	σ [dB]	ρ
36	71,23	1,69	0,62	0,99
18	71,22	1,69	0,68	0,99
12	71,18	1,68	0,68	0,99
9	71,85	1,60	0,60	0,99

Les paramètres du modèle des pertes de puissance sont déterminés par régression

linéaire. Nous avons choisi au début un nombre élevé de positions (36). Puis, ce nombre de positions a été réduit en effectuant des divisions successives par 2, 3 et 4, afin de voir l'influence du nombre de positions sur les paramètres du modèle.

L'écart-type σ représente l'erreur quadratique moyenne des différences entre les valeurs mesurées et celles indiquées par la loi linéaire. Le calcul de régression linéaire (Tableau 4.3) montre que l'exposant α est inférieur à 2 (cas de l'espace libre). Ceci, indique la présence d'un effet d'onde guidée pour les différents nombres de positions étudiés, en raison de la propagation par trajets multiples, un coefficient de corrélation de 0,99 et une erreur quadratique moyenne de 0,62 dB. Globalement, d'après le Tableau 4.3, une adéquation entre les résultats de mesure et le modèle est notable. L'exposant α varie légèrement en passant à 9 positions, on note aussi que l'écart-type σ reste faible partout, et la corrélation ρ est forte. Le choix de 12 positions de mesure paraît un bon compromis entre précision, complexité et durée de mesure.

► Influence de la fermeture d'une porte

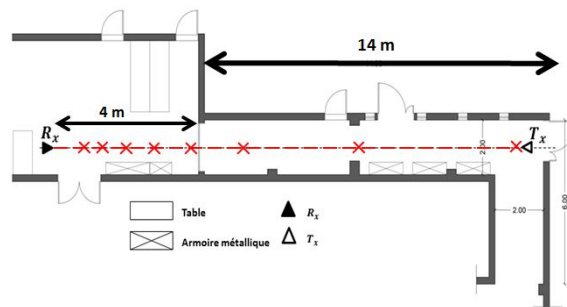


Fig. 4.12. Rx à 4 m de la porte fermée

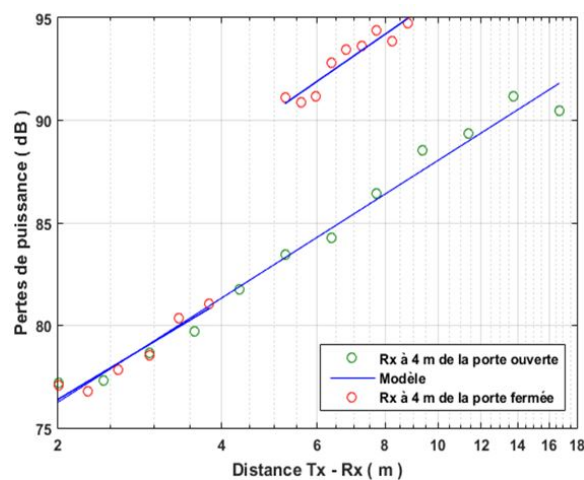


Fig. 4.13. Pertes de puissance en fonction de la distance, avant et après la porte fermée, pour Rx à 4m

Les mesures ont été répétées mais, cette fois-ci, en fermant la porte séparant la pièce du couloir (figure 4.12). Il y avait donc des positions de mesures avant la porte

fermée et d'autres après la porte. Dans les deux cas, les paramètres du modèle des pertes de puissance sont calculés et ils sont présentés dans le Tableau 4.4. Avant la porte fermée, on trouve des résultats identiques aux mesures lorsque la porte était ouverte (indiqués en vert sur la figure). Après la porte fermée, on remarque une augmentation moyenne des pertes d'environ 9 dB (Figure 4.13). L'exposant α augmente légèrement après la fermeture de la porte, donc l'effet de guidage devient moins prononcé. Une légère variation de σ et ρ est aussi observée.

Tableau 4.4 – Paramètres du modèle en fonction de la distance pour Rx à 4 m avant et après la porte fermée

	$PL(d_0)$ [dB]	α	σ [dB]	ρ
Porte ouverte	71,22	1,69	0,68	0,99
Avant la porte fermée	71,60	1,59	0,47	0,95
Après la porte fermée	77,62	1,84	0,46	0,94

► Influence de la position du récepteur

L'influence de la position du récepteur a été étudiée en déplaçant le récepteur jusqu'à 1 m de la porte ouverte, comme le montre la figure 4.14. Dans le Tableau 4.5, on compare les paramètres obtenus pour les 2 positions de Rx.

On remarque une légère différence du coefficient α avec une valeur constante de l'écart-type et du coefficient de corrélation. Dans la pièce, l'effet du guidage diminue pour cela α augmente, tandis que dans le couloir l'effet du guidage augmente et pour cela, l'exposant diminue. Dans les 2 cas, on note une très bonne corrélation avec un faible écart-type.

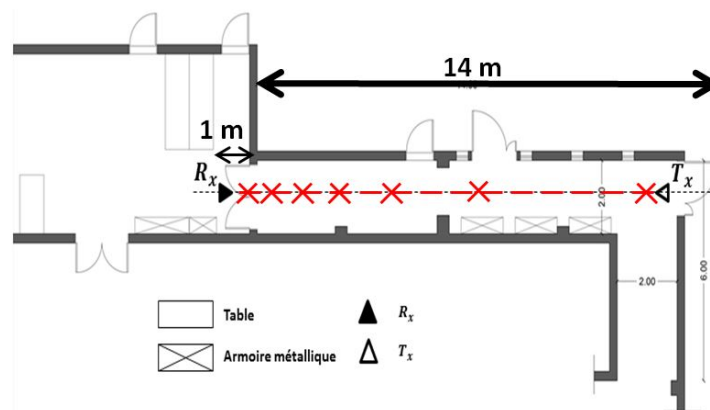


Fig. 4.14. Environnement de mesure pour Rx à 1 m

► Influence de différents types d'antennes

Afin d'analyser l'effet du type d'antenne sur les paramètres du modèle log-distance, nous avons mesuré les pertes de puissance pour trois types d'antennes différents suivant le scénario montré dans la figure 4.14. Les résultats du Tableau 4.6 montrent

Tableau 4.5 – Paramètres du modèle en fonction de la distance pour Rx à 4m et 1m de la porte.

	$PL(d_0)$ [dB]	α	σ [dB]	ρ
Rx à 4m	71,22	1,69	0,68	0,99
Rx à 1m	69,11	1,61	0,67	0,99

les paramètres du modèle des pertes de puissance pour les trois cas, en prenant soin d'éliminer l'effet des gains des antennes. L'exposant α est inférieur à 2 (cas de l'espace libre), ce qui indique la présence d'un effet d'onde guidée dans les trois cas, dû à des trajets multiples constructifs. Nous avons remarqué une diminution de α , jusqu'à 1,64 lors de l'utilisation d'une grande ouverture d'antenne (Omni-Cornet 100°), qui augmente légèrement l'effet d'onde guidée en raison des réflexions multi-trajets dans le couloir. Cette observation est cohérente avec les résultats des études précédentes [44], [104], tandis que σ diminue lorsque l'ouverture de l'antenne est plus étroite. Cette remarque indique que le modèle des pertes de puissance a plus de précision en utilisant une antenne à ouverture plus étroite. En effet, on note une variation très proche de σ entre Cornet 13°- Cornet 100° et Omni 360°- Cornet 13°, en raison de la largeur limitée du faisceau. ρ représente un coefficient de corrélation élevé entre les mesures et le modèle dans les trois cas. Ces résultats ont donné lieu à une communication nationale [118].

Tableau 4.6 – Paramètres du modèle des pertes de puissance pour différents types d'antennes

Antenne Tx	Antenne Rx	$PL(d_0)$ [dB]	α	σ [dB]	ρ
Cornet 100°	Cornet 13°	70	1,80	0,49	0,99
Cornet 13°	Omni 360°	67,36	1,72	0,44	0,99
Cornet 100°	Omni 360°	69,28	1,64	1,05	0,97

4.3.2 Mesures dans une salle de réunion

4.3.2.1 Objectif

La caractérisation des canaux de propagation est déterminée à partir de la réponse impulsionnelle angulaire. Deux scénarios assez réalistes ont été retenus afin de mettre en évidence l'effet du type et de la position du point d'accès (PA) sur la réponse spatio-temporelle du canal. Par conséquent, deux configurations ont été envisagées afin de comparer selon l'emplacement du point d'accès dans une salle de réunion.

4.3.2.2 Scénarios de mesures

Les mesures ont été effectuées dans une salle de réunion typique (6,58 x 3,18 x 2,48 m) sans aucun mouvement (figures 4.15 et 4.16). Deux types d'antennes en émission sont utilisées, une antenne omnidirectionnelle en azimut, appelée Tx1 jouant le rôle d'un point d'accès fixe au centre de la table (figure 4.15). Une autre antenne de

type cornet (100° dans les plans E et H) appelée Tx2, est fixée dans un coin de façon à couvrir la surface la plus grande possible de la salle de réunion (figure 4.16). Les positions de réception (utilisateur) sont fixes autour de la table dans les deux scénarios, notées Rx1 jusqu'à Rx10 et placées à 1 m du sol. Dans le premier scénario, l'antenne omnidirectionnelle Tx1 a été placée à une hauteur de 1 m du sol, au centre de la table.

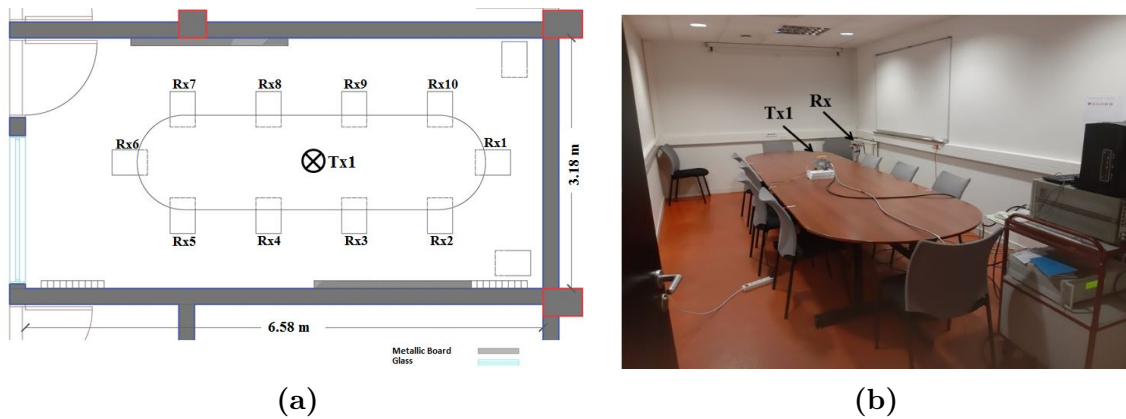


Fig. 4.15. Salle de réunion : plan de mesure avec l'antenne Tx1 omnidirectionnelle au centre de la table (a), image (b)

Dans le deuxième scénario, l'antenne cornet Tx2 a été remontée à 1,9 m de hauteur (d'après [44], [119] le gain de trajet peut être amélioré d'environ 10 à 15 dB en augmentant l'angle d'élévation d'incidence pour des équipements près du corps) dans un coin de la pièce et son axe central était orienté vers la diagonale principale de la pièce (figure 4.16). En réception, une antenne directive de 22,5 dBi de gain ($13,1^\circ$ dans le plan H et $10,1^\circ$ dans le plan E) a été utilisée. À chaque position de réception, des rotations en azimut par pas de 6° sur 360° ont été effectuées sans tilt, afin d'obtenir la puissance angulaire reçue.

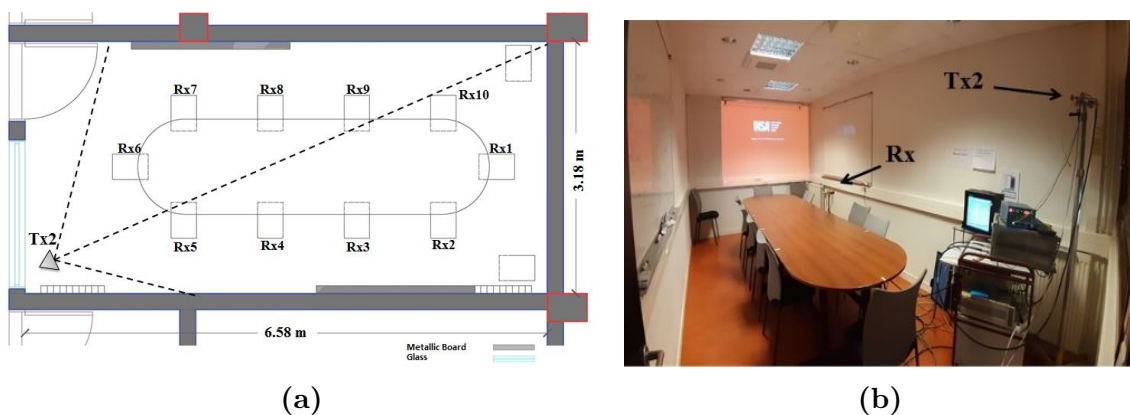


Fig. 4.16. Salle de réunion : plan de mesure avec l'antenne Tx2 cornet au coin de la salle (a), image (b)

4.3.2.3 Résultats de mesure et discussion

Lors de l'analyse des résultats de toutes les positions de réception dans les deux scénarios de mesure (figure 4.17), nous observons l'omniprésence d'un trajet dominant dans la direction du point d'accès, avec l'apparition de peu de multi-trajets (maximum 3 multi-trajets significatifs) lorsqu'on s'écarte de l'orientation directe, dus principalement à des réflexions sur les murs. Ces multi-trajets varient d'une position à une autre suivant l'emplacement du PA et suivant l'angle de rotation du récepteur. Plusieurs réflexions remarquables ont été détectées, causées par les tableaux métalliques tels que pour Rx2 et Rx7 (figures 4.17 a), et d'autres provenant des murs tels que Rx10 (figure 4.17 a et b). Le premier scénario semble être plus bénéfique que le deuxième, vu l'emplacement du PA (Tx1) au centre de la table par rapport à l'emplacement des utilisateurs autour, à la même hauteur. Le fait que l'émetteur et le récepteur soient à la même hauteur signifie que le canal bénéficie du gain maximal des antennes. Cet emplacement du PA au milieu de la table permet de réduire la distance aux récepteurs, et par la suite de diminuer les pertes de puissance. D'autre part, l'emplacement du PA au centre de la table évite le blocage éventuel du canal de propagation entre Tx1 et les Rx. Seuls certains objets personnels (livre, pc, sac, ...) peuvent affecter partiellement le signal reçu.

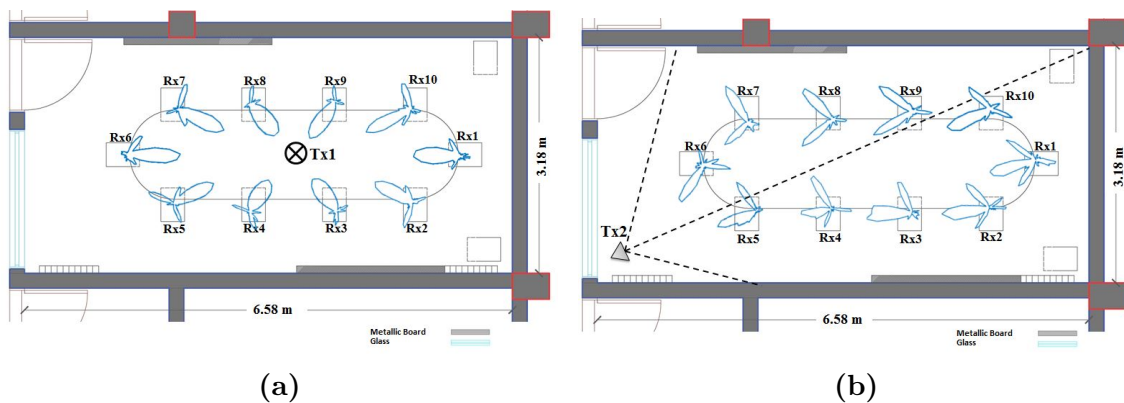


Fig. 4.17. Puissance angulaire reçue avec Tx1 (a), avec Tx2 (b)

Pour le deuxième scénario (figure 4.17 b), vu que l'antenne Tx2 est située dans un angle de la salle, à une hauteur élevée, le trajet LOS et les multi-trajets pourront être bloqués par des personnes qui circulent pour s'installer ou bien quitter leur place. En particulier, les positions les plus proches du PA (Rx5 et Rx6) seront les plus affectées par le passage humain, vu que les obstacles seront à proximité du récepteur. Dans ce cas, le trajet direct sera obstrué presque en totalité. De plus, la différence des hauteurs des antennes introduira des pertes de puissance supplémentaires vu que le canal de propagation ne bénéficie pas du gain maximal des deux antennes.

Du point de vue distance, dans le scénario 2, la distance Tx2-Rx est globalement plus grande que dans le cas de Tx1-Rx, ce qui augmente les pertes. Le Tableau 4.7 illustre les pertes de puissance, lorsque l'antenne de réception est orientée vers l'antenne d'émission dans les deux scénarios appelés PL1, ainsi que les pertes du trajet indirect, lorsque l'antenne de réception s'écarte de son orientation directe et reçoit la plus grande puissance indirecte notée PL2. Globalement, nous remarquons

que les pertes de puissance dans l'orientation indirecte (PL2) sont plus élevées que celles relevées dans la direction directe (PL1), ce qui est normal compte tenu de l'atténuation causée par les phénomènes de propagation. Excepté pour le scénario 2 et les positions de réception Rx4, Rx7 et Rx8 qui présentent un PL2 moins élevé que PL1. Ceci peut s'expliquer par le fait que lors des mesures, le lobe principal du diagramme de rayonnement Tx2 a été affecté par la proximité du VNA, ce qui augmente les pertes de puissance en orientation directe d'environ 2 à 5 dB pour ces positions de réception. On remarque également dans le scénario 2 que la position Rx6, qui est la plus proche de l'émetteur, présente le path loss le plus élevé aussi bien dans son orientation directe que dans la meilleure orientation indirecte, comparativement aux autres positions de réception. Ceci est dû à l'effet qu'à petite distance, la différence de la hauteur des antennes se traduit par une diminution des gains des antennes en élévation.

Tableau 4.7 – Les pertes de puissance en orientation directe (PL1) et dans la meilleure orientation indirecte (PL2) pour toutes les positions de réception

	Tx1		Tx2	
	PL1 (dB)	PL2 (dB)	PL1 (dB)	PL2 (dB)
Rx1	72,63	89,08	90,95	94,34
Rx2	68,57	81,39	89,17	93,71
Rx3	64,43	87,91	89,09	86,68
Rx4	65,62	85,22	93,32	90,84
Rx5	68,81	81,14	89,21	91,82
Rx6	74,91	89,80	94,11	97,44
Rx7	70,81	85,77	92,35	87,54
Rx8	66,13	87,39	89,17	87,25
Rx9	64,94	87,62	89,33	87,51
Rx10	69,09	80,73	91,02	96,66

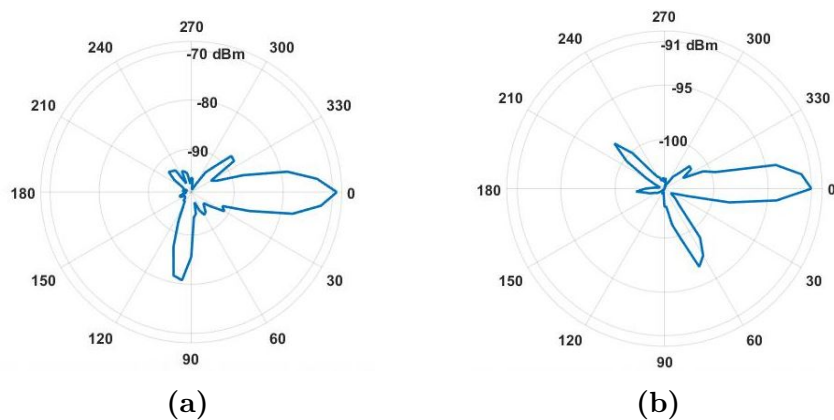


Fig. 4.18. Puissance angulaire reçue pour Rx10 avec Tx1 (a), avec Tx2 (b)

A titre indicatif, en comparant les diagrammes angulaires de puissance reçue (figure 4.18) pour une même position de réception (Rx10) dans les deux scénarios,

et sans prendre en compte les gains des antennes en émission et en réception, on peut identifier la puissance reçue de chaque direction d'arrivée, sachant qu'on émet une puissance de 0 dBm à 60 GHz. Le 0° correspond à la direction du trajet direct, cela signifie que l'antenne de réception est orientée vers l'antenne d'émission. On peut noter que pour la position Rx10, la puissance reçue du trajet direct dans le premier scénario (Tx1) est environ 20 dB au dessus de celle relative au deuxième scénario (Tx2). Cette augmentation des pertes dans le deuxième scénario est due à l'augmentation de la distance et de la hauteur entre émetteur-récepteur. Cette différence des pertes de 20 dB peut être compensée en utilisant des antennes plus directives dans le deuxième scénario, ou en augmentant la puissance d'émission, tout en veillant à ne pas dépasser les limites imposées par la réglementation (voir Tableau 1.2). Toutefois, en considérant les problèmes éventuels liés au blocage par le passage des personnes dans le champ de la liaison, le scénario 1 s'avère plus favorable. Ces résultats ont donné lieu à une communication internationale [120].

4.3.3 Mesures dans un bureau open-space

4.3.3.1 Objectif

Après avoir étudié la propagation radioélectrique à 2,4 et 5,8 GHz, dans un environnement (figure 4.19) de type bureau en forme de L dans le chapitre 3, cette étude se concentre sur la propagation à 60 GHz dans le même environnement en considérant différentes configurations. L'objectif de cette campagne de mesure est d'évaluer le niveau des trajets de propagation indirects qui pourraient être exploités dans le cas de coupure du trajet direct ou bien dans des configurations obstruées, par des systèmes utilisant des antennes intelligentes ou par formation de faisceaux. Dans ce contexte, l'étude concerne une comparaison entre les niveaux reçus en visibilité directe et selon la meilleure orientation indirecte.



Fig. 4.19. Photo de l'environnement de mesure : bureau open-space.

4.3.3.2 Scénario de mesure

Les mesures ont été effectuées dans un environnement statique (en l'absence des personnes) de type open-space, en forme de L, situé dans le laboratoire IETR. La

pièce est meublée de bureaux, d'armoires métalliques, d'étagères et dispose de trois portes en bois, comme le montre les figures 4.19 et 4.20. Nous avons considéré 9 positions de réception différentes sur les bureaux de cette pièce. À chaque position, nous avons placé le récepteur muni d'une antenne de réception (22,5 dBi de gain et de $10,1^\circ(\text{E})$ - $13,1^\circ(\text{H})$) à une hauteur de 1,2 m. En émission, en raison de la grande largeur d'ouverture de l'antenne d'émission (7,3 dBi de gain et de $100^\circ(\text{E})$ - $100^\circ(\text{H})$), Tx est positionné dans un coin de la pièce à une hauteur de 1,75 m du sol d'une façon à couvrir la plus grande surface de la pièce, afin d'être en visibilité directe avec les différentes positions du récepteur. L'axe central de l'antenne d'émission est dirigé vers un poteau en béton (ligne centrale en pointillés sur la figure 4.20). Les emplacements Tx et Rx pour la campagne de mesure sont également indiqués sur la figure 4.20. Pour chaque position Rx, des rotations sont effectuées par pas de 6° en azimut sur 360° sans tilt à l'aide d'un positionneur. À chaque pas de 6° , l'amplitude et la phase de la réponse fréquentielle du canal sont collectées.

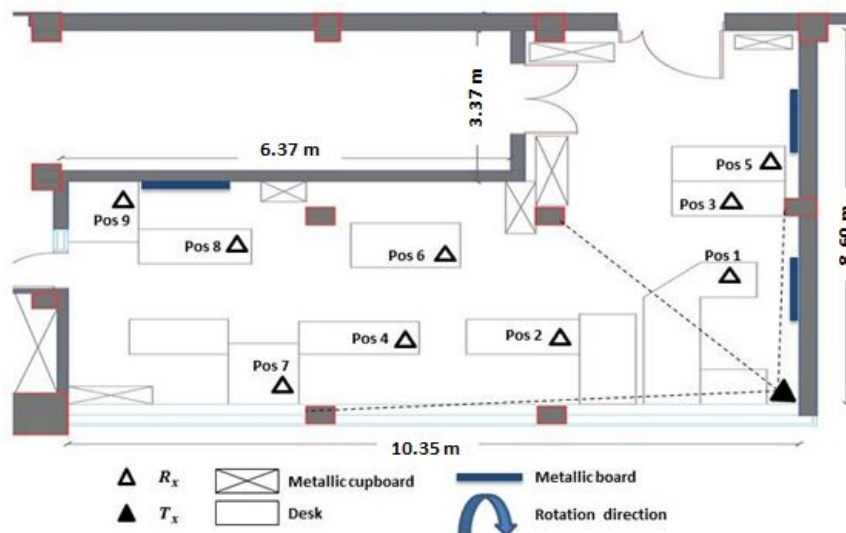


Fig. 4.20. Plan du bureau open-space

4.3.3.3 Résultats de mesure et discussion

Après collecte de la réponse fréquentielle du canal de propagation, l'analyse des résultats de mesure a été consacrée aux paramètres statistiques du canal : le path loss, l'écart-type des retards RMS et la bande de cohérence.

► Le path loss

Nous appelons l'orientation directe (DO) la situation où l'antenne Rx est pointée vers l'antenne Tx et l'orientation indirecte (IO) autrement. Ainsi, la meilleure orientation indirecte (BIO) correspond à la puissance reçue la plus élevée en dehors du trajet direct. Lors de l'analyse de la puissance relative reçue pour toutes les positions Rx (figure 4.21), on observe la présence d'un trajet dominant en direction du point d'accès avec plusieurs réflexions variant suivant chaque position Rx et suivant l'angle de rotation. Plusieurs réflexions remarquables sont détectées, causées par les

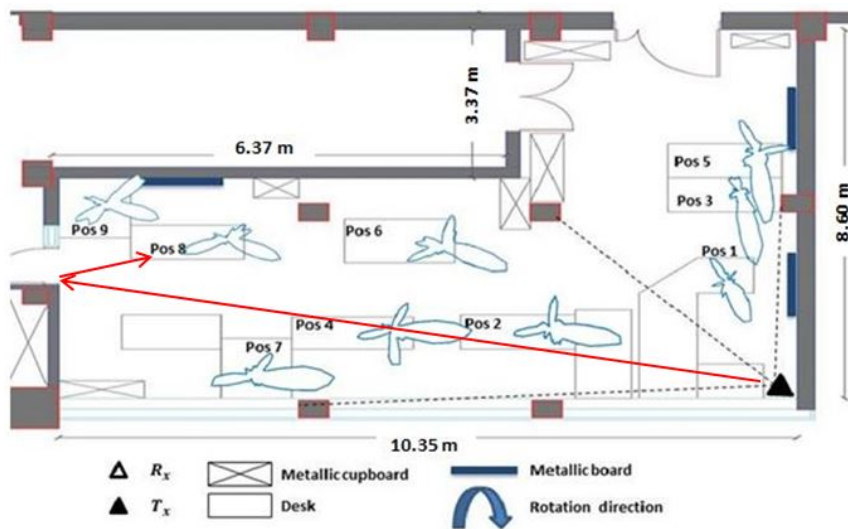


Fig. 4.21. Plan de la campagne de mesure représentant la puissance angulaire reçue à chaque position de réception

tableaux métalliques, comme pour Pos 5 et Pos 9 et d'autres réflexions dues aux murs environnants et aux placards, comme pour Pos 6.

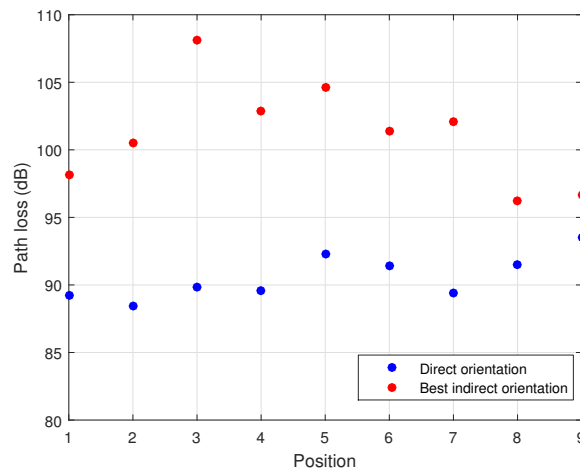


Fig. 4.22. Path loss pour toutes les positions de réception

La figure 4.22 illustre la moyenne des pertes de puissance PL (sans tenir compte des gains des antennes Tx et Rx) sur la bande passante de 2 GHz, avec une orientation directe et indirecte optimale, en fonction des positions Rx qui sont numérotées de la position Rx la plus proche à la plus éloignée. La distance Tx-Rx est calculée en utilisant les coordonnées x, y et z des emplacements des antennes. En général, on remarque que les pertes de puissance pour la meilleure orientation indirecte sont plus élevées que celles pour l'orientation directe, en raison de l'absence de visibilité entre les antennes émettrice et réceptrice. L'écart entre la DO et la BIO oscille entre 3,18 dB en Pos 9 et 18,27 dB en Pos 3. Pour Pos 9, comme le montre la figure 4.23 (a), l'analyse de la réponse impulsionnelle (calculée à l'aide de la transformée de Fourier inverse IFFT) montre deux trajets très proches l'un de l'autre. Le trajet

direct arrive à 33,4 ns et le meilleur trajet indirect à 34,57 ns. Une différence de 1,17 ns indique que la meilleure orientation indirecte a parcouru 0,35 m supplémentaire par rapport à la longueur du trajet principal de 10,02 m. En se basant sur le plan de cet environnement, de la localisation de Pos 9 (figure 4.21) et de l'angle de la meilleure orientation indirecte, nous confirmons que le deuxième trajet correspond à une simple réflexion due au tableau métallique proche de la position 9.

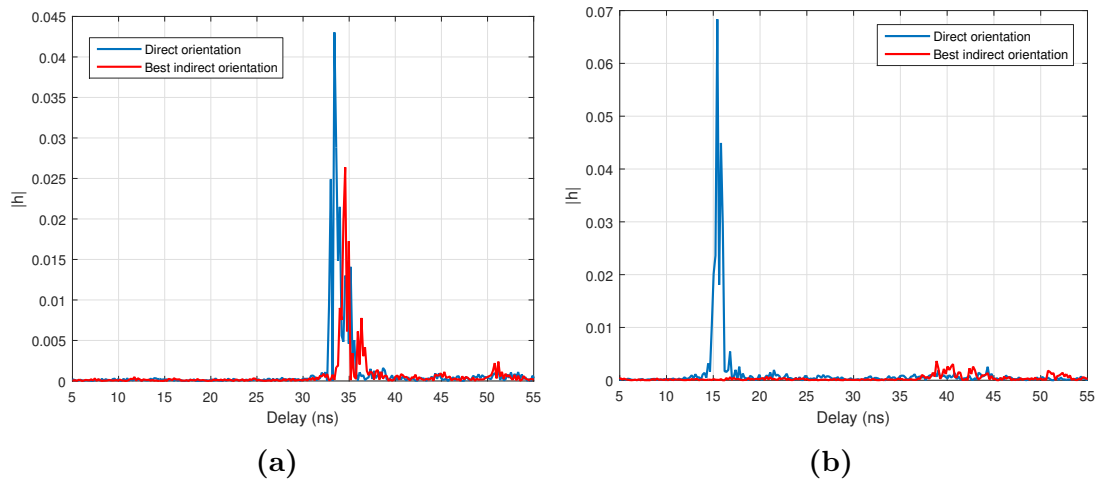


Fig. 4.23. Réponse impulsionnelle de l'orientation directe et de la meilleure indirecte pour les positions 9 (a) et 3 (b)

D'autre part, la figure 4.23 (b) montre la réponse impulsionnelle du canal de propagation mesurée en Pos 3 pour l'orientation directe et la meilleure indirecte. L'analyse de la réponse impulsionnelle pour cette position montre un trajet indirect très faible et retardé d'environ 25 ns par rapport au trajet direct, en raison d'une multi-réflexion, ce qui explique la grande variation de 18 dB d'écart de path loss en Pos 3. Par conséquent, en cas de blocage du trajet direct, cette position recevra la puissance la plus faible par rapport aux autres positions de réception.

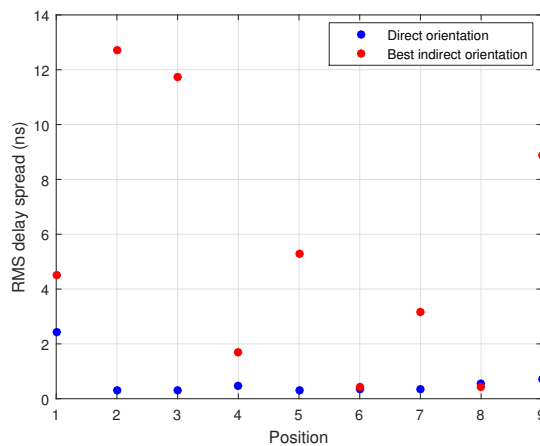


Fig. 4.24. Variation de l'écart-type des retards RMS en fonction des positions Rx

► L'écart-type des retards RMS

En se basant sur les réponses impulsionnelles pour l'orientation directe et la meilleure orientation indirecte obtenues pour les 9 positions, l'écart-type des retards RMS a également été calculé. Un seuil de dynamique de 20 dB a été estimé entre le niveau le plus élevé de la réponse impulsionnelle et le plancher de bruit. De plus, afin de réduire le niveau des lobes latéraux, une fenêtre de Hamming a été appliquée dans le domaine fréquentiel. Les coefficients de la fenêtre de Hamming sont calculés à partir de la relation suivante présentée dans [121] :

$$w(n) = 0.54 - 0.46\cos\left(2\pi\frac{n}{N}\right) \quad (4.8)$$

où $N = 401$ est le nombre d'échantillons utilisés par le VNA pour une mesure et $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$. La figure 4.24 représente l'écart-type des retards RMS en fonction de chaque position Rx. Dans l'ensemble, la figure 4.24 montre que l'orientation directe présente un écart-type des retards moindre que pour la meilleure orientation indirecte en raison des phénomènes de propagation (réflexion, diffraction). Excepté pour Pos 6 et Pos 8 qui montrent des valeurs d'écart-type des retards proches dans les deux cas. L'analyse des réponses impulsionnelles obtenues en Pos 8 (figure 4.25 a) montre que l'énergie est focalisée autour de l'orientation directe à 27,73 ns et autour de la meilleure orientation indirecte à 42,58 ns. Une différence de 14,85 ns entre l'orientation directe et la meilleure orientation indirecte correspond à une différence de 4,45 m entre les longueurs de ces trajets. En se référant à la puissance angulaire reçue (figure 4.25 b), et en utilisant un calcul géométrique simple reposant sur la théorie des images, on peut trouver l'origine de cette réflexion spéculaire, qui est due à la porte en bois la plus proche de la Pos 8 (figure 4.21).

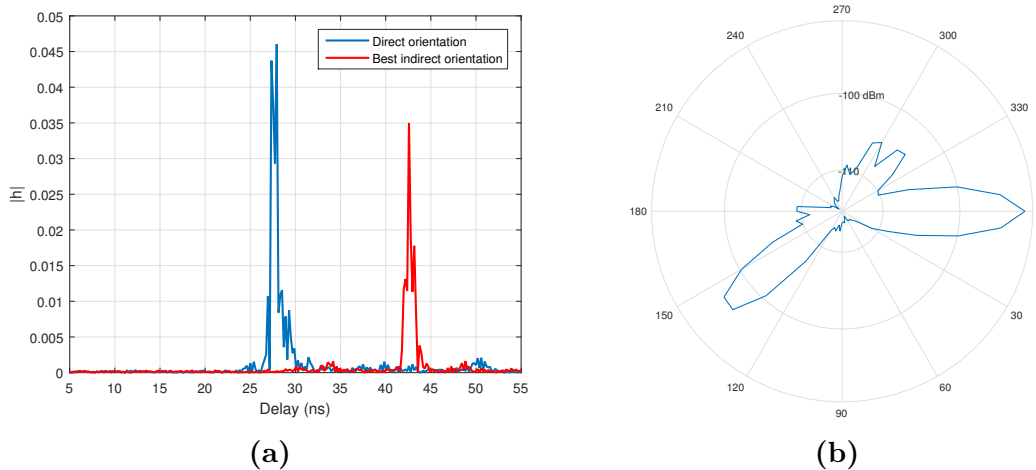


Fig. 4.25. Réponse impulsionnelle de l'orientation directe et de la meilleure orientation indirecte pour la position 8 (a) et puissance angulaire reçue (b)

► La bande de cohérence

En se basant sur la réponse fréquentielle de l'orientation directe et de la meilleure orientation indirecte, la largeur de la bande de cohérence (B_c) à -3 dB a été calculée à l'aide de la fonction d'autocorrélation complexe déjà mentionnée dans le chapitre 2 (éq 2.7). La

figure 4.26 représente la largeur de bande de cohérence à -3 dB en fonction de la position Rx. Cette figure montre que la valeur de B_c obtenue pour l'orientation directe est supérieure à celle obtenue pour la meilleure indirecte. Pour l'orientation directe, B_c varie de 226 MHz à 547 MHz, tandis que pour la meilleure indirecte, elle varie de 13,5 MHz à 500 MHz. Pos 8 et Pos 9 ont des valeurs B_c légèrement plus grandes dans la meilleure orientation indirecte que celles obtenues dans l'orientation directe. La Pos 8 présente pour la meilleure orientation indirecte une bande de cohérence plus grande de 36 MHz que celle obtenue en orientation directe. Si l'on considère les valeurs obtenues pour l'écart-type des retards à Pos 8 (figure 4.24), le trajet direct a une valeur légèrement plus élevée que le trajet indirect. Cela confirme la relation inverse qui relie l'écart-type des retards et la bande de cohérence. Lorsque le premier diminue, le second augmente. Ces résultats ont donné lieu à une communication internationale [122].

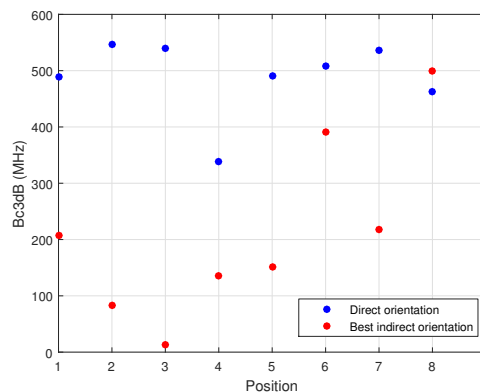


Fig. 4.26. Bande de cohérence à -3 dB en fonction de la position de réception, pour l'orientation directe et la meilleure orientation indirecte

4.4 Canal dynamique à 60 GHz

4.4.1 Première campagne de mesure

4.4.1.1 Objectif

Au cours du développement important des futurs systèmes WLAN à 60 GHz, le canal dynamique devrait être évalué afin de modéliser son évolution lors des mouvements de personnes, notamment pour les systèmes de formation de faisceaux. Dans [68], les auteurs ont modélisé statistiquement les variations de puissance du signal reçu par une loi gaussienne. Dans [123], les auteurs ont étudié par des mesures l'influence des mouvements humains sur le canal à 60 GHz vu par deux antennes cornets dans un salon typique. Le masquage dépend de la vitesse de marche et même le mouvement de balancement de la main humaine peut avoir une influence significative sur le canal de propagation. Dans [124], les auteurs ont réalisé des mesures dynamiques à l'aide d'antennes omnidirectionnelles dans une salle de conférence, afin d'examiner les effets produits par trois personnes se déplaçant librement dans la salle. Ils ont montré que lorsque le signal était bloqué par une personne, les pertes de puissance augmentaient

de 13 dB. Pour un blocage éloigné du récepteur, il est possible de compenser les pertes dues à l'existence de nombreuses réflexions, tandis que pour un blocage relativement proche du récepteur, la compensation des pertes à travers les réflexions sera moindre. Dans [125], les auteurs ont rapporté des mesures dans un salon, en utilisant des réseaux d'antennes phasées à 60 GHz qui peuvent capturer les canaux dynamiques en présence de plusieurs bloqueurs, afin d'examiner les effets associés à leur densité. Dans le cadre de la thèse, nous étudions le canal de propagation dynamique dans un bureau open-space, le même que celui décrit en 3.3.1.2.

Dans cette section, le but du travail est d'étudier l'effet des mouvements des personnes sur les pertes de puissance, en fonction du niveau de l'activité humaine dans le bureau, pour différentes configurations (LOS, OLOS et NLOS). Contrairement à la littérature mentionnée, nous étudions les canaux dynamiques en utilisant des antennes à large ouverture. Les résultats obtenus permettent de calculer successivement l'affaiblissement de trajet de canal (PL), sa fonction de densité de probabilité (PDF) et sa fonction de distribution cumulative (CDF). Enfin, nous comparons l'évolution du canal dynamique en présence de personnes à 5,8 GHz et à 60 GHz dans le même environnement.

4.4.1.2 Scénario de mesure

Les mesures ont été effectuées dans une pièce de type bureau classique, comme le montre la figure 4.19. Cette photo a été prise à partir de l'emplacement A indiqué sur la figure 4.27. Cette pièce est un espace de travail occupé par plusieurs bureaux pour des doctorants. Nous considérons cinq positions de récepteur différentes comme indiqué sur la figure 4.27. Pour chaque position Rx, la réponse fréquentielle du canal sur 2 GHz de bande est mesurée et enregistrée toutes les 4 secondes. Un programme LabVIEW spécifique a été développé pour ces mesures. Celui-ci est programmé pour mesurer en continu, de 7h à 18h sans interruption. Les horaires du travail au laboratoire s'étalent de 9h à 17h (les doctorants partant généralement avant 18h).

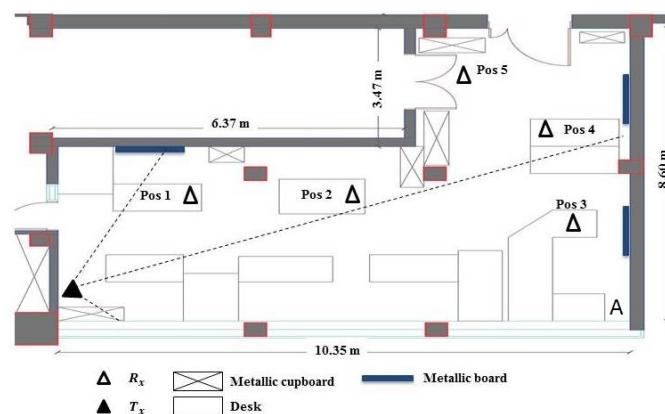


Fig. 4.27. Plan du bureau open-space avec emplacements de Tx et Rx

Le plus souvent, il n'y a personne au laboratoire avant 8h. Les gens commencent à arriver entre 8h et 9h. La mesure et l'enregistrement des données prennent 3 secondes. Pour cette raison, il s'écoule en moyenne 4 secondes entre 2 mesures successives. 9900 réponses fréquentielles de canal ont été enregistrées pour une position

Rx par journée de mesures. La moyenne sur 401 points fréquentiels est calculée en échelle linéaire puis convertie en dB pour obtenir le PL. En émission, nous avons utilisé l'antenne cornet à large ouverture (7,3 dBi de gain et de 100° (E)- 100° (H)). En réception, nous avons utilisé l'antenne omnidirectionnelle (360° en azimut et 30° en élévation). L'axe central (ligne pointillée) de l'antenne Tx était orienté pour couvrir la partie la plus longue de la pièce en forme de L et une partie de l'autre côté comme indiqué dans la figure 4.27. Les antennes Tx et Rx sont réglées à des hauteurs de 1,75 m (agissant comme point d'accès qui doit être à une hauteur élevée [119]) et 1,20 m respectivement, par rapport au sol.

4.4.1.3 Résultats de mesure et discussion

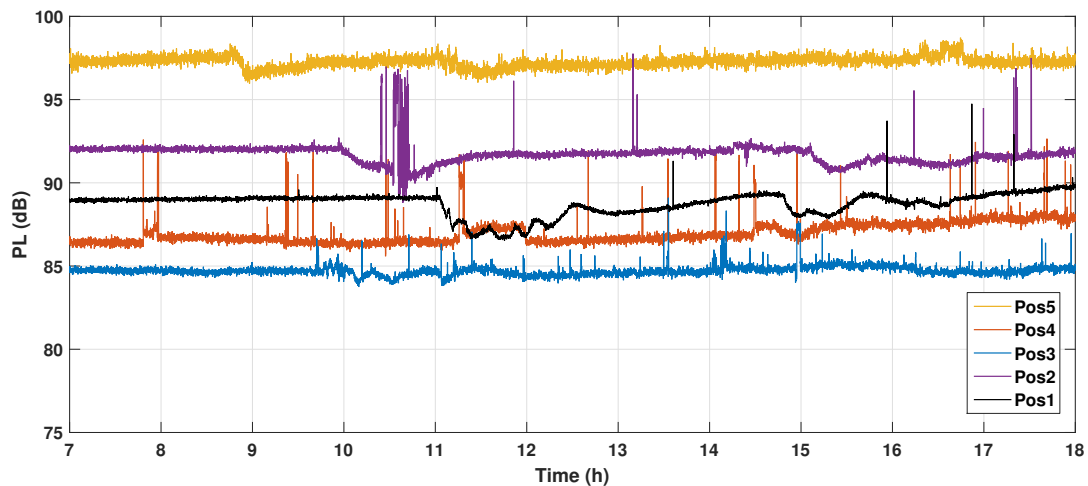


Fig. 4.28. Évolution des pertes de puissance en fonction de 11 heures (h) de mesures pour cinq positions Rx, ces mesures étant prises sur toute une journée de travail pour chaque position

► Path loss

La figure 4.28 représente l'évolution des pertes de puissance en fonction du temps pour les cinq positions Rx, correspondant au scénario représenté sur la figure 4.27. Par rapport à Tx, Pos 1, Pos 2 et Pos 3 sont considérées comme des positions en LOS. La Pos 4 est considérée comme une position en OLOS (Obstructed Line Of Sight), tandis que la Pos 5 est considérée comme une position en NLOS. Pendant les heures de travail, l'activité des personnes affecte les trajets LOS et les signaux en multi-trajets. Pour les positions en LOS :

- Pos 1 est classée comme transmission à courte portée. Le PL moyen mesuré est d'environ 89 dB. Les pertes de puissance ne sont pas constantes pendant les heures de la journée. On note que le PL diminue par rapport à sa valeur moyenne d'environ 3 dB entre 11h et 12h30, et de 2 dB entre 14h50 et 15h45. En cas de blocage humain du trajet direct entre Tx et Rx, PL augmente d'un maximum de 5,7 dB par rapport à sa moyenne.

- Pos 2 est classée comme transmission à moyenne portée. Le PL moyen est d'environ 92 dB. On constate que le PL diminue d'environ 3 dB vers 10h et commence à revenir à son niveau précédent vers 11h avec une différence de 1 dB et d'environ 1,5 dB entre 15h et 16h. En cas d'interception humaine du trajet LOS, PL augmente d'un maximum de 5,7 dB par rapport à sa moyenne et d'environ 7 dB pendant le temps compris entre 10h et 11h.
- Pos 3 est classée comme transmission à longue distance. Le PL moyen mesuré est d'environ 84,7 dB. En cas de coupure humaine du trajet LOS, les pertes augmentent d'environ 4,4 dB au maximum.

Parmi les positions en LOS, nous notons que Pos 3, qui est la plus éloignée, a le PL le plus bas, tandis que Pos 2, qui est à distance moyenne, possède les pertes de trajet les plus élevées. Les PL moyens de Pos 1 et 2 sont plus élevés que le PL moyen de Pos 3 d'environ 4 dB et 7 dB respectivement. La distance Tx-Rx, le diagramme de rayonnement, la hauteur des antennes et la position du récepteur (en LOS, OLOS ou NLOS) spécifient le niveau du PL mesuré. Étant donné que l'antenne Rx est omnidirectionnelle dans le plan azimutal, avec une petite ouverture d'élévation et qu'elle est située à une hauteur plus petite par rapport à Tx, alors, pour une transmission à longue portée, le récepteur reçoit un mélange de puissances de trajets en LOS et de plusieurs multi-trajets, ils se combinent, et par la suite, les pertes de puissance diminuent. De plus, comme les multi-trajets sont plus significatifs pour une position de récepteur éloignée [124], on remarque également parmi les positions LOS, le PL de Pos 3 augmente moins lorsque les gens interceptent le trajet LOS. Pour la position OLOS :

- Pos 4 est considérée comme obstruée. À cette position, le signal reçu est dû aux trajets multiples causés par les murs, les panneaux métalliques et la diffraction créée par le poteau en béton pointé par le point d'accès. Cette position a une perte de trajet moyenne d'environ 86 dB. En cas de mouvement de personnes autour de Pos 4, PL augmente au maximum de 6,5 dB.

En passant de Pos 3 à Pos 4, PL augmente de 2 dB. Pos 4 a moins de PL de 3 dB et de 6 dB que Pos 1 et 2 respectivement, ce qui signifie que même avec des distances éloignées et une obstruction, les trajets multiples sont toujours plus importants que le trajet LOS pour les distances Tx-Rx proches et moyennes. Pour la position NLOS :

- Pos 5 est considérée comme en NLOS. Les pertes moyennes sont d'environ 97,5 dB. Cette position est beaucoup moins sensible aux variations du masquage. Pos 5 conserve quasiment les mêmes valeurs d'affaiblissement sur le trajet avec une légère variation d'environ 1,5 dB.

Pos 5 reçoit le moins d'énergie, elle présente les pertes les plus élevées par rapport à toutes les autres positions puisqu'elle est en NLOS. Les trajets reçus subissent une atténuation importante du fait de la distance parcourue et des

phénomènes de propagation (réflexions, diffraction, etc.). Par conséquent, l'effet d'une obstruction n'est plus remarquable, une personne traversant peut couper certains trajets et non pas l'ensemble.

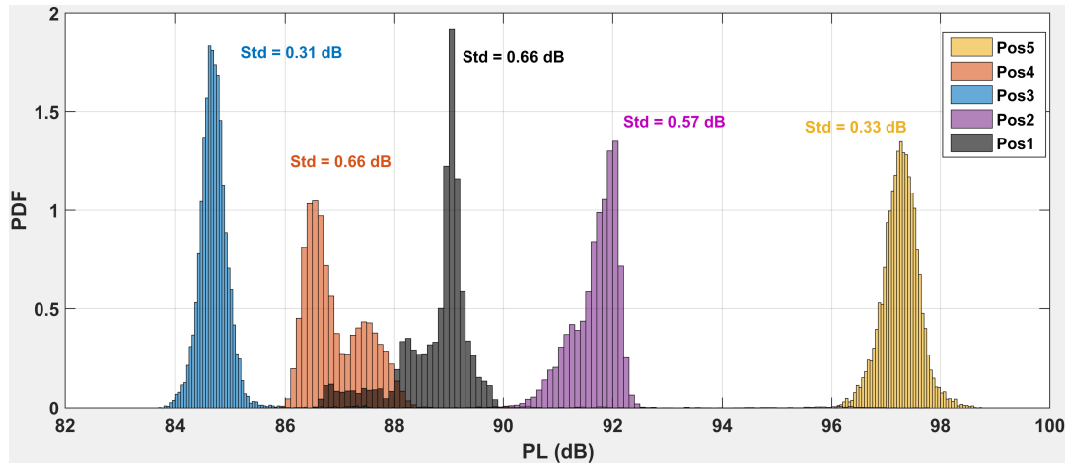


Fig. 4.29. Fonction de densité de probabilité (PDF) des pertes de puissance pour toutes les positions Rx

► PDF

La fonction de densité de probabilité (PDF) des pertes de puissance est aussi calculée. Le PDF résultant est présenté par la figure 4.29 avec l'écart type (Std), pour chaque position Rx.

En raison du mouvement aléatoire des personnes, les valeurs PL résultantes sont également aléatoires. Les Std les plus faibles sont obtenus pour Pos 3 et Pos 5 avec une valeur de 0,31 dB et 0,33 dB, respectivement. Ces deux positions présentent les moindres variations de pertes de puissance. En Pos 3, le signal reçu est formé de trajets en LOS avec des multi-trajets significatifs, puisque l'antenne Rx est éloignée de l'antenne Tx. La même situation se produit en Pos 5 qui est en configuration NLOS mais sans avoir de trajet direct, par la suite la puissance reçue provient d'un certain nombre de multi-trajets.

Par conséquent, la propagation par trajets multiples est moins affectée par les mouvements des personnes, vu la dispersion en angle d'arrivée, et vu que la puissance du signal reçu se concentre dans son trajet direct et dans la Pos 5 il n'existe pas de trajet direct. Pos 1 et Pos 4 ont la même valeur Std la plus élevée de 0,66 dB. Les mouvements de personnes traversent le chemin Tx-Rx LOS à la Pos 1 pour entrer ou sortir du bureau à côté. La position 4 est affectée par les personnes qui croisent le chemin entre les positions 2 et 3, et entre les positions 3 et 5. Toute personne du laboratoire peut croiser ces chemins en entrant ou en sortant de la pièce et provoque par la suite des changements plus importants de pertes de puissance. De plus, deux groupes de PL très proches pour la Pos 4 peuvent être distingués. Le premier groupe est centré à 86,5 dB et le second à 87,5 dB. Le premier groupe est proche des pertes de puissance mesurées dans le cas statique entre 7h et 7h50 et lorsqu'il n'y a pas beaucoup de mouvement dans la pièce. Le deuxième groupe correspond à une activité

humaine avec une modification de l'environnement, à partir de midi, là où on voit le PL qui augmente lentement vers la fin de la journée. La position 2 a également un Std plus élevé, les mouvements des personnes bloquent le trajet LOS et provoquent des changements plus importants dans les pertes de puissance générant ainsi un Std plus grand de 0,57 dB.

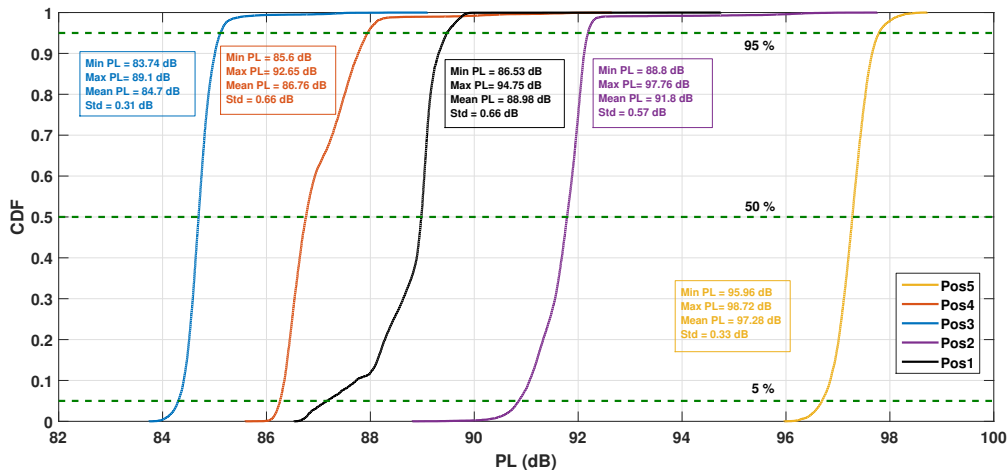


Fig. 4.30. Fonction de distribution cumulative (CDF) des pertes de puissance pour toutes les positions Rx

► CDF

La fonction de distribution cumulative a également été calculée. La figure 4.30 représente le CDF entre un seuil de 5% et 95% avec le minimum, le maximum, le Std et la moyenne des valeurs de PL pour chaque position de réception. Pour Pos 1, $87,16 \text{ dB} \leq \text{PL} \leq 89,49 \text{ dB}$, pour Pos 2, $90,85 \text{ dB} \leq \text{PL} \leq 92,19 \text{ dB}$, pour Pos 3, $84,3 \text{ dB} \leq \text{PL} \leq 85 \text{ dB}$, pour Pos 4, $86,27 \text{ dB} \leq \text{PL} \leq 87,96 \text{ dB}$, pour Pos 5, $96,71 \text{ dB} \leq \text{PL} \leq 97,8 \text{ dB}$.

► Étude comparative entre le canal dynamique à 5,8 GHz et 60 GHz

Dans cette section, à titre indicatif, nous avons voulu comparer nos résultats de mesures dynamiques obtenus à 60 GHz avec ceux obtenus à 5,8 GHz, déjà présentés dans le chapitre 3, dans le même environnement et pour les positions 2, 3 et 4. Le Tableau 4.8 présente l'écart-type pour ces trois positions de réception à 5,8 GHz et à 60 GHz. En comparant les Stds et les PDF, on retrouve globalement des résultats proches, notamment pour la position 2. Pour la Pos 3, on note une valeur de Std plus élevée à 5,8 GHz. En effet, l'examen de la PDF pour Pos 3 (appelée Pos5 dans la figure 3.10), fait apparaître 3 groupes de PL, alors que pour la même position, la PDF à 60 GHz montre un seul groupe de PL. Ceci peut être dû, entre autres, à l'ouverture du diagramme de rayonnement à 5,8 GHz (40°), qui est plus large que celle de l'antenne à 60 GHz. Pour Pos 4, la valeur Std à 60 GHz est légèrement plus élevée qu'à 5,8 GHz. Étant en OLOS, l'énergie reçue arrive par des multi-trajets et à 60 GHz les ondes millimétriques sont très sensibles au masquage, ce qui peut expliquer

cette légère augmentation du Std. En OLOS, les pertes de puissance présentent des variations plus importantes. Nous concluons que les variations de pertes de puissance à 60 GHz sont davantage liées aux types de position (LOS, OLOS), au diagramme de rayonnement des antennes et aux mouvements des personnes.

Tableau 4.8 – L'écart type des pertes de puissance pour Pos 2, Pos 3 et Pos 4 à 5,8 GHz et à 60 GHz

Position	2	3	4
Std à 5,8 GHz	0,53 dB	1,58 dB	0,38 dB
Std à 60 GHz	0,57 dB	0,31 dB	0,66 dB

4.4.2 Deuxième campagne de mesure

4.4.2.1 Objectif

Après avoir étudié l'effet du mouvement des personnes sur les pertes de puissance dans différentes configurations, le but est désormais de refaire le même type de mesure et d'analyse dans le même environnement, mais en modifiant l'emplacement du point d'accès. Par conséquent, une étude comparative entre ces deux emplacements peut être réalisée afin de mieux comprendre l'effet de l'emplacement du point d'accès en gardant les mêmes positions de réception.

4.4.2.2 Scénario de mesure

Le scénario de mesure est le même que dans la première campagne de mesure. Nous avons conservé les mêmes emplacements pour les positions de réception et seulement modifié l'emplacement du point d'accès. Dans cette campagne de mesure, le point d'accès sera noté AP2, tandis qu'il était appelé AP1 dans la première campagne de mesure (Figure 4.31). Les lignes pointillées représentent l'angle d'ouverture en azimut et l'orientation du point d'accès dans chaque emplacement. Dans la figure 4.31, on remarque que dans ce scénario avec AP2 les positions de réception sont toutes en visibilité directe, l'antenne en émission couvrant la grande et la petite surface de cette pièce.

4.4.2.3 Résultats de mesure et discussion

► Path loss

La figure 4.32 présente l'évolution des pertes de puissance en fonction du temps pour les cinq positions Rx, et pour l'emplacement AP2. Globalement, trois types de variations PL peuvent être identifiés. Tout d'abord, des sauts dans le PL moyen sous forme de pas qui peuvent être attribués aux variations de l'environnement (fermeture ou ouverture d'une porte, déplacement de meubles, etc.). Deuxièmement, on constate des variations sous forme d'impulsions très brèves correspondant principalement à l'obstruction de la visibilité directe Tx-Rx (LOS) et provoquées par le mouvement des personnes. Troisièmement,

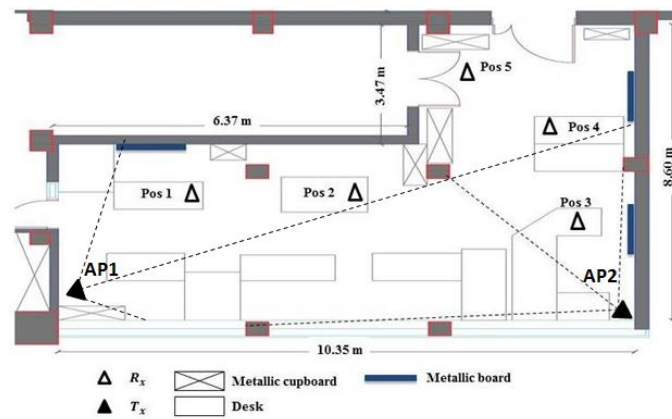


Fig. 4.31. Scénario de mesure avec déplacement de AP1 à AP2

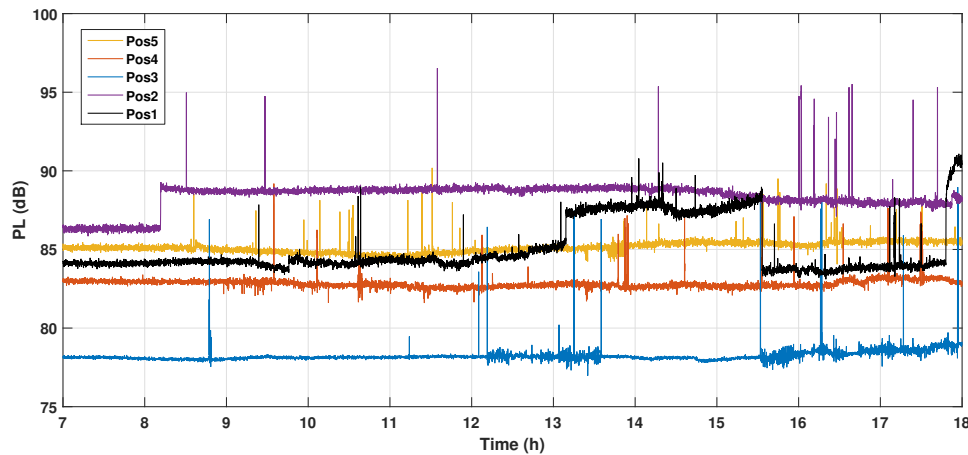


Fig. 4.32. Évolution des pertes de puissance (PL) durant 11 heures (h) de mesures pour cinq positions Rx, ces mesures étant prises sur toute une journée de travail pour chaque position, pour l'emplacement de AP2

on remarque des variations moins importantes sur des périodes spécifiques correspondant à des changements mineurs de l'environnement, tels que ceux dus aux légers mouvements créés par les chercheurs assis à leur bureau.

- Pos 1 est considérée comme la plus éloignée de l'AP2. Elle a un PL moyen d'environ 84,5 dB, sauf entre 13h10 et 15h30 les pertes de puissance augmentent de 3 dB, donc le PL s'élève à 87,5 dB. Cette incrémentation de PL peut être expliquée par un changement dans l'environnement de mesure, c'est-à-dire l'ouverture d'une armoire ou la fermeture d'une porte. Dans le cas d'une personne interceptant le trajet LOS, le PL augmente d'un maximum de 6 dB par rapport à son niveau moyen, et de 3 dB pour la période comprise entre 13h10 et 15h30. Par conséquent, sa valeur la plus élevée est de 90,8 dB.
- Pos 2 présente deux niveaux de PL. La période de 7h à 8h10 est considérée comme une période statique (sans personne) et le PL mesuré est de 86 dB. A 8h10, l'arrivée de quelqu'un modifie l'environnement. L'affaiblissement

sur le trajet augmente jusqu'à 89 dB et se stabilise à ce niveau. Le PL diminue légèrement de 1 dB vers la fin de la journée. En cas d'obstruction du trajet LOS, PL augmente d'un maximum de 7,5 dB par rapport à sa moyenne de 89 dB. Pour les valeurs de PL, on note une différence de 3 dB entre la période de fin de journée et les heures de travail.

- Pos 3 est la plus proche de AP2. Le PL moyen est d'environ 78 dB. Cette position a le PL moyen le plus bas par rapport aux autres positions de réception. En cas de blocage du LOS, le PL augmente au maximum de 10 dB par rapport à sa moyenne.
- Pos 4 a un PL moyen de 83 dB pendant les heures de mesure. Aucune fluctuation n'est observée pendant cette période. Lorsque le trajet LOS est bloqué, PL augmente au maximum de 6 dB.
- Pos 5 présente un PL moyen de 85 dB pendant toute la durée de la mesure. En cas d'obstruction du trajet LOS, PL augmente au maximum de 5 dB, jusqu'à 90 dB.

Pos 3 est la plus affectée par le blocage de trajet Tx-Rx LOS. PL augmente d'environ 10 dB en raison du fait que l'antenne Rx est la plus proche de l'émetteur et de l'écart important en hauteur. Pour les positions de réception moyennes et éloignées telles que Pos 1 et Pos 5, PL augmente au maximum de 6 dB. Comme dans [124], les multi-trajets sont plus significatifs pour les moyennes et grandes distances Tx-Rx.

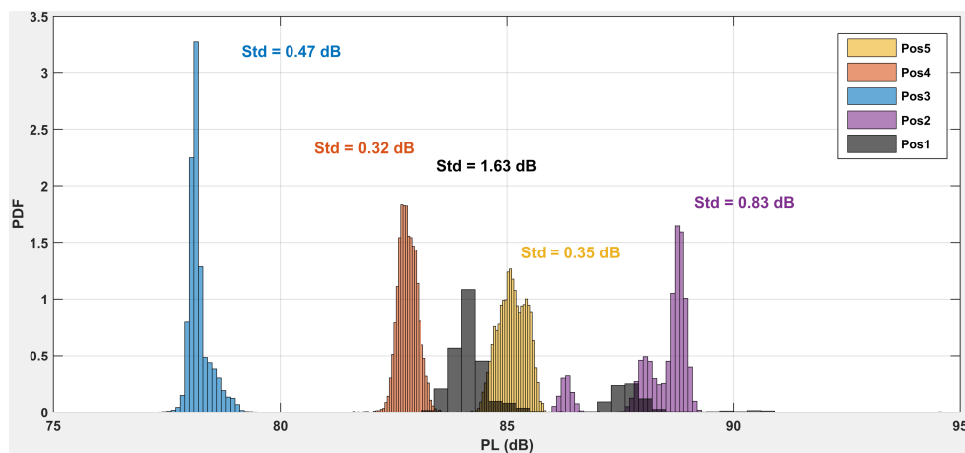


Fig. 4.33. Fonction de densité de probabilité (PDF) des pertes de puissance pour toutes les positions Rx

► PDF

La figure 4.33 présente le PDF de toutes les valeurs de PL mesurées pour chaque position de réception. Les valeurs correspondantes de l'écart-type sont également

indiquées. Les valeurs Std les plus basses correspondant à Pos 4 et Pos 5 sont respectivement de 0,32 dB et 0,35 dB. La liaison Tx-Rx LOS pour Pos 4 est bloquée uniquement par les mouvements qui croisent le chemin entre Pos 3 et Pos 4. Pour Pos 5, la liaison LOS est bloquée lorsque des personnes entrent ou sortent de la pièce, croisant ainsi le chemin entre Pos 5 et AP2. Pour ces raisons, Pos 4 et Pos 5 présentent des variations moindres par rapport aux autres positions Rx, car les gens franchissent moins leur ligne de visibilité directe (LOS). Sinon, Pos 1 a le Std le plus élevé de 1,63 dB, en raison des grandes variations causées par les mouvements des personnes qui traversent le Tx-Rx LOS à la Pos 1 plus que pour les autres positions. Dans ce cas, il existe deux groupes de PL espacés de 4 dB. Le premier groupe est centré à 84 dB et le second à 88 dB. Ces deux groupes de PL reflètent l'évolution du PL moyen avant et après un changement d'environnement (fermeture/ouverture d'une porte, déménagement de meubles, etc.). Ce changement apparaît entre 13h10 et 15h30. Pos 2 a un Std de 0,83 dB. On note la présence de trois groupes de PL. Le premier groupe est centré à 86 dB, le second à 87,5 dB et le troisième à 89 dB. Ces trois groupes représentent trois périodes de variations. Le premier correspond au moment où il n'y a personne dans le laboratoire (la période avant 8h20). Le deuxième groupe correspond à la période où il y a un changement dans l'environnement (entre 8h20 et 15h00) et le troisième groupe apparaît à la période où le PL commence à diminuer de 15h00 à 18h00. Pos 3 a un Std de 0,47 dB. Le lien LOS n'est bloqué que lorsque la personne placée à proximité de cette position veut se rasseoir ou quitter son bureau.

Tableau 4.9 – Les pertes de puissance pour toutes les positions de réception relatives à AP1 et AP2

Position	1	2	3	4	5
PL(dB) avec AP1	LOS 87,16-89,49	LOS 90,85-92,19	LOS 84,3-85	OLOS 86,27-87,96	NLOS 96,71-97,8
PL(dB) avec AP2	LOS 83,66-88	LOS 86,32-89	LOS 77,94-78,71	LOS 82,47-83,17	LOS 84,6-85,6

► CDF

La fonction de distribution cumulative est donnée sur la figure 4.34. À partir de cette figure, nous obtenons pour chaque position Rx la plage de PL pour $5\% \leq \text{CDF} \leq 95\%$. Sur la base du CDF, le Tableau 4.9 montre la plage PL par rapport à AP1 et AP2. Les valeurs de PL sont inférieures si AP2 est utilisé, car toutes les positions Rx sont en LOS. Pos 1 est la plus proche de AP1 et la plus éloignée de AP2. Pos 1 présente moins de pertes de puissance dans le cas de AP2 qu'avec AP1, en raison des trajets multiples qui sont plus importants aux positions les plus éloignées qu'aux positions proches de l'émetteur. Ainsi, les pertes de puissance en Pos 1 sont inférieures à celles en Pos 2 dans le cas de AP2. Ces résultats de mesure sont spécifiques à cet environnement de bureau en forme de L. On peut s'attendre à ce que des mesures identiques effectuées dans d'autres types/formes de pièces ne conduisent pas forcément aux mêmes résultats de PL. Cependant, les phénomènes

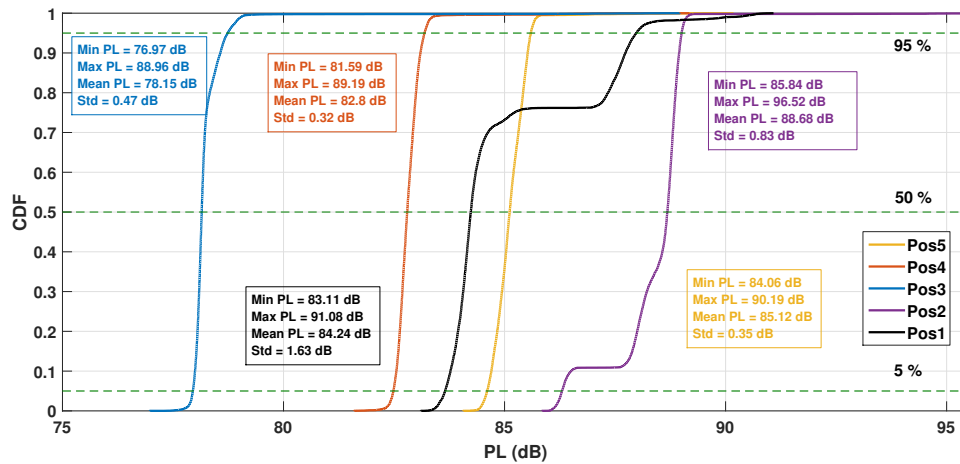


Fig. 4.34. Fonction de distribution cumulative (CDF) des pertes de puissance pour toutes les positions Rx

étudiés avec un type d'antenne donné et agissant sur le PL restent les mêmes, à savoir la localisation du point d'accès, l'effet du mouvement de personnes notamment au voisinage de Tx et Rx, ainsi que les changements structurels dans l'environnement.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des mesures réalisées dans différents types d'environnement indoor afin de caractériser et de modéliser le canal de propagation à 60 GHz.

Premièrement dans un couloir, nous avons modélisé les pertes de puissance en fonction de la distance, en considérant l'influence du nombre de positions, de l'effet d'une obstruction et de la position du récepteur. De plus, l'influence de différents types d'antennes sur les caractéristiques des pertes de puissance a été étudiée en utilisant 3 combinaisons d'antennes. Nous avons montré que pour les antennes à large ouverture, l'effet des ondes guidées est plus significatif qu'avec des antennes à ouverture plus étroite. Le modèle de perte de puissance était plus précis en utilisant des antennes à ouverture étroite.

Deuxièmement, des mesures angulaires ont été réalisées dans une salle de réunion afin d'étudier l'influence de deux points d'accès en fonction de leur emplacement et du type d'antennes. Les résultats de mesure montrent qu'il vaut mieux placer le point d'accès en utilisant une antenne omnidirectionnelle au centre de la table plutôt que de le placer dans un coin de la pièce, même avec une antenne sectorielle. En effet, la première position permet de réduire l'effet d'ombrage qui peut être causé par d'éventuelles obstructions humaines. Dans les deux cas, l'apparition de quelques réflexions importantes peut être exploitée par formation de faisceau lorsque le trajet direct est obstrué.

Troisièmement, deux types de mesures ont été réalisés dans une salle open-space de type bureau. D'abord dans un canal statique, où l'objectif était d'évaluer l'apport de la diversité angulaire offerte par les trajets multiples, en cas de blocage du trajet direct. Les résultats obtenus permettent de calculer différents paramètres du

canal tels que les pertes de puissance, l'écart-type des retards RMS et la bande de cohérence. Les mesures menées dans l'open-space dans le cas d'un canal dynamique, ont donné lieu à deux communications internationales [126] et [127].

Ces résultats permettent de mieux définir la couverture radioélectrique des points d'accès du réseau et d'optimiser le déploiement de ce type de réseaux en indoor.

Comparaisons entre mesure et simulation du canal à 60 GHz

5.1 Introduction

EN raison de la complexité du matériel, du temps de mesure particulièrement long et des coûts élevés des équipements opérant à des fréquences millimétriques, l'approche par simulation est une solution facile et préférable pour caractériser le canal de propagation dans la bande millimétrique. Une modélisation précise du canal nécessite des informations sur les propriétés physiques des objets présents dans l'environnement ainsi qu'un plan géométrique détaillé de celui-ci. Ces données ont un impact significatif sur les performances des approches par tracé de rayon (RT). Après avoir mis en oeuvre plusieurs campagnes de mesures dans différents types d'environnements indoor et en utilisant différents types d'antennes à 60 GHz, ce dernier chapitre est consacré aux travaux de simulation du canal de propagation à l'aide de deux logiciels. La première partie de ce chapitre portera sur la caractérisation des canaux de propagation et la validation des simulations par tracé de rayons avec les mesures à 60 GHz dans un environnement de type bureau, en utilisant MATLAB comme logiciel de simulation. Les simulations ont été fournies par l'équipe de l'Université d'Alto en Finlande, afin de voir s'il y a concordance avec nos résultats de mesure. La deuxième partie de ce chapitre se concentre sur une comparaison entre canal mesuré et canal simulé en utilisant un logiciel du commerce, WinProp [128].

5.2 Les modèles de propagation déterministes

Dans un modèle déterministe, les paramètres du canal et du signal sont déterminés pour chaque emplacement dans l'environnement. Les résultats les plus précis seraient obtenus en résolvant les équations de Maxwell. Cependant, une telle tâche est effectivement impossible même avec des ordinateurs à grande vitesse en raison de la complexité de la spécification des conditions aux limites [129]. Les modèles déterministes de propagation en indoor utilisent généralement les techniques de tracé/lancer de rayons [129], la méthode des Différences Finies dans le Domaine

Temporel (FDTD) [130], le modèle de trajet dominant (DPM) [131] ou la technique d'intégration finie [132].

5.2.1 Techniques de tracé et de lancer de rayons

La modélisation déterministe en 3D de la propagation des ondes dans les microcellules est devenue une technique largement utilisée. Les performances de calcul de ces modèles dépendent fortement des algorithmes utilisés pour trouver les trajets entre un émetteur et un récepteur. Le tracé de rayon et le lancement des rayons sont étudiés comme étant deux techniques dominantes utilisées dans le domaine fréquentiel à bande étroite [133], [134].

- L'algorithme de tracé de rayons recherche des trajets de rayons valides entre une antenne d'émission et une antenne de réception. C'est essentiellement un algorithme point à point. Pour cela, le tracé de rayons offre une grande flexibilité dans la sélection des emplacements des récepteurs et des trajectoires de rayons à prendre en compte. L'émetteur et le récepteur sont tous deux considérés comme des points sources. Les premiers modèles de traçage de rayons ont adopté l'optique géométrique et ne considéraient que la réflexion et la réfraction mais plus tard, l'effet de la diffraction a été inclus, améliorant ainsi la prédiction des paramètres de propagation. Toutefois, le temps de calcul augmente linéairement avec le nombre de points de réception dans la zone de prédiction et augmente exponentiellement avec le nombre d'interactions considérées (figure 5.1).

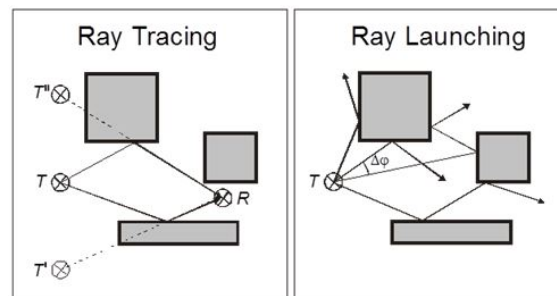


Fig. 5.1. Principe des modèles à base de tracé et lancer de rayons [128]

- Dans l'approche de lancement de rayons, les rayons sont lancés depuis l'émetteur dans toutes les directions avec un incrément angulaire constant. Cette incrémentation d'angle constante signifie que certaines surfaces, telles que les coins, peuvent ne pas être touchées. De plus, même si l'angle incrémentiel était faible, plus le récepteur est éloigné de l'émetteur, plus la probabilité d'une erreur de détection est importante. Le lancement de rayons est essentiellement un algorithme orienté pour des zones et donc peu adapté à la prédiction point à point. Ainsi, le lancement de rayons pourrait négliger un mur s'il est très fin et situé entre deux rayons. Le temps de calcul est presque indépendant du nombre d'emplacements de réception, il dépend de la dimension de la zone de prédiction. Le temps de calcul montre une dépendance linéaire avec le nombre d'interactions considéré (figure 5.1) [133], [134].

Un moyen possible pour réduire le temps de calcul du tracé de rayon est d'utiliser la technique de tracé de rayon intelligent (IRT) [135]. En utilisant le tracé de rayons générique de base (GRT), il a été observé que tout en recevant un grand nombre de rayons, la majeure partie de l'énergie est fournie par un petit nombre de rayons. En utilisant l'IRT, le temps de prédiction est bien inférieur au GRT, bien que les résultats soient moins précis. L'IRT a été proposée comme une modification de la technique de lancement de rayons [136]. L'environnement étudié est divisé en un grand nombre de cubes qui prennent en compte la nature spécifique de l'environnement comme les murs, le sol et le toit. Les trajets directs sont déterminés d'après les cubes en LOS avec l'émetteur, les cubes secondaires sont considérés pour la réflexion et la diffraction ; la méthode est responsable du comptage du nombre de diffractions verticales (provenant du toit), et de celles horizontales jusqu'à ce qu'elles tombent en dessous d'un certain seuil [137].

Lorsqu'on travaille avec des longueurs d'onde ayant des dimensions inférieures à celles des obstacles environnants, les ondes électromagnétiques peuvent être approchées par des rayons, en appliquant les lois de l'optique. Par la suite, pour les simulations effectuées avec WinProp, nous avons choisi d'utiliser le tracé de rayons, étant donné que nous travaillons dans la bande millimétrique et que les liaisons Tx-Rx se font dans une seule pièce de dimensions moyennes. A priori, les mécanismes de réflexion, de diffraction et de diffusion doivent être pris en compte. Cependant, en se basant sur nos mesures dans le chapitre 4, on a pu constater qu'à 60 GHz, compte tenu des fortes pertes de puissance, le nombre de trajets significatifs était souvent réduit. Dans ces conditions, il est raisonnable de limiter les simulations à une seule réflexion et une seule diffraction. Différentes approches pour une meilleure résolution avec le lancement de rayons ont été présentées ces dernières années, mais le tracé de rayons a toujours gardé l'inconvénient d'une résolution variable en fonction de la distance de l'émetteur. Le seul avantage du lancement de rayon est le temps de calcul plus court par rapport aux algorithmes de tracé de rayon standards [133], [138].

5.2.2 Méthode FDTD (Finite difference time domain method)

C'est une méthode temporelle de calcul proposée pour résoudre les équations de Maxwell, fournissant la solution pour estimer les paramètres du signal, pour construire un modèle déterministe pour l'environnement indoor [130]. L'idée principale est de remplacer les dérivées appliquées aux équations de Maxwell par des approximations aux différences finies qui peuvent être évaluées à chaque point de l'espace et du temps [134]. La taille de la grille doit capturer les changements dans le champ électromagnétique, par conséquent, la taille incrémentielle dans toutes les dimensions ($\Delta x, \Delta y, \Delta z$) doit être bien inférieure à une longueur d'onde. L'incrément différentiel de temps (Δt) joue un rôle majeur dans la détermination du temps de calcul nécessaire. FDTD est un outil très puissant par rapport à d'autres méthodes numériques telles que la méthode des éléments finis FEM [139]. La méthode FDTD peut être utilisée pour prédire et optimiser le déploiement des points d'accès et des répéteurs lors de l'installation d'un réseau radio mobile [140].

Une autre technique peut être appliquée, c'est le MR-FDPF (Multi-Resolution Frequency Domain Parflow). C'est une technique similaire à la méthode FDTD, mais elle est menée dans le domaine fréquentiel [136]. Elle est moins complexe que la FDTD car elle résout les équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel. Elle se fait en deux étapes : l'étape de prétraitement (qui se fait une fois car elle dépend uniquement du scénario), et l'étape de propagation qui traite des conditions aux limites.

En comparant la FDTD aux techniques de tracé et de lancer de rayons, on peut constater :

Tableau 5.1 – Comparaison entre la méthode de tracé/lancer de rayon et la FDTD [134], [138]

	Tracé/lancer de rayons	FDTD
Caractéristiques	Techniques fréquentielles Bande étroite	Technique temporelle Large bande
Avantages	La simulation peut être divisée en parties Temps de calcul plus court que la FDTD	Programmation simple
Désavantages	La programmation est compliquée Dans des géométries complexes, de nombreux rayons peuvent ne pas être tracés Pour des basses fréquences de nombreux objets peuvent être plus petits que la longueur d'onde et par la suite la théorie de la diffraction n'est plus applicable	Temps de calcul important Nécessité d'une grande mémoire

Les techniques hybrides qui combinent la FDTD et le lancement de rayons peuvent réduire le temps de calcul et augmentent la précision de la prédiction. Ceci se fait par la division de l'environnement en deux grandes catégories : les lieux présentant des irrégularités sont étudiés par la méthode FDTD, qui a de meilleures performances dans ce type de cas. Les petits objets sont traités comme des diffuseurs, dans ce cas, la FDTD est appliquée pour obtenir les coefficients de diffusion qui seront utilisés par les techniques de rayons-optiques. La technique hybride a été revendiquée comme étant utile en particulier pour les murs non homogènes [141] [142]. D'autres techniques hybrides sont utilisées dans [143] permettant de comparer les paramètres statistiques du canal issus de mesures aux résultats de simulation dans des situations en LOS et en NLOS.

5.2.3 Modèle du trajet dominant (DPM)

L'approche du modèle de trajet dominant (DPM) est similaire à la méthode de Motley et Keenan, mais au lieu de considérer le trajet direct entre un émetteur et un récepteur, les rayons dominants sont considérés à la place [144]. Dans les scénarios d'intérieur, il existe de nombreux rayons possibles entre un émetteur et un récepteur. Le calcul de tous ces rayons demande un temps important. D'autre part, ces rayons ne sont pas invariants dans le temps et dépendent de la précision de la base de données de l'environnement. Donc, ce modèle considère les rayons principaux qui contribuent à la plupart de l'énergie reçue. Par la suite, l'utilisation de ce modèle réduira l'exigence d'avoir un environnement simulé finement détaillé ; il réduit également le temps de calcul car il considère moins de rayons. La figure 5.2

illustre les principales idées du modèle de Motley-Keenan, du modèle de tracé de rayons et du DPM.

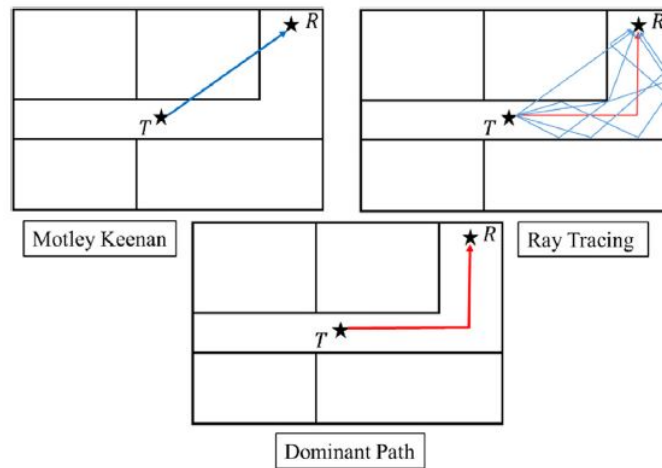


Fig. 5.2. La différence entre le modèle de Motley-Keenan, tracé de rayons et DPM [138]

Une comparaison des trois modèles de propagation *tracé de rayons*, *Motley-Keenan* et *DPM* en terme d'écart-type des modèles de prédiction par rapport aux mesures dans [131] montre que le DPM présente de meilleures performances par rapport aux autres modèles de prédiction.

5.2.4 Technique d'intégration finie (FIT)

C'est une technique de discrétisation en temps et en fréquence des équations de Maxwell sous forme intégrale. Cette technique est considérée comme opposée à la technique de la FDTD. Elle consiste à convertir le problème des bordures ouvertes en un problème borné par une méthode de calcul consistant à quadriller en un petit maillage. Les grilles sont catégorisées en deux maillages orthogonaux où les discrétisations spatiales des équations de Maxwell sont appliquées [145][146] [138].

5.3 Détermination des trajets dans une seule pièce

Il existe deux cas différents pour la détermination du trajet dominant entre un émetteur et un récepteur situés dans une même pièce :

- ▶ En visibilité directe (LOS)
- ▶ En non-visibilité (NLOS)

Dans le premier cas (LOS), la détermination du trajet dominant correspond au rayon direct reliant l'émetteur et le récepteur. Dans le second cas (NLOS), la situation est plus compliquée. En premier lieu, tous les coins de la pièce se voient attribuer un numéro et sont disposés en deux listes, l'une contenant tous les angles convexes et la seconde l'ensemble des angles concaves en se référant aux angles de l'intérieur de la

pièce. Les angles concaves ne sont pas utilisés pour déterminer la trajectoire. Ainsi, la trajectoire entre les deux points doit passer par des angles convexes différents (au moins un angle convexe). Deux arbres sont nécessaires, un pour l'émetteur et un pour le récepteur (figure 5.3). S'il y a une ligne de visée entre l'émetteur (récepteur) et un coin convexe, ce coin est placé dans la première couche de l'arbre. Ainsi, on remarque qu'il y a une ligne de visée entre Tx et l'angle convexe 2, 5 et 9. Pour le récepteur Rx, il y a une ligne de visée avec l'angle convexe 9. La deuxième couche se compose de tous les coins convexes qui sont visibles (par une ligne de visée) depuis les coins de la première couche.

Par la suite, la détermination du trajet peut être facilement déterminée car il suffit de comparer les arbres pour l'émetteur et le récepteur. Si le même numéro du coin (angle) est rencontré sur la première couche dans les deux arbres, le trajet passe par ce coin (par exemple, le coin 9 en rouge sur la figure 5.3). S'il y a des nombres différents, la deuxième couche dans les deux arbres doit être comparée à la première couche, et si le même nombre est rencontré ici, alors le trajet mène par ce coin et le coin correspondant dans la première couche. Si aucun chemin n'est trouvé à ce niveau, les coins des deuxièmes couches des deux arbres sont comparés. Ceci est fait jusqu'à ce que l'on rencontre le même nombre dans les deux arbres.

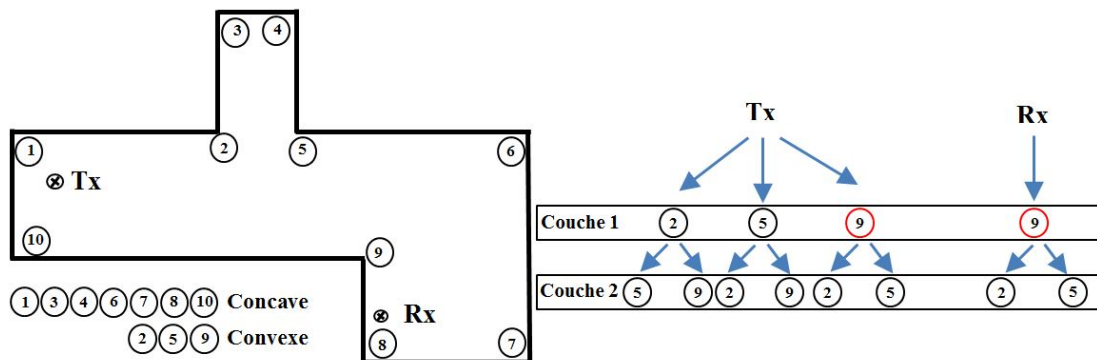


Fig. 5.3. Détermination du trajet dominant dans une pièce [128]

5.4 Description des étapes de simulation

Afin de pouvoir caractériser le canal de propagation entre un émetteur et un récepteur par tracé de rayons ou bien par lancer de rayons, le simulateur doit prendre en compte plusieurs données nécessaires pour aboutir à des réponses rigoureuses. Ces données sont les suivantes :

- ▶ Le simulateur doit avoir la possibilité de décrire la géométrie de l'environnement (indoor ou bien outdoor) et de l'ensemble du mobilier dans le cas d'environnements indoor. Le degré de précision des simulations dépend des détails fournis lors de la description de l'environnement
- ▶ Les propriétés électriques de tous les matériaux présents et constituant la géométrie de l'environnement

- ▶ Définir tous les paramètres relatifs aux antennes, comme la hauteur, la polarisation, le diagramme de rayonnement et l'orientation

- ▶ Définir la fréquence de travail et le nombre d'interactions maximales voulues (diffraction, réflexion, transmission)

En se basant sur ces informations, le simulateur s'appuie sur différentes lois comme l'Optique Géométrique (OG), la théorie des images (IT) et la Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD) pour tracer les trajets directs avec les interactions. En sortie, le simulateur fournit différentes informations concernant le canal de propagation telles que la puissance reçue, la réponse impulsionnelle et les directions des angles de départ et d'arrivée. En plus, une couverture en 2D et 3D du champs peut être fournie par ces simulateurs. Le temps de simulation dépend de la géométrie de l'environnement, du nombre d'antennes et d'interactions et de la précision du modèle voulue. Finalement, c'est un compromis entre précision du modèle et temps de calcul.

5.5 Travaux réalisés par tracé de rayons à 60 GHz

Les modèles de canaux déterministes, comme les modèles de tracé de rayons, sont capables de caractériser correctement les phénomènes de propagation entre un émetteur et un récepteur [147]-[151]. Les méthodes de tracé de rayons sont généralement implémentées dans des simulateurs 3D de propagation des ondes électromagnétiques. Dans la littérature, des approches bien connues de RT et de lancement de rayons sont disponibles pour analyser le canal radio. Dans [152], les auteurs ont modélisé le canal indoor à 60 GHz par la méthode Shooting and Bouncing Rays (SBR) et ont comparé les propriétés à petite échelle du canal avec les mesures effectuées à l'aide d'un réseau virtuel uniforme pour les emplacements LOS et NLOS. Dans [153], les auteurs ont appliqué la méthode SBR pour caractériser le canal MIMO. L'affaiblissement sur le trajet et l'écart-type des retards ont été comparés aux résultats de mesure pour des canaux à bande étroite et large et ont montré une adéquation. Dans [154], les auteurs ont évalué la précision de la simulation en comparant différentes propriétés du canal telles que les pertes de trajet, l'écart-type des retards, le profil de retard de puissance (PDP) et les caractéristiques d'évanouissement spatial, avec les mesures. Alors que dans [155], les auteurs ont exploré le comportement du canal de propagation à quatre fréquences, à savoir 28, 39, 60 et 73 GHz, en utilisant un logiciel RT. Dans [156], les auteurs ont examiné l'influence de la géométrie de l'environnement sur le phénomène de clustering à 60 GHz, toujours en appliquant un outil RT. Les scénarios LOS et NLOS ont été étudiés dans des environnements résidentiels et de bureaux, respectivement. En outre, les auteurs ont utilisé une antenne réceptrice directionnelle pour fournir la distribution de la puissance angulaire pour différentes ouvertures de l'antenne d'émission.

5.6 Caractérisation des canaux de propagation et validation des simulations par tracé de rayons avec des mesures à 60 GHz

5.6.1 Objectif

L'objectif principal du travail décrit dans cette section est de comparer et de valider les résultats de simulation acquis à partir d'un outil de tracé de rayons, développé en interne à l'Université d'Alto, avec les mesures effectuées dans l'open-space à 60 GHz, évoquées dans le chapitre 4. D'autre part, il s'agit de déterminer l'efficacité des simulations pour prédire différentes caractéristiques du canal à 60 GHz dans un environnement de type bureau. Les caractéristiques du canal prises en compte pour l'analyse sont les pertes de puissance, la puissance angulaire reçue (PAS) et l'écart-type des retards.

5.6.2 Méthodologie de la simulation

Le scénario de simulation a été émulé à l'aide d'un outil de tracé de rayons en 3D. La technique de tracé de rayons appliquée est utile pour simuler la réponse du canal à des fréquences plus élevées, c'est-à-dire à 60 GHz, et a été développée par l'équipe de l'Université d'Alto en utilisant MATLAB. L'outil de tracé de rayons construit, utilise la théorie des images pour trouver les trajets de propagation entre l'émetteur et le récepteur. L'implémentation de tracé de rayons est présentée dans [147]. Cet outil permet de trouver les trajets de propagation avec le nombre fini d'interactions, c'est-à-dire les réflexions et la diffraction avec le trajet LOS entre le Tx et le Rx. Les réflexions et les diffractions observées émergent des murs, du sol, du plafond et de différents obstacles dans la pièce. En raison des pertes de pénétration/transmission élevées à 60 GHz, les trajets traversant les obstacles n'ont pas été pris en compte dans la simulation. Différents trajets de propagation ont été trouvés en utilisant les techniques d'optiques des rayons, la géométrie de l'environnement et la localisation du Tx et du Rx. Le signal reçu à n'importe quel endroit est le résultat de la combinaison de différents trajets de propagation individuels. En raison des pertes considérablement élevées à 60 GHz, à chaque point d'interaction il a été considéré de ne conserver que les trajets avec deux réflexions et une diffraction au maximum.

5.6.3 Scénario de simulation

Le plan de la salle en forme de L a été créé par l'équipe de l'Université d'Alto sous MATLAB comme indiqué sur la figure 5.4. Nous notons qu'il est difficile de créer un environnement de bureau parfait, comprenant tous les meubles et tout autre objet en utilisant MATLAB. Pourtant, pour le modèle réaliste de l'environnement complexe, certains niveaux de détails sont nécessaires pour le RT, bien que la charge de calcul augmente avec le nombre accru de détails du modèle d'environnement. Pour simplifier l'étude, une pièce en forme L de mêmes dimensions que la figure 4.19 sans bureau, pc, porte en bois et autre meuble, a été créée. Cependant, les panneaux

métalliques, les armoires métalliques et les piliers de la pièce ont été pris en compte. Il y avait des fenêtres en verre d'un côté de la pièce, et par conséquent, un mur de la pièce a été recréé avec des fenêtres en verre tandis que d'autres murs étaient reconstitués en placoplâtre. Les propriétés électriques des matériaux ont également été prises en compte dans les simulations. La position du Tx et les neuf emplacements de Rx sont marqués respectivement par un cercle rouge et des triangles noirs. Aussi bien en mesure qu'en simulation, l'impact des antennes utilisées en Tx et Rx est pris en compte à travers leur diagramme de rayonnement fourni par le fabricant (figure 5.5). Pour acquérir un spectre angulaire de puissance lisse à chaque emplacement Rx, nous avons fait pivoter l'antenne Rx avec un pas de 1° dans le plan azimutal sur 360° et la puissance reçue a été calculée à chaque pas angulaire pour créer le diagramme de puissance angulaire.

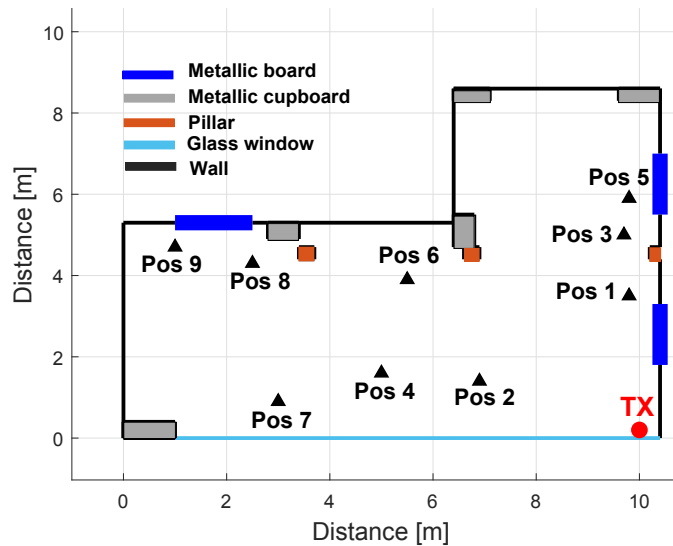


Fig. 5.4. Plan de la salle avec l'emplacement de Tx et de Rx pour les simulations

5.6.4 Résultats de simulation et discussion

► Path loss

Nous fournissons une comparaison entre les résultats de mesures figurant dans le chapitre 4 et les résultats de simulation en considérant trois caractéristiques, à savoir les pertes de puissance (PL), le diagramme angulaire de puissance reçue et l'écart-type des retards. Ces paramètres de canal sont extraits à la fois pour la DO et la BIO. Nous rappelons par DO que nous nous référons à une situation où l'antenne Rx est orientée vers l'antenne Tx (Direct Orientation). Alors que la BIO (Best Indirect Orientation) se réfère à la situation où l'antenne Rx est orientée vers le trajet réfléchi/diffracté le plus fort dans le plan azimutal, comme définie dans le chapitre 4. Les informations sur BIO sont utiles afin de quantifier le niveau des trajets indirects par rapport au direct. Elles sont utiles pour l'application d'antennes à faisceau adaptatif en cas de LOS obstrué. Par conséquent, nous avons fourni les résultats de mesure et de simulation en DO et en BIO des neuf positions Rx.

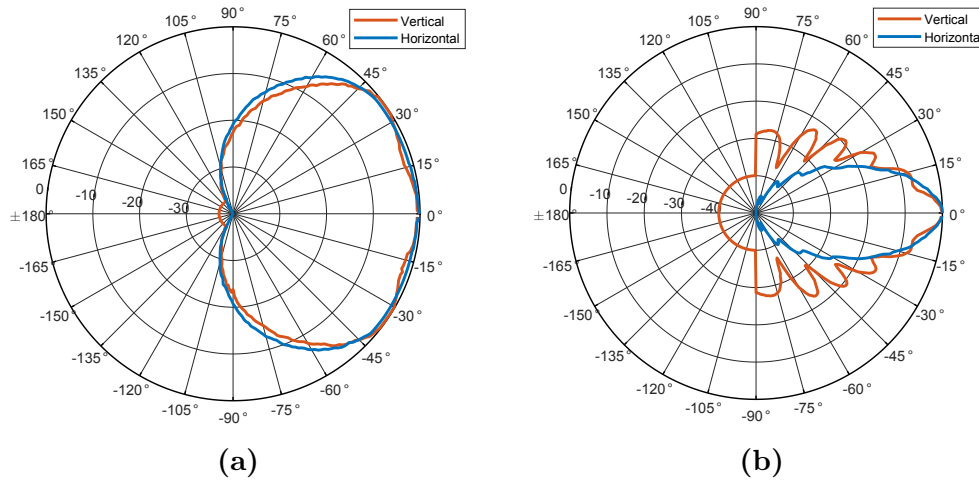


Fig. 5.5. Diagramme de rayonnement de l’antenne d’émission de 100° en plan vertical et horizontal (a) et l’antenne directive en réception 10° et 13° en plan vertical et horizontal (b)

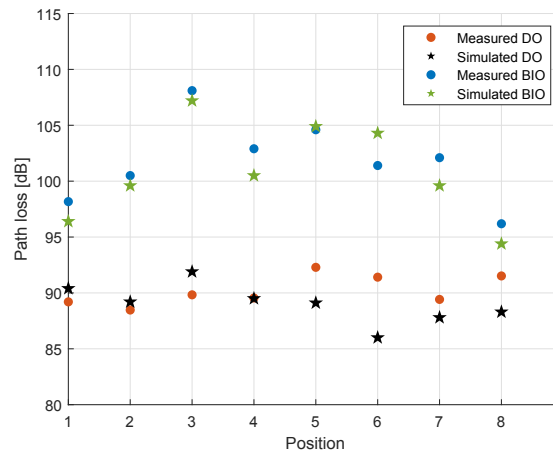


Fig. 5.6. Pertes de puissance mesurées et simulées pour les orientations directe et meilleure indirecte, pour différents emplacements du récepteur

La figure 5.6 montre les pertes de puissance mesurées et simulées (en éliminant l’effet des d’antennes Tx et Rx) en DO et en BIO aux neuf emplacements Rx, numérotés du plus proche au plus éloigné par rapport à Tx. Globalement, nous remarquons qu’il existe une bonne concordance entre les pertes de puissance mesurées et simulées à la fois pour DO et BIO. L’écart moyen entre les valeurs obtenues par mesure et celles obtenues par simulation est d’environ 2,78 dB et 1,78 dB en cas de DO et BIO, respectivement. Nous notons qu’il y a un écart important en Pos 6, mais pour les autres positions les écarts sont relativement faibles.

On peut en conclure, à partir des résultats montrés dans la figure 5.6, qu’il existe un fort trajet réfléchi ou diffracté en Pos 1, et en particulier en Pos 8 et Pos 9, où il y a une petite différence entre les pertes de puissance en DO et en BIO. Par conséquent, à ces positions, en cas de LOS obstrué, les antennes adaptatives peuvent diriger le faisceau dans la direction de la BIO. Ceci permet de maintenir un bon niveau de

réception, ce qui est une condition nécessaire (mais pas suffisante) pour une bonne QoS. La différence minimale entre les pertes de puissance mesurées en DO et en BIO est obtenue en Pos 9 (la plus éloignée de Tx) où elle est de 3,18 dB tandis que les résultats par simulation montrent une différence de 6,9 dB. La plus grande différence entre les pertes de puissance DO et BIO mesurées est de 18,27 dB en Pos 3, tandis que par simulation elle est de 15,3 dB.

► **Diagramme de puissance angulaire**

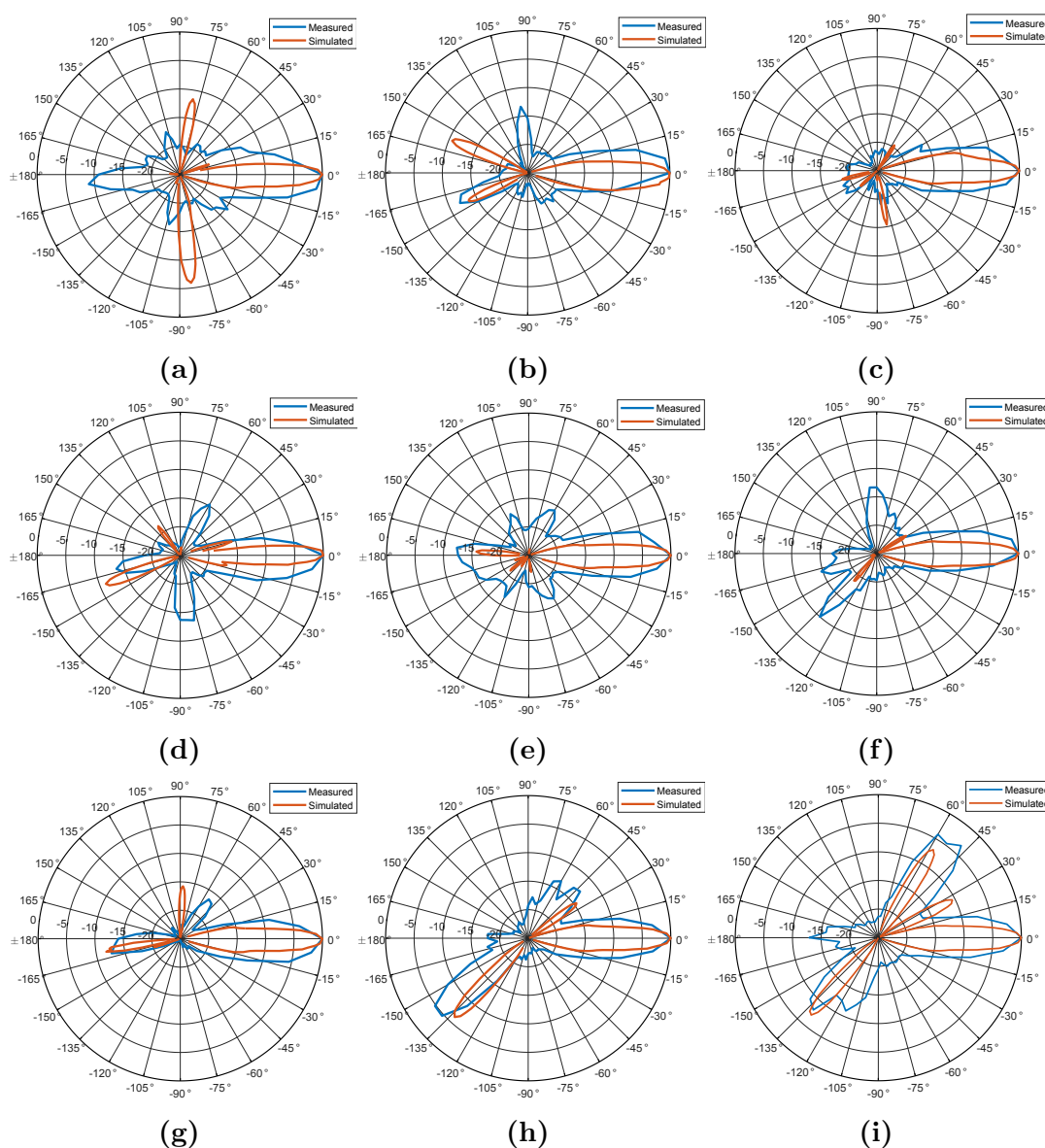


Fig. 5.7. Spectre angulaire de puissance simulé et mesuré pour différentes positions : Pos 1 (a), Pos 2 (b), Pos 3 (c), Pos 4 (d), Pos 5 (e), Pos 6 (f), Pos 7 (g), Pos 8 (h) et Pos 9 (i)

La figure 5.7 (a)-(i) montre le diagramme de la puissance angulaire normalisée (en dB), obtenu par mesure et par simulation pour les neuf emplacements Rx. On note

que 0° correspond à la DO. La puissance angulaire reçue est normalisée par rapport à la puissance reçue la plus élevée, c'est-à-dire par rapport à la DO. Nous soulignons l'existence d'un trajet principal dans la DO. Dans les simulations, l'ouverture du lobe dans la DO est plus petite que dans les mesures. Cette différence peut être due au fait que le diagramme de rayonnement de l'antenne considéré pour la simulation est celui fourni par le constructeur et non celui de l'antenne effectivement utilisée lors des mesures. De plus, l'effet du support d'antenne doit être pris en compte. Pour la BIO, nous trouvons que l'angle d'arrivée correspond aux mesures, comme en Pos 5, 6, 7 et 9. Aussi pour Pos 2, 3, 4 et 8, un accord général est observé décalé de $\pm 6^\circ$.

En Pos 1, le résultat de la mesure montre un fort trajet indirect venant de l'arrière. Cependant, la simulation ne parvient pas à retrouver ce trajet. Une telle trajectoire peut être due à la présence de quelques autres objets placés à l'arrière de la Pos 1, créant cette réflexion. Comme nous n'avons pas modélisé tous les objets à proximité et appliqué beaucoup de simplifications dans les simulations, ce trajet fort en orientation indirecte n'a pas été pris en compte. Le deuxième trajet fort dans l'orientation indirecte est absent aussi, ou mal capté, et présente un décalage par rapport à celui apparu dans les mesures. Néanmoins, comme déjà évoqué dans le chapitre 4, les réflexions à des positions de réception proches de l'émetteur ne seront généralement pas significatives et par la suite ne seront pas forcément détectées.

Dans toutes les positions de réception, il existe un trajet modérément fort autre que le meilleur trajet indirect en raison de la réflexion/diffraction des objets proches, comme le montrent les résultats de mesure. Mais il n'a pas été capturé par les simulations ou bien il est capturé mais très décalé par rapport aux angles d'arrivée détectés, comme dans les positions 2 et 7. Dans le cas de Pos 3, les résultats de simulation et de mesure montrent qu'il n'y a pas de trajets indirects assez remarquables. Par conséquent, dans le cas d'obstruction du trajet LOS, on risque d'avoir une liaison interrompue.

Malgré ces petits défauts, le simulateur par tracé de rayons se révèle être un bon outil pour modéliser le canal indoor à 60 GHz. D'après les résultats du PAS, on peut dire que les simulations de TR fournissent d'assez bonnes informations sur le trajet direct et le meilleur trajet indirect du canal, à l'exception de la position proche du récepteur et des informations moins réfléchies pour d'autres trajets multiples, en particulier en cas d'absence de trajets réfléchis par des objets à proximité.

► L'écart-type des retards τ_{RMS}

Enfin, les résultats de l'écart-type des retards τ_{RMS} sont présentés dans le Tableau 5.2. Nous avons trouvé une différence significative entre l'écart-type des retards RMS mesurés et simulés dans la DO en Pos 1, Pos 4 et Pos 7. Dans la DO, la contribution majeure de la puissance totale reçue provient du trajet LOS et puis des autres trajets avec un très faible retard. Pour la BIO, les résultats de la simulation montrent un τ_{RMS} inférieur par rapport aux mesures. L'écart type des retards mesurés rapportés s'étend jusqu'à 12,7 ns pour Pos 2, et la valeur de l'écart-type des retards varie considérablement pour différents emplacements. Il y a un désaccord significatif entre les valeurs de retard mesurées et simulées, sauf pour les Pos 6, 8 et 9. Dans les résultats de mesure, cela montre que dans la BIO, il y a plusieurs trajets

avec une puissance adéquate, et ces trajets arrivent au récepteur avec des retards assez importants alors qu'en simulation, les retards sont plus faibles. De plus, dans la simulation, nous n'avons pas pris en compte les phénomènes de diffusion ce qui réduit la quantité de trajets faibles (plus longs) et ont un impact sur l'écart-type des retards. Ces résultats ont donné lieu à une communication internationale [157].

Tableau 5.2 – Résultats de l'écart-type des retards RMS

$\tau_{RMS[ns]}$	Mesurés	Simulés	Mesurés	Simulés
	DO	DO	BIO	BIO
Pos 1	3,31	0,58	4,51	0,33
Pos 2	0,31	0,57	12,70	1,34
Pos 3	0,33	0,18	11,73	6,45
Pos 4	0,48	1,15	1,71	0,38
Pos 5	0,34	0,36	5,38	0,46
Pos 6	0,36	0,37	0,43	0,43
Pos 7	0,33	2,33	3,14	0,42
Pos 8	0,57	0,47	0,42	0,42
Pos 9	0,71	0,45	0,77	0,46

5.7 Simulation par FEKO-WinProp

5.7.1 Présentation de l'outil de simulation

FEKO-WinProp est une suite logicielle de simulation 3D qui permet aux utilisateurs de simuler la propagation des ondes électromagnétiques et la planification du réseau sans fil. WinProp propose de nombreuses solutions : des modèles empiriques et semi-empiriques, des modèles rigoureux de traçage de rayons 3D, ainsi que le modèle de trajet dominant (DPM). WinProp peut résoudre un large éventail de scénarios : rural, urbain, intérieur, tunnel et véhicule. WinProp prend en charge les émetteurs arbitraires, y compris les sites cellulaires et de radiodiffusion, les satellites, les répéteurs et les câbles d'alimentation. WinProp est formé de trois sections : ProMan (Propagation Manager), pour des scénarios intérieurs, urbains et ruraux/suburbains. Pour préparer les modèles, deux modules supplémentaires seront utilisés : AMan (Antenna Manager) pour construire le diagramme d'antenne et WallMan (Wall Manager) pour construire et traiter la géométrie des environnements en indoor et en outdoor.

Afin de pouvoir construire les diagrammes de rayonnement des antennes (Tx et Rx) et de les intégrer dans le site, nous avons besoin de passer par plusieurs étapes. D'abord, il faut se référer sur les diagrammes de rayonnements mentionnés dans le fichier de données (data sheet) fournis par le constructeur de chaque antenne (en élévation et en azimut). A l'aide d'un logiciel gratuit, Digital plot digitizer, nous avons pu transformer les données graphiques des plans E et H en deux matrices 2D. Puis, nous avons dessiné ces plans en diagramme polaire, chacun séparément sous un autre logiciel spécifique dans la conception des antennes, le Post-FEKO.

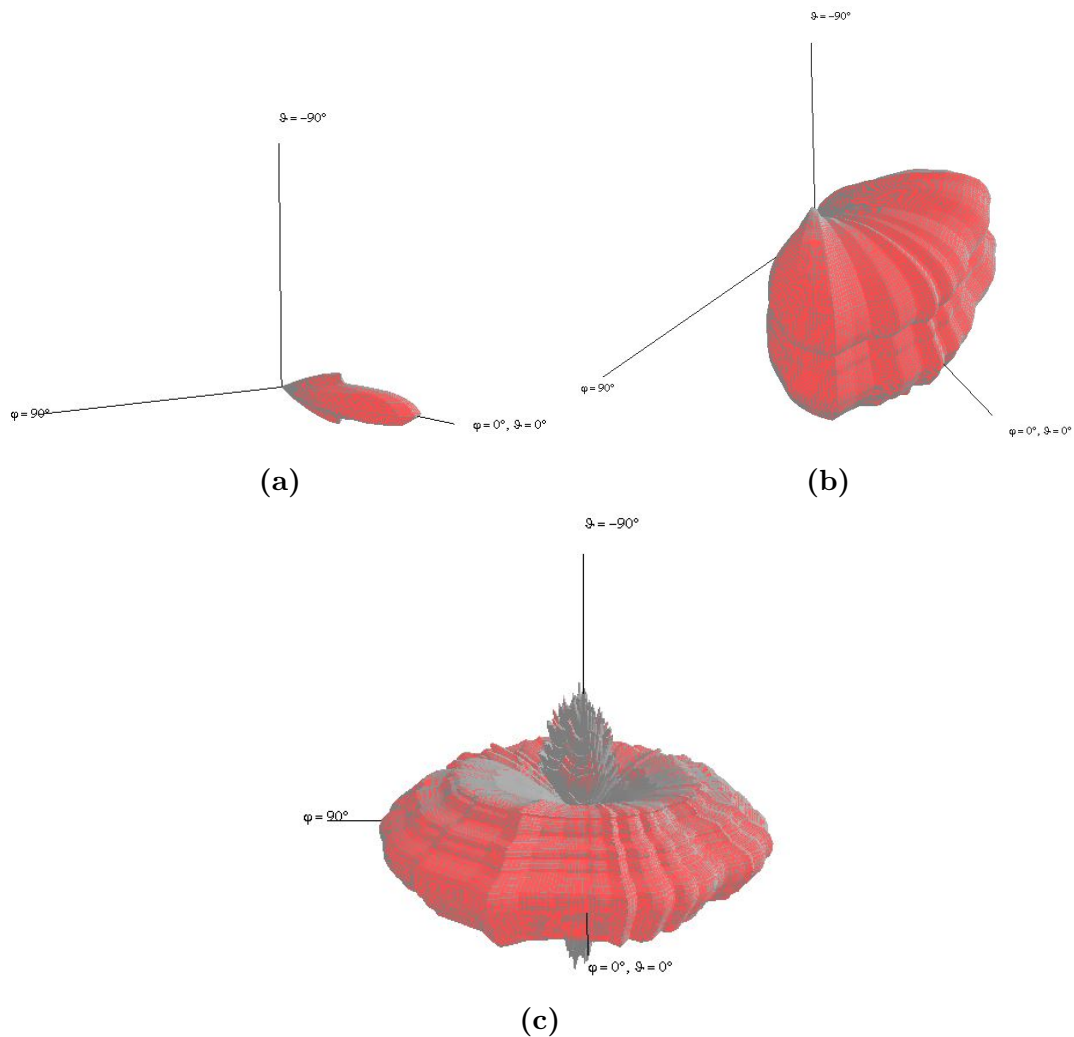


Fig. 5.8. Diagrammes de rayonnement des antennes utilisées sous WinProp : antenne directive en réception de 10° et 13° (a), antenne d'émission de 100° (b), antenne d'émission omnidirectionnelle en plan vertical et horizontal (c)

Enfin, pour obtenir le diagramme de rayonnement de chaque antenne en 3D, nous utilisons WinProp section AMan. Les diagrammes des trois antennes utilisées dans les simulations sont illustrés en 3D dans la figure 5.8.

5.7.2 Scénario des simulations

Les données géométriques de l'environnement ont été dessinées en 2D, en utilisant le logiciel Autocad. Les données sous Autocad ont été importées sous WinProp section Wallman afin de pouvoir donner l'élévation de chaque objet dessiné et de permettre de visualiser l'environnement en 3D. La figure 5.9 illustre les environnements simulés sous WinProp. Les figures 5.9 (a) et (b) montrent la salle de réunion, tandis que les figures 5.9 (c) et (d) représentent le bureau open-space. Après avoir dessiné l'environnement en 3D, il est nécessaire de spécifier la nature de chaque objet dans l'environnement (bois, métal, verre, placoplâtre, autre..) avec son épaisseur. Il faut

noter que certains détails de l'environnement n'ont pas été pris en considération lors de la conception, vu la difficulté de les schématiser comme les cadres plastiques des écrans, le VNA lors des mesures et les affaires personnelles qui se trouvent sur les bureaux. Comme le montre la figure 5.9, tous les matériaux en métal sont colorés en vert, les murs en rose, le sol en gris. Le point bleu visible dans les figures 5.9 (a) et (c) correspond au point d'accès et de son orientation.

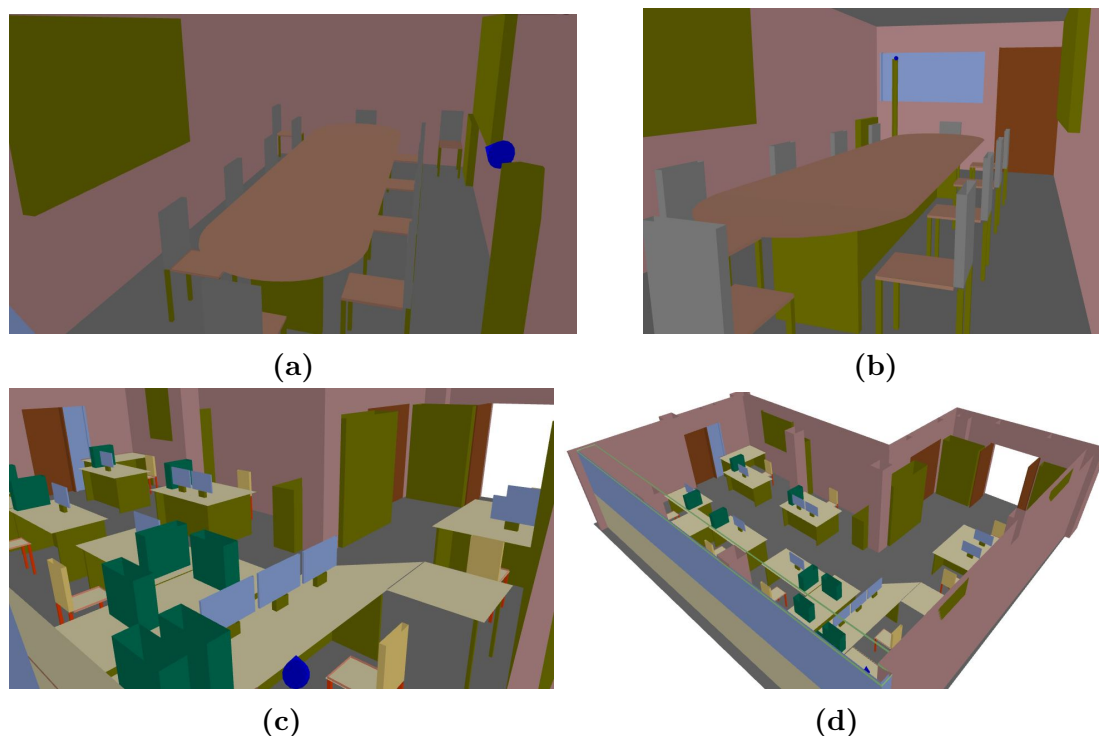


Fig. 5.9. Les environnements simulés sous WinProp : salle de réunion (a) et (b), bureau open-space (c) et (d)

Tableau 5.3 – Les matériaux utilisés lors des simulations

Matériaux	Utilisation
Bois	Porte, table, chaise et bureaux
Métal	Pied des tables et des chaises, radiateur, tableau métallique
Béton	Sol
Verre	Écran, vitre
Placoplâtre	Mur

WinProp fournit une base de données contenant les propriétés électriques et magnétiques de chaque matériau, pouvant aller jusqu'à 75 GHz. Le Tableau 5.3 illustre les matériaux utilisés lors de la conception de l'environnement, avec la spécification des matériaux pour les meubles. La dernière étape avant de lancer la simulation est d'intégrer les antennes (Tx et Rx), leur emplacement par rapport

au site (LOS, NLOS ou bien OLOS) et de définir leur hauteur, orientation et tilt. Finalement, on définit la méthode ou bien le modèle de simulation qu'on souhaite utiliser. Cette partie se fait sous WinPop section Proman. Dans l'ensemble, pour les deux scénarios de simulation, nous avons respecté les mêmes conditions prises lors des mesures (chapitre 4), afin de pouvoir aboutir à des résultats comparables.

Néanmoins, à la différence des mesures faites avec le VNA, sous WinProp il est difficile d'avoir la réponse fréquentielle moyennée sur une bande de fréquences échantillonnée avec un certain nombre de points (dans notre cas 401 points). WinProp réalise des simulations à fréquence unique, il faut donc utiliser le logiciel pour plusieurs fréquences choisies parmi celles utilisées par le VNA pour les mesures. Pour cela, nous avons voulu étudier l'impact du nombre de points fréquents en simulation et de leur position dans la bande de 2 GHz, afin d'aboutir à des résultats proches de ceux obtenus par mesure. En effet, afin de s'affranchir de la sélectivité fréquentielle créée par les trajets multiples, il est possible de sélectionner des points fréquents parmi ceux utilisés dans la bande des mesures afin d'en déduire les pertes moyennes de puissance. Toutefois, pour sélectionner des fréquences suffisamment décorréelées, il faut veiller à ce que le pas considéré reste supérieur à la bande de cohérence du canal. Plusieurs façons d'appliquer cette sélection sur la bande d'analyse de 2 GHz peuvent être considérées. Nous avons choisi ici de tester les deux propositions itératives suivantes :

- ▶ Dans la première proposition, on commence par la fréquence centrale de la bande à 60 GHz, puis on s'écarte du centre de la bande vers les deux extrémités avec le pas de $\pm\Delta f = 5$ MHz utilisé pour les mesures. Le nombre de points évolue de 1, 3, 5, ... jusqu'à 401 points (figure 5.10).
- ▶ Dans la deuxième proposition, on commence par le centre de la bande et puis on prend les extrémités avec le milieu de la bande, puis on prend les milieux de chaque côté jusqu'à arriver à 17 points fréquents au maximum, vu qu'au-delà des 17 points il commence à avoir des virgules dans la décomposition du nombre de points de la bande (figure 5.11).

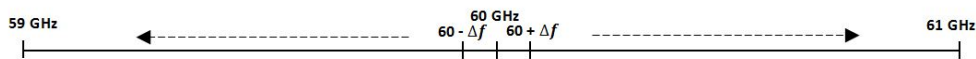


Fig. 5.10. Première proposition pour sélectionner des points fréquents dans la bande de mesure

Si on prend deux points fréquents suffisamment proches, espacés de $\Delta f = 5$ MHz, comme indiqué dans la figure 5.10, les deux points vont être corrélés. Pour cela, il est préférable de prendre des points fréquents suffisamment espacés par rapport à la bande de cohérence du canal. Par la suite, à titre indicatif, nous avons calculé la bande de cohérence des mesures évoquées dans la salle de réunion, dans le chapitre 4, pour toutes les positions de réception en orientation directe et dans la meilleure orientation indirecte (Tableau 5.4), afin de déterminer le nombre de points fréquents à utiliser pour la simulation selon la deuxième proposition. L'écart entre

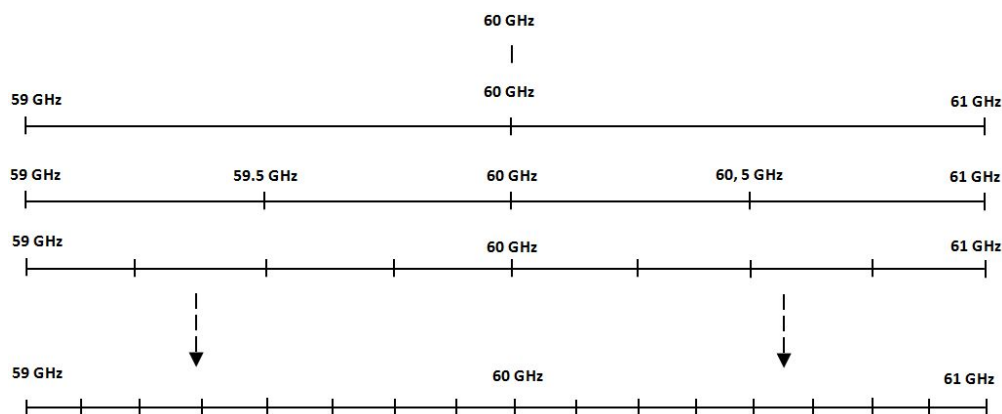


Fig. 5.11. Deuxième proposition pour sélectionner des points fréquentiels dans la bande de mesure

deux points fréquentiels adjacents sera plus grand que la bande de cohérence. Une autre question qui se pose concerne le nombre des points qui peuvent être considérés suivant la deuxième proposition. Le nombre de points choisis peut être égal à 3, 5, 9 et finalement 17, ce qui correspond à un écart fréquentiel entre deux points de 1, 0,5, 0,25 et 0,125 GHz respectivement. Avec 17 points, on dépasse presque la bande de cohérence calculée pour certaines positions de réception.

Tableau 5.4 – Bande de cohérence des résultats de mesure pour Tx au coin et au centre de la salle de réunion calculée à 90% en DO et en BIO

Position	Mesure sur 401 points pour Tx au coin		Mesure sur 401 points pour Tx au centre de la table	
	DO Bc{90%} MHz	BIO Bc{90%} MHz	DO Bc{90%} MHz	BIO Bc{90%} MHz
Rx1	96,81	4,2	242,23	7,29
Rx2	69,94	5,26	230,52	56,9
Rx3	89,6	179,5	212,44	22,79
Rx4	5,97	59,66	199,64	58,29
Rx5	100	50,48	232,94	156,55
Rx6	4,76	2,27	216,31	4,67
Rx7	6,9	156,69	173,37	34,48
Rx8	106,24	150,07	207,77	18,63
Rx9	78,26	146,2	216,43	21,13
Rx10	45,98	2,73	194,69	173,38

Par la suite, le choix sera entre 3, 5 et 9 points fréquentiels. Pour cela, nous avons dû calculer l'erreur relative (5.1) des pertes de puissance moyennes pour toutes les positions de réception, pour un nombre de points fréquentiels n_p égal à 3, 5, 9 et 17 par rapport à leur moyenne de 401 points de mesure notée PL_{401} . Les résultats montrés en annexes (figures A.1 et A.2), concernent l'orientation directe dans les deux scénarios évoqués dans la salle de réunion. Le plus souvent, on peut en déduire

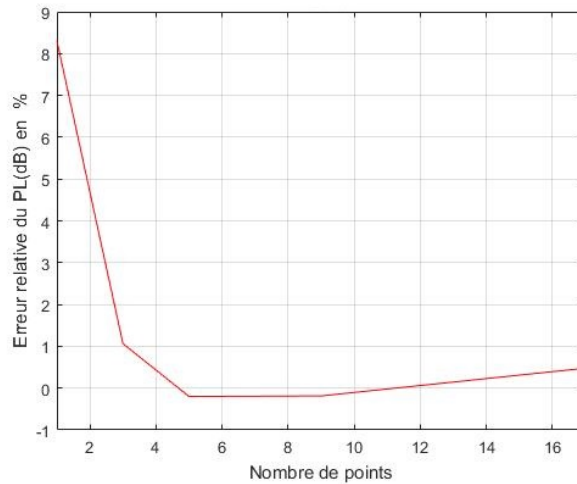


Fig. 5.12. Erreur relative de la position Rx10 en DO pour Tx au coin

que lorsqu'on considère un nombre de points fréquentiels élevé, l'erreur relative diminue. A titre d'exemple, on peut observer l'évolution de l'erreur relative pour la position Rx10 en DO pour Tx au coin de la salle de réunion (figure 5.12). Un nombre de points égal à 3 (59, 60, 61 GHz), semble être un bon compromis entre le temps de simulation et l'erreur par rapport aux résultats de mesure.

$$Err_{relative} = \frac{PL_{np}[dB] - PL_{401}[dB]}{PL_{401}[dB]} \quad (5.1)$$

5.7.3 Résultats de simulation dans la salle de réunion

Nous allons présenter dans cette section les résultats de simulation obtenus pour la salle de réunion. Ces résultats sont comparés aux résultats de mesure du chapitre 4. Les comparaisons prennent en compte les erreurs relatives et absolues entre mesures et simulation, en considérant 3 points fréquentiels dans les deux cas. De plus, les résultats concernent l'orientation directe et la meilleure orientation indirecte.

5.7.3.1 Salle de réunion en DO

La figure 5.13 montre la salle de réunion simulée pour deux scénarios de mesure. Pour Tx au coin de la salle, le Tableau 5.5 montre une erreur relativement faible (≤ 2 dB) en mesure lorsqu'on considère 3 points fréquentiels au lieu de 401, excepté pour la position Rx4, où l'erreur est de 4,32 dB. D'après la réponse angulaire de Rx4 (figure 5.14 (a)), on remarque que le lobe principal est déformé, il est légèrement élargi. Cela suppose l'existence de plusieurs sous-trajets, très proches en retard et en angle d'arrivée. Ceci crée un fort évanouissement fréquentiel, comme le montre la figure 5.14 (b), ce qui peut expliquer l'erreur. De même, en simulation, l'erreur est aussi relativement faible par rapport au PL de référence, sauf dans les positions Rx4, Rx7 et Rx8. On retrouve une erreur absolue maximale à la position Rx4 de 4,79 dB. Un exemple type pouvant expliquer l'erreur trouvée en simulation à la position Rx7

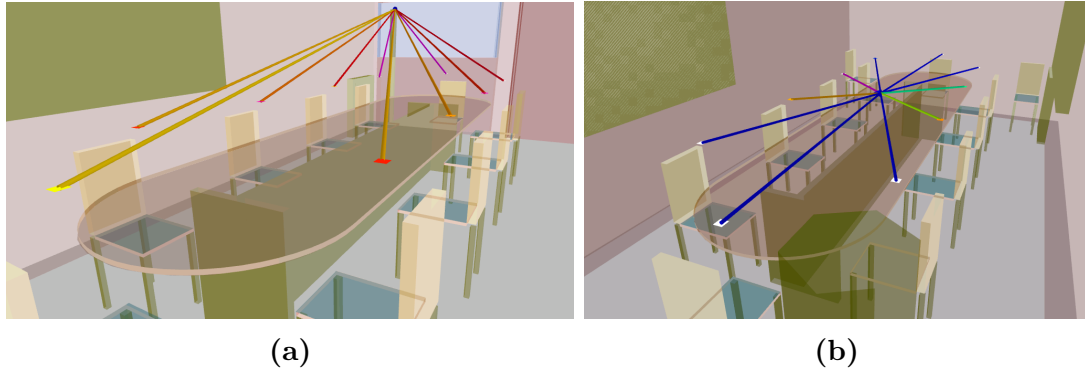


Fig. 5.13. Tracé de rayons sous WinProp, en LOS avec les 10 positions de réception en DO, dans la salle de réunion avec Tx au coin de la salle (a), avec Tx au centre de la table (b)

Tableau 5.5 – Erreurs relatives et absolues pour la DO, en utilisant 3 points fréquentiels de mesure et de simulation, pour Tx au coin de la salle de réunion

Position	Mesure DO		Simulation DO		PL ₄₀₁ (dB)
	Erreur relative en % pour 3 points	Erreur absolue en dB pour 3 points	Erreur relative en % pour 3 points	Erreur absolue en dB pour 3 points	
Rx1	0,5	0,46	-1,07	-0,97	90,94
Rx2	-2,15	-1,92	0,16	0,14	89,17
Rx3	-0,55	-0,49	-1,95	-1,74	89,09
Rx4	-4,63	-4,32	-5,13	-4,79	93,32
Rx5	-0,68	-0,61	0,57	0,5	89,20
Rx6	-1,14	-1,07	-0,2	-0,18	94,11
Rx7	1,61	1,49	-4,6	-4,25	92,34
Rx8	-0,62	-0,56	-3,48	-3,1	89,16
Rx9	-1,22	-1,09	-1,3	-1,16	89,33
Rx10	1,06	0,96	-2,09	-1,9	91,01

est la réponse fréquentielle en DO et en BIO dans la figure 5.15 (les autres réponses fréquentielles en DO et en BIO se trouvent dans l'annexe figures A.3, A.4, A.5 et A.6. Nous remarquons que la réponse fréquentielle en BIO est moins sélective en fréquence qu'en DO. Ceci suppose l'existence de plusieurs retards forts en DO. Par la suite, dans les systèmes de communications utilisant le beamforming, le récepteur formera son faisceau suivant sa BIO et non pas sa DO. Cela est visible dans le Tableau 5.4, la bande de cohérence en DO à la position Rx7 est de 6,9 MHz, tandis qu'en BIO elle est de 156 MHz. Le même phénomène est observé dans les positions Rx4 et Rx8.

Le Tableau 5.6 présente les erreurs relatives et absolues en mesure et en simulation en DO, pour Tx au centre de la table dans la salle de réunion. En mesure, nous ne remarquons aucune erreur significative, tandis qu'en simulation, on note des différences aux positions Rx2, Rx3 et Rx5 arrivant jusqu'à 4,66 dB en Rx5.

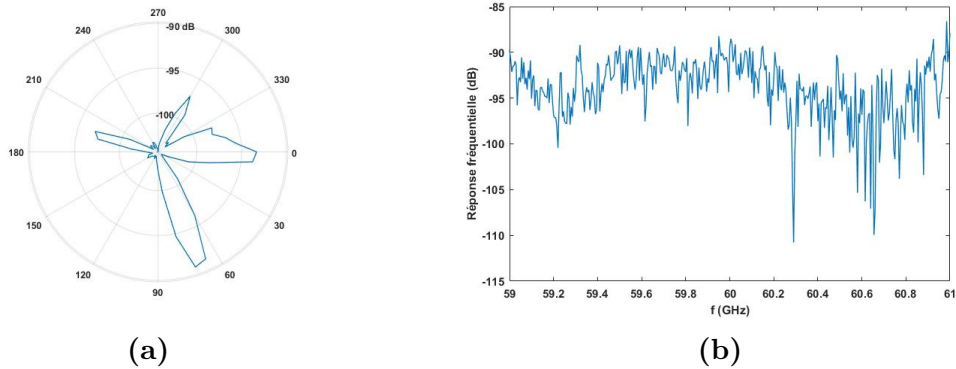


Fig. 5.14. Position Rx4 en DO avec Tx au coin : Path loss angulaire (a) et réponse fréquentielle (b)

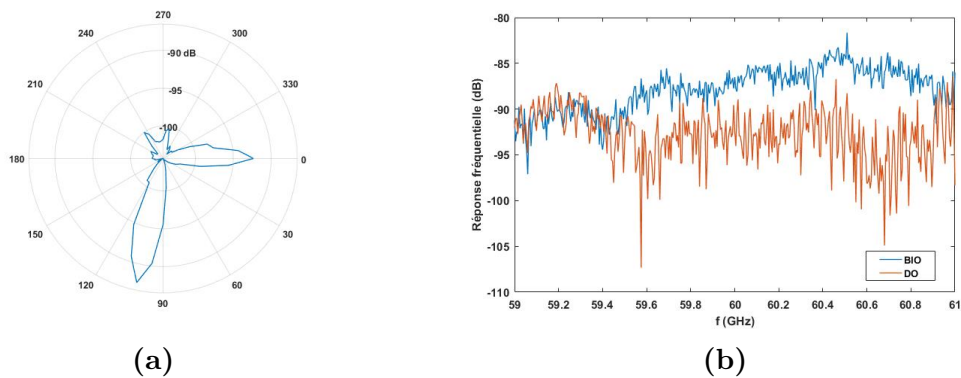


Fig. 5.15. Position Rx7 avec Tx au coin : Path loss angulaire (a) et réponse fréquentielle en DO et en BIO (b)

Tableau 5.6 – Erreurs relatives et absolues pour la DO, en utilisant 3 points fréquentiels de mesure et de simulation, pour Tx au centre de la salle de réunion

Position	Mesure DO		Simulation DO		PL ₄₀₁ (dB)
	Erreur relative en % pour 3 points	Erreur absolue en dB pour 3 points	Erreur relative en % pour 3 points	Erreur absolue en dB pour 3 points	
Rx1	1,48	1,07	2,93	2,13	72,63
Rx2	1,55	1,06	6,76	4,64	68,57
Rx3	0,89	0,57	5,42	3,49	64,43
Rx4	0,29	0,19	2,8	1,84	65,62
Rx5	0,69	0,47	6,78	4,66	68,81
Rx6	0,39	0,29	1,81	1,35	74,91
Rx7	0,49	0,34	3,68	2,6	70,81
Rx8	0,15	0,1	1,45	0,96	66,13
Rx9	0,56	0,36	1,08	0,7	64,94
Rx10	0,12	0,08	4,11	2,84	69,08

5.7.3.2 Salle de réunion en BIO

Dans la meilleure orientation indirecte (BIO), le Tableau 5.7 montre globalement des erreurs comparables en mesure comme en simulation, sauf pour la position Rx8. L'erreur est beaucoup plus importante, elle est de l'ordre de 6 dB par rapport à la moyenne des 401 points fréquentiels obtenue par mesure. Pour cela, une étude de la réponse impulsionnelle du canal de propagation en mesure et en simulation s'avère nécessaire afin de mieux comprendre les trajets suivis par l'onde dans la meilleure orientation indirecte.

Tableau 5.7 – Erreurs relatives et absolues pour la BIO, en utilisant 3 points fréquentiels de mesure et de simulation pour Tx au coin de la salle de réunion

Position	Mesure BIO		Simulation BIO		PL ₄₀₁ (dB)
	Erreur relative en % pour 3 points	Erreur absolue en dB pour 3 points	Erreur relative en % pour 3 points	Erreur absolue en dB pour 3 points	
Rx1	-1,21	-1,14	3,71	3,5	94,34
Rx2	-3,32	-3,09	0,07	0,06	93,71
Rx3	-0,93	-0,84	4,12	3,57	86,68
Rx4	-1,67	-1,51	0,52	0,47	90,84
Rx5	1,34	1,22	-0,69	-0,63	91,82
Rx6	1,1	1,06	2,58	2,52	97,44
Rx7	0,11	0,1	3,59	3,14	87,54
Rx8	0,41	0,35	6,99	6,1	87,25
Rx9	0,37	0,32	2,93	2,56	87,51
Rx10	0,57	0,55	1,94	1,88	96,66

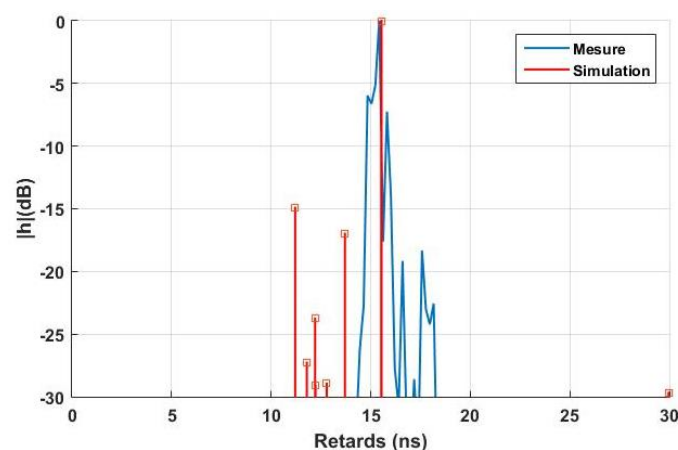


Fig. 5.16. Réponse impulsionnelle en mesure et en simulation dans la meilleure orientation indirecte, de la position Rx8 pour Tx au coin

La figure 5.16 montre la réponse impulsionnelle normalisée de la BIO à la position Rx8, en mesure et en simulation. Les résultats présentent une bonne concordance en retard de l'ordre de 15,4 ns entre les trajets les plus forts des deux réponses

impulsionnelles. Ceci signifie que la distance parcourue par l'onde pour les trajets les plus forts est presque similaire en mesure et en simulation.

La figure 5.17 illustre le trajet suivi par la BIO par mesure (d'après la réponse angulaire) et par tracé de rayons à la position Rx8 en 2D et en 3D. La simulation indique la présence d'une diffraction sur le haut du dossier d'une chaise adjacente et d'une réflexion sur le mur, ce qui peut être la cause de la perte de 6 dB en simulation. En réalité, la forme réelle du dossier des chaises et leur composition n'ont pas été prises en compte de manière précise en simulation afin de simplifier la modélisation. En effet, les chaises ont été modélisées simplement par un dossier en bois avec des pieds métalliques.

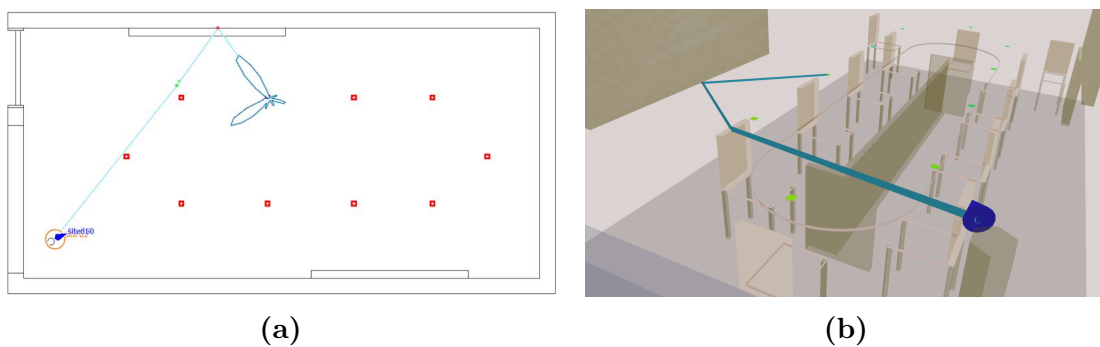


Fig. 5.17. Tracé de rayons de la position Rx5 en BIO, pour Tx au centre de la salle de réunion en 2D (a) et en 3D (b)

Tableau 5.8 – Erreurs relatives et absolues pour la BIO, en utilisant 3 points fréquentiels de mesure et de simulation pour Tx au centre de la salle de réunion

Position	Mesure BIO		Simulation BIO		PL ₄₀₁ (dB)
	Erreur relative en % pour 3 points	Erreur absolue en dB pour 3 points	Erreur relative en % pour 3 points	Erreur absolue en dB pour 3 points	
Rx1	1,48	1,31	-7,19	-6,41	89,08
Rx2	0,95	0,82	4,1	3,55	81,39
Rx3	-1,33	-1,17	9,55	8,4	87,9
Rx4	2,07	1,76	6,07	5,1	85,22
Rx5	-0,73	-0,59	14,06	11,41	81,14
Rx6	-0,16	-0,15	0,88	0,79	89,80
Rx7	-1,91	-1,65	5,2	4,5	85,77
Rx8	-3,72	-3,25	10,74	9,39	87,39
Rx9	-2,56	-2,24	2,52	2,21	87,62
Rx10	2,88	2,32	7,25	5,86	80,73

Avec Tx au centre de la table dans la salle de réunion, le Tableau 5.8, montre des erreurs de simulation significatives par rapport aux mesures, dans les positions Rx1, Rx3, Rx4, Rx5, Rx7, Rx8 et Rx10 (erreur entre 4,5 dB et 11,41 dB). A titre indicatif, nous avons calculé la réponse impulsionnelle pour la position ayant la plus

grande erreur, Rx5 (11,41 dB). La figure 5.18 montre le trajet mesuré et celui obtenu par simulation pour la position Rx5 en BIO.

Nous remarquons que la simulation fait apparaître un trajet arrivant avec un retard d'environ 20 ns alors qu'en mesure il n'est pas détecté. Ce trajet simulé est visible sur la figure 5.19 en rouge. En effet, en superposant la réponse angulaire mesurée et le tracé de rayons en 2D (figure 5.19 a), on remarque l'absence de ce trajet en mesure. Ce trajet est dû à une diffraction sur l'angle de la porte en bois. Autrement, il existe des trajets qui proviennent d'une réflexion et d'une diffraction du dossier de la chaise adjacente et de la table. Cette différence entre mesure et simulation peut être due au manque de précision dans la description de l'environnement modélisé.

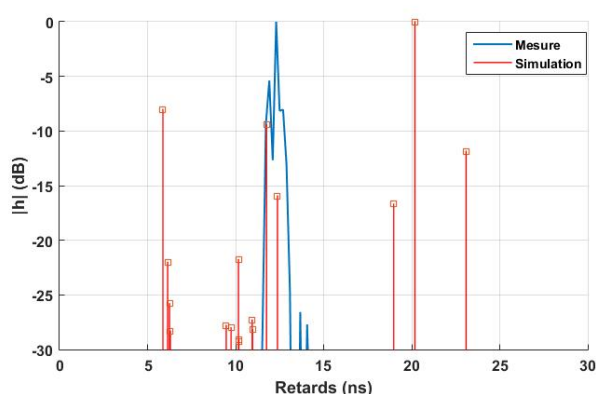


Fig. 5.18. Réponse impulsionnelle de la position Rx5 en mesure et en simulation en BIO, pour Tx au coin

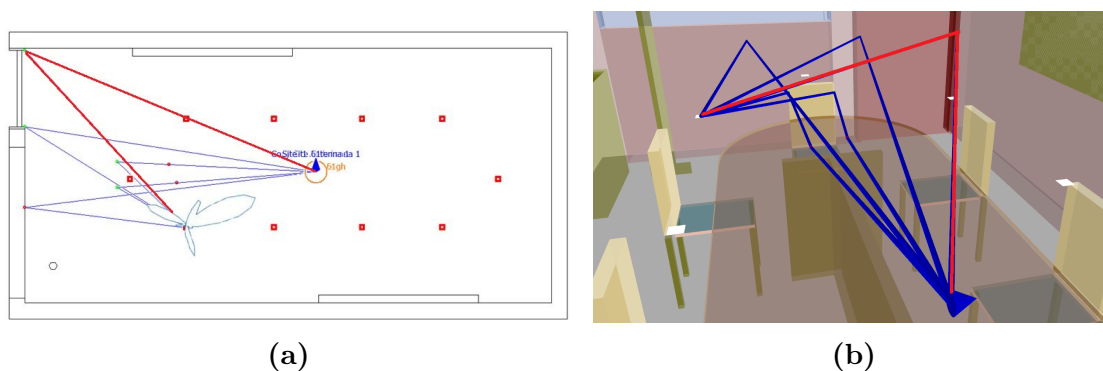


Fig. 5.19. Tracé de rayons de la position Rx5 en BIO, pour Tx au centre de la salle de réunion en 2D (a) et en 3D (b)

5.8 Conclusion

Ce chapitre a été dédié à l'étude du canal de propagation en utilisant deux simulateurs de tracé de rayons. Tout d'abord, la caractérisation des canaux de propagation et la validation des simulations par tracé de rayons avec des mesures à 60 GHz ont été réalisées dans un environnement de type bureau, en utilisant un logiciel de tracé

de rayon développé par l'équipe de l'université d'Alto sous Matlab. Puis, l'étude s'est concentrée sur une comparaison entre le canal mesuré et le canal simulé en utilisant un logiciel du commerce, WinProp. Les résultats de simulation sous Matlab ont concerné le diagramme de puissance angulaire, les pertes de puissance et l'écart-type des retards. Les résultats de simulation ont montré des écarts relativement faibles par rapport aux résultats de mesure. Les simulations par tracé de rayons fournissent d'assez bonnes informations sur le trajet direct et le meilleur trajet indirect du canal. Toutefois, la précision était moins importante pour la position la plus proche de l'émetteur, où la description de l'environnement a été simplifiée, et n'a pas pris en compte les objets au voisinage immédiat du récepteur.

Les résultats de simulation utilisant WinProp ont montré des résultats globalement satisfaisant avec ceux obtenus par mesure dans la salle de réunion. La comparaison a porté sur l'étude des pertes de puissance en orientation directe et dans la meilleure orientation indirecte. Les résultats du BIO pour le Tx au centre de la table ont montré des erreurs significatives par rapport au résultats de mesure. Cela peut être dû à l'effet des diffractions causées par l'imprécision géométrique et la simplification lors de la modélisation des dossiers des chaises. Pour obtenir davantage de précision, une modélisation des différents éléments constituant l'environnement, prenant en compte leur forme et leur composition doit être réalisée scrupuleusement, ce qui demande plus de temps de simulation.

A court terme, il sera intéressant de poursuivre les simulations de tracé de rayon en utilisant WinProp pour la salle open-space. D'une part, cela permet de comparer les résultats de simulation aux résultats de mesure. D'autre part, cela permettra de comparer, pour le même environnement, les résultats de simulation obtenus par WinProp à ceux obtenus par l'outil proposé par l'équipe de l'Université d'Alto et d'évaluer leur précision.

Conclusion et perspectives

CETTE thèse porte sur l'étude de la propagation radio à l'intérieur des bâtiments pour le déploiement des nouveaux réseaux locaux sans fil WLAN/WPAN à très haut débit. Ces systèmes multi-bandes sont appelés à opérer à 2,4, 5,8 et 60 GHz. Ce travail a été mené en partie dans le cadre du projet collaboratif FUI-OptimiSME, dont l'objectif est de proposer des règles d'ingénierie, aussi bien pour la conception des systèmes de communication multi-fréquences que pour l'optimisation du déploiement du réseau.

Ce travail concerne plus spécifiquement l'étude du canal de propagation dans différentes bandes de fréquences. Cette étude a été réalisée par mesures et par simulations dans différents types d'environnement indoor.

Dans le chapitre 1, nous avons commencé par présenter le contexte général et l'objectif de cette thèse. Ensuite, nous avons réalisé un bref état de l'art sur les principales normes des réseaux WLAN/WPAN et leur évolution. L'accent a été mis sur les défis imposés par la propagation des ondes en bandes millimétriques et les solutions technologiques à envisager. Puis, nous avons indiqué les applications potentielles attendues à 60 GHz.

Dans le chapitre 2, nous avons présenté les différents phénomènes physiques qui peuvent apparaître dans le canal de propagation. Nous avons rappelé les concepts théoriques pour la caractérisation et la modélisation du canal. Puis, les différentes techniques de sondage fréquentiel et temporel ont été décrites. En s'appuyant sur la représentation de Bello, nous en avons déduit les paramètres statistiques utiles pour prédire le type de distorsion sur le signal reçu. Ensuite, nous avons terminé ce chapitre par quelques considérations relatives à la conception des systèmes de communication en bande millimétrique.

Le chapitre 3 a été dédié aux premières campagnes de mesures réalisées à 2,4 GHz et 5,8 GHz. Ces mesures ont permis de modéliser les pertes de puissance dans un open-space de type bureaux, quasi-statique, pour différentes hauteurs d'antennes en LOS et en NLOS. Puis, les mesures ont été effectuées dans un environnement dynamique pour quantifier les variations des pertes de puissance à 5,8 GHz, dues aux mouvements des personnes pour des liaisons Tx-Rx en LOS et en NLOS.

Pour un canal quasi-statique, nous avons décidé de travailler avec la configuration la plus réaliste, avec un point d'accès en hauteur (1,75 m) et un terminal sur table (1,20 m). Cette configuration présente moins d'obstructions que lorsque les deux antennes sont placées à la même hauteur sur les bureaux, avec une meilleure précision

pour le modèle de pertes de puissance.

Dans le cas d'un canal dynamique, l'activité des personnes augmente la valeur moyenne des pertes de puissance d'environ 4 dB par rapport au cas quasi-statique. En cas de forte activité (lors des nombreux déplacements occasionnés par les allées et venues), les pertes peuvent augmenter en moyenne d'environ 9 dB. De plus, les pertes de puissance varient davantage pour les positions en LOS que celle en NLOS, car la coupure d'un trajet principal affecte davantage la puissance que la coupure d'un trajet secondaire.

Dans le chapitre 4, plusieurs campagnes de mesures ont été réalisées à 60 GHz. Différents types d'environnement indoor ont été considérés : couloir, salle de réunion et open-space de type bureaux.

Les mesures de propagation dans le couloir ont mis en évidence l'influence de différents paramètres de l'environnement (positions Tx/Rx et leur nombre, fermeture d'une porte) et l'influence du type d'antennes sur les paramètres du modèle des pertes de puissance. Les résultats obtenus nous ont permis d'aboutir à un choix adéquat pour le nombre de points de mesure. D'une part, nous avons noté que la fermeture d'une porte en bois pouvait augmenter les pertes de puissance en moyenne d'environ 9 dB. D'autre part, le modèle de pertes de puissance présentait de meilleures précisions en utilisant des antennes à ouverture étroite.

D'autres expérimentations, portant sur la mesure des angles d'arrivée (AoA) à 60 GHz, ont été réalisées dans une salle de réunion, afin d'étudier l'influence de l'emplacement du point d'accès et du type d'antennes. Deux configurations ont été étudiées.

Dans la première configuration, le point d'accès utilisant une antenne omidirectionnelle était placé au centre d'une table autour de 10 positions de réception. Dans la deuxième configuration, le point d'accès utilisant une antenne sectorielle était placé dans un coin de la salle à hauteur élevée. L'analyse des résultats a porté sur la puissance reçue selon l'orientation directe (DO) et la meilleure orientation indirecte (BIO). La comparaison des résultats relatifs à ces deux configurations nous conduit à privilégier la première, qui réduit la distance Tx-Rx. De plus, comme les antennes se trouvent à la même hauteur, la liaison est moins sensible à l'effet tilt du rayonnement des antennes et aux problèmes éventuels de blocage du canal.

Deux autres séries de mesures à 60 GHz ont été réalisées dans la salle open-space de type bureaux.

D'abord, pour un canal statique, les paramètres statistiques du canal tels que les pertes de puissance, l'écart-type des retards et la bande de cohérence ont été calculés. Les résultats obtenus ont permis de mettre en évidence la diversité angulaire offerte par les trajets multiples. L'exploitation de cette diversité par formation de faisceaux permettra de maintenir la qualité de la communication en cas de blocage de l'orientation directe.

D'autre part, pour un canal dynamique, l'effet du mouvement des personnes sur les pertes de puissance a été quantifié pour deux emplacements du point d'accès dans l'open-space. Pour chacun de ces deux emplacements, les mesures ont été réalisées pour 5 positions du terminal et pour une durée d'une journée chacune. L'analyse statistique des pertes de puissance du canal (PDF, CDF) a permis de mettre en évidence 3 types de variations du canal : 1) des sauts dans le PL moyen sous forme

de pas qui peuvent être attribués aux variations de l’environnement (fermeture ou ouverture d’une porte, déplacement de meubles, etc.), 2) des variations sous forme d’impulsions très brèves correspondant principalement à l’obstruction de la visibilité directe Tx-Rx (LOS) et provoquées par le mouvement des personnes, 3) des variations moins importantes sur des périodes spécifiques correspondant à des changements mineurs de l’environnement, tels que ceux dus aux petits mouvements créés par les chercheurs assis à leur bureau. Par ailleurs, la comparaison des variations des pertes de puissance du canal à 5,8 GHz et 60 GHz, pour les mêmes positions, a révélé des valeurs de l’écart-type qui restent globalement proches.

Enfin, le chapitre 5 a présenté des comparaisons entre mesures et simulations du canal de propagation à 60 GHz. Nous avons rappelé les différentes méthodes pour la modélisation déterministe du canal. Ensuite, un bref état de l’art sur la modélisation par tracé de rayon à 60 GHz est présenté. Ceci nous a conduit à retenir cette méthode pour nos comparaisons. Dans ce but, deux simulateurs ont été utilisés. Le premier utilise un logiciel de tracé de rayons développé par l’équipe de l’université d’Alto sous Matlab. L’objectif ici était de valider des simulations en s’appuyant sur les résultats de mesures déjà obtenus dans l’open-space. Les résultats de simulations dans ce cas ont porté sur les pertes de puissance, l’écart-type des retards et le diagramme de puissance angulaire. La comparaison a montré globalement une assez bonne précision concernant les paramètres relatifs à l’orientation directe et à la meilleure orientation indirecte. Toutefois, cette précision était moins importante pour la position la plus proche de l’émetteur, où la description de l’environnement a été simplifiée et n’a pas pris en compte les objets à proximité immédiate du récepteur.

Ensuite, un deuxième simulateur de tracé de rayons a été mis en oeuvre. Il s’agit du logiciel du commerce, WinProp. Dans ce cas, le but était de comparer le canal mesuré et le canal simulé dans une salle de réunion, en considérant les deux positions précédemment évoquées du point d’accès (coin de la salle, centre de la table). La comparaison a porté uniquement sur les pertes de puissance dans l’orientation directe et dans la meilleure orientation indirecte. Pour cela, une étude paramétrique a été proposée concernant le nombre de points fréquentiels à choisir pour les simulations. Ceci a permis de se limiter à 3 points fréquentiels. Les résultats de simulation ont montré une adéquation satisfaisante avec ceux obtenus par mesure. Toutefois, ces résultats ont montré l’importance d’une description précise de l’environnement lors des simulations.

Synthèse des résultats et recommandations

Ce manuscrit a présenté les résultats de campagnes de mesures effectuées dans des environnements de type PME, dans le but de modéliser les pertes de puissance et de caractériser les variations temporelles du canal de propagation causées par la présence de personnes dans le voisinage des antennes. En s’appuyant d’une part sur l’état de l’art et sur les mesures effectuées d’autre part, il est alors possible d’établir des modèles et des recommandations de positionnement des extendeurs.

L’influence de plusieurs paramètres a été prise en compte :

- ▶ la bande de fréquences

- ▶ le type et la hauteur des antennes
- ▶ le type d'environnement
- ▶ la visibilité (LOS, OLOS et NLOS)
- ▶ la variation temporelle du canal de propagation

Suite à ces campagnes de mesures, nous pouvons en tirer les conclusions suivantes :

D'abord, comme attendu, les pertes de puissance sont plus importantes quand la fréquence augmente. Ensuite, nous avons pu noter que les corps humains provoquaient d'importants pics d'atténuation, surtout sur une liaison en visibilité directe, notamment à des hautes fréquences (60 GHz). A haut débit, une quantité importante de données risque donc d'être perdue lors d'une obstruction par un corps humain. Ainsi, certaines recommandations peuvent être données :

- ▶ Pour limiter la probabilité d'obstruction, une solution simple consiste à placer les antennes à une hauteur supérieure à celle des personnes. Ceci peut être fait en partie dans la configuration d'un réseau centralisé : là où les points d'accès peuvent être placés en hauteur, fixés au plafond ou dans le coin d'une pièce. La hauteur du point d'accès permet de réduire partiellement les obstructions causées par les individus en mouvement dans la pièce.
- ▶ Les résultats obtenus dans le chapitre 4 montrent également qu'un positionnement du point d'accès favorisant le plus de liaisons LOS (avant la prise en compte du mouvement des personnes) est le plus avantageux. Parmi les positions considérées, le choix de positionnement optimal de l'antenne de transmission aurait été dans un angle de la pièce, permettant à toutes les liaisons d'être en visibilité directe, plutôt que dans toute autre position. Pour la salle de réunion, la position optimale du point d'accès serait au centre de la table à la même hauteur que le récepteur.
- ▶ L'utilisation d'antennes ne présentant pas une directivité trop forte semble être intéressante pour réduire l'amplitude et la durée des obstructions. L'utilisation d'antennes moyennement directives est plus intéressante que celle d'antennes très directives pour les canaux variant dans le temps, puisque les mouvements des gens peuvent obstruer des trajets significatifs. Dans une salle open-space, il est préférable d'utiliser une antenne avec une ouverture assez large et la placer au coin de la salle.
- ▶ Les résultats du chapitre 4 ont également montré l'intérêt de diversité angulaire offerte par les trajets multiples à 60 GHz qui peut être exploitée pour réduire l'effet de coupure ou des obstructions du trajet direct. Pour cela, les communications doivent avoir lieu dans une même pièce à partir d'un point d'accès positionné en hauteur. Cette recommandation sera revue lors de l'utilisation des équipements 802.11ad/ay. Ces équipements seront plus performants grâce à l'utilisation de réseau d'antennes au niveau de l'émission, permettant ainsi de bénéficier d'un gain de beamforming.

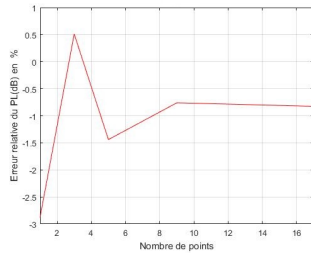
- ▶ Les résultats du chapitre 5 ont montré qu'il est possible d'utiliser des simulations au lieu des mesures afin de modéliser et caractériser le canal de propagation. Les résultats obtenus montrent une assez bonne concordance entre mesures et simulations. Cependant, une bonne description de l'environnement simulé est nécessaire tout en veillant à la fois à la précision de la description de l'environnement et à la durée de la simulation pour pouvoir obtenir des résultats précis.

Perspectives

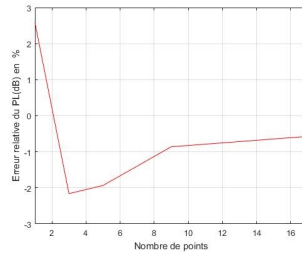
Plusieurs perspectives peuvent être identifiées pour poursuivre les travaux de cette thèse, parmi lesquelles :

- ▶ A court terme, il serait intéressant d'étudier l'impact d'un réflecteur métallique, placé convenablement dans des configurations de liaisons NLOS à 60 GHz, comme par exemple dans un couloir en forme de L, ce qui pourra constituer un relais passif pour améliorer la couverture radioélectrique de la liaison.
- ▶ Par ailleurs, d'autres campagnes de mesure pourraient être menées afin de mettre en évidence d'autres caractéristiques du canal, telles que l'effet de la polarisation des ondes ou l'effet Doppler (par sondage temporel). De même, il est possible d'envisager un sondage doublement directionnel pour le contexte MIMO massif, avec des méthodes de haute résolution.
- ▶ A plus long terme, l'étude de solutions innovantes utilisant des réseaux d'antennes à base de métasurfaces pourrait être menée. Ces réseaux de type transmitarray ou reflectarray seront reconfigurables de manière adaptative, en fonction de l'état du canal radio.

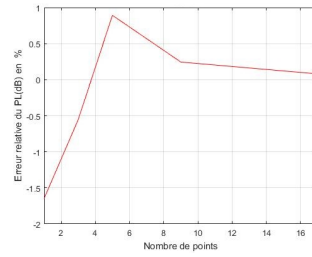
Annexes



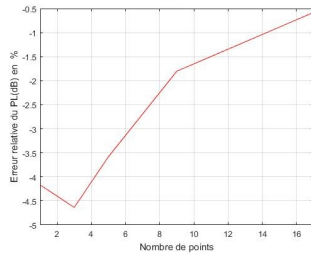
(a) Rx1



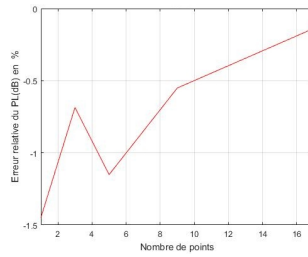
(b) Rx2



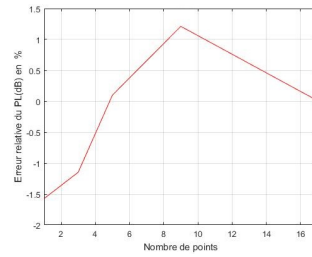
(c) Rx3



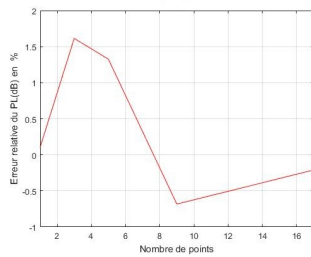
(d) Rx4



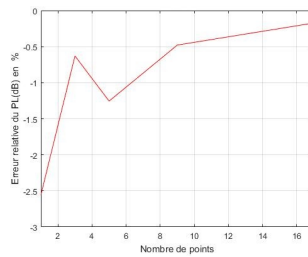
(e) Rx5



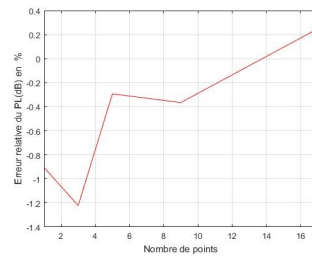
(f) Rx6



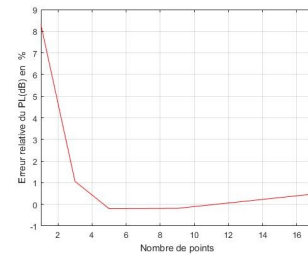
(g) Rx7



(h) Rx8



(i) Rx9



(j) Rx10

Fig. A.1. Erreur relative de toutes les positions de réception en DO, pour Tx au coin de la salle de réunion

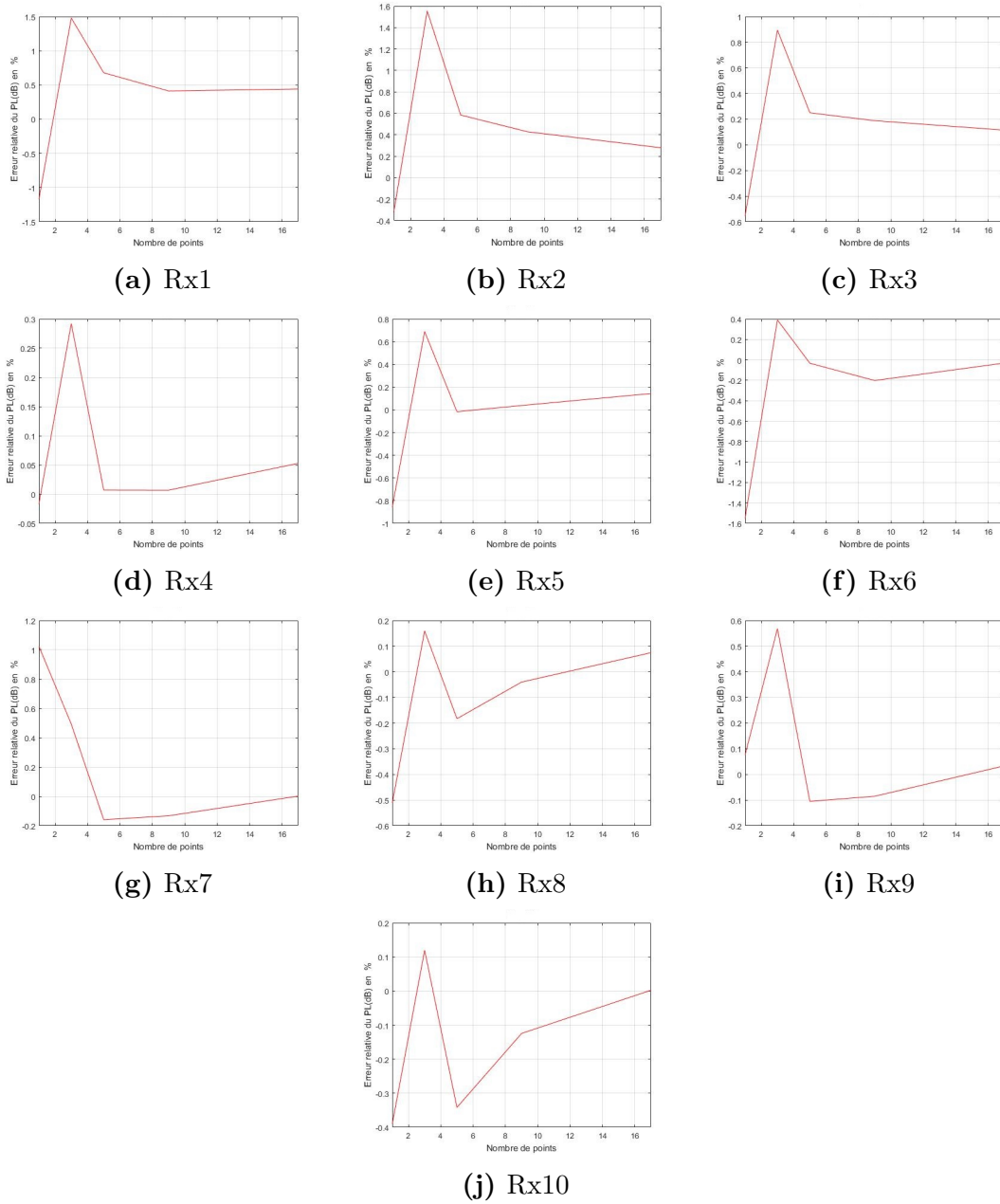


Fig. A.2. Erreur relative de toutes les positions de réception en DO, pour Tx au centre de la salle de réunion

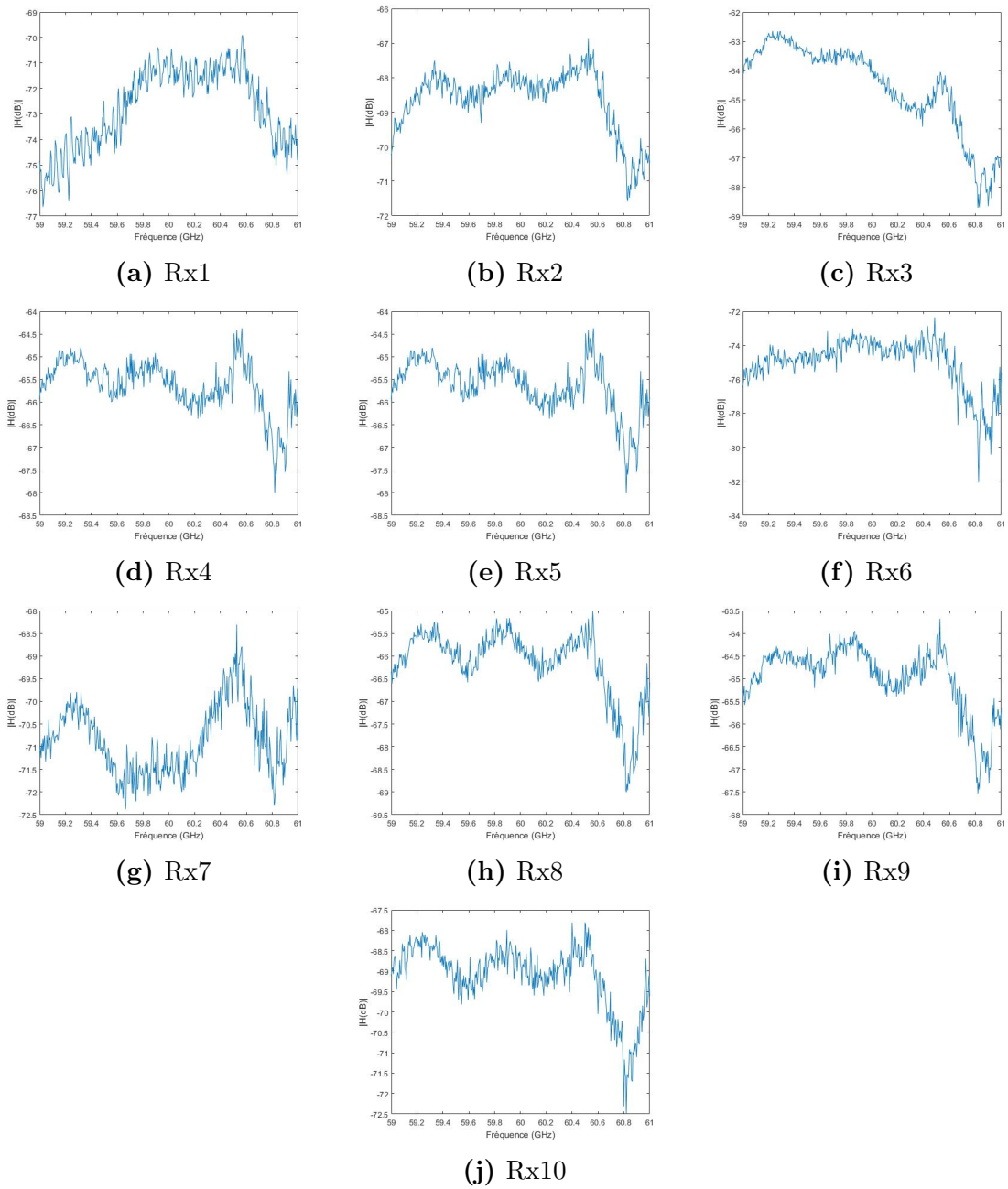


Fig. A.3. Réponses fréquentielles mesurées de toutes les positions de réception en DO, pour Tx au centre de la salle de réunion

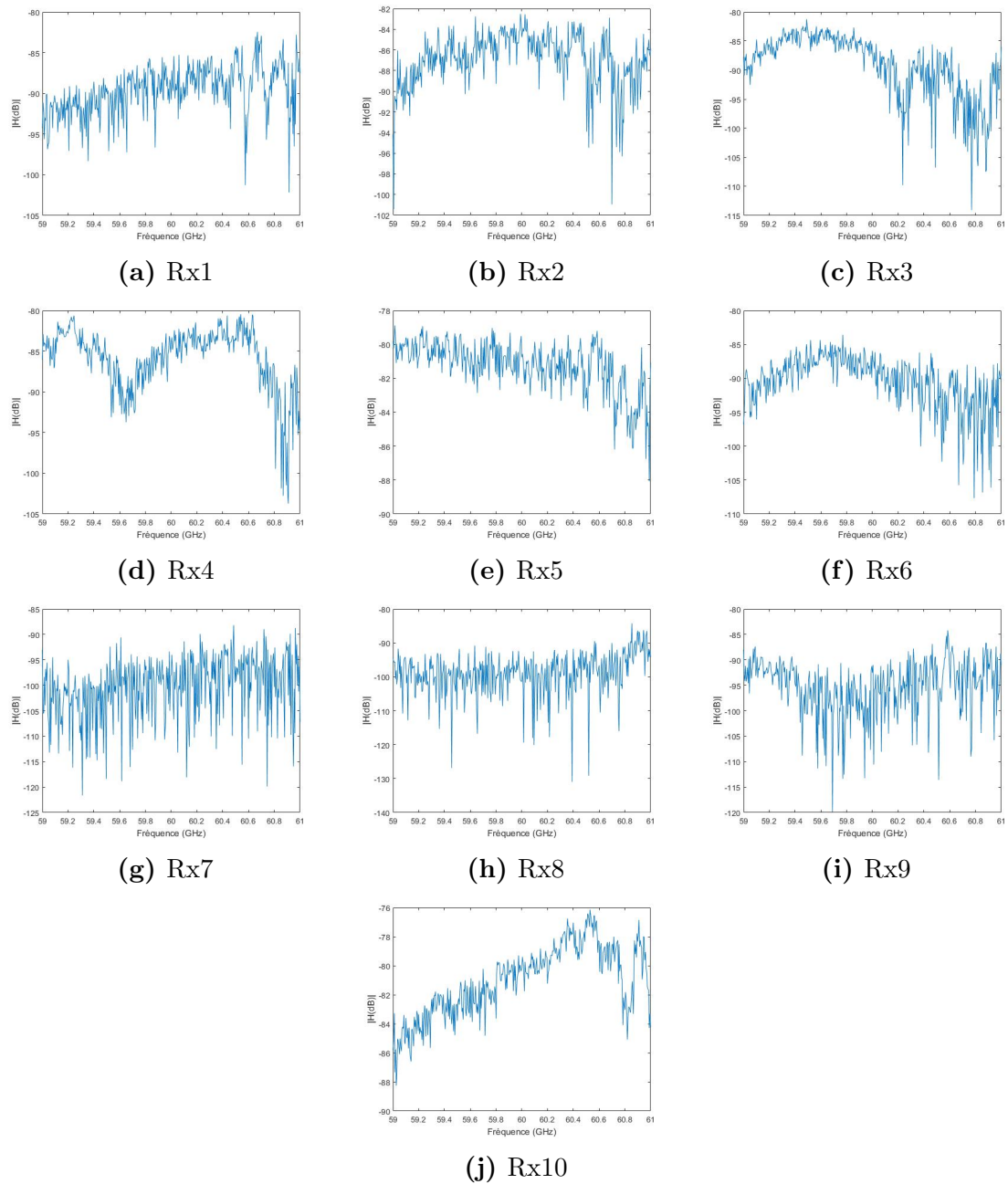


Fig. A.4. Réponses fréquentielles mesurées de toutes les positions de réception en BIO, pour Tx au centre de la salle de réunion

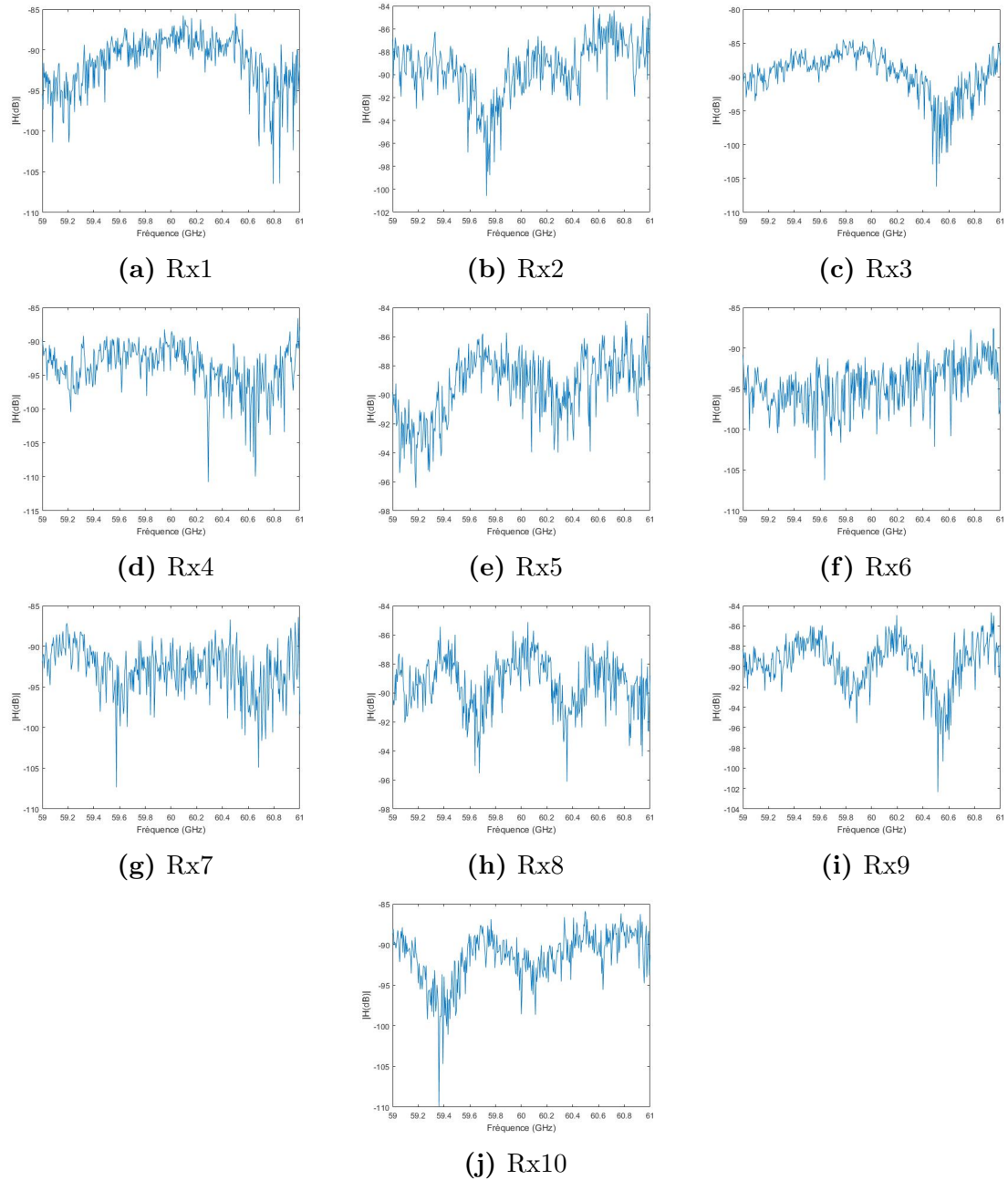


Fig. A.5. Réponses fréquentielles mesurées de toutes les positions de réception en DO, pour Tx au coin de la salle de réunion

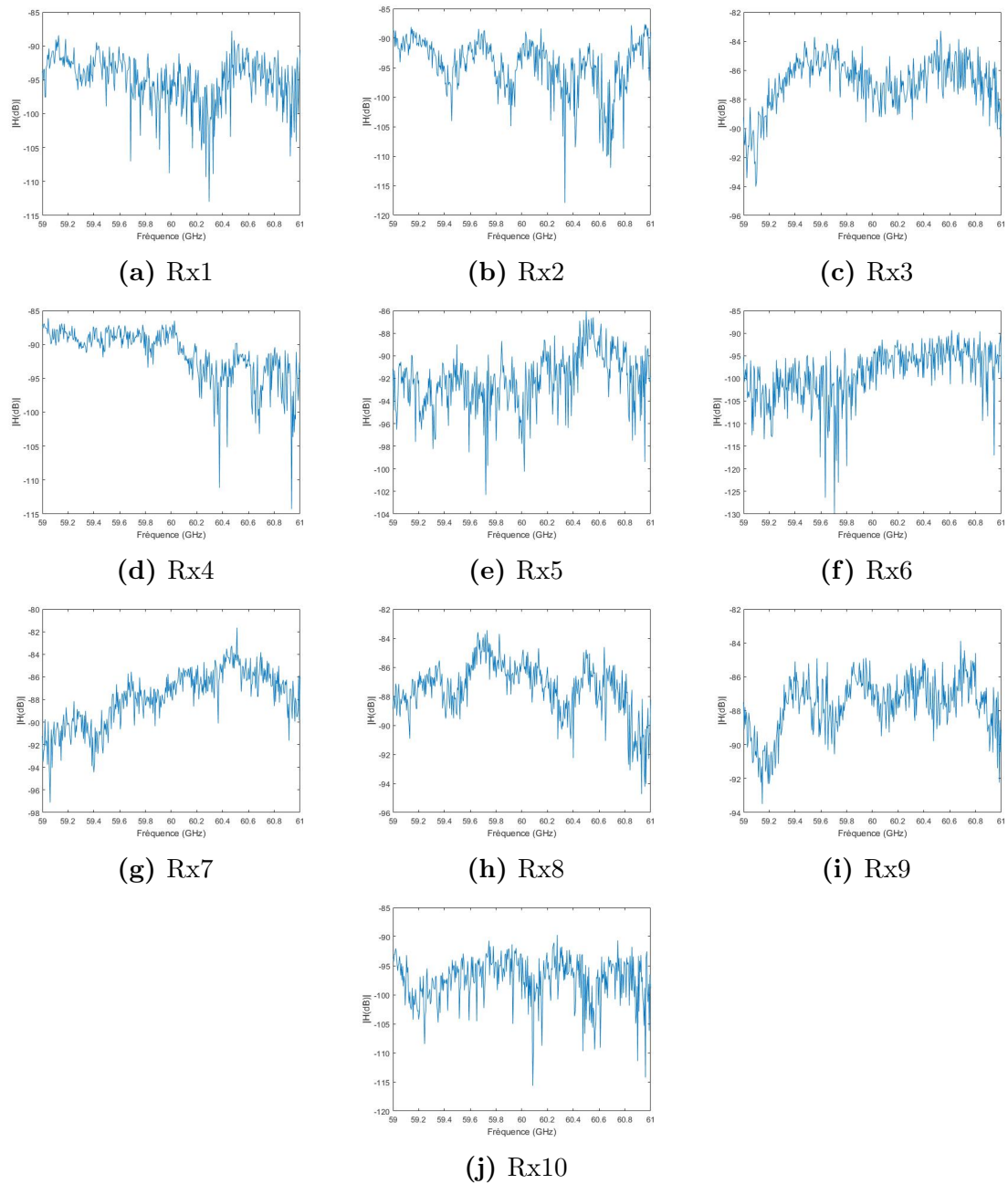


Fig. A.6. Réponses fréquentielles mesurées de toutes les positions de réception en BIO, pour Tx au coin de la salle de réunion

Bibliographie

- [1] A. F. MOLISCH, *Wireless communications*. John Wiley & Sons, 2012, t. 34.
- [2] <https://www.itu.int/rec/R-REC-M.2083-0-201509-P/en>.
- [3] M. XIAO, S. MUMTAZ, Y. HUANG, L. DAI, Y. LI, M. MATTHAIYOU, G. K. KARAGIANNIDIS, E. BJÖRNSON, K. YANG, C. I et A. GHOSH, “Millimeter Wave Communications for Future Mobile Networks”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, t. 35, n° 9, p. 1909-1935, 2017.
- [4] <https://disruptive.asia/qualcomm-facebook-terragraph/>.
- [5] <https://wifinowglobal.com/news-and-blog/cambium-networks-to-incorporate-facebook-terragraph-tech-into-new-60-ghz-products/>.
- [6] <https://www.cultofmac.com/549437/facebook-terragraph-internet-service-qualcomm/>.
- [7] “IEEE Standard for Information technology– Local and metropolitan area networks– Specific requirements– Part 11: Wireless LAN Medium Access Contr-ol (MAC)and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput”, *IEEE Std 802.11n-2009 (Amendment to IEEE Std 802.11-2007 as amended by IEEE Std 802.11k-2008, IEEE Std 802.11r-2008, IEEE Std 802.11y-2008, and IEEE Std 802.11w-2009)*, p. 1-565, 2009.
- [8] “IEEE Approved Draft Standard for Information Technology - Telecommu-nications and Information Exchange Between Systems - Local and Metro-politan Area Networks - Specific Requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: TV White Spaces Operation”, *IEEE P802.11af/D6.0, Oc-tober 2013 (Amendment to IEEE Std 802.11-2012, as amended by IEEE Std 802.11ae-2012, IEEE Std 802.11aa-2012, IEEE Std 802.11ad-2012, and IEEE Std 802.11ac_D7.0)*, p. 1-388, 2013.
- [9] “IEEE Recommended Practice for Information technology–Telecommunica-tions and information exchange between systems– Local and metropolitan area networks– Specific requirements Part 15.5: Mesh Topology Capability in Wireless Personal Area Networks (WPANs)”, *IEEE Std 802.15.5-2009*, p. 1-166, 2009.

- [10] S. KATO, H. HARADA, R. FUNADA, T. BAYKAS, C. S. SUM, J. WANG et M. A. RAHMAN, “Single Carrier Transmission for Multi-Gigabit 60 GHz WPAN systems”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, t. 27, n° 8, p. 1466-1478, 2009.
- [11] “IEEE Standard for Information technology–Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks–Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications”, *IEEE Std 802.11-2012 (Revision of IEEE Std 802.11-2007)*, p. 1-2793, 2012.
- [12] P. ZHOU, K. CHENG, X. HAN, X. FANG, Y. FANG, R. HE, Y. LONG et Y. LIU, “IEEE 802.11ay-Based MmWave WLANs: Design Challenges and Solutions”, *IEEE Communications Surveys Tutorials*, t. 20, n° 3, p. 1654-1681, 2018.
- [13] http://www.ieee802.org/11/Reports/802.11_Timelines.htm.
- [14] H. T. FRIIS, “A note on a simple transmission formula”, *Proceedings of the IRE*, t. 34, n° 5, p. 254-256, 1946.
- [15] C. R. ANDERSON, T. S. RAPPAPORT, K. BAE, A. VERSTAK, N. RAMAKRISHNAN, W. H. TRANTER, C. A. SHAFFER et L. T. WATSON, “In-building Wideband Multipath Characteristics at 2.5 and 60 GHz”, in *the IEEE 56th Vehicular Technology Conference*, t. 1, 2002, 97-101 vol.1.
- [16] W. GOSLING, *Radio Antennas and Propagation: Radio Engineering Fundamentals*. Elsevier, 1998.
- [17] USCodeofFederalRegulation(CFR)-title47,chapter1-part15.255.Federal-CommunicationsCommission(FCC),October2004.URL<http://www.gpo.gov>. (Citedonpage8).
- [18] S. K. YONG et C.-C. CHONG, “An Overview of Multigigabit Wireless Through Millimeter Wave Technology: Potentials and Technical Challenges”, *EURASIP journal on wireless communications and networking*, t. 2007, n° 1, p. 078 907, 2006.
- [19] A. BOURDOUX, J. NSENGA, W. VAN THILLO, F. HORLIN et L. VAN DER PERRE, “Air Interface and Physical Layer techniques for 60 GHz WPANs”, in *2006 Symposium on Communications and Vehicular Technology*, 2006, p. 1-6.
- [20] C. E. SHANNON, “Communication in the Presence of Noise”, *Proceedings of the IRE*, t. 37, n° 1, p. 10-21, 1949.
- [21] D. T. EMERSON, “The Work of Jagadis Chandra Bose: 100 years of Mm-Wave Research”, in *1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, t. 2, 1997, 553-556 vol.2.
- [22] M. CHELOUCHE et A. PLATTNER, “Mobile Broadband System (MBS): Trends and Impact on 60 GHz Band MMIC Development”, *Electronics & Communication Engineering Journal*, t. 5, n° 3, p. 187-197, 1993.
- [23] P. SMULDERS, “Exploiting the 60 GHz Band for Local Wireless Multimedia Access: Prospects and Future Directions”, *IEEE Communications Magazine*, t. 40, n° 1, p. 140-147, 2002.

- [24] C. CALVEZ, "Intégration hybride de "Front-ends" millimétriques pour applications WLAN en environnement domestique à 60 GHz", thèse de doct., Télécom Bretagne, 2010.
- [25] S. GUILLOUARD, "Conception et Réalisation d'un Sondeur de canal très large bande a 60 GHz mesures de propagation a l'intérieur des batiments", thèse de doct., Rennes, INSA, 1999.
- [26] S. COLLONGE, G. ZAHARIA et G. EL ZEIN, "Influence of the Human Activity on the Propagation Characteristics of 60 GHz Indoor Channels", in *The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring.*, t. 1, 2003, 251-255 vol.1.
- [27] S. COLLONGE, G. ZAHARIA et G. E. ZEIN, "Influence of the Human Activity on Wide-band Characteristics of the 60 GHz Indoor Radio Channel", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, t. 3, n° 6, p. 2396-2406, 2004.
- [28] S. COLLONGE, G. ZAHARIA et G. EL ZEIN, "Influence of the Furniture on 60 GHz Radio Propagation in a Residential Environment", in *Signals, Circuits and Systems, 2003. SCS 2003. International Symposium on*, t. 2, 2003, 413-416 vol.2.
- [29] D. OBEID, S. SADEK, G. ZAHARIA et G. E. ZEIN, "Touch-less heartbeat detection and cardiopulmonary modeling", in *2009 2nd International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies*, 2009, p. 1-5.
- [30] L. RAKOTONDRAINIBE, "Conception et réalisation d'un système de communications sans fil très haut débit à 60 GHz pour les applications WPAN", thèse de doct., Rennes, INSA, 2010.
- [31] C. HAMOUDA, "Etude d'une architecture d'émission/réception impulsionnelle ULB pour dispositifs nomades à 60 GHz", thèse de doct., Paris Est, 2014.
- [32] O. E. BOUAYADI, "Module wireless 60 GHz intégré en 3D sur silicium", thèse de doct. Université Grenoble Alpes, oct. 2015.
- [33] D. HOTTE, "De la RFID à la MMID 60 GHz: contribution au développement de l'identification par onde radiofréquence en bande millimétrique", thèse de doct., Université Grenoble Alpes, 2015.
- [34] T. MAVRIDIS, "Channel Modeling for 60 GHz Body Area Networks", thèse de doct., Université Pierre et Marie Curie - Paris VI ; Université libre de Bruxelles, 2015.
- [35] M. KACOU, V. GUILLET, G. EL ZEIN et G. ZAHARIA, "Coverage and Throughput Analysis at 60 GHz for Indoor WLAN with Indirect Paths", in *2018 IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, 2018, p. 1-5.
- [36] C. LOUNIS, N. HAKEM, G. Y. DELISLE et Y. COULIBALY, "Large-Scale Characterization of an Underground Mining Environment for The 60 GHz Frequency Band", in *2012 International Conference on Wireless Communications in Underground and Confined Areas*, 2012, p. 1-4.

- [37] N. HAKEM, G. DELISLE et 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, p. 3592-3595.
- [38] S. OUTALHA, R. LE et P. TARDIF, "Toward a Unified and Digital Communication System for Underground Mines", *CIM bulletin*, p. 100-105, 2000.
- [39] M. GHADDAR, "Caractérisation Expérimentale et Modélisation du Canal de Propagation sans Fil à Courte Portée à 60 GHz", thèse de doct., Université du Québec en Outaouais, 2012.
- [40] T. S. RAPPAPORT, Y. XING, O. KANHERE, S. JU, A. MADANAYAKE, S. MANDAL, A. ALKHATEEB et G. C. TRICHOPOULOS, "Wireless Communications and Applications Above 100 GHz: Opportunities and Challenges for 6G and Beyond", *IEEE Access*, t. 7, p. 78 729-78 757, 2019.
- [41] Y. XING et T. S. RAPPAPORT, "Propagation Measurement System and Approach at 140 GHz-Moving to 6G and Above 100 GHz", in *2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 2018, p. 1-6.
- [42] S. SUN, T. S. RAPPAPORT, M. SHAFI, P. TANG, J. ZHANG et P. J. SMITH, "Propagation Models and Performance Evaluation for 5G Millimeter-Wave Bands", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, t. 67, n° 9, p. 8422-8439, 2018.
- [43] S. SUN, T. S. RAPPAPORT et M. SHAFI, "Hybrid Beamforming for 5G Millimeter-Wave Multi-Cell Networks", in *IEEE INFOCOM 2018 - IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS)*, 2018, p. 589-596.
- [44] P. F. M. SMULDERS, "Statistical Characterization of 60-GHz Indoor Radio Channels", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 57, n° 10, p. 2820-2829, 2009.
- [45] K. YANG, M. BERBINEAU, J. GHYS, Y. COCHERIL et D. SEETHARAMDOO, "Propagation Measurements with Regional Train at 60 GHz for Virtual Coupling Application", in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2017, p. 126-130.
- [46] K. HANEDA, K. TAKIZAWA, M. KYRÖ, H. HAGIWARA et P. VAINIKAINEN, "Scatterer Localization in Hospital Rooms at 60 GHz", in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, p. 530-534.
- [47] M. KHATUN, H. MEHRPOUYAN et D. MATOLAK, "60-GHz Millimeter-Wave Pathloss Measurements in Boise Airport", in *the IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP)*, 2018, p. 1276-1280.
- [48] S. RAMACHANDRAN, M. J. NEVE et K. W. SOWERBY, "Millimetre Wave Antenna Deployment in a Single Room Environment", *IET Microwaves, Antennas Propagation*, t. 12, n° 15, p. 2390-2394, 2018.

- [49] A. L. AMADJIKPE, D. CHOUDHURY, G. E. PONCHAK, B. PAN, Y. LI et J. PAPAPOLYMEROU, "Proximity Effects of Plastic Laptop Covers on Radiation Characteristics of 60-GHz Antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 8, p. 763-766, 2009.
- [50] A. ZHOU, J. HUANG, J. SUN, Q. ZHU, C. WANG et Y. YANG, "60 GHz Channel Measurements and Ray Tracing Modeling in an Indoor Environment", in *the 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, 2017, p. 1-6.
- [51] Y. YANG, J. SUN, W. ZHANG, C. WANG et X. GE, "Ray Tracing Based 60 GHz Channel Clustering and Analysis in Staircase Environment", in *the IEEE Global Communications Conference*, 2017, p. 1-5.
- [52] A. DAMNJANOVIC, J. MONTOJO, Y. WEI, T. JI, T. LUO, M. VAJAPAYAM, T. YOO, O. SONG et D. MALLADI, "A Survey on 3GPP Heterogeneous Networks", *IEEE Wireless Communications*, t. 18, n° 3, p. 10-21, 2011.
- [53] C. A. L. DIAKHATE, J. CONRAT, J. COUSIN et A. SIBILLE, "Millimeter-Wave Outdoor-to-indoor Channel Measurements at 3, 10, 17 and 60 GHz", in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2017, p. 1798-1802.
- [54] HAIBING YANG, M. H. A. J. HERBEN et P. F. M. SMULDERS, "Impact of Antenna Pattern and Reflective Environment on 60 GHz Indoor Radio Channel characteristics", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 4, p. 300-303, 2005.
- [55] F. YILDIRIM, A. S. SADRI et H. LIU, "Polarization Effects for Indoor Wireless Communications at 60 GHz", *IEEE Communications Letters*, t. 12, n° 9, p. 660-662, 2008.
- [56] J. HUANG, Y. LIU, J. SUN, W. ZHANG et C. WANG, "Effects of Antenna Height and Directivity on 60 GHz Indoor Channels", in *2017 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC)*, 2017, p. 1-5.
- [57] F. FIRYAGUNA, J. KIBILDA, C. GALIOTTO et N. MARCHETTI, "Performance Analysis of Indoor MmWave Networks With Ceiling-Mounted Access Points", *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 2020.
- [58] I. A. HEMADEH, K. SATYANARAYANA, M. EL-HAJJAR et L. HANZO, "Millimeter-Wave Communications: Physical Channel Models, Design Considerations, Antenna Constructions, and Link-Budget", *IEEE Communications Surveys Tutorials*, t. 20, n° 2, p. 870-913, 2018.
- [59] J. ZHANG, E. BJÖRNSON, M. MATTHAIYOU, D. W. K. NG, H. YANG et D. J. LOVE, "Prospective Multiple Antenna Technologies for Beyond 5G", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, p. 1-1, 2020.
- [60] A. L. SWINDLEHURST, E. AYANOGLU, P. HEYDARI et F. CAPOLINO, "Millimeter-Wave Massive MIMO: The Next Wireless Revolution?", *IEEE Communications Magazine*, t. 52, n° 9, p. 56-62, 2014.

- [61] J. ZHANG, S. CHEN, Y. LIN, J. ZHENG, B. AI et L. HANZO, “Cell-Free Massive MIMO: A New Next-Generation Paradigm”, *IEEE Access*, t. 7, p. 99 878-99 888, 2019.
- [62] J. HOYDIS, S. TEN BRINK et M. DEBBAH, “Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks: How Many Antennas Do We Need?”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, t. 31, n° 2, p. 160-171, 2013.
- [63] M. FAKHARZADEH, J. AHMADI-SHOKOUH, B. BIGLARBEIGIAN, M. R. NEZHAD-AHMADI et S. SAFAVI-NAEINI, “The Effect of Human Body on Indoor Radio Wave Propagation at 57–64 GHz”, in *the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2009, p. 1-4.
- [64] C. GUSTAFSON et F. TUFVESSON, “Characterization of 60 GHz Shadowing by Human Bodies and Simple Phantoms”, in *the 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, p. 473-477.
- [65] T. WU, T. S. RAPPAPORT et C. M. COLLINS, “The Human Body and Millimeter-Wave Wireless Communication Systems: Interactions and Implications”, in *the IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2015, p. 2423-2429.
- [66] M. HEINO, C. ICHELN et K. HANEDA, “Self-user Shadowing Effects of Millimeter-Wave Mobile Phone Antennas in a Browsing Model”, in *the 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2019, p. 1-5.
- [67] M. PETER, M. WISOTZKI, M. RACEALA-MOTOC, W. KEUSGEN, R. FELBECKER, M. JACOB, S. PRIEBE et T. KÜRNER, “Analyzing Human Body Shadowing at 60 GHz: Systematic Wideband MIMO Measurements and Modeling Approaches”, in *the 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, p. 468-472.
- [68] P. KARADIMAS, B. ALLEN et P. SMITH, “Human Body Shadowing Characterization for 60 GHz Indoor Short-Range Wireless Links”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 12, p. 1650-1653, 2013.
- [69] A. ANGLÈS-VÁZQUEZ, E. CARREÑO et L. S. AHUMADA, “Modeling the Effect of Pedestrian Traffic in 60-GHz Wireless Links”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 16, p. 1927-1931, 2017.
- [70] M. NAKAMURA, M. SASAKI, W. YAMADA et Y. TAKATORI, “Path Loss Model in Crowded Indoor Environments Considering Multiple Human Body Shadowing of Multipath at 4.7 GHz and 66.5 GHz”, in *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2019, p. 1-5.
- [71] U. T. VIRK et K. HANEDA, “Modeling Human Blockage at 5G Millimeter-Wave Frequencies”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 68, n° 3, p. 2256-2266, 2020.
- [72] L. A. FIERRO, E. C. MAGGI, A. A. VAZQUEZ et D. SCHKOLNIK, “Empirical Results for Human-Induced Shadowing Events for Indoor 60 GHz Wireless Links”, *IEEE Access*, t. 8, p. 44 522-44 533, 2020.
- [73] I. F. AKYILDIZ, S. NIE, S.-C. LIN et M. CHANDRASEKARAN, “5G Roadmap: 10 key Enabling Technologies”, *Computer Networks*, t. 106, p. 17-48, 2016.

- [74] X. TAN, Z. SUN, J. M. JORNET et D. PADOS, "Increasing Indoor Spectrum Sharing Capacity Using Smart Reflect-Array", in *2016 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2016, p. 1-6.
- [75] S. HAN et K. G. SHIN, "Enhancing Wireless Performance Using Reflectors", in *IEEE INFOCOM 2017 - IEEE Conference on Computer Communications*, 2017, p. 1-9.
- [76] C. LIASKOS, S. NIE, A. TSIOLIARIDOU, A. PITSILLIDES, S. IOANNIDIS et I. AKYILDIZ, "A New Wireless Communication Paradigm Through Software-Controlled Metasurfaces", *IEEE Communications Magazine*, t. 56, n° 9, p. 162-169, 2018.
- [77] M. DI RENZO, M. DEBBAH, D.-T. PHAN-HUY, A. ZAPPONE, M.-S. ALOUINI, C. YUEN, V. SCIANCALEPORE, G. C. ALEXANDROPOULOS, J. HOYDIS, H. GACANIN et al., "Smart Radio Environments Empowered by Reconfigurable AI Meta-Surfaces: An Idea Whose Time Has Come", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, t. 2019, n° 1, p. 1-20, 2019.
- [78] Q. WU et R. ZHANG, "Intelligent Reflecting Surface Enhanced Wireless Network via Joint Active and Passive Beamforming", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, t. 18, n° 11, p. 5394-5409, 2019.
- [79] A.-A. A. BOULOGEORGOS et A. ALEXIOU, "Performance Analysis of Reconfigurable Intelligent Surface-Assisted Wireless Systems and Comparison With Relaying", *IEEE Access*, t. 8, p. 94 463-94 483, 2020.
- [80] X. YANG, C. WEN et S. JIN, "MIMO Detection for Reconfigurable Intelligent Surface-Assisted Millimeter Wave Systems", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, t. 38, n° 8, p. 1777-1792, 2020.
- [81] E. BASAR, "Reconfigurable Intelligent Surface-Based Index Modulation: A New Beyond MIMO Paradigm for 6G", *IEEE Transactions on Communications*, t. 68, n° 5, p. 3187-3196, 2020.
- [82] S. SUN, T. S. RAPPAPORT et M. SHAFT, "Hybrid Beamforming for 5G Millimeter-Wave Multi-Cell Networks", in *IEEE INFOCOM 2018-IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS)*, IEEE, 2018, p. 589-596.
- [83] J. HOYDIS, S. TEN BRINK et M. DEBBAH, "Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks: How Many Antennas do we Need?", *IEEE Journal on selected Areas in Communications*, t. 31, n° 2, p. 160-171, 2013.
- [84] S. RANGAN, T. S. RAPPAPORT et E. ERKIP, "Millimeter-Wave Cellular Wireless Networks: Potentials and Challenges", *Proceedings of the IEEE*, t. 102, n° 3, p. 366-385, 2014.
- [85] A. ADHIKARY, E. AL SAFADI, M. K. SAMIMI, R. WANG, G. CAIRE, T. S. RAPPAPORT et A. F. MOLISCH, "Joint Spatial Division and Multiplexing for Mm-Wave Channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, t. 32, n° 6, p. 1239-1255, 2014.

- [86] I. A. HEMADEH, M. EL-HAJJAR, S. WON et L. HANZO, “Multi-Set Space-Time Shift Keying and Space-Frequency Space-Time Shift Keying for Millimeter-Wave Communications”, *IEEE Access*, t. 5, p. 8324-8342, 2016.
- [87] ———, “Layered Multi-Group Steered Space-Time Shift-Keying for Millimeter-Wave Communications”, *IEEE Access*, t. 4, p. 3708-3718, 2016.
- [88] <https://le-routeur-wifi.com/test-tp-link-talon-ad7200/>.
- [89] <https://www.netgear.fr/home/products/networking/wifi-routers/R9000.aspx>.
- [90] QUALCOM.COM, <https://www.qualcomm.com/news/releases/2018/10/16/qualcomm-dramatically-extends-wi-fi-experiences-5g-era-60ghz-80211ay>, 2018.
- [91] <https://www.cnetfrance.fr/produits/netgear-nighthawk-x10-39849610.htm>.
- [92] T. S. RAPPAPORT et al., *Wireless Communications: Principles and Practice*. prentice hall PTR New Jersey, 1996, t. 2.
- [93] K. ISSIALI, “Study of Smart Antennas and MU-MIMO Techniques for Indoor Radio Engineering and Planning Tools”, thèse de doct., 2015.
- [94] A. A. SALEH et R. VALENZUELA, “A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation”, *IEEE Journal on selected areas in communications*, t. 5, n° 2, p. 128-137, 1987.
- [95] M. CHAMCHOY, S. PROMWONG, P. TANGTISANON et J. TAKADA, “Characterization of In-Home UWB Channel With Different Antenna Directivity”, in *2004 IEEE Region 10 Conference TENCN 2004.*, IEEE, t. 100, 2004, p. 129-132.
- [96] S. COLLONGE, “Caractérisation et modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz à l’intérieur des bâtiments”, thèse de doct., 2003.
- [97] F. J. BARROS, R. D. VIEIRA et G. SIQUEIRA, “Relationship Between Delay Spread and Coherence Bandwidth for UWB Transmission”, in *SBMO/IEEE MTT-S International Conference on Microwave and Optoelectronics, 2005.*, IEEE, 2005, p. 415-420.
- [98] S. J. HOWARD et K. PAHLAVAN, “Measurement and Analysis of the Indoor Radio Channel in the Frequency Domain”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 39, n° 5, p. 751-755, 1990.
- [99] A. MUQAIBEL, A. SAFAAI-JAZI, A. ATTIYA, B. WOERNER et S. RIAD, “Path-Loss and Time Dispersion Parameters for Indoor UWB Propagation”, *IEEE transactions on wireless communications*, t. 5, n° 3, p. 550-559, 2006.
- [100] D. COX, “Delay Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910 MHz in a Suburban Mobile Radio environment”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 20, n° 5, p. 625-635, 1972.
- [101] P. BELLO, “Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels”, *IEEE transactions on Communications Systems*, t. 11, n° 4, p. 360-393, 1963.

- [102] F. TCHOFFO TALOM, “Modélisation déterministe du Canal de propagation Indoor dans un Contexte Ultra Wide Band”, thèse de doct., Rennes, INSA, 2005.
- [103] S. HUR, S. BAEK, B. KIM, Y. CHANG, A. F. MOLISCH, T. S. RAPPAPORT, K. HANEDA et J. PARK, “Proposal on Millimeter-Wave Channel Modeling for 5G Cellular System”, *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, t. 10, n° 3, p. 454-469, 2016.
- [104] S. GENG, J. KIVINEN, X. ZHAO et P. VAINIKAINEN, “Millimeter-Wave Propagation Channel Characterization for Short-Range Wireless communications”, *IEEE transactions on vehicular technology*, t. 58, n° 1, p. 3-13, 2008.
- [105] S. DENG, M. K. SAMIMI et T. S. RAPPAPORT, “28 GHz and 73 GHz Millimeter-Wave Indoor Propagation Measurements and Path Loss Models”, in *2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW)*, IEEE, 2015, p. 1244-1250.
- [106] S. PIERSANTI, L. A. ANNONI et D. CASSIOLI, “Millimeter Waves Channel Measurements and Path Loss Models”, in *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, IEEE, 2012, p. 4552-4556.
- [107] G. R. MACCARTNEY, J. ZHANG, S. NIE et T. S. RAPPAPORT, “Path Loss Models for 5G Millimeter Wave Propagation Channels in Urban Microcells”, in *2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, IEEE, 2013, p. 3948-3953.
- [108] M. FRYZIEL, C. LOYEZ, L. CLAVIER, N. ROLLAND et P. A. ROLLAND, “Path-Loss Model of The 60-GHz Indoor Radio Channel”, *Microwave and optical technology letters*, t. 34, n° 3, p. 158-162, 2002.
- [109] G. R. MACCARTNEY, M. K. SAMIMI et T. S. RAPPAPORT, “Exploiting Directionality for Millimeter-Wave Wireless System Improvement”, in *2015 IEEE international conference on communications (ICC)*, IEEE, 2015, p. 2416-2422.
- [110] A. I. SULYMAN, A. T. NASSAR, M. K. SAMIMI, G. R. MACCARTNEY, T. S. RAPPAPORT et A. ALSANIE, “Radio Propagation Path Loss Models for 5G Cellular Networks in the 28 GHz and 38 GHz millimeter-wave bands”, *IEEE communications magazine*, t. 52, n° 9, p. 78-86, 2014.
- [111] K. HANEDA, J. ZHANG, L. TAN, G. LIU, Y. ZHENG, H. ASPLUND, J. LI, Y. WANG, D. STEER, C. LI et al., “5G 3GPP-Like Channel Models for Outdoor Urban Microcellular and Macrocellular Environments”, in *2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, IEEE, 2016, p. 1-7.
- [112] R. COSQUER, “Conception d’un sondeur de canal MIMO-Caractérisation du canal de propagation d’un point de vue directionnel et doublement directionnel”, thèse de doct., 2004.
- [113] G. ZAHARIA, “Caractérisation de la propagation radioélectrique à l’intérieur des bâtiments à 900 MHz-Implications sur la qualité d’une transmission numérique CT2-CAI”, thèse de doct., Rennes, INSA, 1997.

- [114] H. KDOUH, H. FARHAT, G. ZAHARIA, C. BROUSSEAU, G. GRUNFELDER et G. EL ZEIN, "Performance analysis of a hierarchical shipboard wireless sensor network", in *2012 IEEE 23rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications-(PIMRC)*, IEEE, 2012, p. 765-770.
- [115] D. XU, J. ZHANG, X. GAO, P. ZHANG et Y. WU, "Indoor Office Propagation Measurements and Path Loss Models at 5.25 GHz", in *2007 IEEE 66th Vehicular Technology Conference*, IEEE, 2007, p. 844-848.
- [116] R. ITU, "ITU-R M. 2135: Guidelines for Evaluation of Radio Interface Technologies for IMT-Advanced", Technical Report, ITU, rapp. tech., 2008.
- [117] S. KADDOURI, M. EL HAJJ, G. ZAHARIA et G. EL ZEIN, "Indoor Path Loss Measurements and Modeling in an Open-Space Office at 2.4 GHz and 5.8 GHz in the Presence of People", in *2018 IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, IEEE, 2018, p. 1-7.
- [118] M. HAJJ, G. ZAHARIA, G. GRUNFELDER, G. EL ZEIN, H. FARHAT et S. SADEK, "Etude de la propagation à 60 GHz en milieu indoor", in *XXIèmes Journées Nationales Microondes*, 2019.
- [119] L. ZHANG, A. MCKERNAN, S. L. COTTON et W. G. SCANLON, "The influence of elevation angle on 60 GHz near-body path gain", in *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2018, p. 1-5.
- [120] M. EL HAJJ, G. ZAHARIA, G. EL ZEIN, H. FARHAT et S. SADEK, "Millimeter-wave Propagation Measurements at 60 GHz in Indoor Environments", in *2019 International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS)*, IEEE, 2019, p. 1-4.
- [121] F. J. HARRIS, "On the Use of Windows for Harmonic Analysis With the Discrete Fourier Transform", *Proceedings of the IEEE*, t. 66, n° 1, p. 51-83, 1978.
- [122] M. EL HAJJ, G. EL ZEIN, G. ZAHARIA, H. FARHAT et S. SADEK, "Angular Measurements and Analysis of the Indoor Propagation Channel at 60 GHz", in *2019 International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, IEEE, 2019, p. 121-126.
- [123] M. JACOB, C. MBIANKE et T. KÜRNER, "A dynamic 60 GHz Radio channel Model for System Level Simulations With MAC Protocols for IEEE 802.11 ad", in *IEEE International Symposium on Consumer Electronics (ISCE 2010)*, IEEE, 2010, p. 1-5.
- [124] V. SEMKIN, A. KARTTUNEN, J. JÄRVELÄINEN, S. ANDREEV et Y. KOUCHERYAVY, "Static and dynamic millimeter-wave channel measurements at 60 GHz in a conference room", in *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2018, p. 1-5.
- [125] C. SLEZAK, V. SEMKIN, S. ANDREEV, Y. KOUCHERYAVY et S. RANGAN, "Empirical Effects of Dynamic Human-Body Blockage in 60 GHz communications", *IEEE Communications Magazine*, t. 56, n° 12, p. 60-66, 2018.

- [126] M. EL HAJJ, G. ZAHARIA, G. EL ZEIN, H. FARHAL et S. SADEK, "Measurements of a Dynamic 60 GHz Radio Channel in an Open-Space Office", in *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, IEEE, 2020, p. 1-5.
- [127] M. EL HAJJ, G. ZAHARIA, G. EL ZEIN, H. FARHAT et S. SADEK, "Influence of Access Point Location on Dynamic Indoor Radio Channel at 60 GHz", in *2020 IEEE 91st Vehicular Technology Conference (VTC2020-Spring)*, IEEE, 2020, p. 1-5.
- [128] A. HYPERWORKS, WinProp , 2017 , [Online] .Available : <http://www.altairhyperworks.com/product/FEKO/WinProp-Propagation-Modeling>.
- [129] Y. WANG, S. SAFAVI-NAEINI et 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*, t. 48, n° 5, p. 743-754, 2000.
- [130] A. C. AUSTIN, M. J. NEVE et G. B. ROWE, "Modeling Propagation in Multi-floor Buildings Using the FDTD Method", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 59, n° 11, p. 4239-4246, 2011.
- [131] G. WÖLFLE, R. WAHL, P. WERTZ, P. WILDBOLZ et F. LANDSTORFER, "Dominant Path Prediction Model for Indoor Scenarios", in *German Microwave Conference (GeMIC)*, Ulm, t. 27, 2005.
- [132] P. ZAKHAROV, R. DUDOV, E. MIKHAILOV, A. KOROLEV et A. SUKHORUKOV, "Finite Integration Technique Capabilities for Indoor Propagation Prediction", in *2009 Loughborough Antennas & Propagation Conference*, IEEE, 2009, p. 369-372.
- [133] B. GSCHWENDTNER, G. WÖLFLE, B. BURK et F. LANDSTORFER, "Ray Tracing vs. Ray Launching in 3-D Microcell Modelling", 1995.
- [134] L. NAGY, R. DADY et A. FARKASVOLGYI, "Algorithmic Complexity of FDTD and Ray Tracing Method for Indoor Propagation Modelling", in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, IEEE, 2009, p. 2262-2265.
- [135] Y.-K. YOON, M.-W. JUNG et J. KIM, "Intelligent Ray Tracing for the Propagation Prediction", in *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, IEEE, 2012, p. 1-2.
- [136] Z. LAI, G. DE LA ROCHE, N. BESSIS, P. KUONEN, G. CLAPWORTHY, D. ZHOU et J. ZHANG, "Intelligent Ray Launching Algorithm for Indoor Scenarios", *Radioengineering*, t. 20, n° 2, 2011.
- [137] G. DE LA ROCHE, A. ALAYÓN-GLAZUNOV et B. ALLEN, *LTE-Advanced and Next Generation Wireless Networks: Channel Modelling and Propagation*. John Wiley & Sons, 2012.
- [138] H. OBEIDAT, A. ALABDULLAH, E. ELKHAZMI, W. SUHAIB, O. OBEIDAT, M. ALKHAMBASHI, M. MOSLEH, N. ALI, Y. DAMA, Z. ABIDIN et al., "Indoor Environment Propagation Review", *Computer Science Review*, t. 37, p. 100 272, 2020.

- [139] L. TALBI et G. DELISLE, "Finite Difference Time Domain Characterization of Indoor Radio Propagation", *Progress In Electromagnetics Research*, t. 12, p. 251-275, 1996.
- [140] A. P. de AZEVEDO, A. J. M. SOARES et L. C. FERNANDES, "Measurements and FDTD Simulations of Electric Fields in Indoor Environment at 150 MHz", in *2013 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)*, IEEE, 2013, p. 1-5.
- [141] L. NAGY, "FDTD and Ray Optical Methods for Indoor Wave Propagation Modeling", *Mikrotalasna revija*, t. 16, p. 47-53, 2010.
- [142] M. POREBSKA, T. KAYSER et W. WIESBECK, "Verification Of a Hybrid Ray-Tracing/FDTD Model for Indoor Ultra-Wideband Channels", in *2007 European Conference on Wireless Technologies*, IEEE, 2007, p. 169-172.
- [143] H. KIM, B. KIM et Y. LEE, "An Accurate Indoor Propagation Analysis for Wi-Fi Antenna Embedded in a Commercial TV set", in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, IEEE, 2014, p. 2111-2114.
- [144] G. WOLFLE et F. M. LANDSTORFER, "Dominant Paths For The Field Strength Prediction", in *VTC'98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (Cat. No. 98CH36151)*, IEEE, t. 1, 1998, p. 552-556.
- [145] M. CLEMENS et T. WEILAND, "Discrete Electromagnetism With The Finite Integration Technique", *Progress In Electromagnetics Research*, t. 32, p. 65-87, 2001.
- [146] T. WEILAND, "A Discretization Model for the Solution of Maxwell's Equations for six-component Fields", *ArELU*, t. 31, p. 116-120, 1977.
- [147] S. SONI et A. BHATTACHARYA, "An Efficient Two-Dimensional Ray-Tracing Algorithm For Modeling of Urban Microcellular Environments", *International Journal of Electronics and Communications*, t. 66, n° 6, p. 439-447, juin 2012.
- [148] H.-W. SON et N.-H. MYUNG, "A Deterministic Ray Tube Method for Microcellular Wave Propagation Prediction Model", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 47, n° 8, p. 1344-1350, 1999.
- [149] G. DURGIN, N. PATWARI et T. S. RAPPAPORT, "Improved 3D Ray Launching Method for Wireless Propagation Prediction", *Electronics Letters*, t. 33, n° 16, p. 1412-1413, 1997.
- [150] R. A. KIPP et M. C. MILLER, "Shooting-and-Bouncing Ray Method for 3D Indoor Wireless Propagation in WLAN applications", in *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004.*, IEEE, t. 2, 2004, p. 1639-1642.
- [151] D. N. SCHETTINO, F. J. MOREIRA et C. G. REGO, "Efficient Ray Tracing for Radio Channel Characterization of Urban Scenarios", *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 43, n° 4, p. 1305-1308, 2007.

-
- [152] A. ZHOU, J. HUANG, J. SUN, Q. ZHU, C.-X. WANG et Y. YANG, “60 GHz Channel Measurements and Ray Tracing Modeling in an Indoor Environment”, in *2017 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, IEEE, 2017, p. 1-6.
- [153] M. J. KAZEMI, A. ABDIPUR et A. MOHAMMADI, “Indoor Propagation MIMO Channel Modeling in 60 GHz Using SBR Based 3D Ray Tracing Technique”, in *2012 Second Conference on Millimeter-Wave and Terahertz Technologies (MMWaTT)*, IEEE, 2012, p. 25-28.
- [154] W. PETER, W. KEUSGEN et R. FELBECKER, “Measurement and Ray-tracing simulation of the 60 GHz Indoor Broadband Channel: Model Accuracy and Parameterization”, 2007.
- [155] A. A. ALABDULLAH, N. ALI, H. OBEIDAT, R. A. ABD-ALHMEED et S. JONES, “Indoor Millimetre-Wave Propagation Channel Simulations at 28, 39, 60 and 73 GHz for 5G Wireless Networks”, in *2017 Internet Technologies and Applications (ITA)*, IEEE, 2017, p. 235-239.
- [156] B. NEEKZAD, K. SAYRAFIAN-POUR, J. PEREZ et J. S. BARAS, “Comparison of Ray Tracing Simulations and Millimeter Wave Channel Sounding Measurements”, in *2007 IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, IEEE, 2007, p. 1-5.
- [157] M. U. SHEIKH, M. EL HAJJ, R. JÄNTTI, J. HÄMALÄINEN, G. ZAHARIA, G. EL ZEIN, S. SADEK et H. FARHAD, “Channel Characterization and Validation of Ray Tracing Simulations with Measurements at 60 GHz in Office Environment”, in *2020 27th International Conference on Telecommunications (ICT)*, IEEE, 2020, p. 1-5.

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse:

Caractérisation et modélisation du canal de propagation indoor pour les réseaux WLAN/WPAN multi-bandes

Nom Prénom de l'auteur : EL HAJJ MARWAN

Membres du jury :

- Madame RIVENQ Atika
- Monsieur RAOOF Kosai
- Madame SADEK Sawsan
- Monsieur FARHAT Hanna
- Monsieur POUSSET Yannis
- Monsieur GUILLET Valéry
- Monsieur EL ZEIN Ghais
- Monsieur ZAHARIA Gheorghe

Président du jury : **Kosai RAOOF**

Date de la soutenance : 08 Décembre 2020

Reproduction de la these soutenue


- Thèse pouvant être reproduite en l'état
 Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Fait à Rennes, le 08 Décembre 2020

Signature du président de jury

Le Directeur,

Abdellatif MIRAQUI



Kosai RAOOF

Titre : Caractérisation et modélisation du canal de propagation indoor pour les réseaux WLAN/WPAN multi-bandes

Mots clés : WLAN/WPAN, canal de propagation, 60 GHz, mesures, simulations

Résumé: Cette thèse, réalisée en partie dans le cadre du projet FUI-OptimiSME, s'inscrit dans le développement des nouveaux réseaux locaux sans fil multi-bandes (WLAN/WPAN) à très haut débit (Gbps). Elle a pour objectif d'étudier le canal de propagation à 2,4, 5,8 et 60 GHz dans un environnement indoor. Le but est d'optimiser le déploiement de ces réseaux, notamment à 60 GHz. Les premières campagnes de mesures concernaient l'étude du canal de propagation à 2,4 et 5,8 GHz. Ces mesures ont porté sur les pertes de puissance dans différentes configurations (canal quasi-statique/dynamique, LOS/NLOS, différentes hauteurs des antennes). Ensuite, plusieurs campagnes de mesures ont été réalisées à 60 GHz. Différents types d'environnements ont été considérés (couloir, salle de réunion, bureaux open-space). Les mesures ont porté sur les pertes de puissance, l'écart-type des retards, la

bande de cohérence et les angles d'arrivée. Les mesures ont permis de mettre en évidence l'influence de différents paramètres (positions de Tx/Rx, type d'antennes, LOS/OLOS/NLOS, canal statique/dynamique). Certains résultats de mesure ont été comparés avec des résultats simulaires obtenus à 5,8 GHz. D'autres résultats de mesure ont été comparés à ceux obtenus par deux simulateurs de tracé de rayons.

Les résultats obtenus mettent en évidence l'influence des différents paramètres liés d'une part à l'environnement et d'autre part aux caractéristiques des antennes utilisées. Ces résultats permettent de définir des règles d'ingénierie pour le déploiement des points d'accès de ces réseaux et donnent des informations utiles pour la conception de ces futurs systèmes de communications.

Title : Characterization and modeling of the indoor propagation channel for multi-band WLAN/WPAN networks

Keywords : WLAN/WPAN, propagation channel, 60 GHz, measurements, simulations

Abstract : The work carried out in this thesis was part of the FUI-OptimiSME project, that aims at developing new very high speed (Gbps) multi-band Wireless Local Area Networks (WLAN/WPAN). The objective of this thesis is to study the propagation channel at 2.4, 5.8 and 60 GHz in indoor environments in order to optimize the deployment of these networks, while focusing on the 60 GHz frequency band. The first set of measurements campaign concerned the study of the propagation channel at 2.4 and 5.8 GHz. These measurements focused on the path loss in different configurations (quasi-static/dynamic channel, LOS/NLOS, different antenna heights). Then, several measurement campaigns were carried out at 60 GHz in different types of environments (hallway, meeting room, open-space offices).

These measurements covered the path loss, delay spread, coherence bandwidth and angles of arrival. These measurements highlight the influence of various parameters (Tx/Rx positions, type of antennas, LOS/OLOS/NLOS, static/dynamic channel). Some measurement results were compared with similar results obtained at 5.8 GHz. Other measurement results were compared with those obtained by two ray tracing simulators. The results obtained highlight the influence of the various parameters linked on the one hand to the environment and on the other hand to the characteristics of the antennas used. These results allow to define engineering rules for the deployment of the access points of these networks and provide useful information for the design of future communication systems.