



HAL
open science

Etude et caractérisation du canal de propagation indoor à 60 GHz hors visibilité directe

Mbissane Dieng

► **To cite this version:**

Mbissane Dieng. Etude et caractérisation du canal de propagation indoor à 60 GHz hors visibilité directe. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. INSA de Rennes, 2024. Français. ⟨NNT: 2024ISAR0015⟩. ⟨tel-04886502v2⟩

HAL Id: tel-04886502

<https://hal.science/tel-04886502v2>

Submitted on 15 Apr 2025

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.



HAL Authorization

COLLEGE

MATHS, TELECOMS

DOCTORAL

INFORMATIQUE, SIGNAL

BRETAGNE

SYSTEMES, ELECTRONIQUE

INSA | INSTITUT NATIONAL
DES SCIENCES
APPLIQUEES
RENNES

THESE DE DOCTORAT DE .

L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES
APPLIQUEES DE RENNES

ECOLE DOCTORALE N° 601

*Mathématiques, Télécommunications, Informatique, Signal, Systèmes,
Electronique*

Spécialité : Télécommunications

Par

Mbissane DIENG

**Etude et caractérisation du canal de propagation indoor à 60 GHz
hors visibilité directe**

Thèse présentée et soutenue à l'INSA de Rennes, le 05/12/2024

Unité de recherche : UMR CNRS 6164 – IETR (Institut d'Électronique et des Technologies du numéRique)

Thèse N° : 24ISAR 24 / D24 - 24

Rapporteurs avant soutenance :

Atika RIVENQ Professeur, UPHF, Valenciennes
Didier LE RUYET Professeur, CNAM, Paris

Composition du Jury :

Président :	Yannis POUSSET	Professeur, Université de Poitiers
Examineurs :	Atika RIVENQ	Professeur, UPHF, Valenciennes
	Didier LE RUYET	Professeur, CNAM, Paris
	Bernard UGUEN	Professeur, Université de Rennes
	Valery GUILLET	Dr-Ingénieur de recherche-Orange Labs Belfort
Dir. de thèse :	Ghaïs EL ZEIN	Professeur, INSA de Rennes
Co-encadrant :	Gheorghe ZAHARIA	Maître de conférences, INSA de Rennes

COLLEGE

MATHS, TELECOMS

DOCTORAL

INFORMATIQUE, SIGNAL

BRETAGNE

SYSTEMES, ELECTRONIQUE



Intitulé de la thèse :

**Etude et caractérisation du canal de propagation indoor
à 60 GHz hors visibilité directe**

Mbissane DIENG

En partenariat avec :



"Je dédie cette thèse à la mémoire de mes parents, dont le soutien indéfectible, les sacrifices et les valeurs ont été une source constante d'inspiration tout au long de mon parcours académique."

REMERCIEMENTS

Même si le manuscrit d'une thèse porte uniquement le nom de son auteur, le travail réalisé durant un doctorat est toujours le fruit d'un effort collectif.

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de thèse et encadrant, Monsieur Ghais EL ZEIN, Professeur à l'IETR-INSA de Rennes, pour ses conseils, son soutien moral, sa grande disponibilité et la qualité de son encadrement depuis mon stage de Master 2. Je remercie également mon co-encadreur, Monsieur Gheorghe ZAHARIA, Maître de Conférences à l'IETR-INSA de Rennes, pour son accompagnement précieux, sa disponibilité, ses encouragements et son expertise, qui ont grandement enrichi ce travail de thèse. Je tiens à remercier également Monsieur Raphael GILLARD et Monsieur Renaud LOISON pour leur collaboration et leur expertise. Je tiens également à exprimer ma gratitude à tous mes collègues du laboratoire IETR-INSA de Rennes ; leur soutien, leurs conseils et leurs échanges ont enrichi cette expérience doctorale.

Je remercie les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer mon travail. Leurs remarques, suggestions et le temps qu'ils ont consacré sont précieux pour enrichir et améliorer cette recherche. J'exprime ma profonde reconnaissance à mes rapporteurs de thèse, Madame Atika RIVENQ, Professeure à l'Université Polytechnique Hauts-de-France (UPHF) à Valenciennes, et Monsieur Didier LE RUYET, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers (CNAM) à Paris. Je tiens à exprimer ma sincère gratitude au président du jury Monsieur Yannis POUSETT, Professeur à l'Université de Poitiers, pour la présidence de ma soutenance, ainsi que pour l'intérêt porté à mon travail. Je remercie les examinateurs, Monsieur Bernard UGUEN, Professeur à l'Université de Rennes, et Monsieur Valery GUILLET, Docteur-Ingénieur de recherche chez Orange Labs à Belfort. Je tiens également à remercier Jean-Philippe Javaudin, en tant qu'invité et coordonnateur du projet ANR MESANGES. Leur expertise, leurs remarques constructives et le temps qu'ils ont consacré à l'évaluation de mon travail ont été d'une grande valeur pour l'amélioration de cette thèse.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à l'Agence Nationale de la Recherche (ANR) pour avoir financé cette thèse dans le cadre du projet MESANGE. Je remercie également les partenaires du projet, notamment Orange Labs (porteur du projet), le CEA-LETI, l'IEMN et le CNAM. Leur collaboration, leurs ressources et leur expertise ont été essentielles à la réalisation de cette recherche. Merci pour votre confiance et votre soutien tout au long de ce travail.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mes grands frères, Assane DIENG et Amdy DIENG, pour leur soutien indéfectible et leur encouragement tout au long de mon parcours. Je remercie également Maty NGOM, Arame DIENG, Ndeye Souna DIENG, Abdoulaye DIENG et Weulymata NGOM et toute ma famille. Votre amour, votre patience et votre présence m'ont été d'une aide inestimable. Sans vous, ce voyage aurait été bien plus difficile. Merci du fond du cœur pour votre soutien indéfectible.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS.....	I
TABLE DES MATIERES	II
TABLE DES FIGURES.....	V
LISTE DES TABLEAUX	VIII
ACRONYMES.....	IX
Introduction générale.....	1
1. Etude des communications sans fil indoor dans les bandes millimétriques	5
1.1. Introduction	6
1.2. Les réseaux de communication sans fil.....	6
1.3. Evolution des réseaux mobiles vers la 5G/6G	8
1.4. Evolution des réseaux locaux sans fil haut débit	11
1.4.1. La norme 802.11n.....	11
1.4.2. La norme 802.11ac	12
1.4.3. La norme IEEE 802.11ax/be	12
1.4.4. La norme 802.15.3c	13
1.4.5. La norme 802.11ad.....	13
1.4.6. La norme 802.11ay	13
1.5. Les communications en bandes millimétriques.....	14
1.6. Avantages et limites des communications millimétriques	15
1.7. La technologie de la bande autour de 60 GHz.....	16
1.7.1. La bande de fréquence libre.....	16
1.7.2. La forte atténuation en espace libre	17
1.7.3. L'atténuation en environnement indoor	18
1.7.4. L'absorption par l'oxygène.....	18
1.7.5. Les dimensions des antennes.....	20
1.7.6. Réutilisation de fréquences	20
1.7.7. Forte capacité du canal de transmission	21
1.8. Applications potentielles à 60 GHz.....	21
1.9. Impact des antennes intelligentes	22
1.10. Conclusion.....	24
2. Le canal de propagation radioélectrique en indoor	25
2.1. Introduction	26
2.2. Propagation en espace libre.....	26
2.3. Les mécanismes physiques de la propagation radioélectrique	27

2.3.1.	La réflexion	28
2.3.2.	La transmission	29
2.3.3.	La diffraction	29
2.3.4.	La diffusion.....	29
2.4.	Effets de la propagation par trajets multiples	30
2.4.1.	Dispersion Doppler et sélectivité temporelle.....	30
2.4.2.	Dispersion des retards et sélectivité fréquentielle.....	32
2.4.3.	Dispersion angulaire	34
2.5.	Les phénomènes physiques de la propagation radioélectrique	34
2.5.1.	Les phénomènes à grande échelle.....	35
2.5.2.	Les phénomènes à petite échelle.....	35
2.6.	Modélisation du canal de propagation indoor	36
2.6.1.	Modèle log-distance	36
2.6.2.	Multi-Wall Model (MWM)	37
2.6.3.	Modèle ITU-R (Rec. P.1238-4).....	37
2.6.4.	Modèle 3GPP d'interception flottante	38
2.6.5.	Modèles de blocage	38
2.7.	Techniques de sondage du canal de propagation large bande.....	39
2.7.1.	Technique fréquentielle	39
2.7.2.	Technique temporelle.....	40
2.8.	Conclusion	40
3.	Présentation du système de mesure à 60 GHz et des outils de simulation	41
3.1.	Introduction	42
3.2.	Description du système de mesure à 60 GHz.....	42
3.3.	Caractéristiques et synoptique du système de mesure à 60 GHz.....	42
3.3.1.	Description des têtes millimétriques à 60 GHz	44
3.3.2.	Système de positionnement d'antenne.....	44
3.3.3.	Caractéristiques des antennes à 60 GHz	45
3.3.4.	Calibration et test back-to-back	46
3.3.5.	Calcul de la réponse fréquentielle du canal.....	47
3.4.	Présentation de l'outil de simulation FEKO-WinProp	48
3.5.	Conclusion	50
4.	Etude de l'impact du blocage par le corps humain : mesures et simulations.....	51
4.1.	Introduction	52
4.2.	Campagne de mesure de blocage humain	53
4.2.1.	Présentation de l'environnement de mesure	53

4.2.2.	Scénarios de mesure	54
4.3.	Résultats obtenus par mesure.....	57
4.3.1.	Evaluation de la puissance angulaire pour chaque position de réception	57
4.3.2.	Etude des profils puissance-retard (PDP) avec et sans blocage humain	59
4.4.	Résultats obtenus par simulation.....	62
4.4.1.	Résultats obtenus sans le bloqueur humain	62
4.4.2.	Résultats obtenus avec le bloqueur humain	64
4.5.	Conclusion	65
5.	Amélioration de la couverture radio dans des conditions hors visibilité directe	67
5.1.	Introduction	68
5.2.	Etat de l'art sur les réflecteurs passifs	68
5.3.	Campagne de mesure dans un couloir en L	69
5.3.1.	Utilisation d'un réflecteur métallique passif.....	69
5.3.2.	Environnement de mesure	71
5.3.3.	Scénarios de mesure	72
5.3.4.	Orientation optimale de la plaque métallique et de l'antenne de réception	74
5.3.5.	Résultats de mesure avec et sans réflecteur	76
5.3.6.	Résultats de simulation avec et sans réflecteur	79
5.4.	Campagne de mesures dans un couloir en T	81
5.4.1.	Environnement de mesure	81
5.4.2.	Conception du panneau réfléchissant	82
5.4.3.	Scénarios de mesure	84
5.4.4.	Résultats de mesure avec et sans le réseau réflecteur	86
5.5.	Conclusion	91
	Conclusion générale.....	92
	Perspectives.....	96
	Publications.....	97
	Bibliographie	98

TABLE DES FIGURES

Fig. 1.1. Standards de réseaux sans fil en fonction du débit et de la portée [1].....	7
Fig. 1.2. Évolution des technologies et des services dans les communications mobiles [4] ..	9
Fig. 1.3. Montée en fréquence vers la 5G [4].....	9
Fig. 1.4. Exigences des réseaux de communications sans fil qui visent la 6G [5]	10
Fig. 1.5. Normalisation et commercialisation du Wi-Fi 6E et du Wi-Fi 7 [9]	12
Fig. 1.6. Bandes de fréquences pour la 5G et la 6G [4]	15
Fig. 1.7. Allocation des bandes de fréquences sans licence autour de 60 GHz [30]	17
Fig. 1.8. Atténuation pour l'air sec et la vapeur d'eau de l'atmosphère [35].....	19
Fig. 1.9. Largeur de faisceau des ondes millimétriques [30]	20
Fig. 1.10. Applications potentielles pour les communications WPAN à 60 GHz [36].....	22
Fig. 1.11. Formation de faisceau [41]	23
Fig. 2.1. Représentation d'un canal de propagation.....	26
Fig. 2.2. Premier ellipsoïde de Fresnel [55]	27
Fig. 2.3. Les mécanismes de propagation [53]	28
Fig. 2.4. La réflexion spéculaire et diffuse.....	29
Fig. 2.5. L'effet Doppler	30
Fig. 2.6. Spectre Doppler classique [62]	31
Fig. 2.7. PDP représentant l'étalement maximal des retards et le retard moyen [65]	33
Fig. 2.8. Phénomènes physiques à petite et à grande échelle [68]	35
Fig. 2.9. Système de mesure fréquentielle.....	39
Fig. 3.1. Schéma synoptique du système de mesure à 60 GHz.....	43
Fig. 3.2. Représentation des têtes millimétriques à 60 GHz a) à l'émission b) à la réception	44
Fig. 3.3. Positionneur d'antenne	44
Fig. 3.4. Antenne cornet directive (a) et son diagramme de rayonnement (b)	45

Fig. 3.5. Diagramme de rayonnement en azimut (a) et en élévation (b) de l'antenne omnidirectionnelle (c) à 60 GHz	46
Fig. 3.6. Réalisation d'un test back-to-back a) atténuateur 40 dB ; b) vue d'ensemble	46
Fig. 3.7. Réponse fréquentielle mesurée par le VNA	47
Fig. 3.8. Logiciel FEKO-WinProp de la société Altair	49
Fig. 3.9. Diagrammes de rayonnement des antennes utilisées sous WinProp : antenne directive (a) et antenne omnidirectionnelle (b) [28]	49
Fig. 4.1. Photographie de l'environnement de mesure	53
Fig. 4.2. Présentation de l'environnement de mesure (salle de réunion)	54
Fig. 4.3. Présentation du scénario de mesure	54
Fig. 4.4. Configuration en visibilité directe	55
Fig. 4.5. Configuration avec blocage humain	56
Fig. 4.6. Représentation du bloqueur humain	56
Fig. 4.7. Configuration avec bloqueur et dépointage des antennes Tx et Rx de 30°	56
Fig. 4.8. Puissance angulaire reçue (en dBm) sans le bloqueur	57
Fig. 4.9. Puissance angulaire reçue (en dBm) avec le bloqueur	58
Fig. 4.10. Puissance angulaire reçue avec le dépointage de l'antenne Tx de 30°	58
Fig. 4.11. Puissance angulaire reçue des trois cas de scénario	59
Fig. 4.12. PDP relatif avec et sans blocage humain	60
Fig. 4.13. PDP relatif avec blocage et l'antenne Tx déviée de 30°	61
Fig. 4.14. PDP relatif avec blocage et dépointage des deux antennes de 30°	61
Fig. 4.15. Résultats obtenus par simulation sans bloqueur	63
Fig. 4.16. Simulation par tracé de rayons sans blocage	63
Fig. 4.17. Résultats obtenus par simulation avec bloqueur	64
Fig. 4.18. Simulation par tracé de rayons avec blocage	64
Fig. 4.19. Résultats obtenus par simulation avec bloqueur et dépointage des antennes à 30°	65
Fig. 5.1. Panneau réflecteur métallique passif	70

Fig. 5.2. Représentation de l'environnement de mesure du couloir en L.....	71
Fig. 5.3. Photographies de l'environnement de mesure.....	72
Fig. 5.4. Présentation du scénario de mesure.....	73
Fig. 5.5. Emplacement du réflecteur.....	73
Fig. 5.6. Schéma géométrique pour l'orientation de l'antenne Rx.....	75
Fig. 5.7. Schéma géométrique pour l'orientation du panneau métallique.....	75
Fig. 5.8. Pertes de puissance avec et sans réflecteur en position verticale.....	77
Fig. 5.9. Pertes de puissance avec et sans réflecteur en position horizontale.....	77
Fig. 5.10. Pertes de puissance avec et sans réflecteur en positions horizontale et verticale.....	78
Fig. 5.11. Couverture obtenue avec le panneau en position verticale.....	79
Fig. 5.12. Couverture obtenue avec le panneau en position horizontale.....	80
Fig. 5.13. Environnement de mesure du couloir en T.....	81
Fig. 5.14. Géométrie et principe du panneau réfléchissant.....	82
Fig. 5.15. Deux cellules consécutives et coefficients de réflexion associés.....	83
Fig. 5.16. Panneau métallique fabriqué.....	84
Fig. 5.17. Mesure des pertes introduites par les twists.....	85
Fig. 5.18. Scénario de mesure du couloir en T.....	86
Fig. 5.19. Répartition de la puissance angulaire reçue pour chaque position de Rx.....	87
Fig. 5.20. Puissance maximale reçue en visibilité directe.....	87
Fig. 5.21. Puissance angulaire reçue pour les 4 positions Rx de droite.....	88
Fig. 5.22. Puissance angulaire reçue pour les 9 positions Rx de gauche.....	89
Fig. 5.23. Puissance de réception maximale obtenue.....	90

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1. Régulation de la bande passante, la puissance maximale d'émission et la puissance rayonnée isotrope équivalente (PIRE) à 60 GHz [28]	16
Tableau 1.2. Atténuation en espace libre calculée pour une distance de 10 m.....	17
Tableau 2.1. Comportement du canal dans le domaine fréquentiel et temporel [67].....	34
Tableau 3.1. Paramètres du système de mesure	43
Tableau 5.1. Géométrie des deux cellules différentes utilisées dans le panneau	84

ACRONYMES

3GPP	The 3rd Generation Partnership Project
ANR	Agence Nationale de la Recherche
AoA	Angle of Arrival
FCC	Federal Communications Commission
GSM	Global System for Mobile Communications
GPIB	General Purpose Interface Bus
HDMI	High-Definition Multimedia Interface
HD	Haute Définition
HPBW	Half Power Beam Width
ISM	Industrial, Scientific and Medical
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IoT	Internet of Things
Indoor	Intérieure des bâtiments
LNA	Low Noise Amplifier
LTE	Long-Term Evolution
LOS	Line Of Sight
MAC	Media Access Control
MIMO	Multiple-Input and Multiple-Output
mmW	millimeter Wave
NLOS	Non-Line Of Sight
OG	Optique Géométrique
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PDP	Power Delay Profile
PIRE	Puissance Rayonnée Isotrope Equivalente
PPW	Parallel Plate Waveguide
RMS	Root Mean Square
RT	Ray Tracing
SNR	Signal to Noise Ratio
TUD	Théorie Uniforme de la Diffraction
TGD	Théorie Géométrique de la Diffraction
TEM	Transverse Electromagnetic Mode
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System

URLLC	Ultra Reliable Low Latency Communications
UIT	Union Internationale des Télécommunications
UWB	Ultra Wide Band
VNA	Vector Network Analyzer
WiFi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WWAN	Wireless Wide Area Network

Introduction générale

Contexte de l'étude

Ces dernières années ont été marquées par une évolution rapide des technologies de communication sans fil, notamment avec l'avènement de la 5G/6G et des réseaux de communication de nouvelle génération. On note aussi le développement de nouvelles applications multimédia comme la vidéo streaming, la télévision haute définition TVHD et le transfert de fichiers lourds. Ces applications nécessitent des débits de données plus élevés, des latences réduites et des capacités améliorées. Pour répondre à ces exigences, les bandes de fréquences millimétriques, situées entre 30 et 300 GHz, ont été identifiées comme une solution prometteuse en raison de leur large bande passante, permettant de supporter des débits très élevés, adaptés à ces nouvelles applications et aux réseaux de nouvelle génération. Dans le domaine des télécommunications, l'utilisation de ces bandes millimétriques s'étend prioritairement de 30 à 70 GHz et la notion de bande millimétrique est simplement en rapport avec la longueur d'onde qui est entre 1 et 10 mm.

Cependant, la propagation des ondes millimétriques (mmW) présente des défis spécifiques, en particulier dans les environnements intérieurs où les interactions avec les obstacles et les matériaux peuvent dégrader la qualité du signal. A ces fréquences millimétriques, la sensibilité des ondes est plus importante à l'atténuation et aux phénomènes de propagation comme la réflexion, la diffusion et la diffraction. Contrairement aux bandes de fréquences plus basses (inférieures à 6 GHz) qui sont moins sensibles aux phénomènes de blocage et sont souvent utilisées pour les communications sans fil de longue distance. Les ondes millimétriques souffrent de pertes plus importantes lorsqu'elles rencontrent des obstacles tels que des murs, des meubles ou même des personnes. Ces phénomènes doivent être pris en compte lors de la modélisation et la prédiction de la couverture d'une liaison radio mmW dans des environnements intérieurs comme les bureaux ou les centres commerciaux. Généralement, ces environnements ne sont pas homogènes, ce qui crée des conditions de propagation variées, allant des zones de visibilité directe (LOS) à des zones hors visibilité directe (NLOS), où les ondes peuvent contourner ou se réfléchir sur des surfaces réfléchissantes pour atteindre leur destination.

Ce travail de thèse a été mené au sein du laboratoire IETR (Institut d'Électronique et des Technologies du numéRique), à l'INSA de Rennes, dans le cadre du projet ANR « MESANGES ». Ce projet a été labellisé en février 2021, en partenariat avec Orange Labs (porteur), CEA-LETI, IEMN et CNAM. Il a pour ambition de développer des réseaux d'antennes

reconfigurables à formation de faisceaux, en proposant des solutions alternatives innovantes à base de métasurfaces. L'utilisation des réseaux d'antennes à base de métasurfaces (figure 1) tels que les réseaux transmetteurs (transmitarrays) et les réseaux réflecteurs (reflectarrays), apporte des solutions dans des situations où la visibilité est perdue.

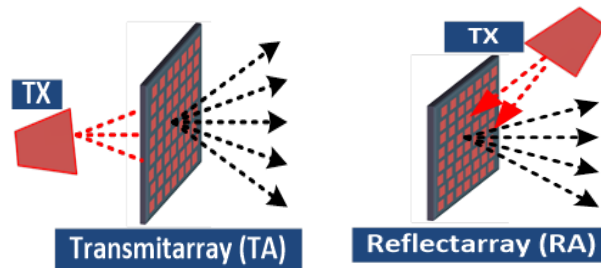


Fig. 1. Réseaux transmetteurs (TA) et réflecteurs (RA)

Les métasurfaces sont déployées dans divers systèmes pour compenser les effets des blocages, qui peuvent être dus au passage des personnes, et améliorer la couverture des communications sans fil. La figure 2 montre un exemple de scénario indoor où le faisceau peut être bloqué par le passage de personnes ou d'autres obstacles comme les murs.



Fig. 2. Scénario indoor avec l'utilisation des métasurfaces

Les métasurfaces réorientent dynamiquement les faisceaux dans les directions souhaitées ou génèrent des faisceaux multiples lorsqu'un obstacle est détecté, améliorant ainsi la réflexion dans les zones NLOS.

Dans ce projet, en attendant de disposer des métasurfaces (TA/RA) développées par nos partenaires du projet (CEA-LETI, IEMN), nous avons choisi d'étudier des scénarios représentatifs pour le projet en utilisant des réflecteurs passifs.

Objectif de l'étude

L'objectif de cette thèse est l'étude et l'analyse de la propagation des ondes à 60 GHz dans des environnements intérieurs, afin de mieux comprendre les mécanismes qui influencent cette propagation, notamment dans des conditions hors visibilité. Tout d'abord, l'accent est mis sur l'évaluation des pertes de puissance introduites par un bloqueur humain et des mesures d'angle d'arrivée pour exploiter le meilleur trajet indirect lorsque le trajet direct est bloqué. Ensuite, nous avons étudié comment améliorer la couverture radioélectrique en indoor dans des configurations hors visibilité directe, en utilisant des réflecteurs passifs. Les différents résultats obtenus par mesure ou par simulation peuvent aider à la conception et la mise en œuvre de techniques de formation de faisceaux.

Plan du mémoire

Ce manuscrit de thèse est structuré en cinq chapitres :

Le chapitre 1 détaille le contexte général de l'étude sur les communications sans fil en bande millimétrique, leurs avantages et limites. Dans ce chapitre, nous présenterons l'évolution des normes des réseaux WLAN/WPAN et de quelques applications potentielles... Puis, nous mettrons l'accent sur des points essentiels comme l'influence de l'environnement sur la propagation, l'impact des antennes avec le concept de formation de faisceaux et les conditions de propagation hors visibilité.

Le chapitre 2 est consacré à la caractérisation du canal de propagation radioélectrique. Il rappelle les mécanismes et les phénomènes physiques de la propagation radioélectrique ainsi que les différents modèles de canal de propagation en environnement indoor. Ce chapitre présente aussi les techniques de sondage du canal de propagation.

Le chapitre 3 présente une description complète et une caractérisation de notre système de mesure à 60 GHz utilisé lors de nos différentes campagnes de mesure et la méthode de calcul de la réponse fréquentielle du canal. Ensuite, une présentation de l'outil de simulation FEKO-WinProp utilisé pour la simulation sera faite.

Le chapitre 4 aborde l'impact du blocage par le corps humain sur une liaison radio indoor à 60 GHz. Il présente les résultats de mesure et de simulation à large bande. En particulier, dans le cas d'un blocage, la répartition angulaire de la puissance reçue permet d'analyser l'impact d'une réflexion sur un tableau métallique, en vue d'être exploitée par le récepteur.

Le chapitre 5 présente les résultats de mesure et de simulation de deux campagnes de mesure, menées successivement dans un couloir en forme de L puis dans un couloir en forme de T. Ces campagnes de mesures ont pour but d'étudier l'amélioration de la couverture

radioélectrique en indoor à 60 GHz dans des conditions hors visibilité directe avec l'utilisation d'un panneau réflecteur métallique et d'un réseau d'antennes réflecteur passif. Une étude comparative sera faite pour chaque campagne de mesure, avec et sans l'utilisation des réflecteurs, pour évaluer leur influence sur la propagation des ondes radioélectriques.

Enfin, une conclusion générale récapitule les principales contributions de ce travail et propose quelques perspectives pour de futures recherches.

CHAPITRE 1

1. Etude des communications sans fil indoor dans les bandes millimétriques

1.1. Introduction

Avec l'explosion de la demande pour des connexions sans fil à haut débit, les bandes de fréquences millimétriques (mmW) sont devenues un domaine de recherche et de développement crucial. L'utilisation de ces fréquences, situées entre 30 GHz et 300 GHz, permet de disposer de bandes très larges, ce qui permet une augmentation du débit. Bien que des défis significatifs subsistent, les progrès technologiques et les techniques innovantes promettent de surmonter ces obstacles et d'exploiter le potentiel des mmW dans les environnements intérieurs. Dans ce chapitre, nous nous intéresserons de manière générale à l'évolution des communications sans fil jusqu'à nos jours dans les bandes millimétriques. Les différents réseaux de communication sans fil seront rappelés, ainsi que l'évolution des réseaux mobiles et des réseaux locaux sans fil à haut débit. Nous présenterons un bref état de l'art sur les communications en bandes millimétriques. L'accent sera mis sur la technologie de la bande autour de 60 GHz pour les communications indoor et ses applications.

1.2. Les réseaux de communication sans fil

Les réseaux de communication sans fil ont pour objectif d'assurer l'interconnexion de plusieurs terminaux (ordinateur, téléphone, capteur, etc.) sans support filaire. Ils sont devenus indispensables dans notre vie quotidienne et sont présents dans le domaine de l'industrie, la sécurité des biens et des personnes, la santé, etc. Ces réseaux de communication sans fil présentent certains avantages comme la mobilité des utilisateurs tout en restant connectés. On peut aussi noter la réduction du coût de déploiement par le fait qu'on n'a pas besoin de câbles pour l'interconnexion à distance. Malgré ces avantages, ces réseaux présentent aussi des limites comme les interférences provenant d'autres appareils électroniques, des obstacles, ou dans certains cas des conditions météorologiques. La portée des signaux sans fil peut être limitée, nécessitant des répéteurs ou des réseaux maillés pour couvrir de grandes surfaces. On peut les classer en quatre catégories en fonction de leur portée, de leur type d'application et du débit de transmission comme illustré dans la figure 1.1.

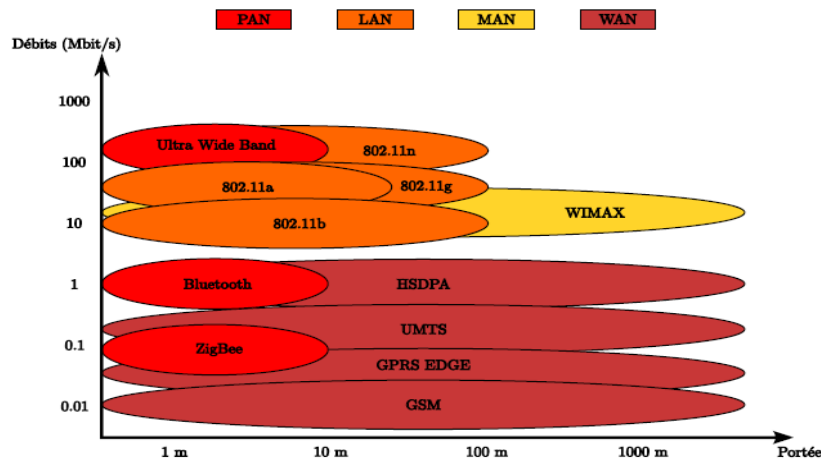


Fig. 1.1. Standards de réseaux sans fil en fonction du débit et de la portée [1]

- Les réseaux WPAN (Wireless Personal Area Networks) : Ce sont des réseaux personnels sans fil de faible portée, de l'ordre de quelques dizaines de mètres. Ils permettent de relier des équipements comme l'imprimante, le téléphone portable, l'ordinateur, les appareils domestiques, etc. Le Bluetooth, le ZigBee, l'infrarouge et l'UWB (Ultra Wide Band) sont les principales technologies utilisées sur le marché.
- Les réseaux WLAN (Wireless Local Area Networks) : Ces réseaux ont une portée beaucoup plus large que celle des réseaux WPAN, et peuvent couvrir un campus, l'intérieur d'un bâtiment ou quelques pièces d'un bâtiment. Ils utilisent diverses technologies telles que les nouvelles normes de Wi-Fi, l'IEEE 802.11ad/ay.
- Les réseaux WMAN (Wireless Metropolitan Area Networks) : Ces réseaux sont déployés pour couvrir des zones géographiques difficilement accessibles par le WLAN (une ville, des zones rurales ou urbaines). Ils sont fondés sur la norme IEEE 802.16.
- Les réseaux WWAN (Wireless Wide Area Networks) : Il s'agit des réseaux étendus sans fil ou réseaux cellulaires pour les mobiles qui peuvent couvrir un pays. Les principales technologies sont les suivantes : GSM (Global System for Mobile Communications), UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), GPRS (General Packet Radio Service), etc. [2].

Les réseaux de communication sans fil sont essentiels pour la connectivité moderne, offrant des solutions flexibles et évolutives pour une variété d'applications. Avec l'avancement des technologies comme la 5G, le Wi-Fi 6 et les réseaux IoT, les capacités et les performances des réseaux sans fil continuent de s'améliorer, ouvrant la voie à de nouvelles possibilités dans divers secteurs. Cependant, il est crucial de relever les défis liés à la sécurité, aux interférences et à la gestion de la bande passante pour maximiser les avantages de ces réseaux.

Parmi ces réseaux, nous nous intéressons de manière globale dans le cadre de cette thèse aux réseaux WLAN à 60 GHz. Ces réseaux représentent une avancée significative dans le domaine des communications sans fil, offrant des capacités de bande passante et de débits élevés, une faible latence et une sécurité améliorée grâce à la directivité des antennes. Malgré les défis tels que la portée limitée et la sensibilité aux conditions environnementales, leurs avantages en termes de performance et de capacité en font une solution idéale pour des applications exigeantes et spécialisées. L'adoption de ces réseaux continuera probablement à croître avec le développement de technologies et d'applications qui nécessitent des communications sans fil ultra-rapides et fiables [1].

1.3. Evolution des réseaux mobiles vers la 5G/6G

On note une évolution de la technologie d'accès radio pour les communications mobiles vers un système de nouvelle génération tous les 10 ans environ. Ainsi, lors du passage de la première à la deuxième génération (1G à 2G), les services ont évolué des appels vocaux vers des messageries texte. L'envoi des informations multimédia comme des vidéos, des images et de la musique, a été rendu possible par l'arrivée de la technologie de troisième génération (3G). La communication avec un débit de données supérieur à 100 Mbit/s a été rendue possible avec l'arrivée de la quatrième génération (4G) et grâce à la technologie LTE (Long Term Evolution). La LTE-Advanced, qui est une évolution de la technologie 4G, permet d'atteindre des débits de données supérieurs à 1 Gbit/s. Toutefois, l'utilisation des bandes de fréquences déjà allouées, généralement en dessous de 6 GHz, devient insuffisante pour répondre à la demande sans cesse croissante en termes de débit et de bande passante [3]. L'apparition de la cinquième génération (5G) a été rendue possible par un développement de nouveaux progrès techniques. On peut citer quelques exigences caractéristiques de la 5G comme un débit de données et une capacité très élevée, une faible latence et une connectivité massive. La figure 1.2 montre une évolution des technologies dans les communications mobiles.



Fig. 1.2. Évolution des technologies et des services dans les communications mobiles [4]

Les recherches sur la technologie 5G sont suffisamment avancées et sont considérées comme la première génération de réseaux mobiles qui utilise les bandes de fréquences millimétriques supérieures à 10 GHz. Cela permet une communication des données ultra-rapide, des bandes passantes plus larges que celles utilisées jusque-là. Cette montée vers les fréquences millimétriques nécessite d'améliorer certains aspects comme la couverture dans des environnements sans visibilité directe (NLOS). Des répéteurs peuvent être utilisés pour renforcer le signal dans les zones où la visibilité directe est obstruée, améliorant ainsi la couverture et la qualité du signal. Dans un environnement NLOS, les points d'accès peuvent être placés stratégiquement pour relayer les signaux autour des obstacles. Nous pouvons noter aussi la technologie de formation de faisceaux qui permet de diriger les signaux radio vers un utilisateur spécifique, augmentant ainsi la puissance du signal reçu et réduisant les interférences. Cela est particulièrement utile dans les environnements NLOS, car le signal peut être dirigé pour contourner les obstacles.

L'Union Internationale des Télécommunications (UIT), via son groupe de travail 5D (GT 5D) du secteur des radiocommunications (UIT-R), joue un rôle crucial dans la normalisation des technologies de communication mobile. La figure 1.3 donne un aperçu sur la montée en fréquence vers la 5G adoptée par le GT 5D de l'UIT-R.

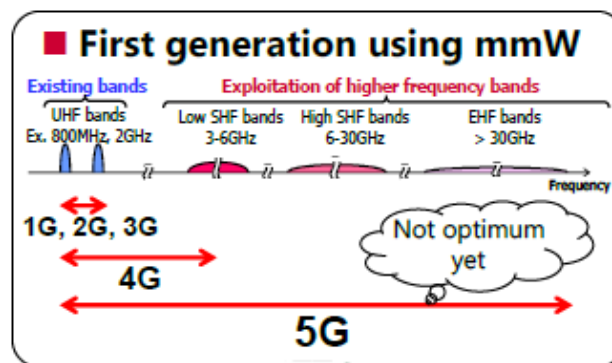


Fig. 1.3. Montée en fréquence vers la 5G [4]

Le calendrier de normalisation de la 6G adopté par le GT 5D de l'UIT-R représente une feuille de route bien structurée pour le développement, la validation et l'implémentation de la prochaine génération de technologies de communication mobile. Ce processus inclusif et collaboratif assure que la 6G répondra aux besoins futurs en matière de connectivité, tout en garantissant l'interopérabilité, la performance et la fiabilité des nouvelles technologies. Les premières phases de recherche et de développement, suivies de tests rigoureux et de la finalisation des normes, posent les bases d'un avenir où la 6G transformera les communications et ouvrira de nouvelles possibilités pour les utilisateurs et les industries du monde entier. La figure 1.4 décrit les exigences que vise la technologie des réseaux de communications sans fil de la 6G avec leurs cas d'utilisations.

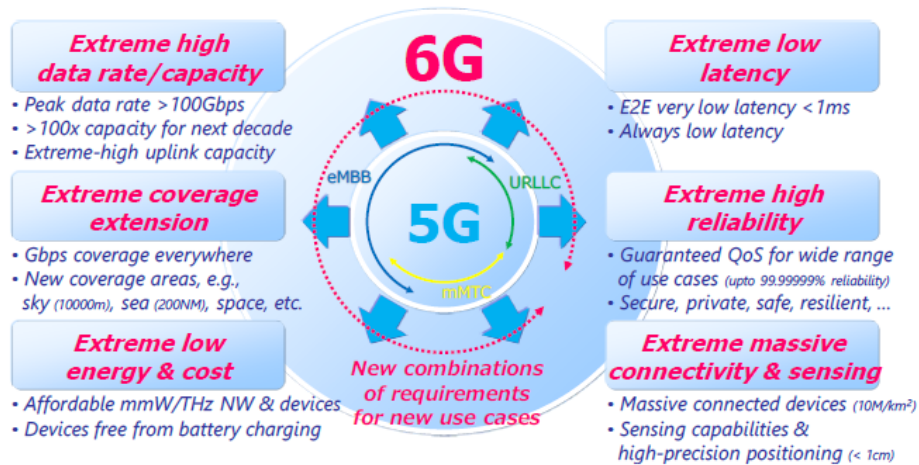


Fig. 1.4. Exigences des réseaux de communications sans fil qui visent la 6G [5]

- Débit et capacité de données extrêmement élevés : L'objectif est d'atteindre une vitesse de communication supérieure à 100 Gbit/s, avec une capacité 100 fois plus élevée que celle de la 5G.
- Extension de couverture extrême : Pour que le service mobile soit disponible partout, on considère une expansion de la couverture consistant à couvrir l'espace que le système de communication mobile conventionnel ne couvre pas, le ciel et la mer. Ce qui permet d'élargir le domaine d'activité humaine et des objets dans plusieurs secteurs comme l'utilisation des drones pour la livraison à domicile, dans l'industrie agricole, forestière et la pêche.
- Consommation d'énergie extrêmement faible et réduction des coûts : Avec une augmentation de la quantité de communications, la nécessité de réduire la consommation d'énergie et des coûts par unité de vitesse de communication s'impose. Dans le futur, le développement de la technologie d'alimentation utilisant le signal radio

et la technologie de réduction de la consommation électrique de l'appareil peuvent faire en sorte que la recharge du terminal devienne inutile.

- Latence extrêmement faible : Les communications millimétriques permettent des transmissions quasi-instantanées, ce qui est crucial pour des applications nécessitant une faible latence, comme la réalité virtuelle augmentée, les jeux en ligne et les communications en temps réel. L'objectif est d'atteindre une latence extrêmement faible de 1 ms ou moins de bout en bout.
- Communication extrêmement fiable : Dans la communication à très haute fiabilité et à faible délai (URLLC), des communications sont considérées comme fiables à 99.99999 %.
- Connectivité extrêmement massive : Pour la communication des personnes et des objets, la 6G exige environ 10 millions d'appareils par km², soit dix fois plus que la 5 G.

1.4. Evolution des réseaux locaux sans fil haut débit

Avec le développement des réseaux mobiles de nouvelle génération et la montée en fréquence, on note une évolution remarquable des réseaux locaux et personnels sans fil (WLAN/WPAN) [6]. En raison de l'augmentation de la largeur de la bande spectrale, la technologie mmW peut améliorer considérablement les applications sans fil à courte distance et à très haut débit. L'évolution des réseaux locaux sans fil reflète une réponse continue aux besoins croissants en matière de débit, de performance et de gestion des interférences. Chaque nouvelle génération de normes Wi-Fi apporte des améliorations significatives en termes de débit, d'efficacité spectrale et de capacités de gestion des réseaux denses. L'évolution de ces normes de réseau sans fil est causée par une demande croissante de la largeur de la bande de fréquences utilisée. Les applications modernes comme le streaming vidéo à haute définition, les jeux en ligne, les conférences vidéo et les dispositifs IoT nécessitent des débits de données de plus en plus élevés. Nous avons noté une évolution considérable du WiFi avec la norme 802.11.

1.4.1. La norme 802.11n

Plus connue sous le nom de WiFi 4, cette norme est un amendement de la norme IEEE 802.11n et a été ratifiée en septembre 2009. Cette norme qui peut être utilisée dans les bandes de fréquences 2,4 GHz ou 5 GHz, est une amélioration par rapport aux normes IEEE 802.11a/b/g. Grâce à l'introduction de la technologie MIMO, elle permet une augmentation significative du débit de données net maximum de 54 Mbit/s à 600 Mbit/s grâce à l'utilisation de quatre flux spatiaux sur une largeur de canal de 40 MHz [6].

1.4.2. La norme 802.11ac

Cette norme qui est une évolution de la norme 802.11n a été ratifiée en décembre 2013. Elle est plus connue sous le nom de WiFi 5. Les réseaux IEEE 802.11ac peuvent atteindre des débits jusqu'à 3,46 Gbit/s avec l'intégration de la technologie MIMO multi utilisateur. Les systèmes utilisant cette norme fonctionnent dans la bande de 5 GHz (de 5150 à 5850 MHz) [7].

1.4.3. La norme IEEE 802.11ax/be

Nous bénéficions actuellement des avancées concernant le développement de nouvelles générations de WiFi, à savoir le WiFi 6 et le WiFi 7, qui s'appuient respectivement sur la norme IEEE 802.11ax et la norme IEEE 802.11be [8],[9]. Dans le but d'améliorer les performances, le WiFi 6 introduit des changements notables concernant la fréquence de fonctionnement et l'allocation de la bande de fréquence. Le WiFi-5 fonctionne dans la bande 5 GHz, tandis que le WiFi-6 fonctionne dans les bandes 2,4 GHz et 5 GHz et le WiFi 6E dans les bandes 2,4 GHz, 5 GHz et la nouvelle bande 6 GHz [10], [11]. Le WiFi 7, plus connu sous le nom de 802.11be, constitue l'amendement IEEE le plus récent et vient d'être ratifié en 2024, comme illustré dans la figure 1.5 [9]. Cette norme de WiFi fonctionnera dans les mêmes bandes que le WiFi-6E.

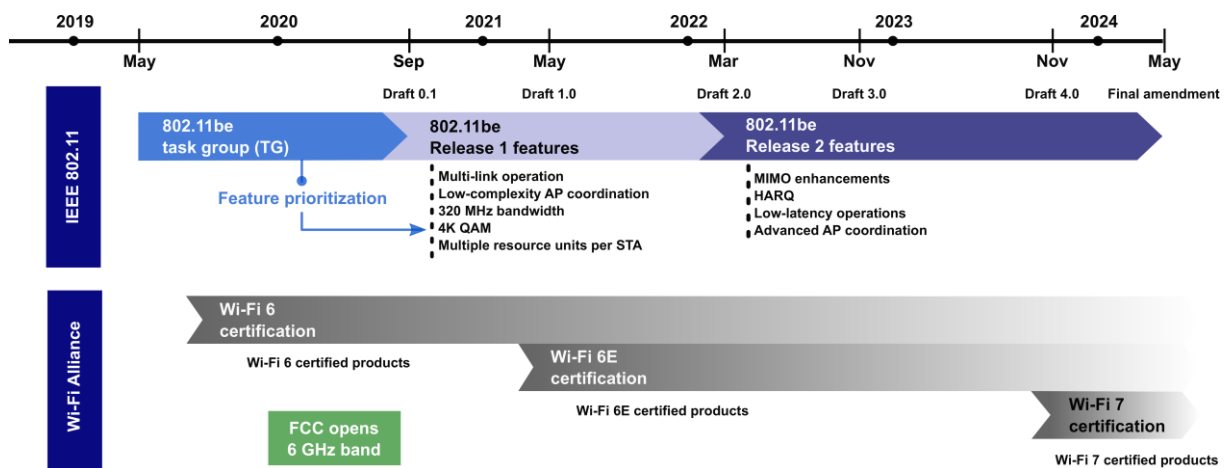


Fig. 1.5. Normalisation et commercialisation du Wi-Fi 6E et du Wi-Fi 7 [9]

Le WiFi-6E fournit 14 canaux de 80 MHz et 7 canaux de 160 MHz sur la bande 6 GHz (5,925-7,125 GHz), contre 6 canaux de 80 MHz et 2 canaux de 160 MHz pour le WiFi-5 [12]. Cependant, en plus de tous les canaux disponibles dans le WiFi 6E, le WiFi 7 prend en charge 3 canaux supplémentaires sans chevauchement de 320 MHz. Ces canaux à bande de fréquences plus élevée (160 MHz et 320 MHz) devraient jouer un rôle essentiel dans la facilitation d'applications et de services plus avancés, notamment les jeux en ligne, la réalité

augmentée (AR), la réalité virtuelle (VR) [13]. L'accès à un spectre supplémentaire (bande de fréquences plus large) ainsi qu'un fonctionnement multi-liens font partie des fonctionnalités censées apporter plus de fiabilité et rendre le WiFi adapté aux applications industrielles. La disponibilité des bandes 6 GHz sans licence pour le WiFi-6E/7 diffère selon les pays en fonction de la région géographique définie par l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) [8].

1.4.4. La norme 802.15.3c

En mars 2005, la norme 802.15.3c a été mise en place par un groupe d'experts appelé TG3c dans le but de développer un standard de réseaux personnels WPAN qui exploitent la bande 60 GHz. Cette bande de fréquence ISM (industrielle, scientifique et médicale) est une bande sans licence. Différentes propositions ont été établies par ce groupe, à savoir le bilan de liaison, le débit, la puissance d'émission, la consommation, la complexité, la résistance aux interférences, etc. Cette norme inclut aussi un protocole de formation de faisceaux en utilisant des réseaux d'antennes à 60 GHz, pour l'amélioration des liaisons avec des appareils communicants à travers une augmentation de gains dans une direction bien déterminée. Deux couches ont été définies dans cette norme, la couche physique (PHY) et la couche contrôle d'accès (MAC) [7].

1.4.5. La norme 802.11ad

La norme IEEE 802.11 ad qui a été ratifiée en décembre 2013 [14] utilise le spectre sans licence dans la bande de 60 GHz avec des débits de données allant jusqu'à environ 7 Gbit/s, en utilisant la formation de faisceaux sur une large bande.

Le modèle de canal IEEE 802.11ad fournit des caractéristiques spatio-temporelles précises et considère l'utilisation d'antennes directionnelles. La polarisation a un impact significatif pour les conditions de LOS et NLOS pour la propagation à 60 GHz (polarisation linéaire ou circulaire).

1.4.6. La norme 802.11ay

La norme 802.11ay est une évolution de la norme 802.11ad qui quadruple la bande de fréquence et ajoute la technique MU-MIMO jusqu'à 8 flux. Cette norme augmente ainsi considérablement le débit de 7 à 30 Gbit/s sur la couche physique. Le développement a commencé en 2015 et la norme finale IEEE 802.11ay a été approuvée en mars 2021. Cette norme prend en considération des caractéristiques du canal de propagation dans un environnement extérieur, avec une distance de transmission étendue de 300 à 500 m et des effets non stationnaires et de mobilité.

De manière autonome, les normes IEEE 802.11ad/ay sont particulièrement conçues pour fonctionner dans les bandes 60 GHz. Les systèmes utilisant la norme IEEE 802.11ad fonctionnent sur un seul canal à une bande de fréquence de 2,16 GHz, tandis que le système IEEE 802.11ay fonctionne au maximum sur 4 canaux et conduit ainsi à une bande de fréquence totale de 8,64 GHz [15]. Cependant, en cas de blocage de canal, les deux normes prennent également en charge les transferts de session rapides vers IEEE 802.11ac/n fonctionnant dans les bandes 5 GHz [16].

1.5. Les communications en bandes millimétriques

L'année 2021 a été marquée par le déploiement commercial du réseau cellulaire de cinquième génération (5G) et le lancement des projets pour la sixième génération (6G). Cette dernière est une évolution des générations précédentes dans le but d'offrir des débits de données plus élevés avec une fiabilité accrue, une connectivité ultra-rapide, une très faible consommation d'énergie et une efficacité spectrale plus élevée. Pour atteindre ces objectifs, différentes méthodes comme la densification des réseaux, une augmentation de la bande passante et l'utilisation d'un plus grand nombre d'antennes sont nécessaires. En effet, la montée en fréquence vers le spectre des ondes millimétriques (30 à 300 GHz) est la solution la plus immédiate pour trouver une bande suffisamment large et disponible [17]. Avec l'utilisation de la technologie 5G, il est important d'utiliser les bandes dans les fréquences millimétriques, mais également les bandes existantes inférieures à 6 GHz (3,7/4,5 GHz) pour une meilleure couverture [4]. Avec l'utilisation de ces fréquences mmW, il est important d'utiliser des techniques comme le MIMO afin de réduire les pertes de propagation, les interférences et augmenter davantage le débit. Parmi ces techniques, on peut citer le déploiement des antennes pour garantir des trajets en visibilité directe (LOS), le contrôle des chemins de propagation pour pouvoir faire la formation de faisceaux et l'utilisation de nombreuses antennes élémentaires de dimension très petite (MIMO massif) avec l'utilisation des cellules de petite taille [18]. La figure 1.6 présente une partie du spectre en bande millimétrique.

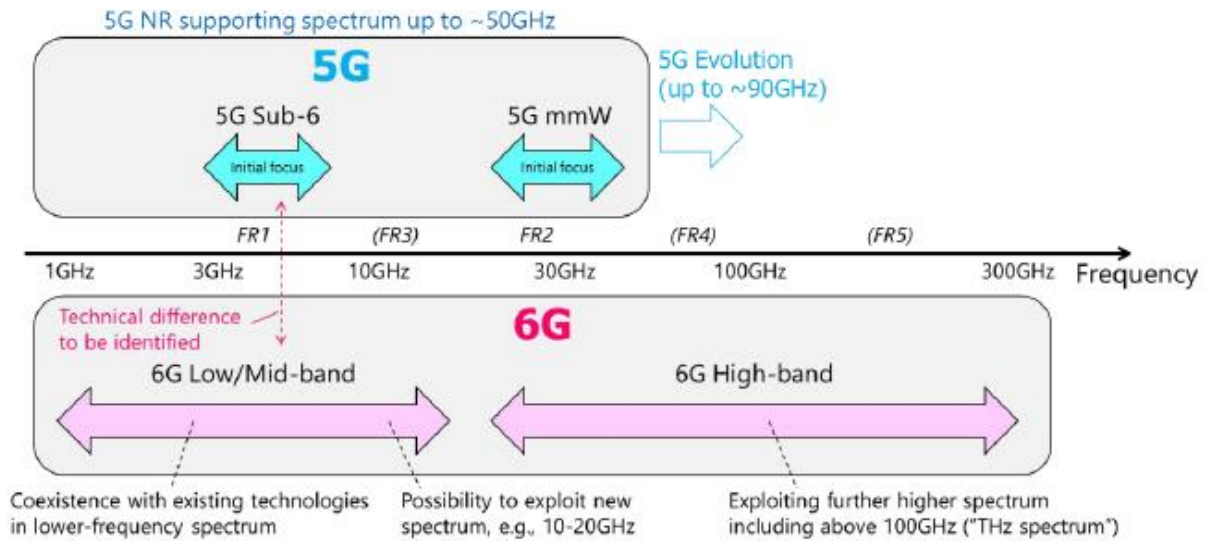


Fig. 1.6. Bandes de fréquences pour la 5G et la 6G [4]

1.6. Avantages et limites des communications millimétriques

Comparées aux bandes μ Wave encombrées (en dessous de 6 GHz), utilisées par les réseaux cellulaires 2G-4G, les bandes mmW offrent plusieurs avantages en termes de largeurs de bande plus élevées qui se traduisent directement par des capacités et des débits plus élevés, et de longueurs d'onde plus courtes permettant la mise en œuvre de techniques MIMO massives et de formation de faisceaux adaptatifs. Cependant, les signaux mmW sont sujets à des pertes de propagation plus élevées, à des pertes de pénétration à travers les matériaux, à une absorption atmosphérique et à une atténuation due à la pluie. De plus, ils sont vulnérables au blocage par des objets. Ainsi, la communication directionnelle est utilisée dans les systèmes mmW pour contrer les pertes de propagation importantes et éviter les interférences, garantissant ainsi un débit plus élevé et une meilleure efficacité énergétique [19-22]. Cependant, des recherches récentes et des campagnes de mesure de canal effectuées à différentes fréquences mmW (par exemple 28, 38, 60 et 73 GHz) ont révélé que ces signaux peuvent tirer parti de ces défis, en utilisant des techniques de formation de faisceaux adaptative pour supprimer les interférences et utiliser des stations relais pour contourner les obstacles, évitant ainsi les obstructions [23-26]. De plus, pour des cellules de rayon 50 à 200 m, considérées pour les petites cellules mmW, l'atténuation attendue d'environ 7 dB/km due à la pluie a un effet minime [21]. L'atténuation de propagation élevée limite l'interférence intercellulaire (ICI) et permet une plus grande réutilisation des fréquences, ce qui, par extension, améliore la capacité globale du système [27]. De plus, le large spectre offert par la bande mmW permettra à la fois à l'accès BS-UE (Base Station-User Equipment) et aux liaisons fronthaul/backhaul de prendre en charge une capacité beaucoup plus élevée que les réseaux

4G actuels [21]. Les liaisons fronthaul servent à connecter les stations de base aux unités de traitement centralisées et les liaisons backhaul connectent ces unités au cœur du réseau et à l'internet.

Les communications millimétriques offrent des avantages considérables, notamment des débits de données extrêmement élevés, une faible latence et une réutilisation efficace des fréquences grâce à l'utilisation d'antennes directionnelles. Cependant, elles présentent également des défis importants, tels que les fortes pertes de propagation, des distances de propagation limitées, la sensibilité aux conditions atmosphériques, la complexité technologique et les coûts élevés. Une compréhension approfondie de ces avantages et limites est cruciale pour une mise en œuvre réussie et pour tirer pleinement parti du potentiel des communications millimétriques dans divers secteurs.

1.7. La technologie de la bande autour de 60 GHz

Pour les futurs réseaux locaux sans fil, l'une des solutions les plus prometteuses pour accroître le débit vers les Gbit/s est la montée en fréquence et particulièrement à 60 GHz. Cette bande de fréquences est retenue pour la nouvelle norme de réseau WLAN qui est le WiGig (Wireless Gigabit). Dans ce qui suit, nous rappelons les principaux avantages et limites de l'utilisation de la bande de fréquence autour de 60 GHz.

1.7.1. La bande de fréquence libre

Dans un but de commercialisation, la FCC (Federal Communications Commission) a décidé d'attribuer la bande de fréquence 60 GHz (57-71 GHz), pour donner suite à la conception des circuits et aux grands progrès dans le domaine microélectronique. La bande de fréquence 60 GHz ne nécessite pas de licence d'utilisation. Cependant, il existe des limitations sur la puissance d'émission et son utilisation dans le cadre des aéronefs et des satellites n'est pas autorisée. Selon les pays, le tableau 1.1 montre la régulation de la bande passante, la puissance maximale d'émission et la puissance rayonnée isotrope équivalente (PIRE) à 60 GHz.

Tableau 1.1. Régulation de la bande passante, la puissance maximale d'émission et la puissance rayonnée isotrope équivalente (PIRE) à 60 GHz [28]

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

La recherche de méthodes pour augmenter la capacité de transfert de données, afin de satisfaire les futures demandes de trafic mobile, découle d'une décision initiale prise en décembre 1995 par la FCC d'allouer une bande de 5 GHz pour les applications sans licence dans la région des ondes millimétriques autour de 60 GHz. Une modification ultérieure de cette allocation a abouti à l'extension de la bande à 7 GHz (57-64 GHz) [29]. De nombreux pays ont opté pour une allocation de bande de fréquences similaire pour les communications sans licence à haut débit aux fréquences des ondes millimétriques, comme le montre la figure 1.7.

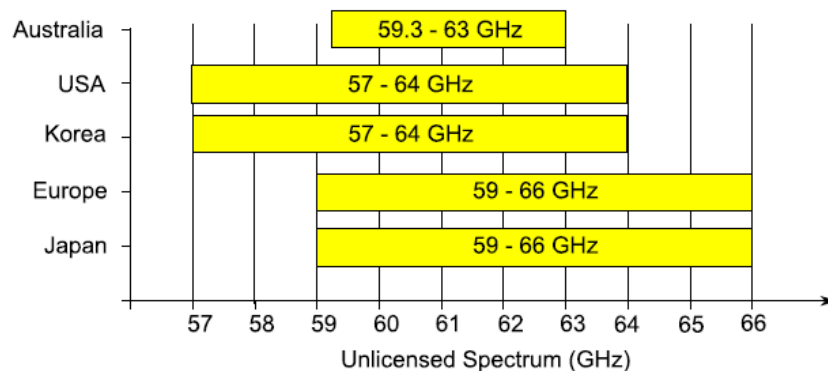


Fig. 1.7. Allocation des bandes de fréquences sans licence autour de 60 GHz [30]

1.7.2. La forte atténuation en espace libre

À 60 GHz, l'atténuation dans l'espace libre est assez significative et pour cela, les fréquences autour de 60 GHz sont généralement utilisées dans les réseaux sans fil à courte portée. En s'appuyant sur la formule générale de FRIIS, l'atténuation en espace libre A (en dB) à une certaine fréquence f en fonction de la distance d est donnée par la relation 1.1 [31].

$$A = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \text{ avec } \lambda = \frac{c}{f} \quad (1.1)$$

où d est la distance de propagation (en m) qui sépare les antennes d'émission et de réception, λ est la longueur d'onde (en m), c la vitesse de la lumière dans le vide (en m/s) et f la fréquence utilisée (en Hz). Le tableau 1.2 montre l'atténuation en espace libre calculée pour une distance de 10 m pour trois fréquences : 2,4 GHz, 5 GHz et 60 GHz.

Tableau 1.2. Atténuation en espace libre calculée pour une distance de 10 m

Fréquence (GHz)	Longueur d'onde (mm)	Atténuation en espace libre (dB)
2,4	125	60
5	60	66
60	5	88

Comme cette atténuation augmente selon le carré de la fréquence, elle est plus importante à 60 GHz qu'à 2,4 ou 5 GHz. Ceci explique pourquoi la communication à 60 GHz sera dédiée principalement aux applications à courte portée.

1.7.3. L'atténuation en environnement indoor

Les ondes électromagnétiques transmises à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments souffrent de graves pertes de pénétration dues aux matériaux de construction. Par rapport aux conditions favorables de visibilité directe (LOS), ces matériaux réduisent considérablement la couverture radioélectrique. Dans [32], les auteurs ont montré que les pertes de pénétration relevées à travers plusieurs couches ont été jusqu'à 47,6 dB à l'intérieur des bâtiments, mais pas aussi élevées que 66,5 dB pour des scénarios de l'extérieur vers l'intérieur. Pour la réduction des interférences pour les systèmes de réseaux sans fil, la forte perte de pénétration des matériaux de construction peut constituer un avantage potentiel. Dans [33], une campagne de mesures a été faite pour évaluer l'atténuation rencontrée à travers différents matériaux à l'intérieur des bâtiments à 2 GHz et à 60 GHz. Les résultats confirment que l'atténuation est nettement plus importante à 60 GHz qu'à 2 GHz, ce qui peut limiter la couverture radio pratiquement à des configurations « mono-pièce », où les équipements d'un réseau sont tous positionnés dans une même pièce d'un bâtiment.

Une première tentative de formulation d'un modèle simple pour la propagation à travers le sol en fonction du type de bâtiment est proposée dans [34]. Après avoir étudié cinq bâtiments différents, les auteurs concluent que les matériaux utilisés par les techniques de construction modernes sont hautement isolants, la pénétration devient pratiquement impossible.

1.7.4. L'absorption par l'oxygène

La figure 1.8 représente l'atténuation de propagation entre 1 et 350 GHz au niveau de la mer pour l'air sec et pour la vapeur d'eau à une concentration de 7,5 g/m³ avec une température de 15° C et une pression de 1013 hPa.

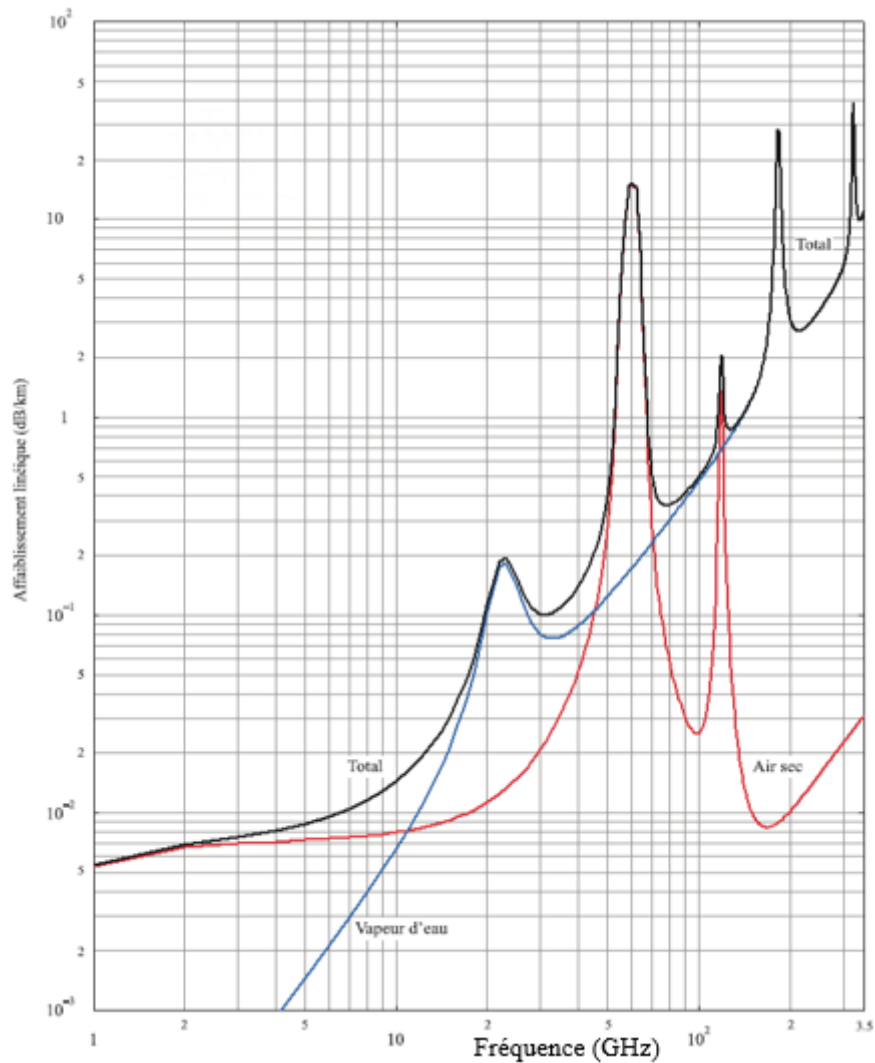


Fig. 1.8. Atténuation pour l'air sec et la vapeur d'eau de l'atmosphère [35]

En particulier, on note que pour une bande de fréquences autour de 60 GHz, les ondes électromagnétiques sont sujettes à une absorption par l'oxygène, d'environ 15 dB/km en plus des pertes dues à la propagation en espace libre. Cette atténuation supplémentaire n'a pas d'impact sur les petites distances notamment dans un environnement indoor. Pour des applications personnelles WPAN comme dans un bâtiment ou une seule pièce, la couverture radio sera limitée à des distances inférieures à 50 m [28]. Toutefois, cette absorption due à l'oxygène peut être exploitée à des fins spécifiques, comme dans les applications de communications sécurisées sur de courtes distances et contribuer ainsi à la réduction des interférences co-canal.

1.7.5. Les dimensions des antennes

En raison de la faible longueur d'onde à 60 GHz, les antennes peuvent être beaucoup plus petites que celles utilisées à des fréquences plus basses. Ces petites dimensions offrent des avantages significatifs en termes de taille réduite, tout en assurant une directivité accrue, un gain et une largeur de bande élevés. En raison de l'augmentation de l'atténuation en espace libre, les largeurs de faisceau des ondes millimétriques sont étroites afin de concentrer la puissance émise dans la direction de propagation. Cela est plus avantageux dans le cas de la propagation en visibilité directe, nécessitant une orientation du faisceau et de l'énergie rayonnée vers la bonne direction (figure 1.9).

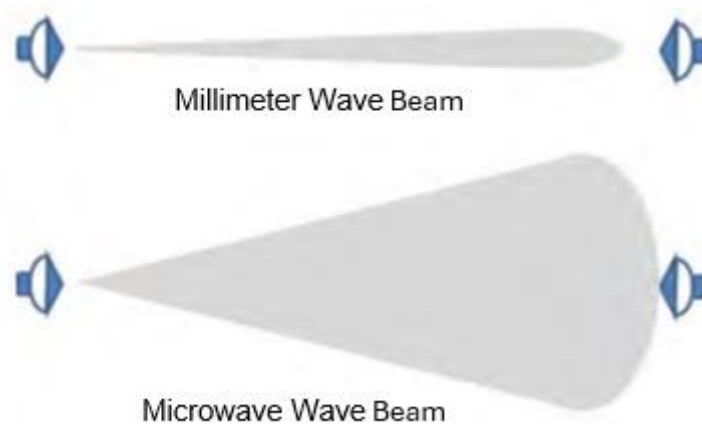


Fig. 1.9. Largeur de faisceau des ondes millimétriques [30]

Du fait de la faible longueur d'onde en mmW, cela permet des conceptions d'antennes compactes et discrètes, ce qui est particulièrement avantageux pour les réseaux de communication sans fil à très haute densité. La relation 1.2 montre que, pour un même gain d'antenne (G_{\max}), la surface équivalente de réception de l'antenne (S) à 60 GHz sera cent fois plus petite qu'à 6 GHz [31].

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

1.7.6. Réutilisation de fréquences

La réutilisation de fréquences repose sur l'idée que la même bande de fréquence peut être utilisée simultanément dans des zones géographiquement séparées sans causer d'interférences significatives. La couverture limitée des ondes millimétriques permet l'utilisation de cellules plus petites, ce qui augmente la capacité du réseau grâce à une réutilisation fréquente des fréquences. Cette technique est largement utilisée dans les réseaux

cellulaires, mais elle a également des applications importantes dans les réseaux WLAN. Toutefois, dans les réseaux WLAN, la réutilisation de fréquences peut être plus complexe en raison de la nature non structurée et souvent dense des déploiements de points d'accès. La réutilisation de fréquence dans une zone très proche est possible grâce à une forte atténuation des ondes à 60 GHz, causée par la distance, l'absorption de l'oxygène et les matériaux de l'environnement de propagation. Ceci renforce aussi la sécurité des liaisons sur des courtes distances à 60 GHz.

1.7.7. Forte capacité du canal de transmission

Le canal de transmission, défini selon la théorie de l'information, comprend tous les éléments de la chaîne permettant la transmission d'une certaine quantité d'information, depuis une source vers un destinataire. Le théorème de Shannon nous montre par la relation 1.3 que la capacité d'un canal de transmission C (bit/s) augmente pratiquement suivant une loi logarithmique en fonction du rapport signal sur bruit SNR et linéairement en fonction de la bande passante du canal B (Hz) [31].

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

Il est donc plus judicieux d'élargir la bande passante que d'améliorer le rapport signal sur bruit pour une augmentation de la capacité du canal.

1.8. Applications potentielles à 60 GHz

Les communications à 60 GHz ouvrent la voie à de nombreuses applications potentielles en raison de la large bande disponible. Les intérêts et les spécifications de la communication à 60 GHz varient en fonction des applications considérées. Les réseaux WPAN visent la communication des réseaux privés domestiques et généralement pour des courtes distances. Ce type de réseaux relie différents types d'application, certains sont fixes comme les télévisions, les routeurs, les media centers, d'autres sont mobiles comme les téléphones, les tablettes, ... Malgré sa bande de fréquences et un débit allant jusqu'à 480 Mbit/s, le standard de la technologie UWB (Ultra Wide Band) n'était pas adapté pour supporter des débits de données comme pour la diffusion de vidéo HD (Haute Définition). La technologie 60 GHz qui répond à toutes les exigences, permet le remplacement des technologies filaires telles que l'USB, l'IEEE 1394 et le Gigabit Ethernet [28]. La figure 1.10 présente les principaux types d'applications envisagées pour les communications à 60 GHz.

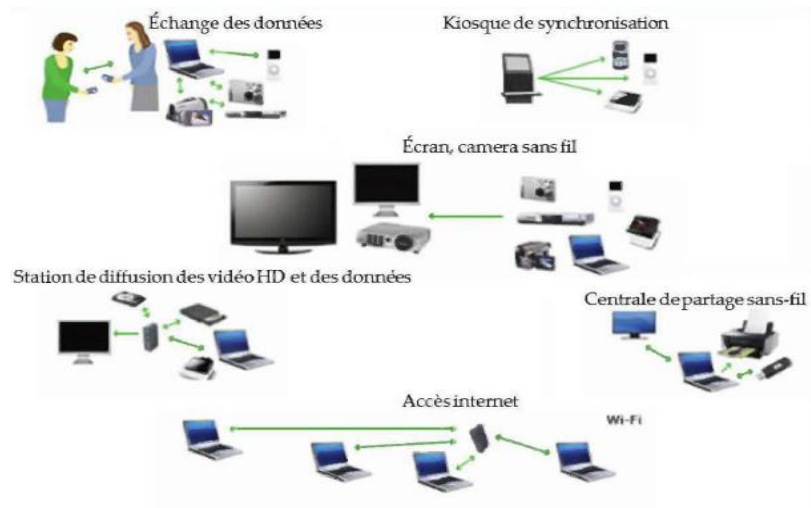


Fig. 1.10. Applications potentielles pour les communications WPAN à 60 GHz [36]

L'obligation d'utiliser des débits de données plus élevés pour la diffusion de vidéo HD est due à l'augmentation des contenus audio/vidéo. On note aussi le remplacement du câble HDMI (High-Definition Multimedia Interface) par la diffusion HD sans fil qui permet aux utilisateurs d'afficher le contenu sur un écran à distance avec une qualité équivalente au câble. Un kiosque sert à proposer une base de données généralement fixe et accessible aux utilisateurs à l'aide d'appareils connectés comme les tablettes et les téléphones mobiles. La réalisation d'un kiosque de synchronisation permet le transfert de plusieurs giga-octets de données en quelques secondes. Les guides multimédias téléchargeables remplacent déjà les audioguides dans certains musées [37]. La fabrication d'une station sans fil permet la connexion en même temps de plusieurs périphériques. Le remplacement du câble Ethernet par le Gigabit-Ethernet sans fil permet ainsi l'obtention d'un lien Ethernet multi-gigabit bidirectionnel. Le contrôle à distance des appareils de forage pour les environnements miniers est utilisé afin d'améliorer la sécurité, la détection et la localisation des travailleurs miniers en temps réel.

Par ailleurs, les ondes millimétriques sont utilisées dans d'autres domaines d'applications potentielles comme les radars anti-collision, la sécurité et la santé.

Donc, la technologie 60 GHz est particulièrement intéressante pour les applications sans fil. Elle permet la réalisation de plusieurs applications qui se sont révélées difficiles à des basses fréquences. La maîtrise du canal de propagation demeure indispensable pour une bonne conception des dispositifs sans fil à faible coût.

1.9. Impact des antennes intelligentes

L'étude de la répartition de la puissance à l'intérieur des bâtiments est un aspect crucial dans le cas des communications sans fil et notamment à des fréquences millimétriques. À la

fréquence 60 GHz, la propagation du signal est fortement influencée par la configuration, le type et l'emplacement des antennes et aussi par la structure des bâtiments. Ce sujet fait l'objet de plusieurs études pour la caractérisation de l'influence des antennes sur la propagation indoor avec des fréquences élevées [38], [39]. Avec le développement de la technologie sur les antennes au cours des dernières années, de nouvelles techniques sont utilisées pour lever certaines limites sur la conception des systèmes de communication à haut débit. L'utilisation d'antennes très directives, à faisceau étroit en émission comme en réception, peut compenser les fortes pertes de propagation en espace libre dans les bandes millimétriques. En plus, leur utilisation permet de réduire la forte sélectivité fréquentielle et temporelle du canal de propagation [40]. Ainsi, la nouvelle technologie des antennes qui se base sur la formation de faisceau a un impact majeur sur la propagation en indoor, permettant de surmonter certains des défis inhérents à 60 GHz. En améliorant la directivité, en réduisant les interférences et en adaptant dynamiquement les faisceaux, cela contribue à une performance accrue des réseaux sans fil millimétriques, bien que des défis en matière de conception et de coût persistent. Ces systèmes sont capables de percevoir le signal reçu et d'optimiser leur diagramme de rayonnement avec une modification de la forme et de la direction du faisceau comme l'illustre la figure 1.11.

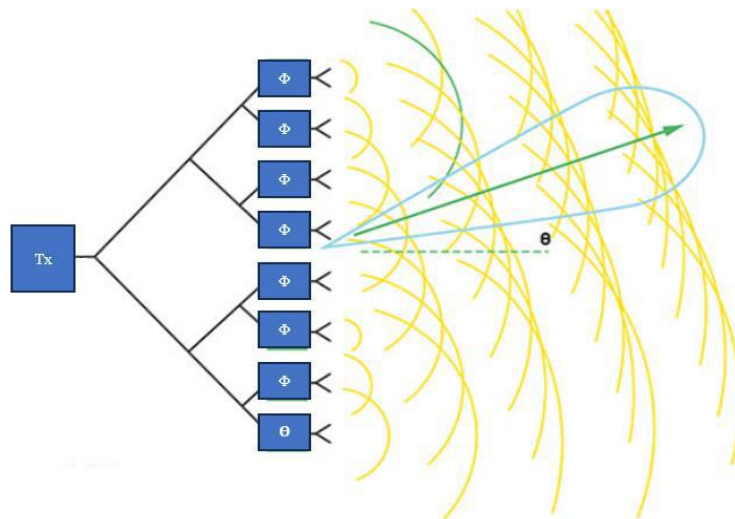


Fig. 1.11. Formation de faisceau [41]

Les antennes intelligentes à base de métasurfaces, capables de s'adapter aux conditions changeantes de leur environnement et de leur contexte d'utilisation afin d'optimiser leurs performances, seront nécessaires à l'avenir pour la prolifération des systèmes sans fil. Plusieurs techniques qui portent sur les technologies d'antennes à entrées multiples et sorties multiples (MIMO) sont étudiées dans [42]. Dans [43-45], les avantages des systèmes MIMO massifs en termes de coût et d'efficacité énergétique sont analysés. Des mesures réalisées

dans différents environnements indoor, pour une évaluation des pertes de puissance et une étude d'autres paramètres qui caractérisent le canal, ont été développées dans [46-49]. D'autres études nous montrent aussi que pour certains matériaux comme le bois, le verre, le plastique et le béton, la propagation des ondes est difficile, du fait de la forte perte de pénétration de ces matériaux à 60 GHz [50].

La propagation des ondes radio en dehors de la visibilité directe est un concept important en radiocommunication, ayant un impact direct sur la qualité de transmission et la couverture radio [51]. La propagation hors visibilité directe se réfère à la transmission de signaux radio entre un émetteur et un récepteur sans qu'une ligne de vue directe existe entre eux. Cette situation est courante dans certains environnements comme l'intérieur des bâtiments où la trajectoire directe du signal peut être bloquée par la présence des murs ou des personnes. Dans les environnements où la visibilité directe est obstruée, l'utilisation d'antennes à forte directivité peut aider à capter ou à émettre des signaux en utilisant des chemins de réflexion ou de diffraction. Cependant, dans ces conditions, il peut être nécessaire d'ajuster la direction de l'antenne pour optimiser la réception du signal diffusé [52]. Des solutions alternatives peuvent être utilisées dans des conditions hors visibilité directe, comme l'utilisation des réseaux d'antennes à surfaces intelligentes reconfigurables (RIS), tels que les réseaux transmetteurs et réflecteurs. Dans le cas de notre travail de thèse, on peut aussi utiliser des panneaux réflecteurs métalliques ou des réseaux d'antennes à réflecteur métallique, dans des couloirs en forme de L ou de T où la visibilité directe n'est plus présente. Ces solutions seront étudiées en vue d'améliorer la couverture à l'intérieur des bâtiments dans des conditions NLOS, tout en diminuant les pertes de puissance.

1.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté de manière générale le contexte dans lequel se situe notre étude à savoir les communications sans fil en bandes millimétriques. Ensuite, nous avons présenté l'évolution des normes de communication sans fil pour des applications comme le WLAN et WPAN. Nous avons contextualisé puis présenté quelques avantages et limites de la communication sans fil dans les bandes millimétriques. L'accent est mis sur la technologie sans fil autour de la bande 60 GHz pour bien comprendre ses avantages et limites. Dans ce chapitre, on a présenté aussi quelques applications potentielles à 60 GHz et étudier l'impact de l'antenne et les conditions de propagations hors visibilité.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude du canal de propagation indoor à 60 GHz.

CHAPITRE 2

2. Le canal de propagation radioélectrique en indoor

2.1. Introduction

Au début du XX^{ème} siècle, le scientifique italien Guglielmo Marconi montre que les ondes électromagnétiques peuvent être utilisées sur de longues distances pour porter des signaux sonores. Par la suite il a continué à développer ses recherches et ses études pour enfin établir les premières liaisons radioélectriques [53]. Le canal de propagation peut être défini comme l'environnement qui permet la propagation des ondes électromagnétiques lors d'une transmission d'information entre un émetteur et un récepteur. Pour tout système de communications sans fil, l'étude du canal de propagation est nécessaire et primordiale. Dans un milieu confiné et complexe (milieu indoor), le déploiement croissant des systèmes de communication sans fil nécessite une connaissance du canal de propagation pour avoir une communication numérique de qualité. Cette connaissance du canal est encore plus importante dans le cas des futurs systèmes de communications opérant en bandes millimétriques et pouvant mettre en œuvre des techniques de type MIMO massif ou de formation de faisceaux. Dans la suite de ce chapitre, nous allons rappeler la définition du canal de propagation radioélectrique. Ensuite, nous allons passer en revue les mécanismes physiques de réflexion/transmission, de diffraction et de diffusion de la propagation radioélectrique. On s'intéressera aussi aux effets de propagation par trajets multiples. Enfin, les principales techniques de modélisation de la propagation en indoor et les méthodes de sondage du canal de propagation large bande seront détaillées.

2.2. Propagation en espace libre

Avant de définir la notion d'espace libre, nous allons définir d'abord le canal de propagation. Il est important de faire la distinction entre le canal de propagation et le canal de transmission [54]. Le canal de propagation peut être défini comme l'environnement de propagation des ondes électromagnétiques séparant l'antenne d'émission (Tx) et l'antenne de réception (Rx), comme illustré dans la figure 2.1.

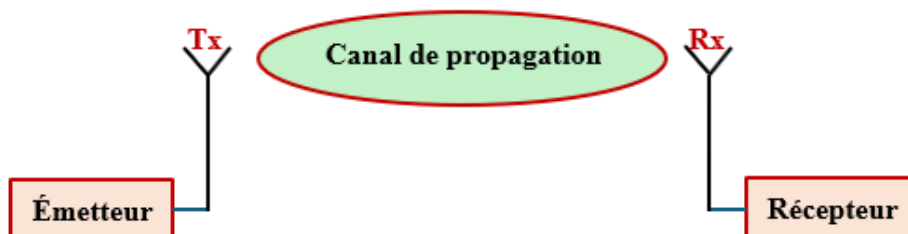


Fig. 2.1. Représentation d'un canal de propagation

La propagation en espace libre suppose des conditions idéales, où les antennes d'émission et de réception sont en visibilité directe, (en anglais, LOS pour Line-of-Sight), sans aucun obstacle ou réflecteur. Pour pouvoir s'approcher au mieux de la notion d'espace libre, on doit déterminer la zone autour des deux antennes qui doit être dégagée, et qui peut être obtenue par le premier ellipsoïde de Fresnel, comme illustré dans la figure 2.2.

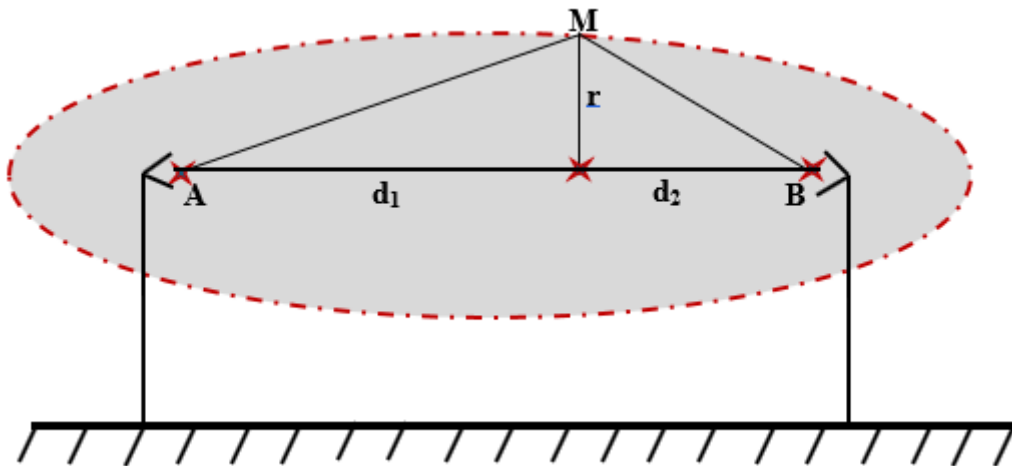


Fig. 2.2. Premier ellipsoïde de Fresnel [55]

Celui-ci est défini par le lieu géométrique formé par l'ensemble des points M qui vérifient l'équation 2.1.

$$MA + MB = AB + \frac{\lambda}{2} \quad (2.1)$$

$$r = \sqrt{\lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (2.2)$$

On rappelle que l'atténuation en espace libre peut être calculée par la relation 1.1.

Dans des conditions réelles de propagation, l'environnement du système de transmission interfère avec l'onde transmise selon différents mécanismes de propagation qui sont présentés dans la section suivante.

2.3. Les mécanismes physiques de la propagation radioélectrique

L'application du modèle de propagation en espace libre dans les conditions idéales est quasiment impossible dans un environnement donné. En effet, la transmission des ondes radioélectriques dans un tel environnement peut emprunter plusieurs trajets de propagation en plus du trajet direct. Ces trajets sont en nombre variable et subissent différents mécanismes

de base, à savoir la réflexion, la transmission, la diffraction et la diffusion, comme on le voit sur la figure 2.3 [53]. Au niveau de la réception, le signal obtenu est égal à la combinaison de tous les trajets qui ont subi des affaiblissements et des déphasages différents, avec un retard lié à la longueur de chaque trajet jusqu'à la réception. Dans le cas d'un milieu de propagation indoor, avec la présence de murs et de matériaux de réflexion, deux types de situations peuvent être considérés : visibilité directe (LOS) et non visibilité directe (NLOS).

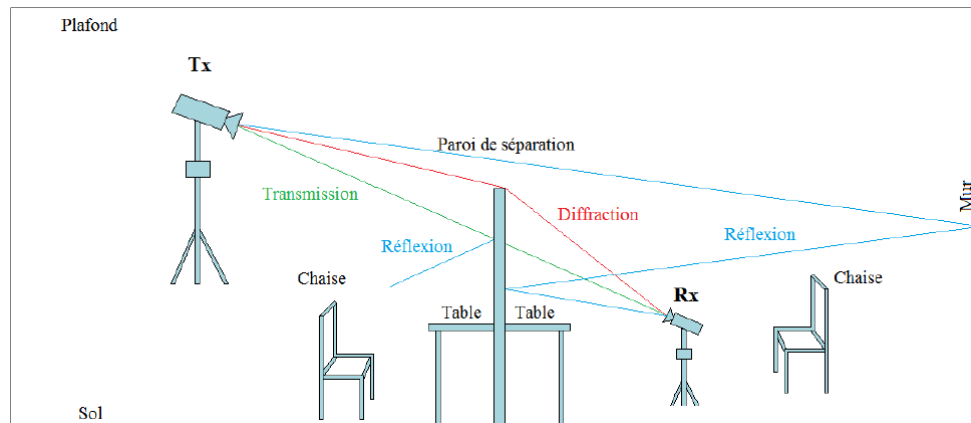


Fig. 2.3. Les mécanismes de propagation [53]

2.3.1. La réflexion

Le phénomène de réflexion survient lorsque l'onde rencontre un obstacle de grande dimension par rapport à la longueur d'onde. Selon la nature de la surface réfléchissante, on distingue deux types de réflexion qui sont la réflexion spéculaire et la réflexion diffuse, comme illustré dans la figure 2.4. On parle de réflexion spéculaire lorsque l'onde rencontre une surface non rugueuse (surface lisse), c'est à dire que les irrégularités sont de petites tailles par rapport à la longueur d'onde [56]. Dans cette situation, le rayon incident sera réfléchi en un seul rayon, l'amplitude et la direction du rayon réfléchi subissent les lois de Snell-Descartes et de Fresnel qui font intervenir les propriétés diélectriques des surfaces réfléchissantes [1]. Plus précisément, le coefficient de réflexion complexe dépend de la permittivité et de la conductivité du milieu réfléchissant, de la fréquence, de l'angle d'incidence et de la polarisation de l'onde. Dans le cas où la surface réfléchissante est irrégulière ou rugueuse, c'est à dire que les irrégularités sont de grandes tailles par rapport à la longueur d'onde, on parle de réflexion diffuse. Dans ce cas, l'onde incidente sera réfléchie suivant plusieurs directions. Dans le cas général, ce phénomène de réflexion apparaît en indoor, surtout lorsqu'on travaille en haute fréquence comme dans le cas de nos travaux de thèse qui sont effectués à 60 GHz. D'autre part, certains environnements indoor comme les couloirs se comportent comme un grand guide d'onde avec la présence de réflexions spéculaires sur ses parois.

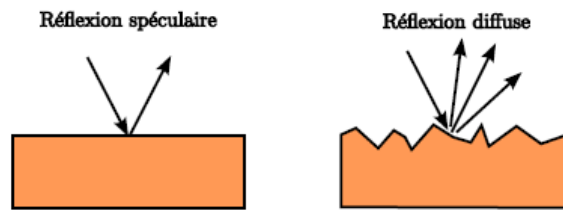


Fig. 2.4. La réflexion spéculaire et diffuse

La qualité de la réflexion dépend essentiellement de la qualité de la surface de contact. En réalité, une partie de l'énergie émise peut être absorbée au niveau de la surface de contact.

2.3.2. La transmission

La transmission est un phénomène prépondérant en environnement indoor. Il est associé à la traversée d'un obstacle par une onde électromagnétique. L'onde subit une atténuation pour chaque élément traversé qui est directement liée aux caractéristiques électromagnétiques du matériau considéré. Cette atténuation varie aussi en fonction de la fréquence, mais est aussi liée à d'autres paramètres comme l'épaisseur de la paroi traversée, la polarisation de l'onde et l'angle d'incidence.

2.3.3. La diffraction

Le phénomène de diffraction fait partie de l'un des facteurs les plus importants de la propagation des ondes radioélectriques. Il se produit lorsqu'un chemin emprunté par les ondes électromagnétiques est obstrué par un obstacle imperméable de grande dimension par rapport à la longueur d'onde. Selon le principe de Huygens, on peut calculer le champ diffracté. Ce principe considère que chaque point atteint par une onde se comporte comme une source secondaire et l'onde se propage derrière l'obstacle. Le champ diffracté est calculé grâce à la Théorie Géométrique de la Diffraction (TGD) [57] et la Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD) [58] qui ont permis d'expliquer la continuité du champ électromagnétique situé de part et d'autre de la ligne de visibilité optique. La diffraction peut être considérée comme le phénomène le plus important de la propagation hors visibilité.

2.3.4. La diffusion

La diffusion se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle de dimension petite, de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. Ce phénomène correspond à la superposition d'un grand nombre de diffractions aléatoires. L'onde est redirigée dans toutes les directions avec une atténuation variable. La diffusion ressemble un peu à la réflexion diffuse mais ici le nombre

d'ondes réfléchies est plus important. Deux types de diffusion peuvent être distingués, à savoir les diffusions locales et les diffusions lointaines [59]. Les diffusions locales considèrent les obstacles proches de l'émetteur et du récepteur. En général, les diffuseurs placés dans le voisinage du récepteur provoquent un fort étalement angulaire des échos et un étalement temporel faible, tandis que les diffuseurs proches de l'émetteur introduisent un faible étalement temporel et un faible étalement angulaire au niveau du récepteur. Par ailleurs, lorsque les obstacles sont loin à la fois de l'émetteur et du récepteur, les diffusions lointaines font apparaître généralement des trajets spéculaires qui sont caractérisés par un fort étalement temporel.

2.4. Effets de la propagation par trajets multiples

La propagation par trajets multiples se produit lorsque les signaux radioélectriques suivent plusieurs chemins différents entre l'émetteur et le récepteur. En radio mobile, ces chemins peuvent inclure des réflexions sur des bâtiments, le sol, des montagnes, des arbres et d'autres obstacles. Ainsi, la propagation par trajets multiples peut considérablement affecter la qualité et la fiabilité des communications radio.

2.4.1. Dispersion Doppler et sélectivité temporelle

L'effet Doppler est le décalage en fréquence d'une onde, observée entre l'émission et la réception, lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur varie au cours du temps. Ainsi, ce décalage Doppler peut être causé par le mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur ou par le mouvement des objets réfléchissants qui se situent dans l'environnement de propagation (voitures, piétons, etc.). Par exemple, pour un signal sinusoïdal émis à la fréquence f_e et un récepteur en mouvement à une vitesse v (figure 2.5) ; le décalage Doppler f_d [60], [61], s'exprime selon l'équation 2.3 par :

$$f_d = f_r - f_e = f_e \frac{v}{c} \cos \alpha \quad (2.3)$$

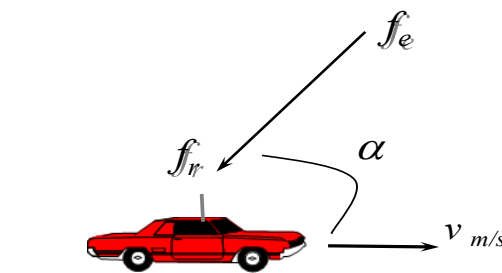


Fig. 2.5. L'effet Doppler

avec f_r la fréquence du signal reçu, c la vitesse de la lumière, v la vitesse de déplacement du mobile, et α l'angle entre la direction d'arrivée de l'onde et la direction de déplacement du mobile. Lorsque le mobile s'éloigne de la base d'émission, la fréquence f_r sera plus petite que la fréquence f_e et le décalage Doppler sera négatif. Celui-ci devient positif lorsque le mobile se rapproche de la base d'émission, c'est à dire que la fréquence f_r sera supérieure à la fréquence f_e . Le décalage Doppler sera réparti sur l'intervalle $[-f_{dmax}; +f_{dmax}]$ suivant la valeur de l'angle d'arrivée α . La relation 2.4 donne le décalage Doppler maximum f_{dmax} , valeur prise pour $\alpha = 0$:

$$f_{dmax} = \frac{v}{\lambda} \quad (2.4)$$

Ainsi, en présence de plusieurs trajets multiples avec des angles d'arrivée α supposés uniformément répartis sur $[0, 2\pi]$, en considérant un signal sinusoïdal émis à la fréquence f_e , en réception on obtient un spectre étalé dans la bande $[f_e - f_{dmax}; f_e + f_{dmax}]$, appelé spectre Doppler classique ou aussi de type "Jakes".

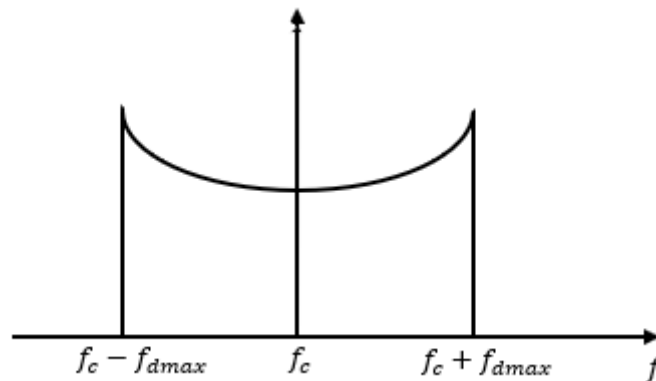


Fig. 2.6. Spectre Doppler classique [62]

Dans les environnements indoor, la vitesse de déplacement des personnes qui est de l'ordre de 1 m/s peut être considérée comme faible. Dans le cas de la propagation des ondes à une fréquence de 60 GHz, on obtient une fréquence Doppler maximale $f_{dmax} = 200$ Hz, ce qui correspond à une bande de dispersion Doppler $B_d = 2f_{dmax} = 400$ Hz, qui est pratiquement négligeable comparée aux bandes considérées pour les communications mmW. Dans ces conditions, le canal de propagation est donc considéré comme invariant en temps ou non dispersif en Doppler [60].

Le temps de cohérence T_c est un autre paramètre du canal de propagation. Il caractérise l'écart temporel minimal qui garantit une corrélation à x % entre deux évanouissements du canal. Pour évaluer ce temps de cohérence, on réalise l'opération d'autocorrélation selon l'axe

temporel de la fonction de transfert du canal, pour une fréquence f fixée. Le temps de cohérence à x % est alors défini par la largeur du pic de corrélation à x % de la hauteur du pic. De manière empirique, la relation 2.5 stipule que le temps de cohérence est inversement proportionnel à la bande de dispersion Doppler B_d [63].

$$T_c \propto \frac{1}{B_d} \quad (2.5)$$

Dans le cas d'un spectre Doppler de type "Jakes", l'équation 2.6 donne la relation suivante, pour une corrélation à 50 % [64] :

$$T_c = \frac{1}{16\pi f_{dmax}} \quad (2.6)$$

Le temps de cohérence T_c est le paramètre dual de l'étalement Doppler dans le domaine temporel. Le canal est dit « peu fluctuant », lorsque T_c est suffisamment grand devant le temps symbole T_s , dans le cas contraire, le canal fluctue rapidement (on peut aussi parler d'évanouissement rapide ou de « fast fading »). La sélectivité temporelle du canal de propagation décrit la capacité du canal à rester constant sur une période. Elle est due à des variations dans les canaux causés par des mouvements de l'émetteur, du récepteur ou des objets dans l'environnement. Dans le domaine des communications numériques, 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. Autrement dit, si la bande du signal 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.

2.4.2. Dispersion des retards et sélectivité fréquentielle

La dispersion des retards du canal a un impact important sur la qualité des communications sans fil. La propagation par trajets multiples est la principale cause de cette dispersion temporelle, le signal reçu arrivant au récepteur en suivant différents chemins. En comprenant ses causes et ses effets, les ingénieurs peuvent concevoir des systèmes et des techniques pour atténuer son impact, améliorant ainsi la qualité et la fiabilité des communications. Les techniques modernes telles que l'égalisation, OFDM et MIMO jouent un rôle crucial dans la gestion de la dispersion temporelle dans les réseaux de communication actuels. Chaque trajet arrive avec un retard spécifique et par conséquent, il y a un étalement du signal appelé étalement des retards. L'un des principaux effets de la dispersion temporelle est l'interférence entre symboles. Lorsque les trajets multiples du signal arrivent à des moments différents, les symboles se chevauchent, rendant difficile pour le récepteur de distinguer les symboles

séparément, ce qui réduit la capacité du canal à supporter des données à des débits élevés. Ainsi, la dispersion temporelle peut dégrader la qualité du signal, entraînant une augmentation du taux d'erreur binaire.

Il est nécessaire de connaître le profil de puissance-retard (en anglais, PDP pour Power Delay Profile) pour bien évaluer la dispersion temporelle du canal de propagation [65], [66]. Le PDP représente la distribution de la puissance relative des trajets multiples en fonction du retard. Chaque pic sur le PDP correspond à un trajet avec sa puissance relative et son délai. La figure 2.7 donne un exemple d'un profil de puissance relative reçue, ainsi que l'étalement maximal des retards et le retard moyen.

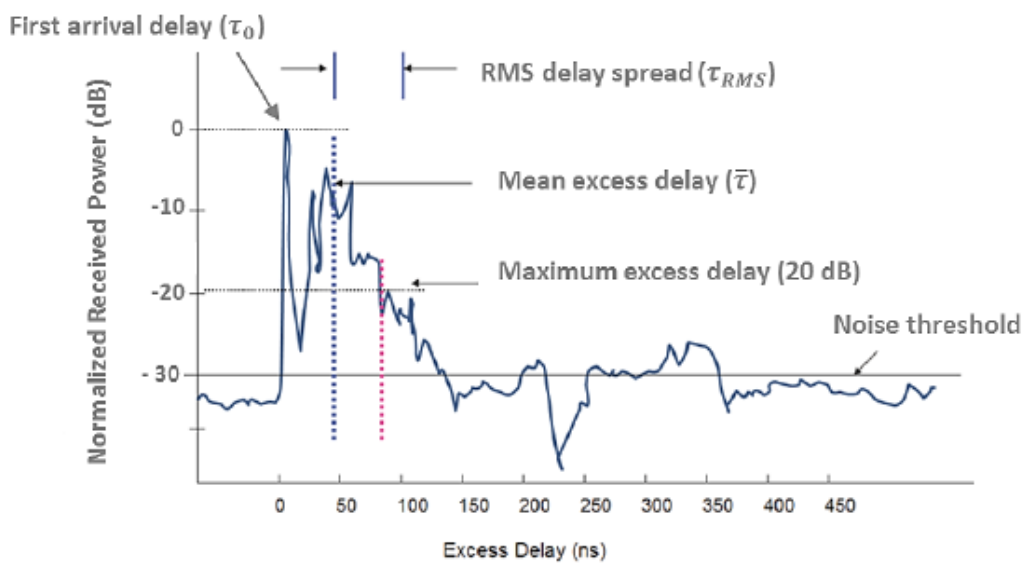


Fig. 2.7. PDP représentant l'étalement maximal des retards et le retard moyen [65]

La mesure la plus courante de l'étalement des retards est le RMS delay spread τ_{RMS} , qui est l'écart-type des retards. Un étalement de retard large indique une dispersion temporelle significative.

D'autre part, la présence de trajets multiples se traduit par une sélectivité fréquentielle du canal. Dans ce cas, le calcul de la bande de cohérence (B_c) permet de décrire la plage de fréquences sur laquelle un canal de communication peut être considéré comme non sélectif en fréquence. Si un signal est transmis dans une bande B_s plus large que B_c , il subira une distorsion due à la sélectivité fréquentielle du canal. De manière empirique, la relation 2.7 stipule que cette bande B_c est inversement liée à la dispersion des retards :

$$B_c \propto \frac{1}{\tau_{RMS}} \quad (2.7)$$

Dans le cas du canal radio mobile, des campagnes de mesure couplées à des études statistiques ont permis d'aboutir à la relation empirique 2.8 suivante, pour une corrélation à 50 % [63].

$$B_c(50\%) \approx \frac{1}{5\tau_{RMS}} \quad (2.8)$$

Le tableau 2.1 récapitule le comportement du canal dans le domaine fréquentiel et temporel.

Tableau 2.1. Comportement du canal dans le domaine fréquentiel et temporel [67]

		Sélectivité fréquentielle	
		Canal non sélectif en fréquence (Bande étroite)	Canal sélectif en fréquence (Large bande)
Sélectivité temporelle	Évanouissements lents (canal non sélectif en temps)	$B_s \ll B_c$ $T_s \ll T_c$	$B_s \gg B_c$ $T_s \ll T_c$
	Évanouissements rapides (canal sélectif en temps)	$B_s \ll B_c$ $T_s \gg T_c$	$B_s \gg B_c$ $T_s \gg T_c$

2.4.3. Dispersion angulaire

La dispersion angulaire en réception représente la distribution de la puissance du signal reçu en fonction de l'angle de réception (AoA, de l'anglais Angle of Arrival). La dispersion angulaire est causée par la propagation par trajets multiples. Dans le cas de la propagation à l'intérieur des bâtiments, le signal émis peut suivre plusieurs chemins différents en raison des réflexions sur les murs, le sol et le plafond pour arriver au niveau du récepteur, avec différents angles. L'utilisation des antennes directives pour concentrer l'émission et la réception des signaux dans une direction spécifique réduit les effets de la dispersion angulaire, mais rend la communication vulnérable aux coupures des trajets.

2.5. Les phénomènes physiques de la propagation radioélectrique

La propagation radioélectrique est influencée par divers phénomènes physiques qui affectent les ondes radio qui se déplacent de l'émetteur au récepteur. On peut distinguer les phénomènes à grande et à petite échelle. La compréhension de ces phénomènes physiques est importante pour le développement et l'optimisation des systèmes de communication sans fil.

2.5.1. Les phénomènes à grande échelle

Les phénomènes à grande échelle sont des phénomènes qui influencent la propagation des ondes radio sur de longues distances ou dans des environnements larges. Ces phénomènes se rapportent à la propagation d'un signal sur une vaste zone géographique, comme les pertes de signal sur de longues distances. Ils jouent un rôle crucial dans la conception et l'optimisation des réseaux de communication sans fil. Etudier les phénomènes à grande échelle revient à étudier les pertes de propagation et l'effet de masquage [63]. L'effet de masquage (shadowing) est dû à la présence d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur. En espace libre, les pertes moyennes de puissance augmentent avec le carré de la distance qui sépare les antennes d'émission et de réception. On peut modéliser les pertes moyennes de puissance à grande échelle PL (Path Loss) dans le cas des liaisons radio mobiles par une loi en d^n , avec n un exposant réel positif qui dépend du type d'environnement considéré et qui se situe généralement entre 1,5 et 5 [68].

2.5.2. Les phénomènes à petite échelle

Les phénomènes à petite échelle se produisent sur de courtes distances et ont un impact significatif sur les caractéristiques instantanées des liaisons radio. Ces phénomènes sont dus à la combinaison (constructive ou destructive) des différentes répliques du signal transmis à travers les trajets multiples. Ils incluent les évanouissements (fading), les trajets multiples et la dispersion des retards [69].

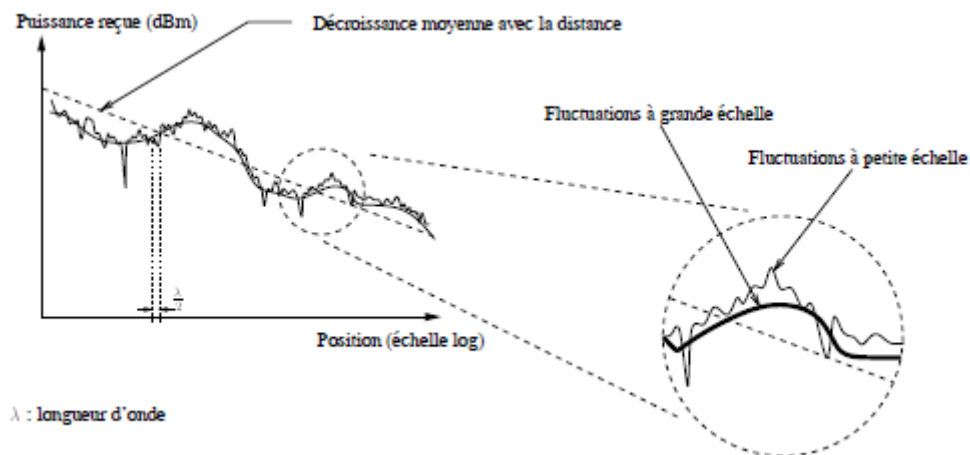


Fig. 2.8. Phénomènes physiques à petite et à grande échelle [68]

2.6. Modélisation du canal de propagation indoor

Les modèles de propagation indoor sont essentiels pour comprendre et prédire la façon dont les ondes radio se comportent à l'intérieur des bâtiments. Ces modèles prennent en compte divers facteurs comme les murs, les meubles, et d'autres obstacles qui influencent la propagation du signal. Les phénomènes à grande et à petite échelle sont les principales causes de la différence entre la puissance transmise et la puissance reçue. Parmi les phénomènes à grande échelle, on peut citer l'affaiblissement de trajet et l'effet de masquage. Les variations rapides du signal sont parmi les phénomènes à petite échelle. Avec l'utilisation des bandes de fréquences millimétriques, de nombreux modèles d'affaiblissement de trajet ont été considérés en environnement indoor [70]. Parmi eux on peut citer :

- Le modèle log-distance
- Le Multi-Wall Model (MWM)
- Le modèle ITU-R (Rec. P.1238-4)
- Le modèle 3GPP d'interception flottante
- Les modèles de blocage

La modélisation du canal de propagation se fait souvent avec des modèles déterministes, empiriques ou semi-empiriques. Les modèles déterministes sont basés sur les lois de la physique, les modèles empiriques sur l'analyse des mesures en fonction de certains paramètres de propagation. Dans les modèles semi-empiriques, les phénomènes physiques et l'environnement de propagation sont considérés.

2.6.1. Modèle log-distance

Le modèle log-distance est utilisé pour décrire la variation des pertes de puissance et du masquage en fonction de la distance et de la fréquence. Dans ce cas, les pertes de puissance (dB) sont représentées comme une fonction linéaire qui augmente avec le logarithme de la distance. Ce modèle est représenté dans [71],[72] par l'équation 2.9.

$$PL(d)[\text{dB}] = PL(d_0)[\text{dB}] + 10n \log_{10} \frac{d}{d_0} + X_\sigma [\text{dB}] \quad (2.9)$$

où :

- $PL(d_0)$ représente les pertes (en dB) à une distance de référence d_0 qui est souvent égale à 1 m en indoor,
- n est l'exposant de perte de puissance, qui dépend de l'environnement considéré,

- d est la distance qui sépare les antennes d'émission et de réception,
- X_σ est une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et d'écart type σ en dB; cette variable aléatoire modélise les différences entre les valeurs PL mesurées et celles proposées par le modèle pour les mêmes distances.

Les paramètres de ce modèle sont obtenus en minimisant l'erreur quadratique moyenne entre les valeurs PL mesurées et celles proposées par le modèle pour les mêmes distances. Le modèle log-distance est relativement simple à établir et peut être appliqué à la modélisation à grande échelle dans des environnements intérieurs et extérieurs. Dans [73], les auteurs appliquent ce modèle à une fréquence de 60 GHz sur des scénarios représentant un type de terrain avec des immeubles de grande hauteur. Les résultats montrent que l'exposant n diminue à mesure que la hauteur de l'antenne augmente. Une dépendance de fréquences au modèle log-distance et une caractérisation des évanouissements à petite échelle ont été démontrées dans [74-76].

2.6.2. Multi-Wall Model (MWM)

Ce modèle de pertes de puissance multi-murs s'applique dans un environnement NLOS intérieur entre l'émetteur et le récepteur. Ce modèle prend en compte plusieurs murs de différents types qui sont ajoutés au modèle log-distance. Il est défini dans [77] par la formule 2.10.

$$PL(d)[\text{dB}] = PL(d_0)[\text{dB}] + 20 \log_{10} \frac{d}{d_0} + \sum_{i=1}^M K_i L_i + X_\sigma [\text{dB}] \quad (2.10)$$

où M est le nombre total de types de murs, K_i est le nombre des murs de type i traversés par ligne directe entre Tx et Rx, L_i est la perte de pénétration des murs de type i . Dans [77], les auteurs décrivent l'environnement de mesure et les différents paramètres de ce modèle pour mettre en évidence l'effet des murs sur la propagation à 60 GHz.

2.6.3. Modèle ITU-R (Rec. P.1238-4)

Ce modèle recommandé par la Rec. UIT-R P.1238-4 [78] représente les pertes de puissance pour les transmissions en intérieur. Ce modèle multifréquence prend en compte les atténuateurs tels que les murs et les sols et est théoriquement valable de 900 MHz à 100 GHz. Les pertes moyennes (L_{total}) sont données par la formule 2.11 [79] :

$$L_{total}[\text{dB}] = 20 \log_{10} f (\text{GHz}) + N \log_{10} d(\text{m}) + Lf(n)[\text{dB}] - 28 + X_\sigma[\text{dB}] \quad (2.11)$$

où N est le coefficient de perte de puissance à une distance donnée, f (GHz) est la fréquence utilisée, d (m) est la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur, L est le facteur de perte de pénétration dans le sol et n est le nombre d'étages entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce modèle, la propagation à une fréquence de 60 GHz n'inclut aucune tolérance pour la transmission à travers les murs et suppose une propagation dans une pièce ou un espace. Il est montré dans [78] que pour des distances d'environ 100 m ou plus, l'absorption par l'oxygène autour de 60 GHz commence à être significative.

2.6.4. Modèle 3GPP d'interception flottante

Le modèle de perte de puissance d'interception flottante, communément appelé modèle de perte de puissance modifié, est largement utilisé dans les normes 3GPP. Ce modèle a été utilisé pour modéliser les pertes de puissance mesurées dans des conditions NLOS. Il est défini par la formule 2.12 selon [80] et [73].

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

Le paramètre α est l'interception flottante en dB (ordonnée à l'origine), β est la pente linéaire et X_{σ} est une variable gaussienne de moyenne nulle exprimée en dB, avec un écart type σ en dB et d = distance Tx-Rx exprimée en m. La valeur de β ne dépend pas de la fréquence et n'a aucune base physique, c'est une pente qui donne le meilleur ajustement par rapport à un ensemble de points.

2.6.5. Modèles de blocage

L'effet de blocage peut être défini par la présence des objets fixes ou mobiles entre l'émetteur et le récepteur. Pour les canaux radio à ondes millimétriques, le blocage doit être pris en compte car il peut avoir un impact important sur le bilan de liaison ainsi que sur le débit du système. Les modèles de blocage sont des fonctionnalités complémentaires aux modèles de canal de propagation. Dans [81], [82], deux modèles alternatifs (modèle A et modèle B) sont fournis pour modéliser le canal en présence de blocage. Chaque modèle est valable dans son propre cas d'utilisation. L'application du modèle A n'est possible que pour les blocages de véhicules et du corps humain. Le modèle B nécessite une méthodologie géométrique plus précise que le modèle A. Ce modèle présente deux méthodes pour déterminer l'atténuation de blocage en LOS et NLOS en fonction de la géométrie de l'environnement. Comme indiqué dans [83], l'activité humaine peut conduire à un blocage important et à une perte de trajet supplémentaire importante qui pourrait potentiellement interrompre la liaison radio d'un système de communication à ondes millimétriques. D'après [68], lorsque le trajet direct est

bloqué par la présence d'un corps humain, cela peut augmenter généralement l'atténuation d'environ 20 dB. Dans ce travail de thèse, nous avons utilisé des modèles de blocage dû au corps humain pour estimer les pertes introduites par celui-ci sur la propagation radioélectrique en indoor.

2.7. Techniques de sondage du canal de propagation large bande

Les techniques de sondage du canal de propagation large bande sont incontournables pour caractériser les canaux sans fil. Nous pouvons évoquer deux techniques de mesure du canal large bande, que sont la technique fréquentielle et la technique temporelle.

2.7.1. Technique fréquentielle

Cette technique fréquentielle de sondage du canal de propagation permet la détermination de la réponse en fréquence du canal. Elle est basée généralement sur l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) et selon une bande de fréquence choisie, le VNA fait un balayage avec un pas fréquentiel bien défini. La mesure du paramètre complexe S_{21} par le VNA qui représente la réponse en fréquence du canal sera effectuée pour chaque pas fréquentiel, par une comparaison des niveaux de signal des ports 1 et 2 qui représentent respectivement les signaux transmis et reçu. La figure 2.9 illustre le système de mesure du canal basé sur la technique fréquentielle.

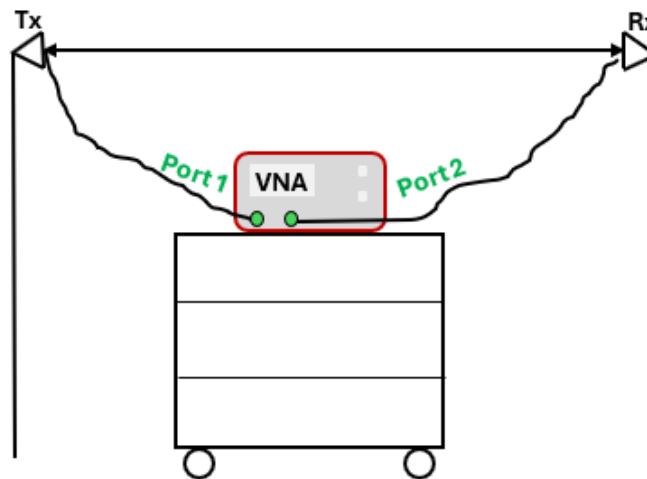


Fig. 2.9. Système de mesure fréquentielle

Par application de la transformée de Fourier discrète inverse (IFFT), on obtient une conversion de la réponse en fréquence dans le domaine temporel. Cette technique performante et simple est utilisée pour réaliser des mesures à des distances courtes, généralement dans des environnements indoor (laboratoires, résidences, bureaux, etc.). Cette

technique n'est pas adaptée pour des environnements extérieurs et en raison de la durée de balayage, elle est plus lente que la technique temporelle. Les avantages de cette technique sont la simplicité et la dynamique des mesures.

2.7.2. Technique temporelle

Les techniques temporelles de sondage du canal de propagation large bande sont des méthodes utilisées pour estimer les caractéristiques du canal dans le domaine temporel. Ces techniques sont particulièrement utiles pour évaluer la réponse impulsionnelle du canal. La mesure par impulsion ou la mesure par corrélation glissante sont les principales techniques de sondage temporel du canal de propagation.

On peut déterminer la réponse impulsionnelle du canal par une mesure par impulsion. Cette mesure consiste à émettre des impulsions et à observer les différents échos en réception. Au niveau de la réception, cette technique dispose d'un système d'acquisition capable d'échantillonner les signaux reçus et permet de mesurer les canaux variant dans le temps. Par les générateurs d'impulsions et par les filtres, la dynamique de mesure est cependant limitée. La génération d'impulsions 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) [84]. La technique de la mesure par corrélation glissante est basée sur les propriétés des fonctions d'autocorrélation des codes Pseudo Aléatoires (PA). Les auteurs de [85] donnent un exemple de cette technique en utilisant le corrélateur de Cox pour déterminer la réponse impulsionnelle du canal.

2.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude générale théorique du canal de propagation radioélectrique. D'abord, le concept de propagation en espace libre a été rappelé. Puis, les mécanismes physiques de la propagation radioélectrique et les effets de la propagation par trajets multiples ont été décrits. Nous avons aussi présenté les phénomènes physiques de la propagation radioélectrique et passé en revue différents modèles de canal de propagation en environnement indoor. Ce chapitre a présenté aussi les techniques de sondage du canal de propagation dans les domaines fréquentiel et temporel.

Les différents points abordés dans ce chapitre seront utiles par la suite de nos travaux, notamment lors de l'analyse et l'interprétation des résultats de mesure et de simulation.

Le chapitre suivant sera dédié à la description du système de mesure mis en œuvre à 60 GHz ainsi qu'à la présentation des outils de simulation utilisés.

CHAPITRE 3

3. Présentation du système de mesure à 60 GHz et des outils de simulation

3.1. Introduction

Dans le domaine de la propagation des ondes électromagnétiques, l'utilisation d'un système de mesure est indispensable pour garantir une bonne compréhension de la couverture des ondes radioélectriques. Ces systèmes permettent de caractériser les canaux de propagation, d'optimiser la conception des réseaux et des équipements, de valider les modèles théoriques et de soutenir l'innovation technologique, tout en garantissant la conformité aux normes et la sécurité des opérations. Dans ce travail de thèse, nous allons utiliser un système de mesure fonctionnant à 60 GHz pour la réalisation de plusieurs campagnes de mesure dans différents types d'environnements indoor. De ce fait, nous allons commencer dans un premier temps, par une description du système de mesure mis en œuvre. Ensuite, nous allons présenter les outils de simulation utilisés (MATLAB et WinProp [86]). Ces outils nous permettent de faire des études de simulation de certaines configurations étudiées expérimentalement pour enfin établir des comparaisons entre mesure et simulation.

3.2. Description du système de mesure à 60 GHz

Le système de mesure utilisé est construit autour d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA HP8753-D) couvrant une gamme de fréquences comprises entre 30 kHz et 6 GHz. Un VNA est un instrument de mesure qui permet de déterminer les paramètres S d'un circuit électronique. Dans le cas présent, il est mis en œuvre afin de mesurer le paramètre de transmission S_{21} , entre le port 1 et le port 2, qui conduit à la réponse fréquentielle du canal de propagation.

3.3. Caractéristiques et synoptique du système de mesure à 60 GHz

D'abord, il est nécessaire de connaître la plage dynamique de mesure du VNA. Celle-ci est la différence entre la puissance d'entrée maximale du récepteur de l'analyseur et la puissance minimale mesurable (plancher de bruit). Pour qu'une mesure soit valide, les signaux d'entrée doivent se situer dans ces limites. La documentation du VNA utilisé montre que la dynamique de mesure est en dessous de 105 dB pour des fréquences entre 2,5 GHz et 4,5 GHz [87]. Le schéma synoptique du système de mesure mis en œuvre dans le cas de nos mesures est donné à la figure 3.1.

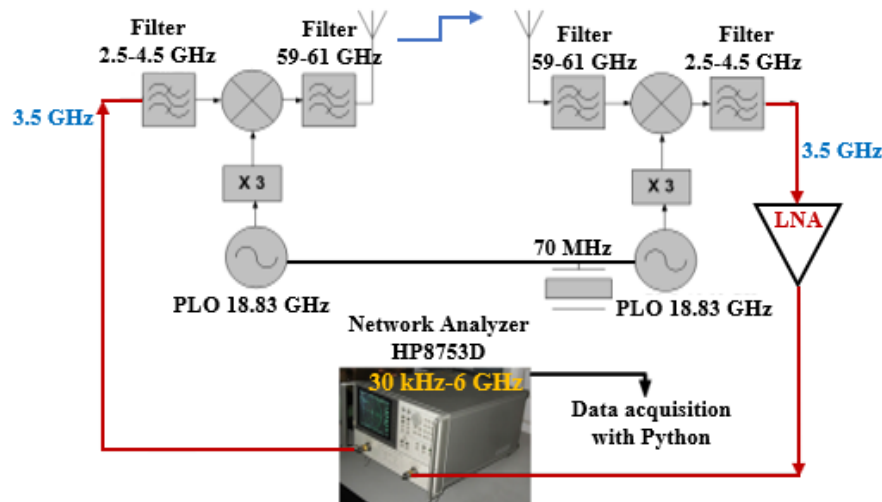


Fig. 3.1. Schéma synoptique du système de mesure à 60 GHz

Le schéma fonctionnel du système de mesure comprend :

- un oscillateur à verrouillage de phase (PLO) à 18,83 GHz sur un signal externe à 70 MHz,
- un tripleur fournissant l'oscillateur local à 56,5 GHz (exactement 56,49 GHz),
- des mélangeurs de conversion montante et descendante à Tx et Rx respectivement,
- des filtres passe-bandes RF utilisés pour limiter la bande du signal à 2 GHz,
- un amplificateur faible bruit (LNA), d'un gain de 46 dB, utilisé à 3,5 GHz en réception pour compenser les fortes pertes de propagation.

Les mesures ont été effectuées dans le domaine fréquentiel à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel fonctionnant à une fréquence centrale de 3,5 GHz avec une bande de 2 GHz. Le VNA balaye cette bande de fréquence sur 401 points fréquents avec un pas de fréquence de 5 MHz. La puissance d'émission de l'analyseur de réseau vectoriel est égale à 0 dBm, comme indiqué sur le tableau 3.1. Le VNA est piloté par un ordinateur via une interface GPIB qui permet de sauvegarder les données de mesure à l'aide d'un programme Python développé à l'IETR.

Tableau 3.1. Paramètres du système de mesure

Fréquence centrale (GHz)	60
Fréquence intermédiaire (GHz)	3,5
Bande de mesure (GHz)	2
Nombre de points de fréquence	401
Pas de fréquence (MHz)	5
Puissance de transmission (dBm)	0

3.3.1. Description des têtes millimétriques à 60 GHz

Deux têtes millimétriques ont été utilisées : l'une à l'émission et l'autre à la réception, comme le montre la figure 3.2. La tête millimétrique à l'émission (Tx) sert à transposer le signal généré par le VNA de 3,5 GHz (FI) à 60 GHz (RF) et inversement côté réception (Rx).

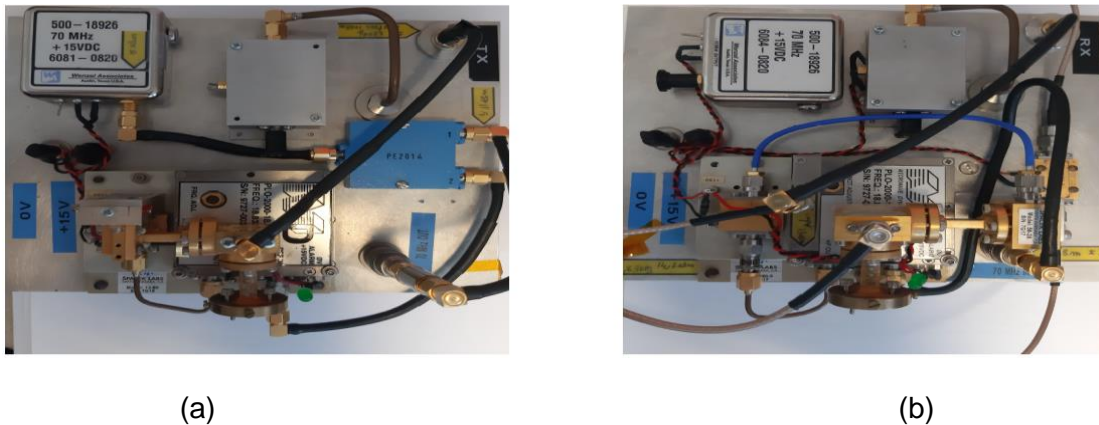


Fig. 3.2. Représentation des têtes millimétriques à 60 GHz a) à l'émission b) à la réception

Les deux ports du VNA sont liés aux blocs représentant les têtes millimétriques via des câbles coaxiaux. La mesure du paramètre S_{21} nous permet de calculer la réponse en fréquence du canal de propagation dans la bande 59-61 GHz.

3.3.2. Système de positionnement d'antenne

Dans certaines campagnes de mesure, qui seront présentées dans les chapitres 4 et 5, un système de positionnement d'antenne (figure 3.3), avec une précision de rotation de $0,02^\circ$, a été utilisé. Un mât a été placé sur son axe de rotation pour supporter l'antenne de réception. Son rôle est d'effectuer des rotations d'antenne par pas précis pour une étude de l'angle d'arrivée (AoA) de l'onde reçue en azimut.



Fig. 3.3. Positionneur d'antenne

Le positionneur d'antenne est piloté par le même ordinateur via une autre interface. A l'aide d'un programme Python que nous avons développé, on a la possibilité d'effectuer des rotations d'antenne et de faire aussi l'acquisition et l'enregistrement des données de mesures.

3.3.3. Caractéristiques des antennes à 60 GHz

Les antennes jouent un rôle central dans la propagation des ondes pour les systèmes de communications sans fil. Elles sont essentielles pour assurer la couverture voulue des liaisons radioélectriques, que ce soit pour les réseaux Wi-Fi, les réseaux cellulaires ou d'autres applications. Les antennes sont aussi très importantes pour la caractérisation du canal de propagation, compte tenu de leur diagramme de rayonnement. En effet, les conditions de propagations varient selon les caractéristiques des antennes utilisées. C'est pourquoi il est primordial de bien préciser les types d'antennes utilisées et leurs caractéristiques principales (gain, ouvertures, polarisation, etc.). Dans la suite, nous utiliserons deux types d'antennes fonctionnant à 60 GHz : une antenne cornet directive et une antenne omnidirectionnelle [87]. Les caractéristiques de ces antennes sont données ci-après :

- ➔ Une antenne cornet (QuinStar Technology QWH-1500-AA) sera utilisée, avec un gain de 22,5 dBi et une largeur de faisceau à -3 dB de 13° en azimut et 10° en élévation (figure 3.4).

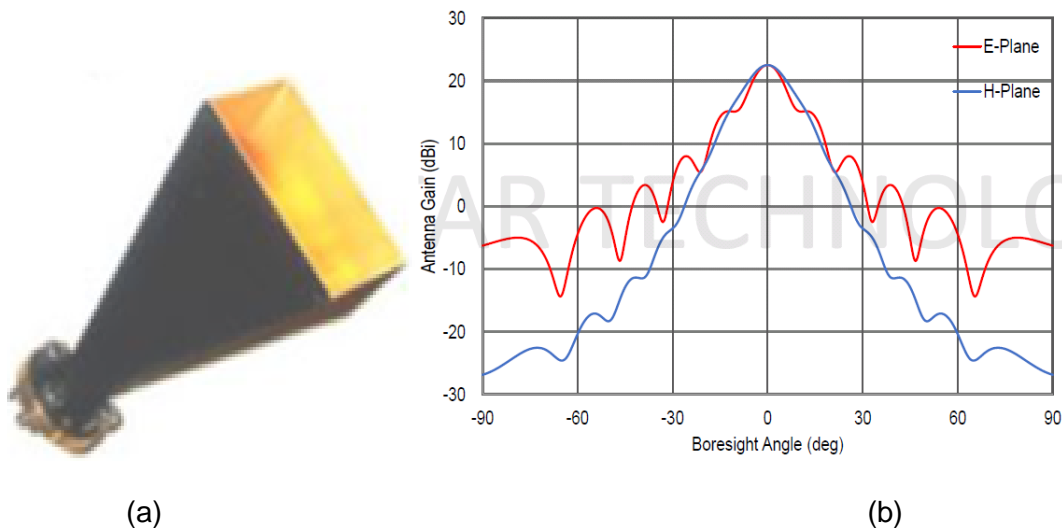


Fig. 3.4. Antenne cornet directive (a) et son diagramme de rayonnement (b)

- ➔ Une antenne omnidirectionnelle (SAGE Millimeter 5836230230-15-S1) sera utilisée avec un gain de 2 dBi en azimut et une ouverture à -3 dB (HPBW) de 30° sur le plan élévation (figure 3.5).

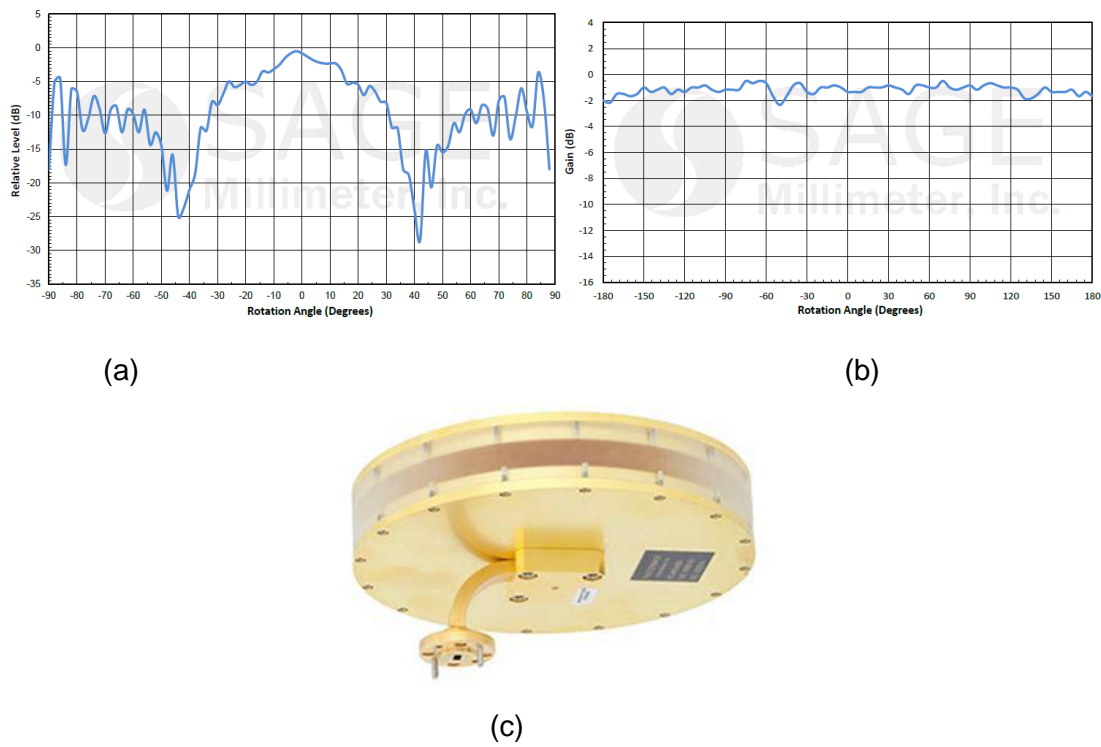


Fig. 3.5. Diagramme de rayonnement en azimut (a) et en élévation (b) de l'antenne omnidirectionnelle (c) à 60 GHz

3.3.4. Calibration et test back-to-back

Dans le but de mesurer la réponse en fréquence du canal de propagation 60 GHz, il est nécessaire de connaître les réponses en fréquence des deux têtes RF. Pour cela, un test back-to-back sera également nécessaire pour éliminer les réponses en fréquence des deux blocs RF. Pour la réalisation de ce test, un atténuateur de 40 dB sera connecté directement entre les deux têtes RF (figure 3.6), afin d'éviter la saturation du bloc RF de réception.

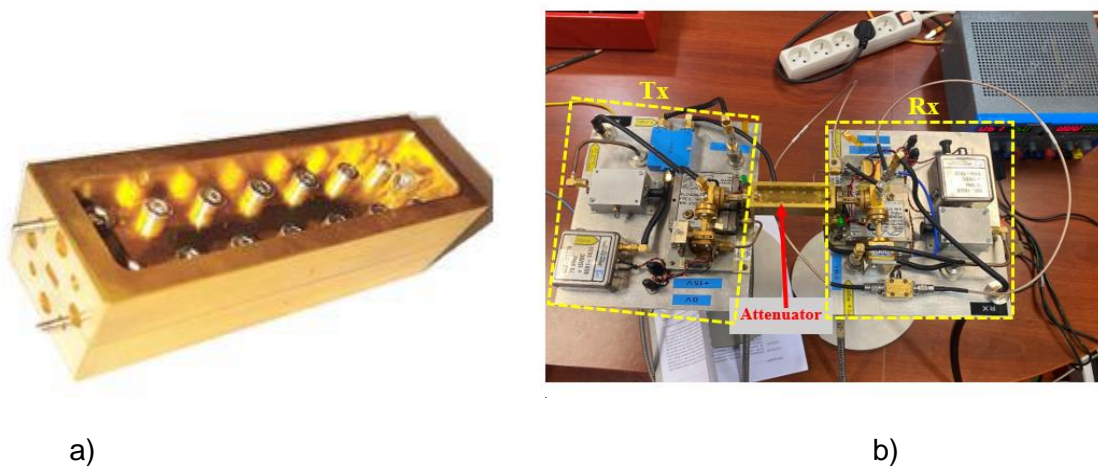


Fig. 3.6. Réalisation d'un test back-to-back a) atténuateur 40 dB ; b) vue d'ensemble

Cette méthode back-to-back permet la mesure de la réponse fréquentielle $H_{BB}(f)$ des deux têtes RF, sur 401 points fréquentiels placés entre 59 GHz et 61 GHz, pour finalement déterminer la réponse fréquentielle du canal de propagation. La formule de calcul de la réponse fréquentielle des têtes RF (en échelle linéaire) est donnée par l'équation 3.2.

$$H_{BB} = H_{Tx} \times H_{att} \times H_{Rx} \quad (3.1)$$

$$H_{Tx} \times H_{Rx} = \frac{H_{BB}}{H_{att}} \quad (3.2)$$

où H_{Tx} et H_{Rx} sont les réponses en fréquence des deux têtes RF,
 H_{BB} est la réponse du canal mesurée en back-to-back,
 H_{att} représente les pertes introduites par l'atténuateur.

3.3.5. Calcul de la réponse fréquentielle du canal

Tout d'abord, au début de chaque campagne de mesures, les réponses en fréquence des câbles qui relient les deux blocs RF aux ports du VNA sont éliminées par calibrage. La réponse fréquentielle du canal de propagation peut être calculée, vu la possibilité d'éliminer les pertes des câbles liés aux ports 1 et 2 du VNA et du fait que les réponses en fréquence des têtes RF et des antennes sont connues. La figure 3.7 nous montre la réponse H_{mes} des différents blocs mesurés par le VNA après l'élimination de la réponse des câbles. Dans cette figure, H_{GTx} et H_{GRx} représentent les gains des antennes respectivement côté émission et réception, et H_{Canal} représente la réponse fréquentielle mesurée du canal seul et calculée par l'équation 3.4.

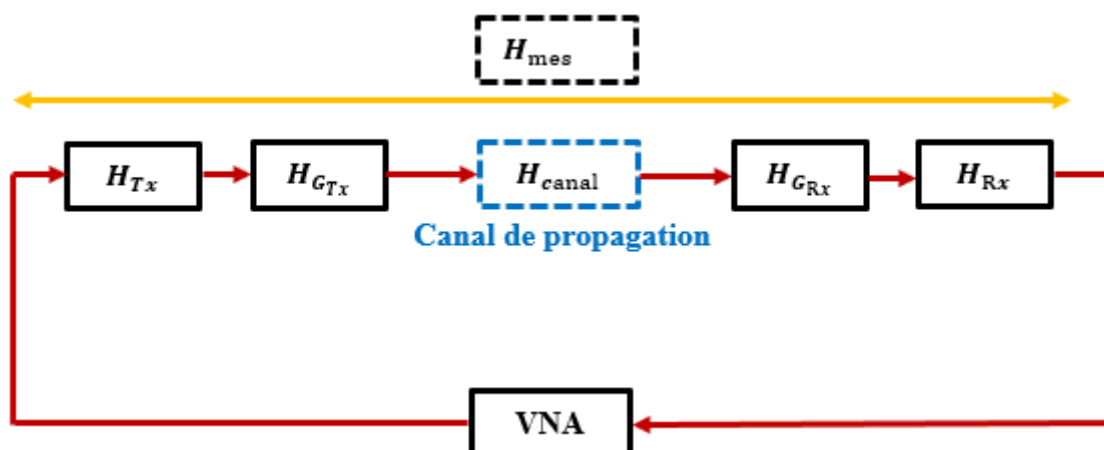


Fig. 3.7. Réponse fréquentielle mesurée par le VNA

Cette réponse H_{mes} regroupe les gains maximums obtenus selon la documentation technique des antennes et les réponses des têtes RF et celle du canal de propagation. Elle est exprimée en linéaire par l'équation 3.3 suivante :

$$H_{mes} = H_{Tx} \times H_{G_{Tx}} \times H_{Canal} \times H_{G_{Rx}} \times H_{Rx} \quad (3.3)$$

On en déduit H_{Canal} :

$$H_{Canal} = \frac{H_{mes}}{H_{Tx} \times H_{G_{Tx}} \times H_{G_{Rx}} \times H_{Rx}} \quad (3.4)$$

En effet, c'est à partir du calcul de la réponse fréquentielle du canal de propagation qu'on peut évaluer les pertes de puissance obtenues lors de nos campagnes de mesure. On peut aussi par application de la transformée de Fourier inverse sur la réponse fréquentielle du canal, calculer la réponse impulsionnelle, ce qui nous permet d'évaluer les niveaux de puissance des différents trajets avec leurs retards.

3.4. Présentation de l'outil de simulation FEKO-WinProp

La société Altair développe une suite d'outils de simulation FEKO-WinProp en 3D. Ces outils sont dédiés à l'analyse et à la modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques [86]. Parmi ces outils, FEKO est un logiciel puissant et polyvalent pour la simulation électromagnétique, essentiel pour les ingénieurs qui travaillent sur la conception, l'analyse, et l'optimisation de systèmes complexes dans une variété de secteurs. Que ce soit pour la conception d'antennes, l'analyse CEM ou la modélisation de la propagation des ondes, FEKO fournit les outils nécessaires pour résoudre les défis électromagnétiques modernes avec précision et efficacité. FEKO permet de concevoir, simuler et optimiser une grande variété d'antennes, qu'il s'agisse d'antennes simples comme les dipôles ou de structures plus complexes comme les antennes phasées. Les fonctionnalités de FEKO permettent d'analyser la manière dont les ondes électromagnétiques interagissent avec différents objets, comme les avions, les navires, les véhicules, et même les bâtiments, en prenant en compte la réflexion, la diffraction et la diffusion. Dans le domaine des télécommunications, FEKO permet l'optimisation des antennes pour les réseaux cellulaires, Wi-Fi, et IoT, l'analyse de la propagation des ondes dans des environnements complexes pour assurer une couverture réseau optimale. On peut noter la précision et la fiabilité de FEKO dans les simulations, grâce à l'utilisation de méthodes numériques éprouvées et d'algorithmes avancés.

WinProp est un logiciel de simulation avancé conçu pour modéliser la propagation des ondes radio et planifier les réseaux de communication. Il est particulièrement utilisé dans des

environnements complexes pour garantir une couverture optimale et minimiser les interférences. WinProp se distingue par sa modularité, étant composé de plusieurs outils spécialisés, parmi lesquels ProMan, WallMan et Aman, comme le montre la figure 3.8.

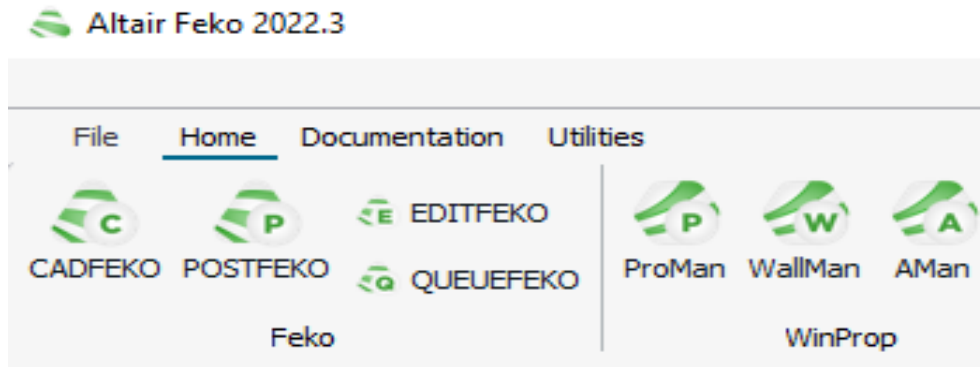


Fig. 3.8. Logiciel FEKO-WinProp de la société Altair

AMan est le module de WinProp qui se concentre sur la gestion et la caractérisation des antennes utilisées dans les simulations. Il permet de gérer une bibliothèque d'antennes, comprenant leurs caractéristiques physiques et électromagnétiques, telles que le gain, la polarisation, et les diagrammes de rayonnement. Ce module simule le comportement des antennes dans différents environnements, en prenant en compte les effets de la directivité et des interférences. Les utilisateurs peuvent créer des modèles d'antennes personnalisés en fonction des besoins spécifiques de leurs projets, qu'il s'agisse de petites cellules, d'antennes directionnelles ou d'antennes omnidirectionnelles. La figure 3.9 donne l'exemple de nos antennes utilisées pour la réalisation de nos campagnes de mesure.

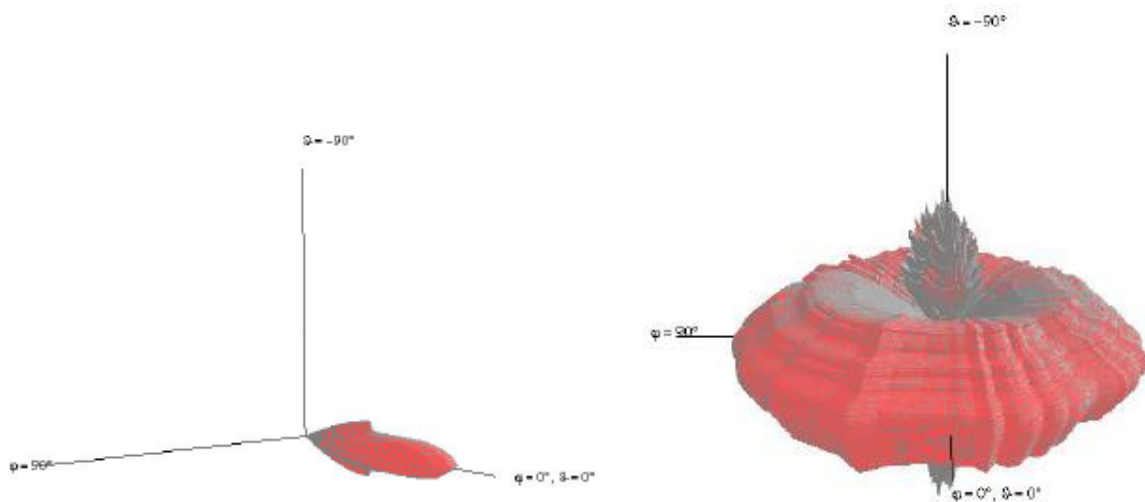


Fig. 3.9. Diagrammes de rayonnement des antennes utilisées sous WinProp : antenne directive (a) et antenne omnidirectionnelle (b) [28]

WallMan est le module de WinProp dédié à la création et à la gestion des modèles 3D d'environnements complexes. Il permet de créer des modèles tridimensionnels détaillés des environnements dans lesquels les simulations de propagation seront effectuées. Cela inclut les bâtiments, les paysages urbains, les stades et les tunnels. Le module permet de définir les propriétés des matériaux utilisés dans la modélisation (par exemple, béton, verre, métal), ce qui influence directement la simulation de la propagation des ondes. WallMan peut importer des données, des fichiers en formats 3D, facilitant l'intégration des modèles existants dans les simulations. L'objectif à ce stade est de préparer la simulation en utilisant les antennes décrites sur AMan et dans l'environnement créé sur WallMan. ProMan est le module central de WinProp, dédié à la simulation de la propagation des ondes radio et à la planification de la couverture réseau. ProMan offre une gamme étendue de modèles de propagation, tels que les modèles basés sur le tracé de rayons (Ray-Tracing), les modèles empiriques (comme Okumura-Hata) et les modèles statistiques (comme COST 231). Ces modèles permettent de simuler la propagation des ondes dans des environnements variés, incluant les zones urbaines, rurales, intérieures et souterraines. Il permet de visualiser et d'analyser la couverture réseau, en prenant en compte divers facteurs comme la topographie, la densité urbaine et les conditions météorologiques. ProMan peut simuler plusieurs technologies de communication simultanément, telles que GSM, UMTS, LTE, 5G, Wi-Fi et IoT. Cela permet de comparer les performances des différentes technologies dans un même environnement et de déterminer les meilleurs emplacements pour les antennes afin d'optimiser la couverture et la qualité du réseau [86].

3.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par une description complète et une caractérisation de notre système de mesure à 60 GHz utilisé lors de nos différentes campagnes de mesure. Nous avons présenté les caractéristiques des antennes utilisées, des têtes millimétriques, du système de positionnement d'antenne et la méthode de calcul de la réponse fréquentielle du canal. Ensuite, nous avons présenté l'outil de simulation FEKO-WinProp utilisé pour la simulation de nos scénarios de mesure. Ainsi, les résultats obtenus nous permettent de faire des comparaisons mesure-simulation.

Le chapitre suivant sera dédié à l'étude, par mesure et par simulation, de l'impact du blocage par le corps humain à 60 GHz.

CHAPITRE 4

4. Etude de l'impact du blocage par le corps humain : mesures et simulations

4.1. Introduction

Dans les futurs systèmes de communication sans fil, les ondes millimétriques (mmW) joueront un rôle important pour assurer des débits de données élevés. Cependant, du fait de leurs courtes longueurs d'onde, ces ondes millimétriques présentent des pertes de propagation élevées et sont très atténuées par le blocage, qui peut être dû au corps humain. A partir de travaux publiés, ce chapitre donne un aperçu du phénomène de blocage, dû au corps humain et à une transition LOS-NLOS, qui peut affecter les liaisons radio mmW. Il est donc important d'étudier cet effet de blocage et d'utiliser des modèles appropriés pour la simulation des systèmes mobiles en vue de concevoir les futurs réseaux d'antennes mmW et les algorithmes de formation de faisceaux associés [88]. L'une des premières études par mesure du blocage humain [89] a été menée à 60 GHz pour les réseaux locaux sans fil (WLAN) indoor, avec des distances de séparation Tx-Rx allant jusqu'à 10 m dans un environnement bureautique. Les résultats ont montré que l'atténuation du signal allait jusqu'à 20 dB lorsqu'une personne bloquait le trajet direct entre les antennes omnidirectionnelles Tx et Rx. Par ailleurs, lorsque des antennes directives étaient utilisées, des évanouissements profonds atteignant 30 dB ont été relevés [83], [90]. D'autre part, des mesures de blocage humain à 60 GHz [91] ont fourni un modèle de blocage de cluster induit par l'homme basé sur le lancer de rayons [92], un modèle de marche aléatoire et un modèle de diffraction issu des contributions au 802.11ad [93], [94]. Les distributions de probabilité pour quatre paramètres de l'évanouissement (durée, temps de décroissance, temps de montée et atténuation moyenne) ont été générées par le modèle de blocage de cluster induit par l'homme et ont été validées avec le test de Kolmogorov-Smirnov [91]. Le projet H2020 METIS et le consortium de partenariat de 3^{ème} génération (3GPP) ont également proposé leurs propres modèles de blocage humain [95-97] basés sur les modèles KED pour un ou plusieurs bords. De même, des mesures de blocage humain à large bande ont été réalisées dans trois cas différents à 28 GHz [98]. Les résultats indiquent que la méthode à bords multiples est plus adaptée et que les signaux de diffraction aux bords verticaux du bloqueur sont dominants dans ces cas. Les études existantes ont utilisé différentes approches de modélisation du blocage en bande mmW, prenant en compte différents paramètres comme la fréquence, le nombre et la taille des personnes, la position et la distance Tx-Rx par rapport au bloqueur, la hauteur et le gain des antennes [99 -103].

La suite du chapitre est organisée comme suit. Nous allons d'abord présenter l'environnement, le scénario et les résultats de mesure de blocage humain dans une salle de réunion. Ensuite, nous allons présenter les résultats de simulation obtenus. Enfin, la dernière section sera consacrée à une conclusion de ce chapitre.

4.2. Campagne de mesure de blocage humain

Dans cette section, nous présenterons une campagne de mesure de propagation large bande à 60 GHz dans une salle de réunion. Cette campagne de mesure consiste à évaluer à la fois les pertes de puissance et la réponse impulsionnelle du canal de propagation. Les résultats obtenus sont analysés d'une part, pour caractériser l'impact du blocage par le corps humain, et d'autre part, pour étudier la possibilité de mettre en œuvre une diversité angulaire, en vue d'exploiter un nouveau trajet comme solution contre le blocage. Par la suite, nous allons commencer par faire une présentation de l'environnement de mesure considéré, puis nous allons détailler le scénario de mesure étudié. Les résultats de mesure obtenus seront ensuite présentés et analysés.

4.2.1. Présentation de l'environnement de mesure

Les mesures ont été réalisées dans une salle de réunion au rez-de-chaussée du laboratoire IETR à l'INSA de Rennes. La figure 4.1 montre une photo de l'environnement de mesure dont les dimensions sont : $6,5 \times 2,2 \times 2,5 \text{ m}^3$.

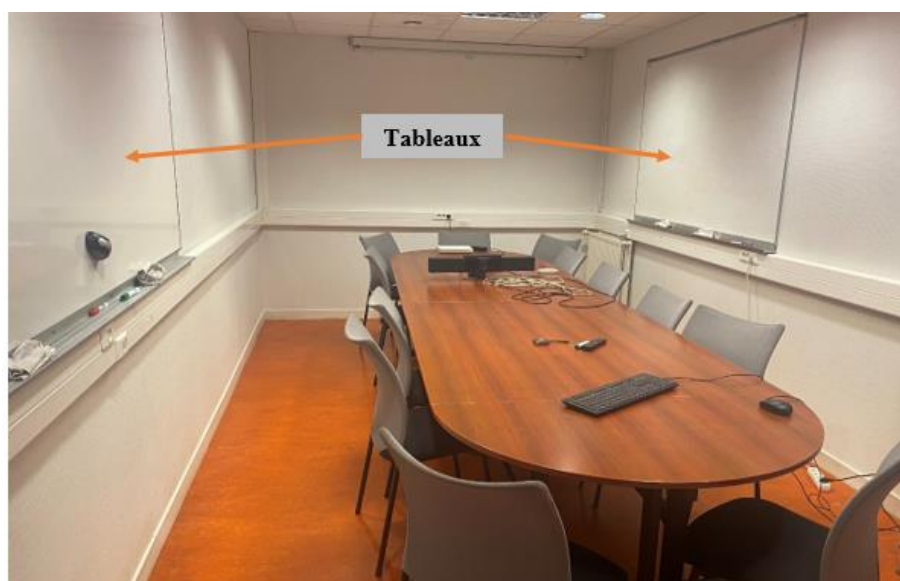


Fig. 4.1. Photographie de l'environnement de mesure

Dans cette pièce se trouvent deux tableaux blancs de mêmes dimensions d'une longueur de 2 m et d'une largeur de 1,2 m. Nous avons aussi la présence d'une porte en bois de 2,3 m de hauteur et 0,96 m de largeur, comme indiqué par la figure 4.2. Dans cette pièce, il y a des chaises placées autour d'une table basse située au milieu de la salle de réunion. La porte est restée fermée pendant toute la campagne de mesures. L'environnement était maintenu statique sans mouvement lors de cette campagne de mesure.

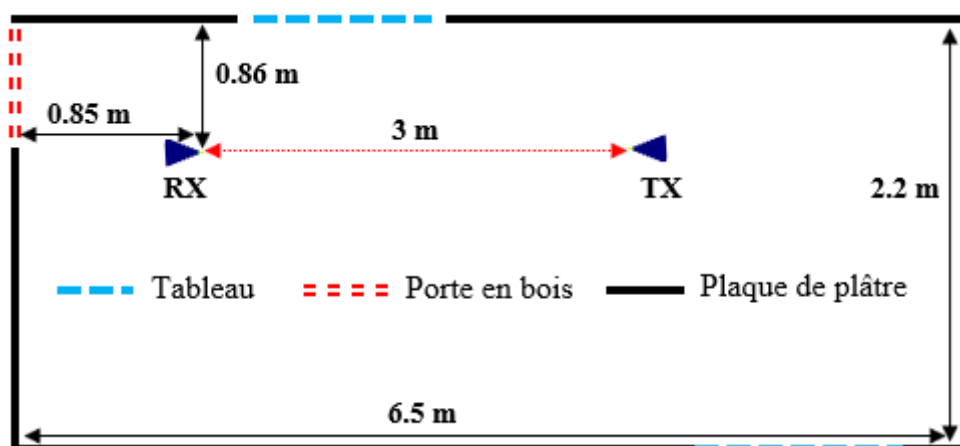


Fig. 4.2. Présentation de l'environnement de mesure (salle de réunion)

Du fait de l'utilisation d'antennes très directives et de la hauteur des antennes, la présence de la table et des chaises a été négligée, ce qui revient à négliger leur influence sur les résultats obtenus.

4.2.2. Scénarios de mesure

Les deux antennes ont été posées sur des supports à la même hauteur de 1,71 m et séparées d'une distance de 3 m. La ligne Tx-Rx était parallèle au tableau. La hauteur des deux antennes a été choisie pour qu'elle corresponde au milieu du tableau blanc. L'antenne de réception était placée à 0,85 m de la porte. Un système de positionnement d'antenne a été utilisé côté réception. Son rôle est d'effectuer des rotations d'antenne par pas précis de 6° pour une étude de l'angle d'arrivée (AoA) de l'onde en azimut. Le positionneur était utilisé avec un mât placé sur son axe vertical pour supporter l'antenne de réception. Le tableau blanc se trouve à une distance de 1,35 m de la porte. Les deux antennes sont à égale distance du centre du tableau et sont placées à 0,86 m du tableau comme illustré à la figure 4.3.

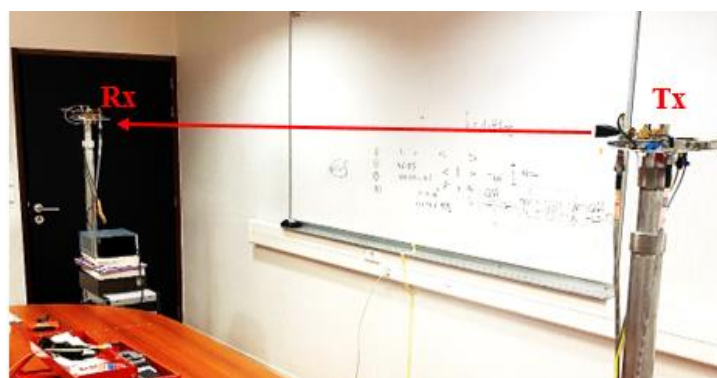


Fig. 4.3. Présentation du scénario de mesure

Pour cette campagne de mesures, trois scénarios différents sont considérés successivement : le cas où les antennes sont en visibilité directe, le cas où le trajet direct est bloqué et le cas avec blocage du trajet direct et dépointage des antennes Tx et Rx de 30° vers le centre du tableau.

→ Cas où les antennes sont en visibilité directe (LOS) et orientées l'une vers l'autre

La figure 4.4 montre le cas où les deux antennes sont en configuration LOS, orientées l'une vers l'autre.

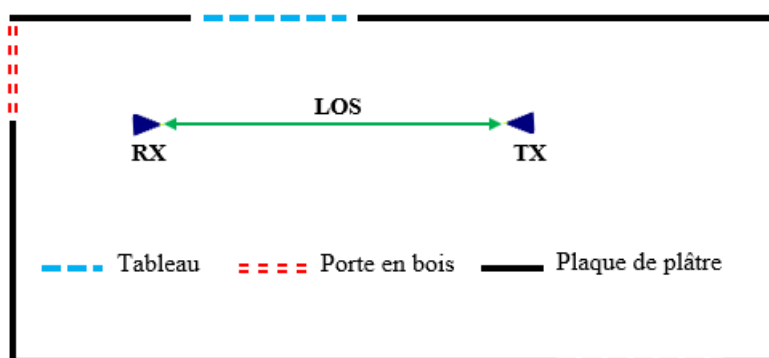


Fig. 4.4. Configuration en visibilité directe

Dans ce scénario, nous avons placé les deux antennes cornets en visibilité directe. Des mesures ont été faites dans ces conditions et sur 60 positions de rotation de l'antenne Rx par pas de 6°.

→ Cas où le trajet direct est bloqué

Un bloqueur humain, dont la largeur aux épaules, l'épaisseur et la hauteur sont respectivement de 45 cm, 13 cm et 1,72 m (figure 4.5), a été considéré. Dans ce cas, le bloqueur était placé au milieu de la distance Tx-Rx et orienté en face de l'antenne de réception sans aucun mouvement. La hauteur des antennes correspond au centre de la poitrine du bloqueur. Pour cela, le bloqueur a été placé sur un support, de manière que le centre de sa poitrine soit à une hauteur de 1,71 m.

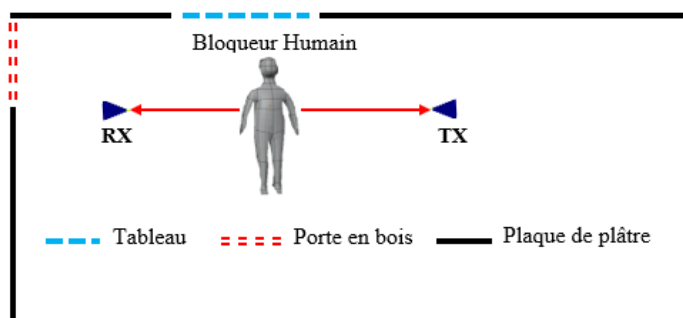


Fig. 4.5. Configuration avec blocage humain

La comparaison avec le cas précédent LOS permet d'estimer l'atténuation introduite par le corps humain. Les dimensions du bloqueur sont représentées à la figure 4.6.

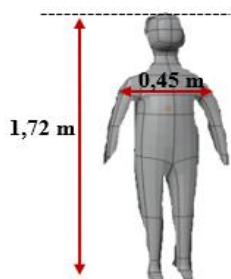
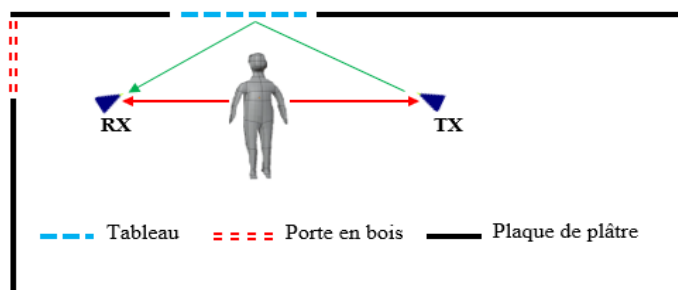


Fig. 4.6. Représentation du bloqueur humain

➔ Cas avec blocage du trajet direct et dépointage de Tx et Rx de 30° vers le tableau

Dans ce cas, le bloqueur humain a été maintenu comme dans le scénario précédent avec les mêmes positions et hauteurs des antennes. Les deux antennes cornets ont un angle de pointage en azimut de 30° par rapport à l'axe Tx-Rx. Avec cette disposition, les deux antennes ont été orientées vers le centre du tableau (figure 4.7), ce qui permet d'obtenir une réflexion quasi-parfaite.

Fig. 4.7. Configuration avec bloqueur et dépointage des antennes Tx et Rx de 30°

De plus, dans ces trois cas, l'antenne de réception peut tourner de 360° en azimut à l'aide du positionneur, avec un pas de 6° . Ce choix permet d'évaluer le profil puissance - retard

(PDP) du canal pour ces 60 positions angulaires, mais aussi une étude des trajets avec les retards et les angles d'arrivée (AoA).

4.3. Résultats obtenus par mesure

Le traitement des données de mesure a été réalisé à l'aide d'un programme Python. Avec ce programme, nous avons pu déterminer la réponse en fréquence $H(f)$ du canal de propagation, après avoir supprimé la réponse en fréquence des câbles, des deux blocs RF et les gains des antennes. La moyenne sur les 401 points de fréquence du module de $H(f)$ nous permet de déterminer les pertes de puissance moyenne (PL). Nous pouvons alors représenter l'évolution des pertes (PL) avec et sans blocage, en fonction de l'angle d'arrivée (AoA) de l'onde pour chaque orientation de l'antenne Tx. Nous avons également calculé avec Matlab, la transformée de Fourier inverse de $H(f)$ pour représenter la réponse impulsionnelle du canal, afin d'étudier les différents trajets avec leurs retards.

4.3.1. Evaluation de la puissance angulaire pour chaque position de réception

Le calcul du rayon maximal de dégagement du premier ellipsoïde de Fresnel, à une distance de 1,5 m, donne 0,06 m, ce qui est bien inférieur à la distance qui sépare la ligne Tx-Rx du tableau mais aussi des autres meubles et équipements de la salle.

Dans le cas où les deux antennes sont en visibilité directe et sans le bloqueur humain, pour une distance de 3 m séparant l'émetteur et le récepteur, le calcul du PL en espace libre donne 77,54 dB. Cependant, dans le cas de nos mesures, les pertes de propagation (PL) obtenues en cas de visibilité directe (soit un AoA de 0°) et sans blocage sont de 77,2 dB (figure 4.8). Cette valeur mesurée est très proche de celle calculée précédemment en condition d'espace libre.

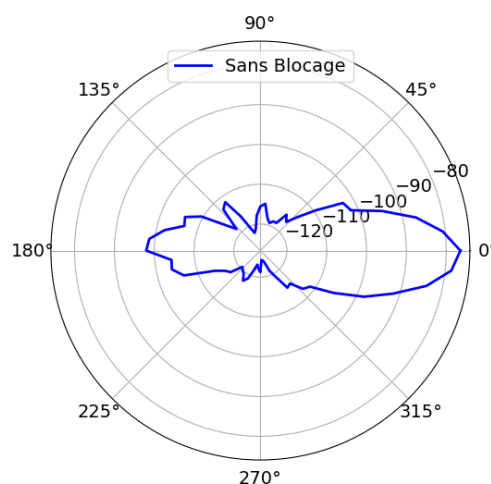


Fig. 4.8. Puissance angulaire reçue (en dBm) sans le bloqueur

En présence d'un bloqueur humain, et compte tenu des distances adoptées et de la largeur du faisceau des antennes, on vérifie que le lobe principal de rayonnement est complètement masqué par le thorax du bloqueur. Dans ce cas, lorsque les antennes sont pointées l'une vers l'autre, on obtient des pertes de puissance de 103 dB (figure 4.9). Ces résultats permettent d'estimer les pertes introduites par le bloqueur à environ 25,8 dB, ce qui n'est pas loin des résultats présentés dans [83] à 60 GHz.

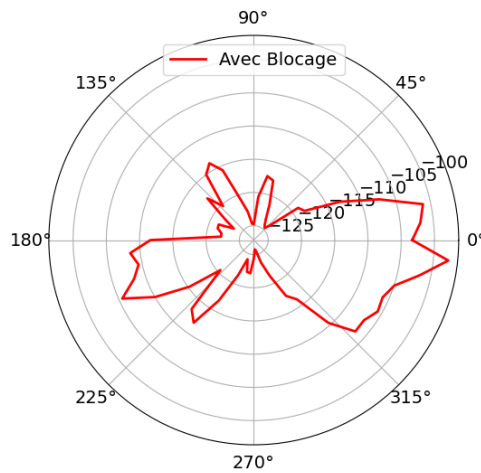


Fig. 4.9. Puissance angulaire reçue (en dBm) avec le bloqueur

Les pertes de puissance sont plus élevées et égales à 105,6 dB dans le cas où seule l'antenne émettrice est décalée de 30° vers le tableau blanc et deviennent égales à 79 dB pour le même décalage de 30° des deux antennes. Cela montre qu'avec le bloqueur, le dépointage de l'antenne d'émission seule entraîne une augmentation des pertes de puissance d'environ 2,6 dB et une diminution de 24 dB si les deux antennes sont dépointées de 30° par rapport au trajet bloqué sans dépointage (figure 4.10).

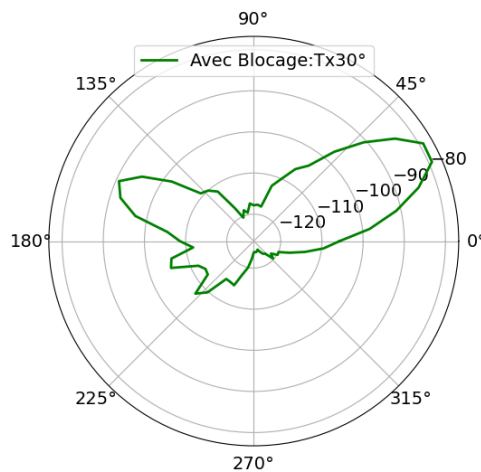


Fig. 4.10. Puissance angulaire reçue avec le dépointage de l'antenne Tx de 30°

Ainsi, le trajet réfléchi provoque une perte de seulement 1,8 dB par rapport au trajet direct. Cette faible différence de perte peut être justifiée par une très faible différence de distance entre les trajets direct et réfléchi (0,46 m) et par le fait que la réflexion est quasi parfaite, avec un tableau réflecteur considéré comme métallique. En effet, un calcul de la différence de pertes due à la seule différence de trajets donne 1,25 dB, ce qui permet d'estimer les pertes par réflexion à environ 0,55 dB. La figure 4.11 donne la représentation des résultats de mesure des trois cas de scénario étudiés pour l'évaluation des pertes de puissance en fonction des angles d'arrivée (AoA).

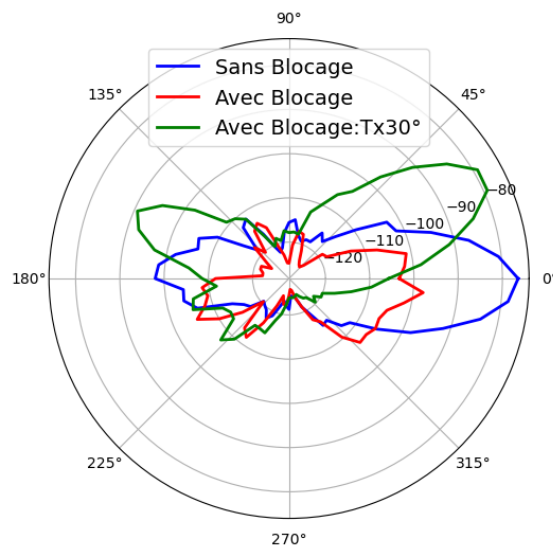


Fig. 4.11. Puissance angulaire reçue des trois cas de scénario

4.3.2. Etude des profils puissance-retard (PDP) avec et sans blocage humain

Les pertes introduites par le blocage humain, obtenues par mesure de la réponse fréquentielle sur une bande de 2 GHz, peuvent être aussi estimées en calculant la réponse impulsionnelle du canal. Celle-ci peut être calculée avec une résolution d'environ $\Delta \approx 1/B$ qui est égale à 0,5 ns et pour un retard maximal de $\tau_{max} = (N - 1) \times \Delta = 100$ ns. Ceci permet d'obtenir le profil de puissance relative - retard (PDP) pour les différents scénarios considérés. La figure 4.12 montre le PDP relatif, c'est-à-dire le PDP normalisé par rapport à la valeur maximale calculée sur les premiers 201 points fréquentiels. La valeur maximale (0 dB) est obtenue, comme prévu, dans le cas où les deux antennes sont en LOS (courbe bleue) et orientées l'une vers l'autre.

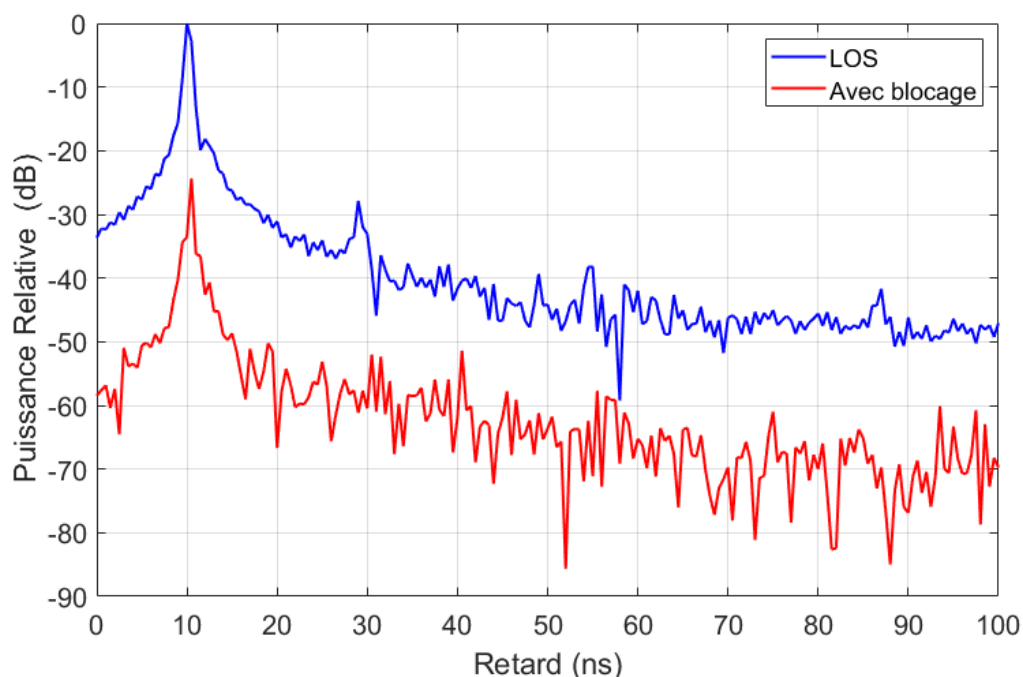


Fig. 4.12. PDP relatif avec et sans blocage humain

Dans ce cas, le trajet direct arrive avec un retard de 10 ns, ce qui correspond bien à la distance Tx-Rx de 3 m. Avec le bloqueur humain, on obtient une valeur de puissance relative d'environ - 24,4 dB avec un retard de 10,5 ns (courbe rouge). Ce retard correspond à une distance de 3,15 m, soit une différence de marche par rapport au trajet direct de 0,15 m. Après vérification à l'aide de quelques calculs géométriques, les distances des trajets réfléchis par les côtés et par la tête du bloqueur sont respectivement de 3,034 m (avec un retard de 10,11 ns) et de 3,14 m (avec un retard de 10,47 ns). En se basant sur ces calculs, le trajet réfléchi par la tête du bloqueur présente un retard de 10,47 ns, très proche de celui obtenu par mesure avec un retard de 10,5 ns. Par conséquent, on peut conclure que le trajet obtenu correspond à celui réfléchi par la tête du bloqueur. Ainsi, l'atténuation du blocage humain de 24,4 dB, obtenue en évaluant la puissance relative reçue, donne une valeur proche de celle calculée avec les pertes de puissance, qui est égale à 25,8 dB. La figure 4.13 donne une comparaison entre les trajets les plus forts dans le cas LOS et le cas où l'antenne Tx est orientée à 30° vers le milieu du panneau réfléchissant. On obtient une valeur de puissance relative d'environ - 25,3 dB avec un retard de 11,5 ns, ce retard correspond au trajet réfléchi par le tableau blanc. Par rapport au cas de trajet direct bloqué, une légère augmentation de puissance relative de 0,9 dB est observée. Ceci peut se justifier par le fait que nous avons utilisé des antennes directives et que le dépointage d'une des antennes peut permettre au signal de contourner le bloqueur.

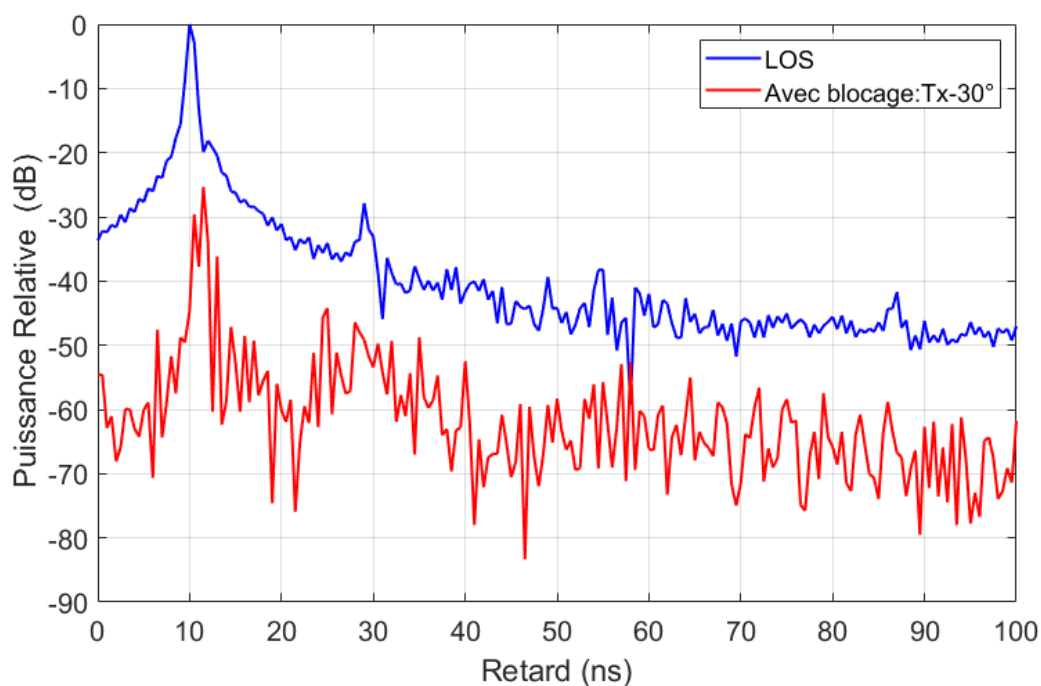


Fig. 4.13. PDP relatif avec blocage et l'antenne Tx déviée de 30°

Dans le dernier cas, les deux antennes sont pointées vers le centre du tableau blanc, avec un décalage de 30°. Cette configuration cherche à exploiter un chemin réfléchi alternatif qui pourrait remplacer le chemin direct lorsque ce dernier est bloqué. La figure 4.14 montre le PDP relatif obtenu pour cette configuration.

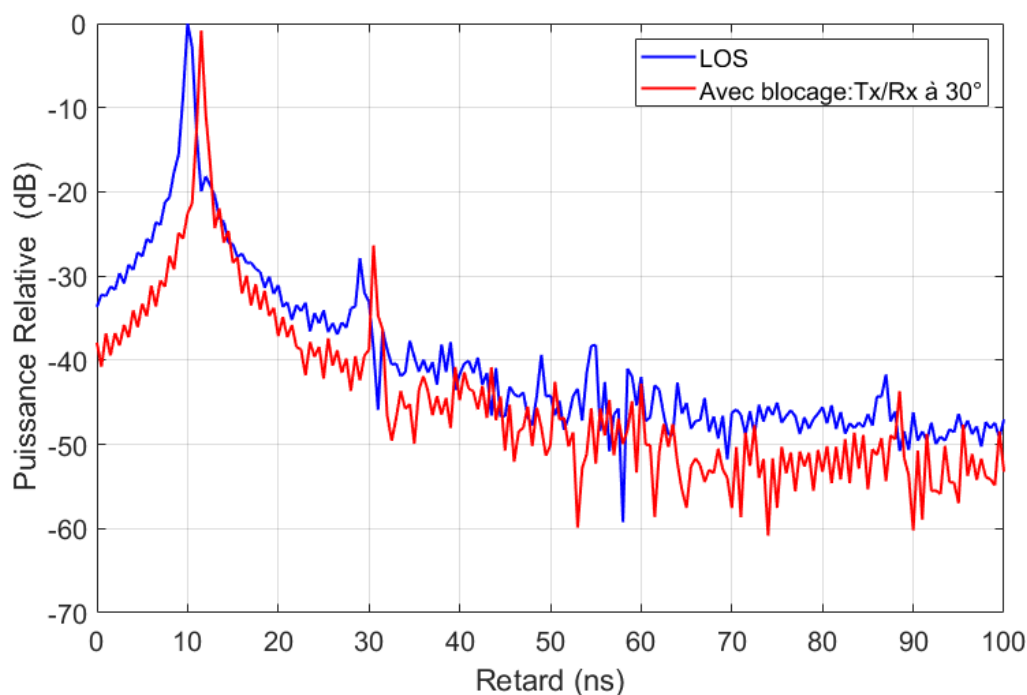


Fig. 4.14. PDP relatif avec blocage et dépointage des deux antennes de 30°

Dans le cas où les deux antennes sont pointées vers le centre du tableau blanc, on obtient un trajet réfléchi avec un retard de 11,5 ns et une puissance relative d'environ -0,84 dB. En comparant le niveau reçu par rapport au trajet direct sans blocage et celui reçu par le trajet réfléchi avec blocage et dépointage, on constate une légère diminution de 0,84 dB pour un écart de distance de 0,45 m. Ces résultats sont comparables à ceux obtenus avec le calcul des pertes de puissance, où le trajet réfléchi donne des pertes supplémentaires de 1,8 dB par rapport au trajet direct, avec une différence de distance de 0,46 m. Cette petite différence de pertes de puissance peut être justifiée par une très faible différence entre les longueurs des trajets direct et réfléchi, et par le fait que la réflexion est presque parfaite avec le tableau blanc considéré comme métallique. Ainsi, dans des situations de blocage, afin de limiter les temps de coupure de la liaison radio, un trajet réfléchi peut être utilisé en remplacement du trajet direct.

4.4. Résultats obtenus par simulation

Par simulation avec WinProp, une étude des niveaux de puissance reçue a été réalisée successivement dans le cas LOS, dans le cas avec blocage et dans le cas où les deux antennes sont dépointées de 30° vers le centre du tableau. Les résultats de simulation montrent aussi les différents chemins obtenus par tracé de rayons avec et sans la présence du bloqueur. Pour simplifier la simulation, nous avons négligé la présence du mobilier dans la pièce, comme la table et les chaises, car les antennes sont très directives et placées plus haut. En effet, les antennes étant très directives, le signal émis se concentre autour d'une direction précise, réduisant l'interférence ou l'impact des objets situés dans l'environnement et en dehors de cette direction. D'autre part, les antennes sont placées plus haut que les objets comme les tables et les chaises. Cela signifie que les signaux passent au-dessus de ces objets, minimisant ainsi les phénomènes de réflexions et diffractions causées par ces objets.

4.4.1. Résultats obtenus sans le bloqueur humain

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation dans le scénario où le bloqueur humain est absent. La simplification de la simulation, comme expliqué précédemment, repose sur la négligence des autres équipements de la pièce en raison de la hauteur et de la directivité des antennes. Nous voulons étudier sans la présence du bloqueur humain comment les ondes se propagent dans la pièce et comment les antennes directionnelles couvrent l'espace. Pour cela, la simulation porte sur la puissance du signal reçu et la couverture des ondes radio dans la pièce. Dans la configuration LOS (sans la présence du bloqueur), la figure 4.15 montre les résultats obtenus par simulation.

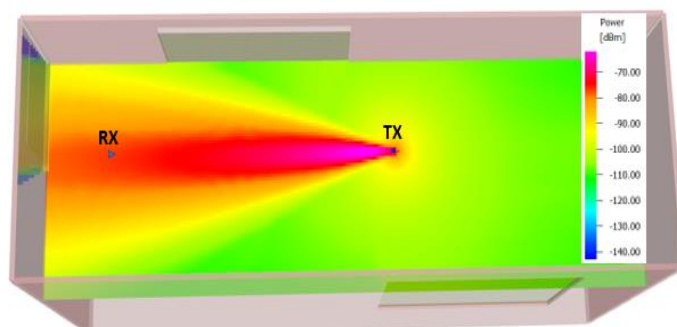


Fig. 4.15. Résultats obtenus par simulation sans bloqueur

Les résultats de simulation obtenus sans le bloqueur humain nous donnent un niveau de puissance reçue qui est égal à $-76,77$ dBm. Cette valeur est égale en valeur absolue aux pertes de puissance obtenues (càd $76,77$ dB), puisque la puissance d'émission est égale à 0 dBm sans compter les gains des deux antennes. Cette valeur obtenue en simulation est très proche de la valeur des pertes de puissance (PL) calculée en espace libre qui est égale à $77,54$ dB.

La méthode de tracé de rayons nous permet de modéliser avec précision la propagation des signaux dans l'environnement, en prenant en compte le chemin direct et les réflexions significatives (figure 4.16).

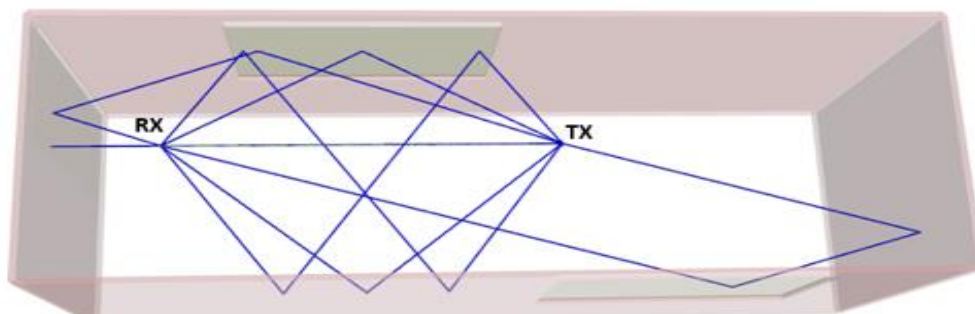


Fig. 4.16. Simulation par tracé de rayons sans blocage

On a bien retrouvé le trajet obtenu par simple réflexion au milieu du tableau, nous avons aussi une simple réflexion par le mur de gauche. Une double réflexion est obtenue sur le mur derrière l'antenne Tx puis sur l'autre tableau plus d'autres réflexions obtenues par le mur de gauche et le tableau. La puissance du signal reçu par des chemins réfléchis est réduite par rapport à celle relative au chemin direct en raison des distances parcourues plus longues et aux pertes subies par réflexion. Les chemins réfléchis, bien qu'ils contribuent à la couverture globale, introduisent des pertes de signal mais peuvent s'avérer utiles pour couvrir les zones d'ombre.

4.4.2. Résultats obtenus avec le bloqueur humain

Dans cette partie de simulation, un bloqueur a été représenté par une forme cylindrique conductrice dont le diamètre correspond à la largeur du corps humain (45 cm) et une hauteur de 1,71 m. Le corps humain peut absorber une bonne partie des ondes électromagnétiques à 60 GHz, réduisant ainsi la puissance du signal reçu derrière la personne. La réflexion sur les surfaces corporelles peut créer des chemins de propagation multiples, entraînant des interférences constructives ou destructives des ondes radioélectriques. La présence d'un bloqueur humain peut causer des zones d'ombre, derrière le bloqueur par rapport à la source d'émission de l'onde. Dans le cas de la configuration avec la présence du bloqueur, la figure 4.17 nous montre les résultats obtenus.

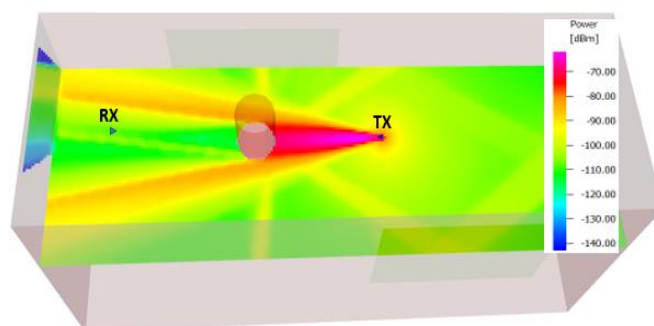


Fig. 4.17. Résultats obtenus par simulation avec bloqueur

Une analyse des résultats de simulation concernant la propagation des ondes à 60 GHz dans une salle de réunion avec la présence d'un bloqueur nous permet d'obtenir une puissance reçue d'environ $-106,35$ dBm. Ces résultats nous permettent d'estimer des pertes de puissance introduites par ce modèle cylindrique du bloqueur humain, de 29,58 dB, avec une différence de 3,78 dB par rapport aux résultats obtenus par mesure.

La figure 4.18 donne la représentation par tracé de rayons des trajets les plus significatifs.

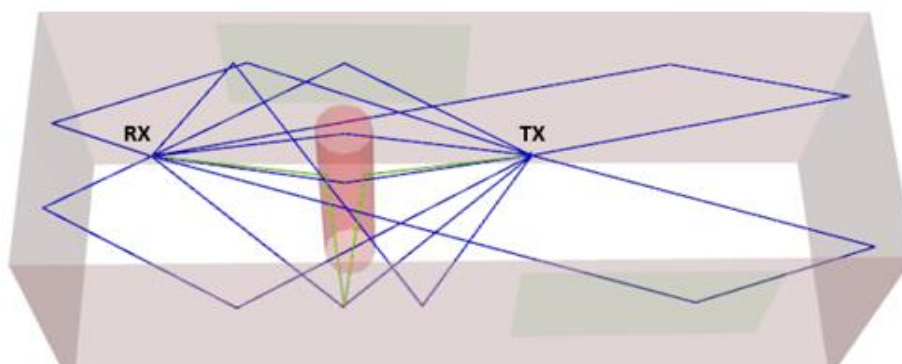


Fig. 4.18. Simulation par tracé de rayons avec blocage

L'exploitation d'un trajet réfléchi par le centre du tableau, lorsque le trajet direct est bloqué, est une stratégie efficace pour maintenir la qualité du signal dans cette salle de réunion, surtout à des fréquences élevées comme 60 GHz. Dans le dernier cas de scénario, on maintient toujours le bloqueur à sa position précédente et les deux antennes sont dépointées de 30° vers le centre du tableau. La figure 4.19 montre la simulation de ce scénario avec l'orientation de deux antennes en présence du bloqueur.

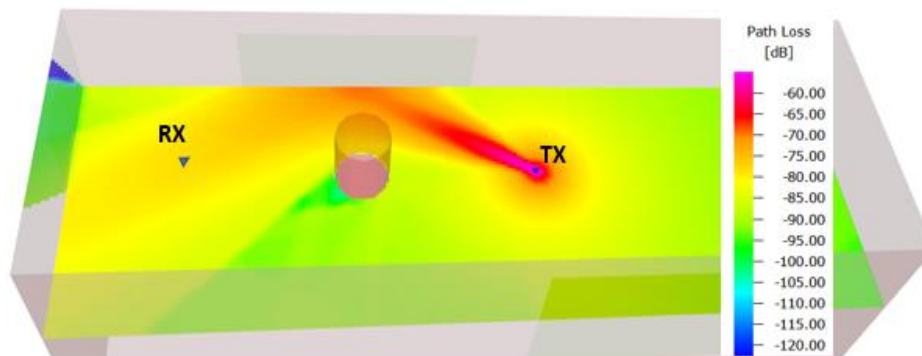


Fig. 4.19. Résultats obtenus par simulation avec bloqueur et dépointage des antennes à 30°

Cette orientation de l'antenne émettrice et de l'antenne réceptrice est faite de manière à maximiser l'utilisation du chemin réfléchi. Une évaluation de la puissance de réception du trajet réfléchi par le centre du tableau nous donne -78,48 dBm. Cette valeur est assez proche de celle obtenue en visibilité directe, avec une différence d'environ 2 dB. Le trajet réfléchi par le tableau peut donc être exploité lorsque le trajet direct est bloqué. Dans ces conditions, un tableau métallique peut agir comme un réflecteur efficace pour les ondes électromagnétiques à 60 GHz.

4.5. Conclusion

Ce chapitre a présenté les résultats de mesures et de simulations à large bande, menées sur l'effet de blocage par le corps humain sur une liaison radio indoor à 60 GHz. Les résultats obtenus montrent que, lorsque les antennes sont pointées l'une vers l'autre, la présence d'un bloqueur humain introduit des pertes supplémentaires qui sont généralement comprises entre 24 et 26 dB. D'autre part, le calcul de la réponse impulsionnelle du canal conduit à l'obtention des PDP pour les différentes configurations de mesure. En supposant la recherche d'un nouveau faisceau à la fois côté émission et côté réception, un faisceau réfléchi par une surface métallique (ici un tableau blanc) a été considéré avec un dépointage de 30° des deux antennes. Ce trajet réfléchi entraîne de faibles pertes par rapport au trajet direct, de sorte que le trajet réfléchi puisse être utilisé lorsque le trajet direct est bloqué, en utilisant la formation de faisceaux à la fois en émission et en réception. La simulation avec le logiciel FEKO-WinProp

nous permet d'estimer les pertes de puissance introduites par le modèle cylindrique du bloqueur humain, qui sont de 29,58 dB. Ces résultats sont assez proches de ceux obtenus par mesure.

Le chapitre suivant va porter sur l'étude de l'impact de réflecteurs sur la couverture radio indoor à 60 GHz en NLOS.

CHAPITRE 5

5. Amélioration de la couverture radio dans des conditions hors visibilité directe

5.1. Introduction

Les ondes millimétriques présentent des pertes de propagation élevées et sont fortement atténuées par blocage, du fait de leurs courtes longueurs d'onde. Ce chapitre se focalise sur l'étude de la propagation radioélectrique indoor pour des communications réalisées à 60 GHz. Cette étude porte sur l'exploitation de panneaux réflecteurs métalliques afin d'améliorer la couverture radio à 60 GHz dans un couloir, en configuration hors visibilité directe (NLOS). Afin d'atteindre cet objectif, des mesures ont été effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) dans deux couloirs différents, l'un en forme de L et l'autre en forme de T. Le but est d'évaluer la réduction obtenue sur les pertes de puissance en présence du réflecteur dans un tel environnement et par conséquent l'amélioration de la couverture radioélectrique qui en résulte. Dans la suite du chapitre, nous allons commencer par un bref état de l'art sur l'utilisation des réflecteurs métalliques. Puis, nous allons présenter les résultats de la campagne de mesures avec l'exploitation d'un panneau métallique dans le couloir en forme L. Ensuite, nous allons présenter les résultats obtenus avec l'utilisation d'un réseau d'antennes métalliques rainurées de taille 20 cm x 20 cm dans un couloir en forme de T. Enfin, la dernière section sera dédiée à la conclusion du chapitre.

5.2. Etat de l'art sur les réflecteurs passifs

La recherche sur les futurs réseaux sans fil se concentre sur l'intégration du MIMO massif, la formation de faisceaux et également sur la création d'un environnement radio intelligent. L'environnement sera formé d'objets tels que des réflecteurs passifs et/ou des réseaux de réflecteurs actifs, soigneusement placés en des points intermédiaires d'un espace, recouverts de matériaux électromagnétiques et reconfigurables (appelés surfaces intelligentes reconfigurables), capables d'appliquer des transformations personnalisées aux ondes radio [104], [105]. Dans [106], les auteurs présentent un état de l'art avec des efforts de recherche actuels sur les environnements radio intelligents et leurs applications. Parmi ces applications, deux grands types de méta-surfaces reconfigurables appliquées aux réseaux sans fil sont considérés. Le premier type de méta-surfaces sera intégré aux murs et géré par un dispositif de contrôle avec un logiciel qui utilise une passerelle. Le deuxième type de méta-surfaces sera intégré dans des objets, par exemple des t-shirts intelligents dotés de capteurs pour la surveillance de la santé. Les réflecteurs actifs ont une plus grande efficacité que les réflecteurs passifs, ce qui peut expliquer que la littérature sur l'utilisation des réflecteurs passifs soit plus limitée, notamment à 60 GHz. Dans [107], le canal de propagation a été étudié en configuration NLOS pour améliorer la couverture radio à 28 GHz. Les auteurs utilisent différentes formes de réflecteurs telles que des carrés plats, cylindriques et sphériques. Pour les réflecteurs plats, la

puissance reçue en un point donné est plus sensible à l'orientation du réflecteur qu'à sa taille. Dans [108], les auteurs étudient expérimentalement l'influence d'un réflecteur passif sur la propagation à 60 GHz dans un couloir en forme de L. Avec un réflecteur passif, la portée transcende les distances connues de quelques dizaines de mètres obtenues habituellement à 60 GHz. Dans [109], les auteurs décrivent la conception et la validation par mesures d'un réflecteur passif fonctionnant à 60 GHz pour améliorer la couverture radio dans un couloir en forme de T qui est un scénario NLOS typique. Dans [87], les auteurs étudient l'effet des réflecteurs passifs pour améliorer la couverture à 60 GHz lorsque la couverture Tx-Rx LOS est limitée et étudient les caractéristiques des systèmes mmW basés sur IEEE 802.11ad. Les résultats montrent que les réflecteurs métalliques peuvent améliorer la puissance du signal reçu de plus de 10 dB dans certains scénarios indoor. Ceci nous a conduit à étudier l'influence de l'utilisation des réflecteurs métalliques en vue d'améliorer la couverture radio à 60 GHz en indoor, dans des conditions de propagation hors visibilité directe.

5.3. Campagne de mesure dans un couloir en L

Dans cette partie, nous évaluons par mesures l'impact d'un panneau réflecteur métallique rectangulaire sur la couverture radio dans un scénario intérieur en NLOS à la fréquence 60 GHz. Pour ces mesures, nous avons utilisé le même système de mesure que précédemment. Ainsi, les mesures ont été effectuées dans le domaine fréquentiel à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel fonctionnant à une fréquence centrale de 3,5 GHz avec une bande passante de 2 GHz. Côté émission, une transposition est réalisée de la fréquence intermédiaire de 3,5 GHz à 60 GHz et inversement côté réception. La puissance de transmission est de 0 dBm et les mesures ont été réalisées sur 401 points fréquents avec un pas de 5 MHz.

5.3.1. Utilisation d'un réflecteur métallique passif

Un réflecteur métallique passif est un dispositif utilisé dans divers domaines pour réfléchir les ondes électromagnétiques, comme les ondes radio, les micro-ondes et les ondes lumineuses. Ces réflecteurs sont appelés "passifs" car ils ne nécessitent pas de source d'énergie pour fonctionner ; ils se contentent de réfléchir les ondes incidentes. Ils peuvent être utilisés pour différents types d'applications comme dans le domaine des télécommunications, des radars et de l'optique/photonique. Dans le domaine des télécommunications, ces réflecteurs peuvent être utilisés comme des répéteurs passifs, placés dans l'environnement de propagation pour rediriger les ondes dans des zones où la couverture est mauvaise. Différentes formes de réflecteurs peuvent être utilisées. Nous pouvons citer les réflecteurs plans, les réflecteurs paraboliques et les réflecteurs cornets [107], [109]. Les réflecteurs sont

généralement faits à base de l'aluminium ou l'acier inoxydable en raison de leurs excellentes propriétés de réflexion des ondes électromagnétiques.

Dans notre campagne de mesures, nous avons utilisé un réflecteur plan rectangulaire (figure 5.1) dans le but de rediriger les ondes électromagnétiques dans une direction spécifique.

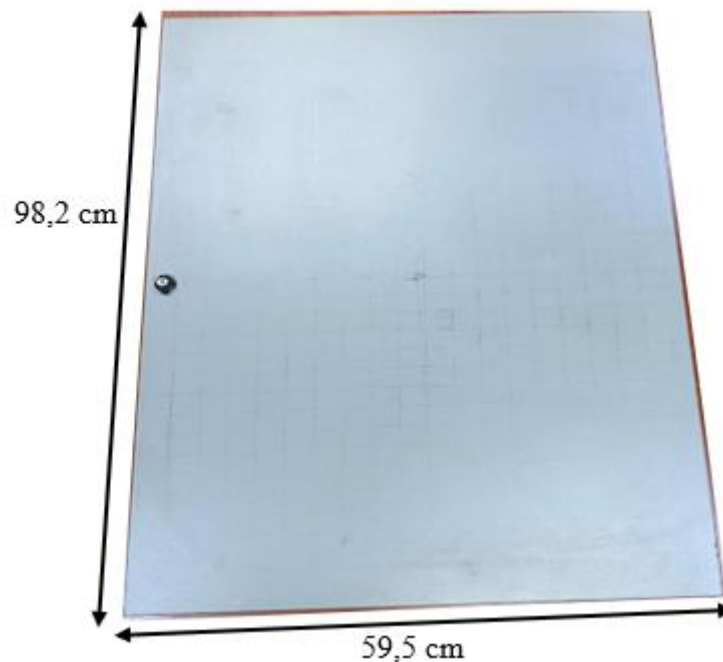


Fig. 5.1. Panneau réflecteur métallique passif

Ce réflecteur, avec une longueur de 98,2 cm et une largeur de 59,5 cm a été placé verticalement puis horizontalement au-dessus d'une table. Les réflecteurs rectangulaires plats possèdent une section transversale plus élevée exposée à l'énergie incidente par rapport aux formes cylindriques et sphériques de mêmes dimensions [109]. La quantité d'énergie réfléchie sera plus grande en utilisant un réflecteur de plus grande surface et correctement orienté vers le récepteur.

L'utilisation des réflecteurs passifs présente certains avantages comme :

- La simplicité : Il n'y a pas besoin d'utiliser d'alimentation externe ou de composants électroniques complexes.
- La fiabilité : Sans pièces susceptibles de tomber en panne par rapport aux dispositifs actifs composés d'équipements électroniques.
- Le coût : Avec des coûts de fabrication et d'entretien plus réduits que les dispositifs actifs.

Malgré ces avantages, l'utilisation des réflecteurs passifs présente des inconvénients comme :

- La passivité : Ces types de réflecteurs ne peuvent pas amplifier ni moduler les signaux ; ils ne font que réfléchir les signaux vers une direction donnée.
- L'orientation : L'efficacité des réflecteurs métalliques dépend de leur orientation précise par rapport aux points d'émission et de réception.

5.3.2. Environnement de mesure

Les mesures ont été effectuées dans un couloir en forme de L. Ce couloir est composé de deux parties A et B, comme le montre la figure 5.2. Les mesures ont été faites dans un canal statique. En revanche, le système de mesure peut être aussi utilisé dans un canal dynamique [87]. Les dimensions de la partie A de l'environnement de mesure sont de $3,69 \times 2 \times 3 \text{ m}^3$ et celles de la partie B sont de $4,7 \times 1,62 \times 3 \text{ m}^3$.

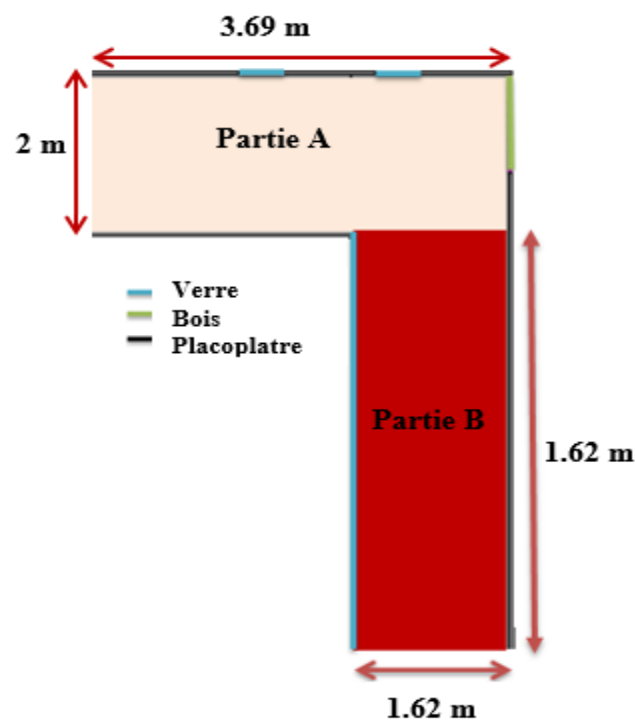


Fig. 5.2. Représentation de l'environnement de mesure du couloir en L

Les murs de l'environnement de mesure sont construits en placoplâtre. Nous pouvons noter dans la partie A du couloir la présence de deux portes constituées de vitres et d'une porte en bois. Dans la partie B du couloir, un côté est entièrement vitré. La figure 5.3 présente deux photos faisant référence à chaque partie du couloir.



Fig. 5.3. Photographies de l'environnement de mesure

5.3.3. Scénarios de mesure

Concernant le scénario de mesure, deux types d'antennes ont été utilisés durant ces mesures : une antenne omnidirectionnelle du côté émetteur (Tx) et une antenne cornet du côté récepteur (Rx). Comme on le voit sur l'environnement de mesure (Fig. 5.4), l'antenne Rx a été placée dans la partie A du couloir et l'antenne Tx dans la partie B. Ces deux antennes sont polarisées verticalement et fonctionnent entre 58 et 62 GHz. Avant de commencer les mesures, la réponse fréquentielle des câbles a été supprimée en effectuant un étalonnage (voir chapitre 3). Afin de supprimer aussi l'influence de la réponse en fréquence des têtes Tx-Rx, une mesure back-to-back a été réalisée. Les caractéristiques de ces antennes sont données dans le chapitre 3.

Dans les systèmes de communication sans fil, le principe de réciprocité du canal de propagation est un concept fondamental en télécommunication. Ce principe stipule que les propriétés d'un canal de communication sont symétriques en termes de propagation des ondes électromagnétiques. En d'autres termes, si un signal peut se propager de l'antenne Tx à l'antenne Rx avec une certaine réponse fréquentielle du canal, alors un signal se propageant de l'antenne Rx à l'antenne Tx subira la même réponse du canal. Ce principe reste valable pourvu que les conditions du canal restent inchangées, par exemple pas de mouvement des antennes ou des objets environnants, pas de changement de fréquence. Le scénario de mesure utilisé pour la réalisation de cette campagne de mesure est décrit par la figure 5.4.

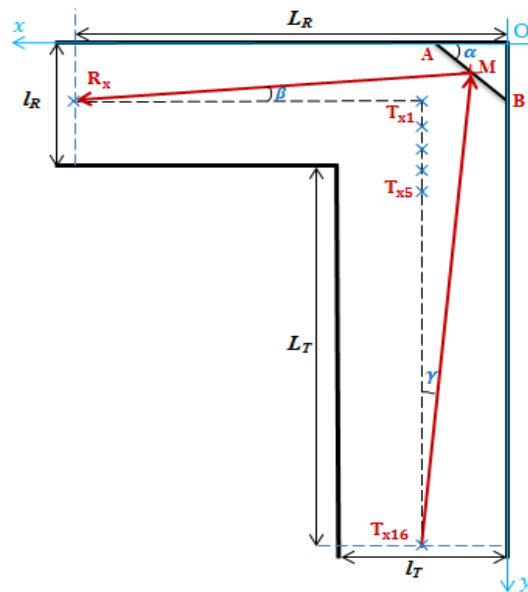
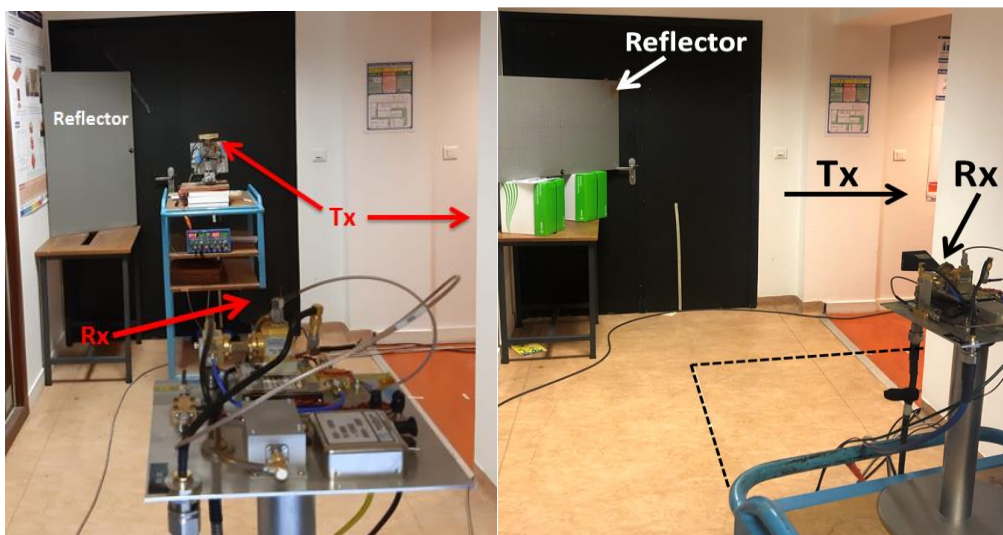


Fig. 5.4. Présentation du scénario de mesure

Au cours de notre campagne de mesure, l'antenne Rx a été placée en position fixe au milieu de la largeur du couloir, à une distance $L_R = 3,69$ m. Le panneau métallique (AB) présenté ci-dessus a été utilisé et posé sur une table. Le calcul des valeurs optimales de ces angles sera décrit dans le paragraphe suivant (5.3.4). L'exploitation du panneau sera faite avec deux positions différentes, une première en position verticale et une deuxième en position horizontale, comme l'illustre la figure 5.5.



a) Position verticale

b) Position horizontale

Fig. 5.5. Emplacement du réflecteur

Le centre M du panneau se trouvait à une hauteur $h = 1,37$ m du sol, et sur cette même hauteur sont fixées les antennes d'émission et réception. L'antenne de réception (Rx), positionnée au fond du couloir, a été orientée vers le centre M du panneau formant un angle β avec l'axe du couloir. L'antenne d'émission a été déplacée sur 16 positions différentes, allant de Tx1 à Tx16, avec un pas d'espacement de 25 cm.

Pour chaque position, nous avons mesuré le paramètre S_{21} sur 401 points fréquentiels. Les antennes d'émission et de réception étaient en LOS de la position 1 à la position 5 et en NLOS de la position 6 à la position 16. Nous avons effectué ces mesures avec et sans le panneau réflecteur pour mettre en évidence son impact dans les conditions de propagation hors visibilité. Ce scénario de mesure permet de démontrer l'efficacité pratique d'un réflecteur métallique passif dans un environnement réel, en fournissant des données de mesure pour justifier son utilisation.

5.3.4. Orientation optimale de la plaque métallique et de l'antenne de réception

Nous savons déjà qu'avec une longueur d'onde inférieure aux dimensions des obstacles environnants, les ondes électromagnétiques peuvent être approchées par des rayons, en appliquant les lois de l'optique, ayant un comportement semblable à celui de la lumière. Ainsi, dans le but d'améliorer la couverture dans les zones d'ombre, nous exploitons les réflexions présentées sous forme de rayons en tenant compte de l'influence du réflecteur métallique. De plus, afin de couvrir les zones NLOS avec une énergie maximale, nous devons orienter l'énergie dans la bonne direction. Afin de ne pas gêner la circulation, le panneau métallique a été placé dans le coin du couloir. En effet, pour maximiser la puissance de réception dans le cas le plus défavorable qui est la position Tx₁₆, hors visibilité et la plus éloignée du réflecteur, une trajectoire est dirigée vers le centre M du panneau et formant un angle γ avec l'axe du couloir B. Le panneau métallique aussi est orienté selon un angle α par rapport à la longueur du couloir A. L'antenne cornet Rx était orientée selon un angle β , afin d'être bien pointée vers le centre M du panneau métallique. L'angle incident entre la ligne Tx₁₆M et la longueur AB du panneau métallique est $\alpha + \beta$.

Les angles α , β et γ ont été calculés pour maximiser la puissance reçue lorsque l'antenne d'émission Tx se trouve à la position la plus éloignée du panneau. Comme le montrent les figures 5.6 et 5.7, nous considérons un système d'axes orthogonaux xOy pour calculer la valeur optimale de l'angle α . En utilisant ce système, les points principaux ont les coordonnées $M(\frac{a}{2} \cos \alpha, \frac{a}{2} \sin \alpha)$, $T(\frac{l_T}{2}, l_T + l_R)$ et $R(L_R, \frac{l_R}{2})$.

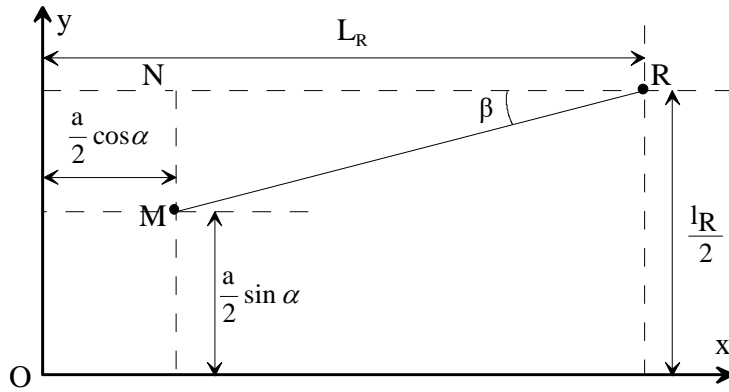


Fig. 5.6. Schéma géométrique pour l'orientation de l'antenne Rx

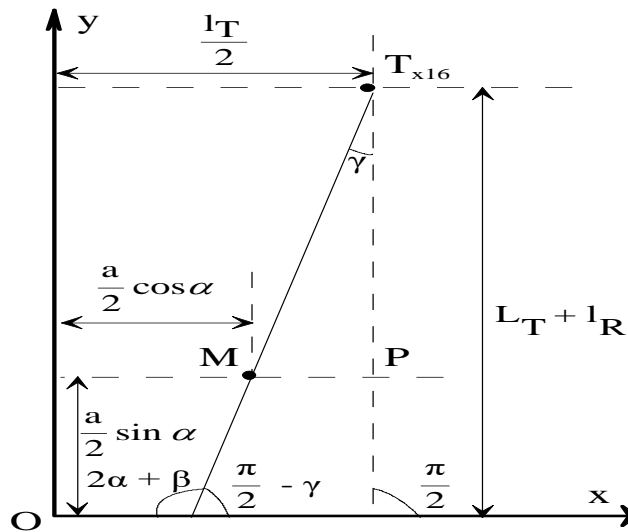


Fig. 5.7. Schéma géométrique pour l'orientation du panneau métallique

Les angles entre $T_{x16}M$ et Ox sont $2\alpha + \beta$ et $\frac{\pi}{2} - \gamma$, donc :

$$2\alpha + \beta + \left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right) = \pi \quad (5.1)$$

On obtient l'équation 5.2 :

$$2\alpha + \beta - \gamma = \frac{\pi}{2} \quad (5.2)$$

En utilisant les triangles rectangles, nous pouvons calculer par l'équation 5.3 la tangente de β :

$$\tan \beta = \frac{\frac{l_R}{2} - \frac{a}{2} \sin \alpha}{l_R - \frac{a}{2} \cos \alpha} \quad (5.3)$$

On obtient aussi :

$$\tan \gamma = \frac{\frac{l_T}{2} - \frac{a}{2} \cos \alpha}{L_T + l_R - \frac{a}{2} \sin \alpha} \quad (5.4)$$

En utilisant les équations 5.3 et 5.4, l'équation 5.2 devient :

$$2\alpha + \tan^{-1} \frac{\frac{l_R}{2} - \frac{a}{2} \sin \alpha}{l_R - \frac{a}{2} \cos \alpha} - \tan^{-1} \frac{\frac{l_T}{2} - \frac{a}{2} \cos \alpha}{L_T + l_R - \frac{a}{2} \sin \alpha} = \frac{\pi}{2} \quad (5.5)$$

En résolvant cette équation non linéaire pour les valeurs du scénario de mesure $a = L_P = 98,2$ cm, $L_T = 2,75$ m, $L_R = 3,69$ m, $l_T = 1,62$ m et $l_R = 2$ m, on obtient les valeurs $\alpha = 42,18^\circ$, $\beta = 11,39^\circ$ et $\gamma = 5,76^\circ$. Ces valeurs ont été utilisées pour une orientation optimale de la plaque métallique horizontale et de l'antenne cornet Rx.

5.3.5. Résultats de mesure avec et sans réflecteur

Pour ces mesures, nous avons éliminé la réponse en fréquence des câbles par calibrage et celles des blocs RF qui ont été obtenues par mesure back-to-back. La réponse en fréquence RF et les gains des antennes ont été supprimés des données mesurées. On obtient ainsi la réponse fréquentielle du canal de propagation. Son module en échelle linéaire a été moyenné sur les 401 points de fréquence afin d'obtenir les pertes de puissance moyenne pour chaque position Tx donnée. Ces pertes ont été évaluées avec et sans l'utilisation du panneau métallique placé en position verticale, puis en position horizontale.

5.3.5.1. Résultats de mesure avec le panneau en position verticale

A partir de ces mesures, les résultats obtenus montrent l'impact du panneau métallique réfléchissant en position verticale sur les pertes de puissance. Leur évolution en fonction des différentes positions de Tx avec et sans le réflecteur métallique, est représentée à la figure 5.8.

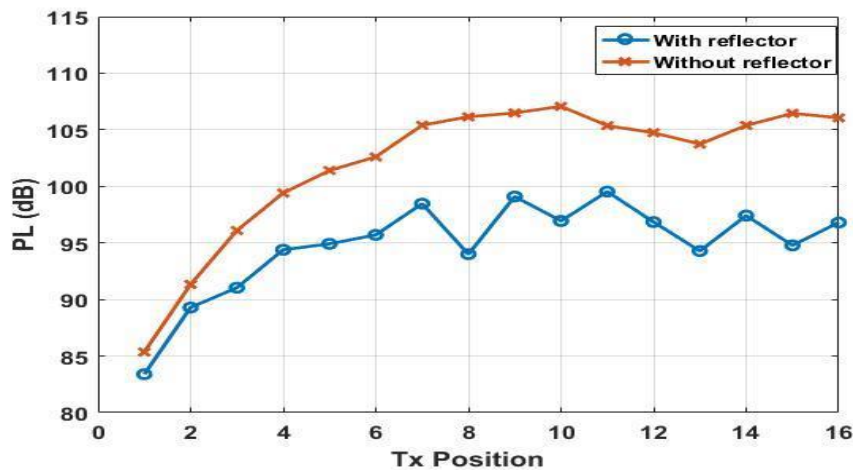


Fig. 5.8. Pertes de puissance avec et sans réflecteur en position verticale

Globalement, les résultats montrent que les pertes de puissance augmentent avec le déplacement de l'émetteur de la position Tx1 à la position Tx16. En présence du panneau métallique, on observe une diminution des pertes de puissance jusqu'à atteindre un maximum de 12 dB à la position Tx8. Cependant, sans la présence du réflecteur, à partir de la position Tx8, les pertes de puissance se rapprochent du plafond de bruit du VNA, qui est d'environ 108 dB. Pour la position la plus éloignée, on note une diminution de l'affaiblissement de trajet d'environ 12 dB, ce qui nous permet d'étendre la couverture radio à 60 GHz dans les zones NLOS.

5.3.5.2. Résultats de mesure avec le panneau en position horizontale

La figure 5.9 montre l'évolution des pertes de puissance (PL) avec et sans l'utilisation du réflecteur métallique placé horizontalement dans le coin du couloir en forme de L.

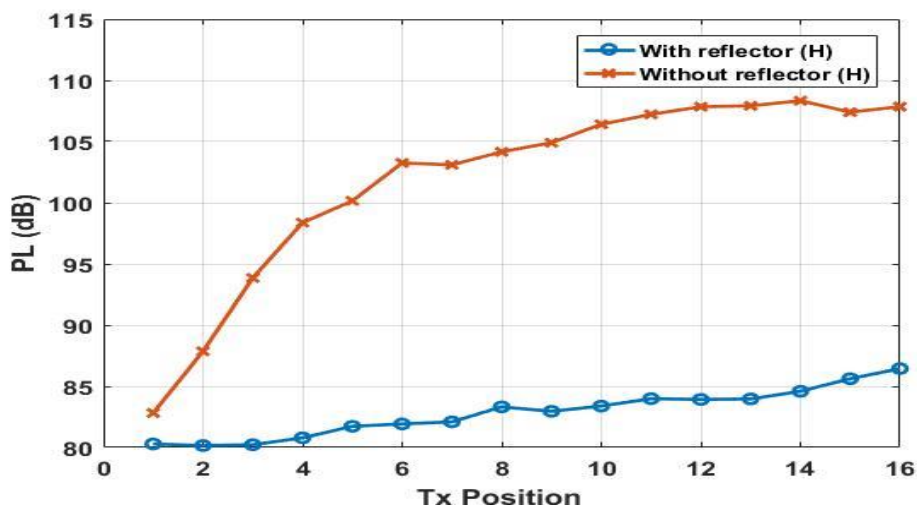


Fig. 5.9. Pertes de puissance avec et sans réflecteur en position horizontale

Les résultats de mesure montrent qu'avec la présence du réflecteur dans l'environnement, on note une faible diminution des pertes de puissance d'environ 2,5 dB à la position Tx1. Cette faible diminution peut être expliquée par la faible distance Tx-Rx et par le fait que l'antenne d'émission en position Tx1 est en visibilité directe avec l'antenne de réception Rx. PL diminue d'environ 24 dB à la position Tx13, avec l'utilisation du panneau réflecteur. En considérant l'ensemble des 16 positions de mesure, la position Tx1 et la position Tx13 représentent les positions où l'amélioration du niveau de puissance reçue est respectivement minimale et maximale. On remarque qu'au-delà de la position 10, et sans l'utilisation du réflecteur métallique, les pertes de puissance mesurées sont proches du plafond de bruit du VNA, qui est environ égal à 108 dB. Cependant, avec l'utilisation du réflecteur métallique, on note une diminution du PL d'environ 24 dB au niveau de la position la plus éloignée.

5.3.5.3. Etude comparative du réseau en positions verticale et horizontale

Dans cette section, nous comparons les pertes de puissance (PL) obtenues lorsque le réflecteur est placé horizontalement avec celles obtenues lorsque le réflecteur était placé verticalement (figure 5.10). De plus, la position horizontale du panneau réfléchissant modifie la longueur AB, et donc la valeur de a , ce qui entraîne des variations des angles α , β et γ . Cela modifie l'orientation du panneau et requiert un ajustement en hauteur, nécessitant de soulever le support afin de maintenir la même hauteur que les antennes.

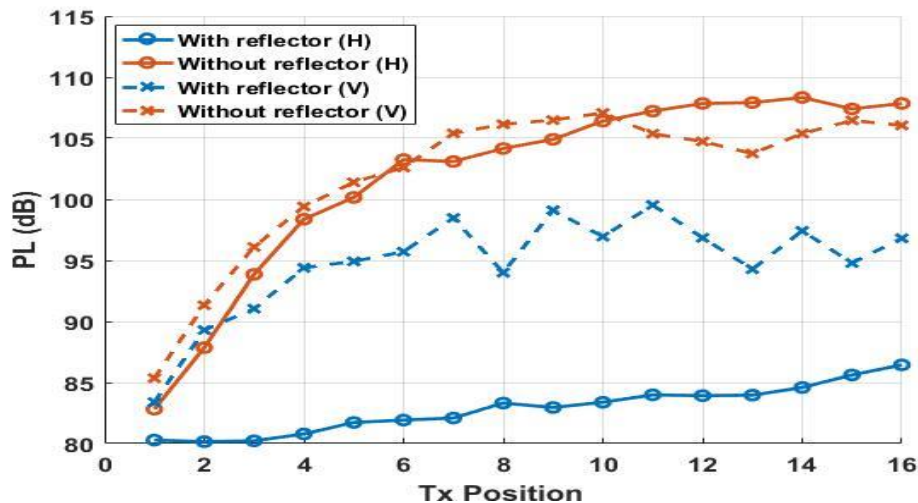


Fig. 5.10. Pertes de puissance avec et sans réflecteur en positions horizontale et verticale

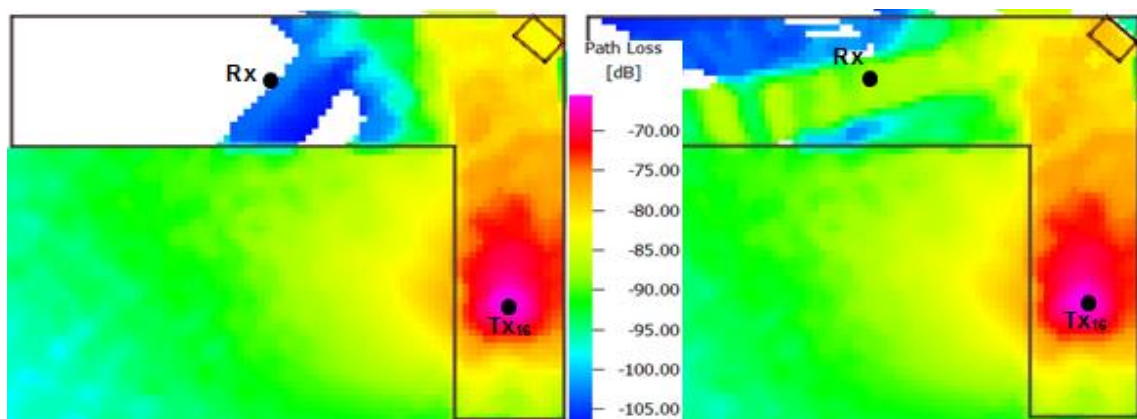
La figure 5.10 donne les résultats de mesure obtenus dans le couloir en L avec et sans l'utilisation du réflecteur métallique en position verticale et en position horizontale. Globalement, nous trouvons presque les mêmes résultats lorsqu'il n'y a pas de réflecteur dans l'environnement. On note toutefois une légère différence qui peut être due à d'éventuelles

imprécisions au niveau des positions et orientations des antennes Tx et Rx. Nous pouvons aussi noter des petites imprécisions par rapport à l'orientation du panneau. Lorsque le panneau est en position horizontale, sa position est modifiée par rapport au cas précédent et les valeurs des angles sont différentes, ce qui indique que les orientations du panneau et de l'antenne Rx devraient être différentes. Par ailleurs, la hauteur du centre M du panneau n'a pas changé à cause d'un ajustement qu'on a fait pour retrouver la même hauteur que pour la position verticale.

Lorsque le panneau a été placé en position horizontale, notée sur la figure 5.10 par (H), nous observons une diminution maximale du PL jusqu'à environ 24 dB avec l'utilisation du réflecteur. Cependant, en considérant le cas vertical noté (V), on observe une diminution du PL d'environ 12 dB avec l'utilisation du réflecteur. Ainsi, avec la présence du réflecteur en position horizontale, les pertes de puissance diminuent beaucoup mieux qu'en utilisant le réflecteur en position verticale. Lorsque le réflecteur est placé horizontalement, compte tenu des angles d'ouvertures des antennes utilisées en site et en azimut, sa surface est beaucoup plus exposée aux rayons incidents avec l'utilisation de l'antenne omnidirectionnelle que lorsqu'il est placé verticalement.

5.3.6. Résultats de simulation avec et sans réflecteur

Après une analyse des résultats de mesure avec un programme Matlab, nous avons procédé à la simulation avec le logiciel FEKO-WinProp. La figure 5.11 donne les résultats de simulation pour la position la plus éloignée Tx16, avec l'utilisation du réflecteur en position verticale.



a) Sans panneau métallique

b) Avec panneau métallique

Fig. 5.11. Couverture obtenue avec le panneau en position verticale

Les résultats de simulation présentés par la figure 5.11 montrent que sans l'utilisation du panneau métallique, nous avons des pertes de puissance d'environ 103 dB pour la position Tx16. Ensuite, avec l'utilisation du même panneau métallique en position verticale, on obtient des pertes de puissance qui se réduisent jusqu'à environ 90 dB. Par conséquent, ces résultats de simulation nous permettent de conclure que l'utilisation du panneau métallique en position verticale permet une réduction des pertes de puissance d'environ 13 dB à partir de la position hors visibilité Tx16.

L'objectif consiste non seulement à exploiter les panneaux métalliques, mais aussi à comparer la position la plus favorable pour améliorer la couverture dans des conditions hors visibilité. C'est pour cela que nous avons fait la simulation dans les mêmes conditions de l'environnement avec la disposition du panneau en position horizontale comme illustré sur la figure 5.12.

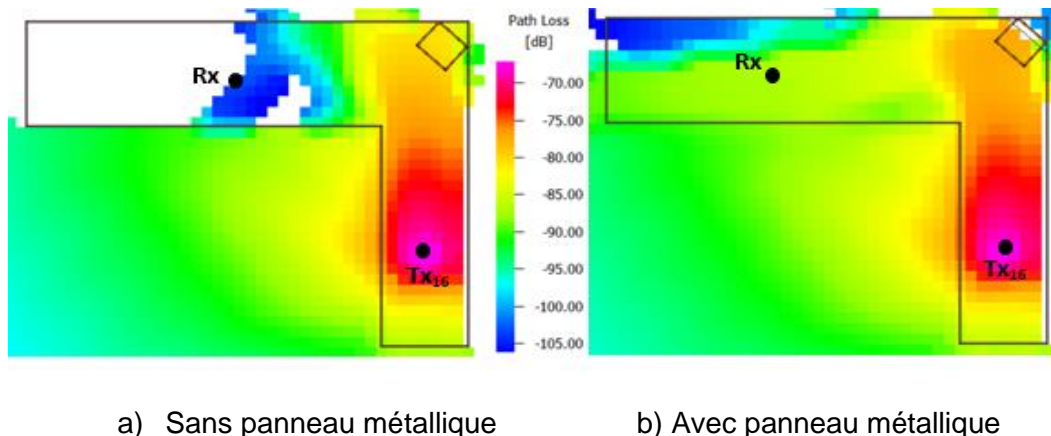


Fig. 5.12. Couverture obtenue avec le panneau en position horizontale

D'après ces résultats obtenus par simulation, on obtient à peu près la même couverture sans l'utilisation du panneau métallique avec des pertes de puissance d'environ 105 dB pour la position Tx16. Cependant lorsqu'on a utilisé le panneau en position horizontale, on obtient des pertes de puissance qui se réduisent à environ 82 dB. Ces résultats montrent que l'utilisation du panneau métallique disposé horizontalement donne une diminution beaucoup plus importante des pertes de puissance d'environ 23 dB. En effet, en raison de l'ouverture azimutale et en élévation des diagrammes de rayonnement des antennes utilisées, l'énergie réfléchiée en direction du récepteur sera plus importante lorsque le panneau est disposé horizontalement. Ces résultats de simulation effectuée avec et sans l'utilisation du panneau métallique en position verticale et horizontale dans des conditions hors visibilité (NLOS), sont en accord avec ceux obtenus par mesure. Ce qui permet de confirmer que l'utilisation du panneau en position horizontale améliore mieux la couverture radioélectrique que son utilisation en position verticale.

5.4. Campagne de mesures dans un couloir en T

Une deuxième campagne de mesures a été réalisée à l'aide d'un réseau de réflecteurs avec des cellules à rainures. Cette campagne de mesures a été faite dans un environnement indoor constitué d'un couloir en forme de T. L'objectif consiste à chercher comment améliorer la couverture radioélectrique indoor dans des conditions NLOS où on perd la visibilité directe. Le système de mesure utilisé est le même que précédemment, mais cette fois, le VNA mesure le paramètre S_{21} sur 801 points sur la même bande de fréquence de 2 GHz. Le système de positionnement d'antenne avec une précision de rotation de $0,02^\circ$ a été aussi utilisé. Son rôle est d'effectuer des rotations de l'antenne Rx par pas précis de 6° pour une étude de l'angle d'arrivée (AoA) de l'onde reçue en azimut.

5.4.1. Environnement de mesure

La figure 5.13 décrit l'environnement de mesure qui se trouve dans le même bâtiment de l'IETR à l'INSA de Rennes. L'environnement a été maintenu invariant dans le temps, c'est-à-dire sans aucun mouvement.

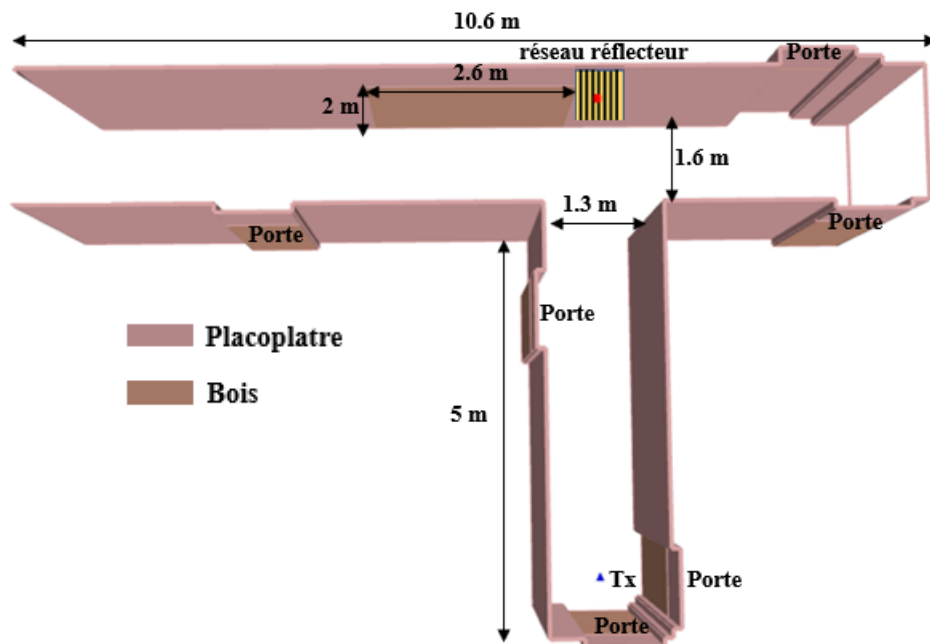


Fig. 5.13. Environnement de mesure du couloir en T

Les murs des couloirs sont constitués de placoplâtre et ont les mêmes hauteurs, soit 2,7 m et les longueurs des différentes parties du couloir sont représentées sur la figure 5.13. Les portes de l'environnement sont en bois et ont les mêmes dimensions de 2 m de hauteur et 0,9 m de largeur. Le T de l'environnement peut être scindé en deux parties : l'une est longue de 10,6 m avec 1,6 m de largeur et l'autre a une longueur de 5 m avec 1,3 m de largeur.

5.4.2. Conception du panneau réfléchissant

Le panneau réfléchissant est conçu en supposant une onde plane incidente sous incidence normale, avec une polarisation horizontale. Cette conception repose sur les travaux de thèse de D. Wang [110], en référence à la figure 5.14, où le vecteur d'onde de l'onde incidente (\vec{k}_{inc}) peut être exprimé par l'équation 5.6.

$$\vec{k}_{inc} = -k_0 \vec{e}_z \quad (5.6)$$

où k_0 est le nombre d'onde en espace libre.

L'objectif est d'orienter l'onde réfléchie dans les directions $\pm x$, comme le montre la figure 5.14, où $\pm \vec{k}_{ref}$ est le vecteur des ondes réfléchies. Plus précisément, la puissance réfléchie est divisée en deux faisceaux symétriques circulant le long de la surface du panneau dans les directions ($\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$) et ($\theta = 90^\circ, \varphi = 180^\circ$).

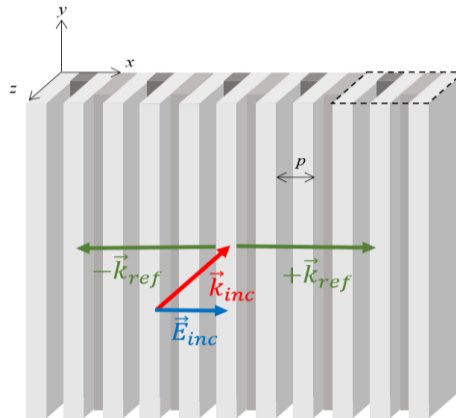


Fig. 5.14. Géométrie et principe du panneau réfléchissant

La zone en pointillé montre deux cellules consécutives. Pour ce faire, un gradient de phase doit être appliqué sur le panneau réfléchi [111]. En pratique, le gradient est réalisé en discrétisant le panneau en cellules élémentaires, chacune des cellules réfléchissant l'onde incidente avec un déphasage souhaité. Le principe est fondamentalement le même que celui utilisé dans la conception des réseaux réflecteurs [112], mais ici l'alimentation éclairante n'est pas fixée au panneau réfléchissant mais située à $z = +\infty$. De plus, comme les faisceaux doivent être orientés ici uniquement dans le plan (x, z) , aucune variation de phase dans la direction y n'est requise. Ensuite, la discrétisation se fait uniquement selon l'axe des x , avec un espacement inter-éléments p séparant deux cellules consécutives.

Désormais, la théorie simple du réseau d'antennes montre que les deux faisceaux réfléchis requis peuvent être produits en utilisant des déphasages opposés (généralement 0° et 180°)

sur des cellules consécutives, à condition que p soit réglé sur $\lambda_0/2$, λ_0 étant la longueur d'onde en l'espace libre correspondant à la fréquence centrale ($f_0 = 60$ GHz). En référence à la figure 5.15, les coefficients de réflexion sur des cellules consécutives (par exemple Γ_1 sur la cellule 1 et Γ_2 sur la cellule 2) doivent respecter les conditions des relations (5.7) et (5.8).

$$\arg(\Gamma_1) - \arg(\Gamma_2) = \pm 180^\circ \quad (5.7)$$

$$|\Gamma_1| = |\Gamma_2| \quad (5.8)$$

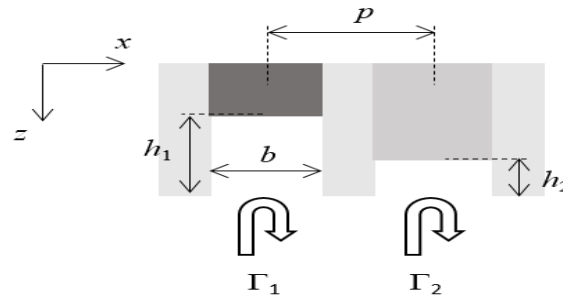


Fig. 5.15. Deux cellules consécutives et coefficients de réflexion associés

Les différentes couleurs grises représentent le même matériau métallique et sont uniquement utilisées pour une meilleure lisibilité de la figure 5.15.

Les cellules réfléchissantes pourraient être des éléments imprimés sur une couche diélectrique soutenue par un plan de masse. Cependant, un réflecteur uniquement métallique est préféré ici afin d'éviter des pertes supplémentaires dans le substrat à 60 GHz et parce qu'il fournit naturellement une réflexion complète. De plus, la fabrication est assez simple par usinage ou fabrication additive et donne directement un cadre rigide qui peut être manipulé facilement. Comme le montrent les figures 5.14 et 5.15, les cellules réfléchissantes sont constituées de rainures verticales (selon y) dans le panneau métallique dont la profondeur (h_i) est optimisée pour réaliser les déphasages requis. Les rainures agissent comme des guides d'ondes à plaques parallèles (PPW). La majeure partie de l'onde entrante est convertie dans le mode TEM fondamental qu'ils prennent en charge. Le mode se propage ensuite le long de $-z$ dans le PPW et est réfléchi après avoir atteint la terminaison du court-circuit (à distance h_i de l'entrée de l'onde). Le déphasage produit par un sillon est directement contrôlé par la distance h_i parcourue dans le PPW correspondant.

Ici, seuls deux déphasages différents et donc seulement deux hauteurs différentes (h_1 et h_2) sont nécessaires. Le calcul des dimensions des rainures a été expliqué dans [110] et ne sera pas répété ici par souci de concision. Le tableau 5.1 résume la géométrie des deux

cellules optimisées. Le panneau est ensuite fabriqué en alternant des cellules de hauteurs h_1 et h_2 .

Tableau 5.1. Géométrie des deux cellules différentes utilisées dans le panneau

Cellule (i)	ρ (mm)	b (mm)	h_i (mm)
1	2,5	2	2,3
2	2,5	2	0,48

Le panneau fabriqué mesure 20 cm \times 20 cm ($40\lambda_0 \times 40\lambda_0$) carré en aluminium ($\sigma = 37,8 \times 10^6$ S/m). Il s'agit de 80 rainures verticales. Un panneau plus grand intercepterait plus de puissance et produirait des faisceaux réfléchis plus étroits. En effet, la taille peut être étendue simplement sans étapes de conception supplémentaires et doit être choisie en fonction de l'application spécifique. De plus, pour des scénarios plus avancés, il pourrait être possible d'orienter également le faisceau dans le plan (y, z), comme indiqué pour les panneaux métalliques uniquement plus complexes dans [113] et [114].

Le réseau est constitué de 80 cellules rainurées de taille 20 cm x 20 cm espacées d'une demi-longueur d'onde. Le réseau est capable de diriger la réflexion du faisceau vers les directions latérales avec un angle θ d'environ $\pm 75^\circ$ par rapport à l'incidence normale. Le réseau a une polarisation horizontale et l'angle d'ouverture du faisceau est égal à 10° . La figure 5.16 montre une image du panneau fabriqué.

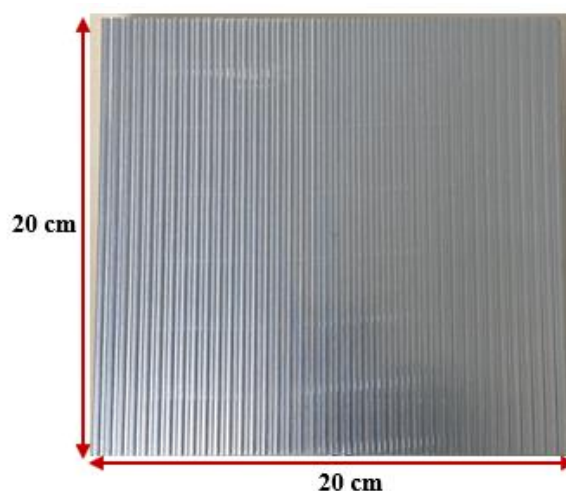


Fig. 5.16. Panneau métallique fabriqué

5.4.3. Scénarios de mesure

Comme mentionné précédemment, nous avons utilisé dans cette campagne de mesures deux antennes cornets identiques. La fixation de ces antennes sur les têtes RF est adaptée pour la polarisation verticale. Etant donné que le réseau réflecteur est conçu pour le

rayonnement des ondes en polarisation horizontale, on doit effectuer une inversion de la polarisation des deux antennes cornets avec des twists. Les pertes introduites par les twists ont été mesurées comme illustré sur la figure 5.17, et s'élèvent à 0,76 dB pour chaque twist.

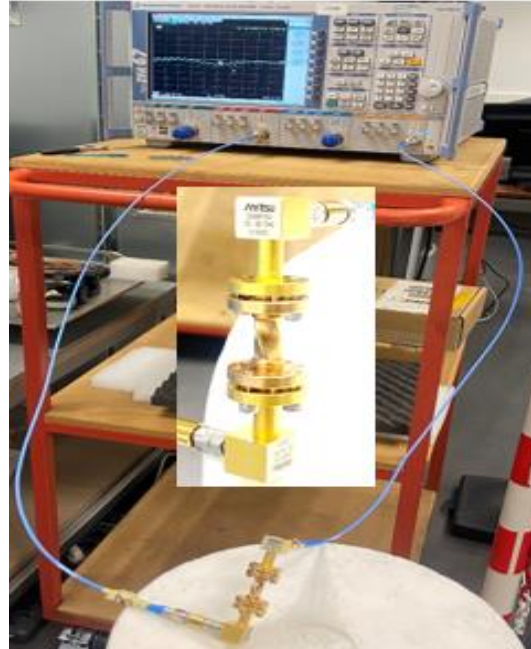


Fig. 5.17. Mesure des pertes introduites par les twists

Pour la mesure de ces pertes, on a utilisé un VNA en bande millimétrique, branché sur ces deux ports avec des guides d'onde. Le twist est interconnecté avec ces guides d'onde par l'intermédiaire des connecteurs, ce qui nous permet de mesurer les pertes introduites par les twists et les câbles qui lient les twists aux ports du VNA.

Pour le scénario de mesure, on a fixé le réseau réflecteur sur un support avec une hauteur réglable, placé sur l'axe du petit couloir. Le réseau est placé à 21,5 cm du mur et son centre a été fixé à une hauteur de 1,7 m du sol. L'antenne d'émission Tx a été placée sur l'axe de la partie la plus courte du couloir en T et orientée vers le réseau, à une distance émetteur - réflecteur égale à 5,6 m. L'antenne Rx a été déplacée sur l'axe de l'autre partie du couloir, perpendiculairement à l'axe émetteur-réflecteur, sur 14 positions espacées de 1 m. Les hauteurs des deux antennes sont choisies à 1,7 m, la même hauteur que le centre du réseau réflecteur. La figure 5.18 donne la représentation de l'environnement de mesure avec les emplacements des deux antennes et du réseau.



Fig. 5.18. Scénario de mesure du couloir en T

L'antenne de réception Rx a été placée sur un positionneur pour pouvoir faire des rotations sur 360° pour chaque position de Rx par pas de 6° . Ce qui nous permet de mesurer la réponse $H(f)$ du canal de propagation sur les 60 angles d'arrivée (AoA) et d'identifier la direction qui correspond à la puissance maximale reçue. Les mesures ont été effectuées dans ce même environnement de couloir en T, avec et sans utilisation du réseau réflecteur métallique.

5.4.4. Résultats de mesure avec et sans le réseau réflecteur

Pour cette campagne de mesure, le traitement des données de mesure a été effectué à l'aide d'un programme Python. Avec ce programme, nous avons supprimé la réponse en fréquence des deux blocs RF et les gains des antennes avec leurs twists. On a aussi procédé à l'élimination des réponses fréquentielles des câbles coaxiaux par calibrage avec le VNA. On obtient ainsi la réponse en fréquence $H(f)$ du canal de propagation qui est une valeur complexe en amplitude et phase. La moyenne sur les 801 points de fréquence du module de $H(f)$ permet de déterminer la moyenne des pertes de puissance, pour chaque orientation de Rx. L'antenne de réception Rx initialement en position P0, a été déplacée sur 4 positions vers la droite (D1 à D4), puis sur 9 positions vers la gauche (G1 à G9). On peut alors représenter l'évolution de la puissance reçue (P_r) en fonction des différentes positions et d'angle d'arrivée (AoA) de Rx, avec (courbe rouge) et sans (courbe bleue) l'utilisation du réflecteur métallique (figure 5.19).

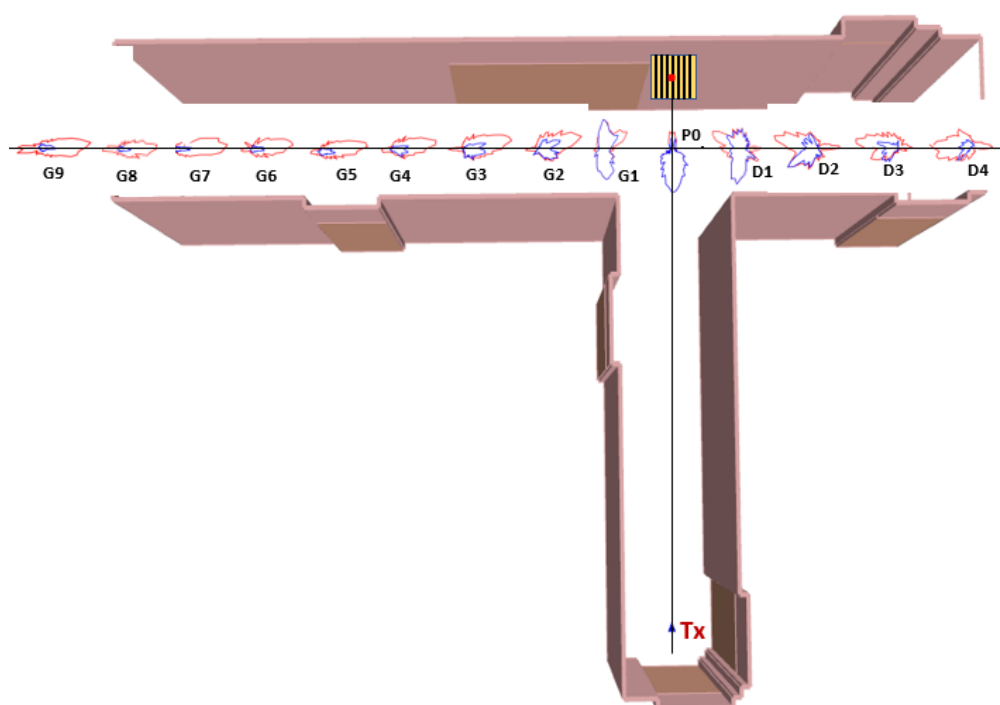


Fig. 5.19. Répartition de la puissance angulaire reçue pour chaque position de Rx

P0 est la position de Rx dans l'alignement Tx-réflecteur, qui correspond à l'intersection des deux axes centraux du couloir. On constate qu'à la position P0, position où les deux antennes sont en visibilité directe (LOS), la puissance maximale reçue est concentrée dans le lobe principal et est égale à $-83,8$ dBm (figure 5.20).

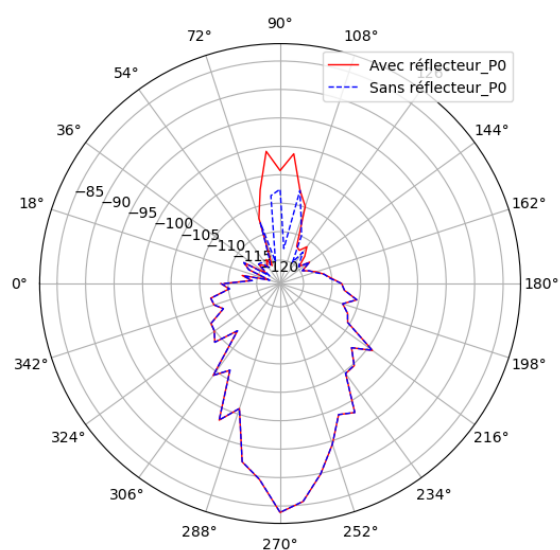


Fig. 5.20. Puissance maximale reçue en visibilité directe

Cette valeur est très proche de la valeur des pertes calculée en considérant l'espace libre (82,18 dB). On constate qu'il y a une faible réflexion derrière l'antenne qui est causée par le mur avec et sans présence du réseau métallique.

Les positions D1 à D4 sont des positions Rx de la partie droite du couloir et les positions G1 à G9 sont des positions de gauche. La figure 5.21 donne la représentation des puissances angulaires reçues sur les quatre positions de droite.

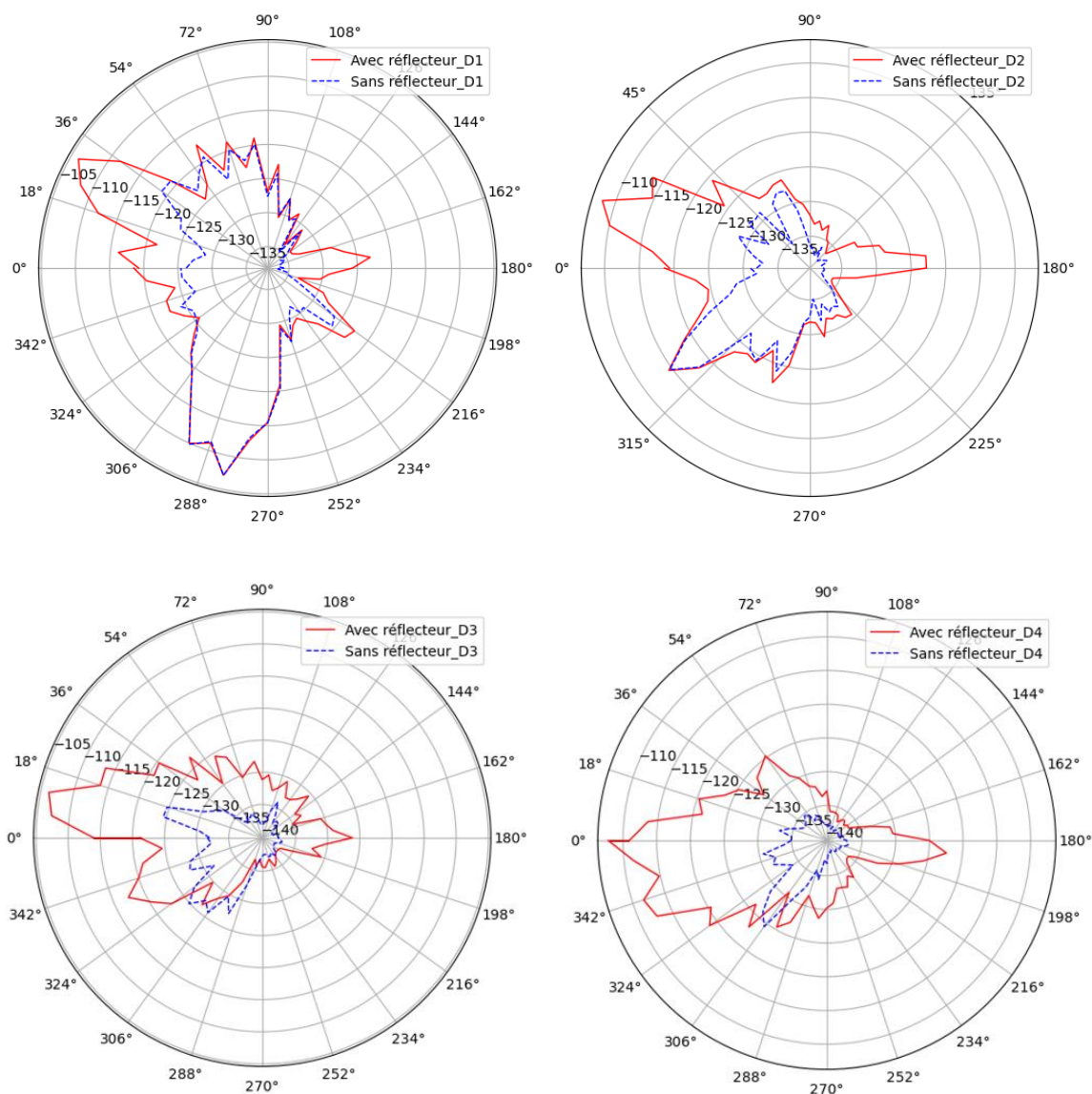


Fig. 5.21. Puissance angulaire reçue pour les 4 positions Rx de droite

Ces résultats montrent que sur les deux positions D1 et D2, on voit bien l'effet de la diffraction sur le coin du couloir. Cette diffraction permet d'obtenir un faisceau avec une puissance reçue importante qui varie entre -110 et -115 dBm avec et sans l'utilisation du réseau. En revanche, cet effet de diffraction disparaît en reculant vers les positions D3 et D4.

À mesure que l'onde diffractée se propage, son amplitude diminue en raison de la diffusion de l'énergie sur une surface de plus en plus grande. Pour ces 4 positions, on peut noter aussi que l'utilisation du panneau réflecteur métallique permet une augmentation d'environ 15 dB de la puissance reçue.

La figure 5.22 montre la répartition de la puissance angulaire reçue sur 9 positions de Rx qui sont les positions de gauche.

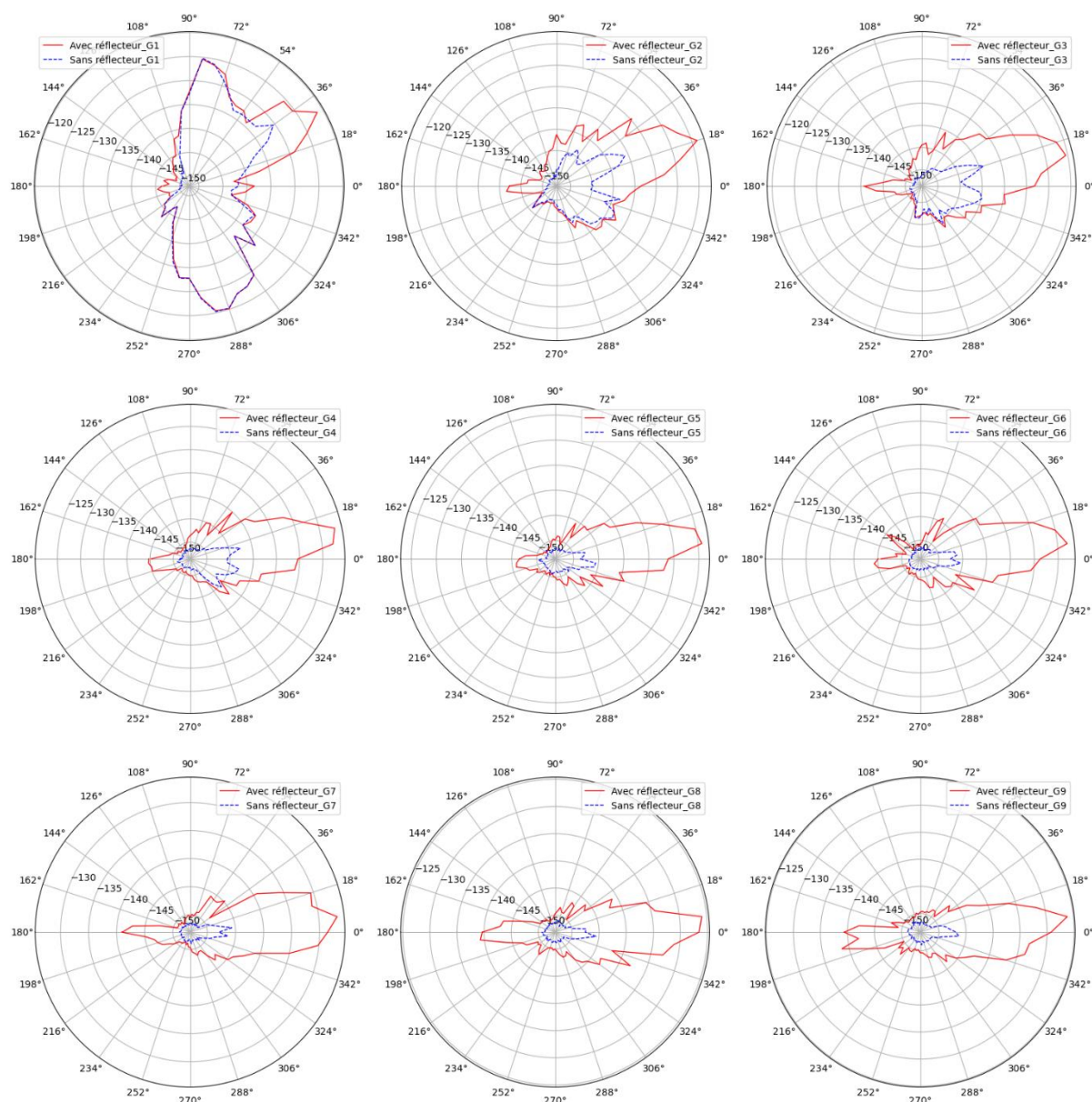


Fig. 5.22. Puissance angulaire reçue pour les 9 positions Rx de gauche

Comme on l'a constaté sur les positions de droite, la répartition de la puissance reçue montre clairement l'effet de diffraction aux bords du couloir pour les déplacements de Rx sur ces 9 positions de gauche. Dans les communications radio indoor, la diffraction permet aux

ondes de contourner des obstacles comme les coins de mur. Cependant, à des distances très éloignées de l'obstacle, l'effet direct de la diffraction diminue, et d'autres mécanismes comme la réflexion ou la diffusion dominent. Une interprétation globale de ces résultats montre que pour les positions les plus éloignées, la puissance de réception la plus grande est obtenue lorsque l'antenne de réception est orientée vers le réseau et de 6° par rapport à l'axe du couloir. On constate qu'à partir de la position P0, le réseau apporte un gain significatif d'environ 20 dB sur une distance de 9 m séparant Rx et la position P0. Ce gain est obtenu avec un angle d'arrivée de 6° par rapport à l'axe central du couloir. Ce gain significatif en puissance apporté par le réseau réflecteur, est très important pour améliorer le bilan de liaison. Ces résultats montrent également que la puissance maximale reçue est pratiquement constante de la position G2 à la position G9, soit sur une distance de 8 m.

La figure 5.23 donne la puissance maximale reçue (Max_Pr) pour les différentes positions de droite et de gauche. Comme on le voit sur la figure 5.23a, il est clair que la puissance maximale reçue se situe à la position P0, qui est égale à -83,8 dBm. Cette puissance diminue lorsque la distance Rx-P0 augmente et meilleurs sont les résultats obtenus avec l'utilisation du réseau qui apporte un gain d'environ 15 dB à la position D4.

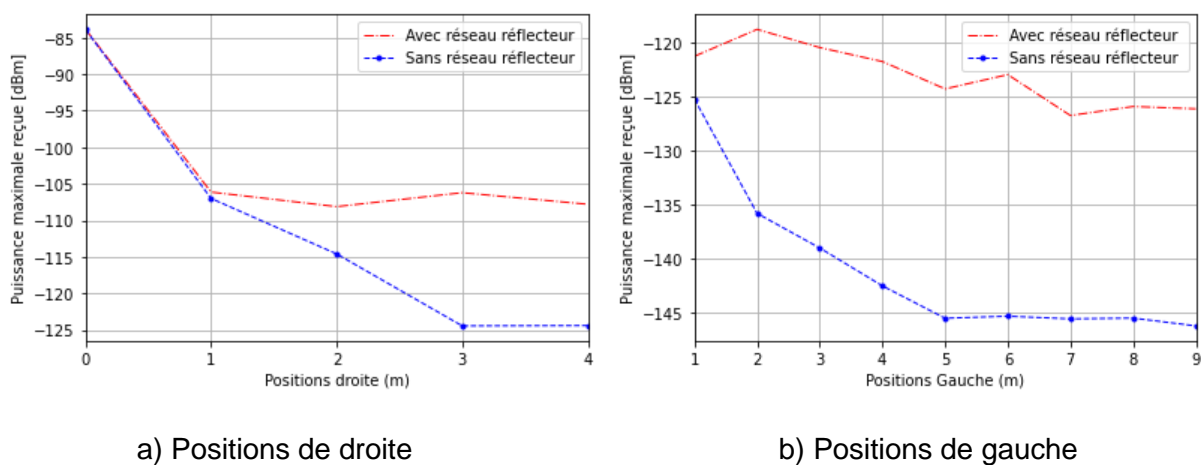


Fig. 5.23. Puissance de réception maximale obtenue

La figure 5.23b donne la représentation de la puissance maximale sur les 9 positions de gauche. On constate que sans l'utilisation du réseau d'antennes métallique, la puissance maximale reçue diminue rapidement avec la distance. En revanche, l'utilisation du réseau entraîne une faible diminution de la puissance reçue sur une distance de 9 m. Sur cette distance, on constate que le réseau d'antennes métallique apporte un gain presque constant d'environ 20 dB. Cela signifie que sur cette distance, il n'est pas nécessaire de mettre à jour la formation de faisceau, on peut conserver la même trajectoire dominante obtenue vers la direction du réseau. Ces résultats confirment que l'utilisation d'un réseau de réflecteurs est

une solution efficace pour améliorer la couverture radio des liaisons intérieures en bande mmW dans des conditions hors visibilité directe (NLOS).

5.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux campagnes de mesure qui ont été réalisées dans un couloir en forme L, puis dans un couloir en forme T. Ces campagnes de mesures ont pour but d'étudier l'amélioration de la couverture radioélectrique dans des conditions hors visibilité directe avec l'utilisation de différents types de réflecteurs métalliques. Tout d'abord nous avons commencé par un bref état de l'art sur les réflecteurs métalliques passifs. Les scénarios de mesure de chaque campagne ont été décrits brièvement. Dans la première campagne de mesure, menée dans un couloir en L, nous avons présenté les résultats de mesure et de simulation, avec et sans l'utilisation de la plaque métallique selon deux positions différentes, à savoir la position verticale et la position horizontale. Nous avons utilisé quelques formules géométriques pour calculer les angles qui vont nous permettre d'obtenir une orientation optimale de la plaque métallique et de l'antenne de réception. Les résultats de mesure obtenus nous montrent qu'avec l'utilisation du réflecteur métallique, on note une diminution des pertes de puissance d'environ 10 dB en position verticale et 24 dB en position horizontale. Par ailleurs, les résultats obtenus par simulation nous montrent que l'utilisation du panneau en position verticale entraîne une diminution des pertes de puissance d'environ 13 dB et de 23 dB pour l'utilisation du panneau en position horizontale. La deuxième campagne de mesure nous permet d'évaluer les résultats de mesure dans un couloir en forme T avec l'utilisation d'un réseau d'antennes réflecteur métallique. Nous avons commencé par décrire la technique de conception du réseau d'antennes. Après avoir obtenu les résultats de mesure, nous avons évalué les pertes de puissance au niveau des deux parties du couloir en T et sur différentes positions. Les résultats de mesure montrent qu'avec l'utilisation du réseau d'antennes à réflecteur métallique on obtient un gain significatif d'environ 20 dB hors visibilité directe. Ce gain est obtenu sous une direction d'angle d'arrivée de 6° vers le réseau réflecteur et sur une distance allant jusqu'à 9 m.

Ces résultats confirment que l'utilisation d'un réseau d'antenne réflecteurs métallique et du panneau métallique constitue une solution efficace et prometteuse pour améliorer la couverture radio en bande mmW dans des conditions hors visibilité.

Conclusion générale

La propagation des ondes radioélectriques dans les bandes millimétriques présente des défis spécifiques, en particulier dans les environnements intérieurs. Les propriétés physiques de la propagation dans ces bandes millimétriques rendent les signaux plus sensibles aux obstacles, aux phénomènes de diffusion, de réflexion et d'absorption par des matériaux communs dans les bâtiments (murs, meubles, humains, etc.).

Le travail présenté dans cette thèse a porté sur l'étude de la propagation des ondes radioélectriques en bandes millimétriques en indoor, dans des conditions de non-visibilité directe (NLOS), dont le but est d'améliorer leur couverture radioélectrique. Ce travail a été mené dans le cadre d'un projet ANR « MESANGES », en partenariat avec : Orange Labs (porteur), CEA-LETI, IEMN et CNAM. Ce projet a comme ambition de développer des réseaux d'antennes reconfigurables en proposant des solutions alternatives innovantes à base de métasurfaces. Dans ce cadre, ce travail de thèse a porté principalement sur des mesures, analyses et modélisations du canal de propagation indoor à 60 GHz.

Tout d'abord, dans le premier chapitre, nous avons présenté le contexte dans lequel s'inscrivent nos travaux de thèse et une synthèse bibliographique sur les communications sans fil en bandes millimétriques. Nous avons présenté un bref état de l'art sur l'évolution des normes de communications sans fil pour les réseaux WLAN et WPAN et leur évolution. L'accent est mis sur la technologie sans fil autour de la bande à 60 GHz particulièrement dans des environnements indoor, en soulignant ses avantages, ses limites et ses applications potentielles. Dans le cas de ces travaux de thèse, certains points essentiels ont été étudiés comme l'influence de l'environnement sur la propagation, l'impact des antennes avec le concept de formation de faisceaux et les conditions de propagation hors visibilité directe. Ces études ont été menées par mesure et par simulation.

Dans le deuxième chapitre, nous avons proposé une synthèse de l'état de l'art qui rappelle les notions et les phénomènes physiques propres au canal de propagation, notamment à l'intérieur des bâtiments. Le concept de propagation en espace libre a été rappelé, les mécanismes physiques de la propagation radioélectriques et les effets de la propagation par trajets multiples ont été décrits. Nous avons fait une étude de différents modèles de canal de propagation en environnement indoor, avec une présentation des techniques de sondage du canal comme les techniques fréquentielle et temporelle. Les différents points abordés dans ce chapitre vont nous servir par la suite lors de nos campagnes de mesure, pour une bonne analyse et interprétation des résultats obtenus.

Le troisième chapitre a été consacré à une description complète et une caractérisation du système de mesure à 60 GHz utilisé lors de nos différentes campagnes de mesure. Les

caractéristiques des antennes utilisées, des têtes millimétriques, du système de positionnement d'antenne et la méthode de calcul de la réponse fréquentielle du canal ont été présentées. Dans ce chapitre, nous avons présenté l'outil de simulation FEKO-WinProp utilisé pour la simulation de nos scénarios de mesure. Ainsi, les résultats obtenus par simulation peuvent être validés par une comparaison avec ceux obtenus par mesure.

Dans le quatrième chapitre, après avoir présenté le système de mesure et les outils de simulation, le travail a porté sur la réalisation d'une campagne de mesure et de simulation. Cette campagne de mesure à large bande porte sur l'impact du blocage par le corps humain sur une liaison radioélectrique à 60 GHz dans une salle de réunion. Les résultats obtenus montrent que, lorsque les antennes sont pointées l'une vers l'autre, la présence d'un bloqueur humain introduit des pertes supplémentaires qui sont généralement comprises entre 24 et 26 dB. D'autre part, le calcul de la réponse impulsionnelle du canal conduit à l'obtention des PDP pour les différentes configurations de mesure avec et sans bloqueur. En supposant une recherche d'un nouveau faisceau à la fois côté émission et côté réception, le trajet réfléchi par le milieu du tableau blanc a été considéré avec un dépointage de 30° des deux antennes. Ce trajet réfléchi entraîne de faibles pertes par rapport au trajet direct, de sorte que le trajet réfléchi peut être sélectionné lorsque le trajet direct est bloqué, en utilisant à la fois la formation de faisceaux en émission et en réception. La simulation avec le logiciel FEKO-WinProp nous permet d'estimer les pertes de puissance introduites par un modèle cylindrique du bloqueur humain, qui sont égales à 29,58 dB à 60 GHz. Ces résultats sont assez proches de ceux obtenus par mesure.

Enfin, le cinquième chapitre a présenté les résultats de mesure et de simulation des deux campagnes de mesure réalisées d'abord dans un couloir en forme de L puis dans un couloir en forme de T. Le but de ces campagnes de mesures est d'étudier l'amélioration de la couverture radioélectrique dans des conditions hors visibilité directe avec l'utilisation de différents types de réflecteurs métalliques. Tout d'abord, nous avons commencé par un bref état de l'art sur les réflecteurs métalliques passifs, puis les scénarios de mesure de chaque campagne ont été décrits brièvement.

Dans la première campagne, nous avons présenté les résultats de mesure et de simulation avec et sans l'utilisation de la plaque métallique selon deux positions différentes, à savoir la position verticale et la position horizontale. Un calcul géométrique a permis d'obtenir une orientation optimale de la plaque métallique et de l'antenne de réception. Les résultats de mesure obtenus avec l'utilisation du réflecteur métallique, montrent une diminution des pertes de puissance d'environ 10 dB en position verticale et 24 dB en position horizontale. Par ailleurs, les résultats obtenus par simulation nous montrent aussi que l'utilisation du panneau en position verticale entraîne une diminution des pertes de puissance d'environ 13 dB et de

23 dB pour l'utilisation du panneau en position horizontale. Il est donc possible de noter un bon accord général mesure-simulation.

La deuxième campagne de mesure nous permet d'étudier la propagation dans un couloir en forme T avec l'utilisation d'un réseau d'antennes réflecteur métallique. Nous avons commencé par décrire la technique de conception du réseau d'antennes métallique. A partir des résultats de mesure obtenus, nous avons évalué les pertes de puissance au niveau des deux parties du couloir en T et pour différentes positions. Les résultats de mesure nous montrent qu'avec l'utilisation du réseau réflecteur, on obtient un gain significatif d'environ 20 dB hors visibilité directe. Ce gain est obtenu sous une direction d'angle d'arrivée de 6° vers le réseau réflecteur et sur une distance allant jusqu'à 9 m. Ces résultats confirment que l'utilisation de réflecteurs passifs, tels que le réseau d'antennes ou un simple panneau métallique, constituent une solution efficace pour améliorer la couverture radio en bande mmW dans des conditions hors visibilité.

Dans le cadre de cette thèse, les contributions portent principalement sur des mesures, analyses et modélisations du canal de propagation indoor à 60 GHz. Un intérêt particulier est porté sur l'étude de la propagation dans des conditions hors visibilité (blocage, transition LOS/NLOS).

Ces contributions peuvent être résumées comme suit :

- ❖ Estimation par mesure et par simulation des pertes introduites par la présence d'un bloqueur humain, qui coupe la liaison directe entre l'émetteur et le récepteur à 60 GHz.
- ❖ Côté réception, nous avons effectué des mesures d'angle d'arrivée pour exploiter le meilleur trajet indirect. Nous avons obtenu un trajet réfléchi grâce à un tableau métallique, dont la puissance est assez proche de celle obtenue sans blocage. Ce tableau joue à peu près le même rôle qu'un réseau d'antennes réflecteurs à base de métasurfaces, mais il se distingue par son caractère passif et par le fait que le faisceau réfléchi reste statique.
- ❖ L'exploitation d'un panneau réflecteur métallique sur la propagation des ondes à 60 GHz dans des conditions hors visibilité directe (couloir en L). Une comparaison entre les mesures et les simulations est réalisée, en se basant sur l'étude des pertes de puissance. Cette étude nous permet de mettre en évidence l'intérêt d'utiliser un panneau métallique en vue d'améliorer la couverture radioélectrique hors visibilité.
- ❖ L'exploitation d'un réseau d'antennes passif avec formation de deux faisceaux fixes sous incidence normale, dans un couloir en T. Une étude des résultats de mesures a été effectuée en se basant sur l'évaluation des pertes de puissance, des profils puissance-

retard et des angles d'arrivée. Les deux faisceaux formés par le réseau contribuent à l'amélioration de la couverture hors visibilité avec un gain d'environ 20 dB.

Ces résultats nous permettent d'identifier le meilleur trajet indirect lorsque le chemin direct est bloqué. Ce trajet réfléchi est statique contrairement à un réseau réflecteur qui est capable de former intelligemment une réflexion dynamique. Ces résultats seront utiles à la conception et à la mise en œuvre de la formation des faisceaux lorsque la visibilité directe est perdue.

Perspectives

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées pour poursuivre ces travaux de recherche :

- ❖ D'autres paramètres peuvent également être étudiés comme l'influence de la taille du bloqueur sur la valeur des pertes de blocage, l'influence de la distance Tx-Rx par rapport au panneau réfléchissant et la hauteur des antennes.
- ❖ Dans notre campagne de mesure sur le blocage humain, l'environnement considéré présente des conditions très favorables aux trajets réfléchis. D'autres campagnes de mesure devront être menées dans des environnements aux conditions de réflexion moins favorables. D'autres formes et types de réflecteurs métalliques pourront être également utilisés dans d'autres types d'environnements plus complexes.
- ❖ A la place des réflecteurs métalliques, une perspective innovante serait l'intégration de réflecteurs contrôlables, comme les surfaces intelligentes reconfigurables (RIS). Ces surfaces ont la possibilité d'ajuster dynamiquement la direction, l'angle et la phase des ondes réfléchies, ce qui permet d'optimiser leur trajectoire pour atteindre des récepteurs spécifiques avec une meilleure qualité de service. Cela permettrait de créer un environnement de propagation contrôlé où les signaux sont déviés en temps réel vers les zones de couverture hors visibilité.
- ❖ Enfin, la caractérisation menée ici a toujours considéré un canal statique. Il serait utile de considérer un canal dynamique (bloqueur en mouvement) et de modéliser les temps de blocage. De même, la caractérisation du canal peut être complétée par une analyse approfondie d'autres paramètres, tels que la dispersion des retards ou la bande de cohérence.

Publications

Publications internationales

- M. Dieng, G. Zaharia, G. El Zein, R. Gillard, R. Loison, "Extension of Indoor MmW Link Radio Coverage in Non-line-of-Sight Conditions", In: El Ghzaoui, M., Das, S., Samudrala, V., Medikundu, N.R. (eds) Next Generation Wireless Communication. Signals and Communication Technology. Springer, Cham, (2024). https://doi.org/10.1007/978-3-031-56144-3_10.
- M. Dieng, G. Zaharia and G. El Zein, "Wideband Measurement and Analysis of Human Blocking on the Indoor Radio Channel at 60 GHz," 2024 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Dubai, United Arab Emirates, 2024, pp. 1-6, doi: 10.1109/WCNC57260.2024.10570684.
- M. Dieng, M. E. Hajj, G. Zaharia and G. E. Zein, "Improvement of Indoor Radio Coverage at 60 GHz in NLOS Configuration," 2021 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), Antibes Juan-les-Pins, France, 2021, pp. 273-276, doi: 10.1109/CAMA49227.2021.9703541.
- M. El Hajj, M. Dieng, G. Zaharia and G. El Zein, "Enhancement Indoor mmWave Coverage Using Passive Reflector for NLOS Scenario," 2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Madrid, Spain, 2022, pp. 1-5, doi: 10.23919/EuCAP53622.2022.9769605.

Publications nationales

- M. Dieng, G. Zaharia, G. El Zein, "Impact d'un panneau réflecteur sur une liaison radio indoor à 60 GHz en configuration NLOS : mesure et simulation", 22ème édition des Journées Nationales Microondes (JNM), Laboratoire XLIM, Jun 2022, Limoges (France), France, hal-04016338.
- M. Dieng, G. Zaharia, G. El Zein, "Mesures à large bande et analyse du blocage humain dans un canal radio indoor à 60 GHz", Actes des Journées d'études SEE-DGA "Propagation radioélectrique - Caractérisation de l'environnement", INSA de Rennes, 22-23 Novembre, 2023, pp. 1-2.
- M. Dieng, M. El Hajj, G. Zaharia, G. El Zein, "Amélioration de la couverture radio indoor à 60 GHz en configuration NLOS", Actes des Journées d'études SEE-DGA "Propagation radioélectrique - Caractérisation de l'environnement", IMT Atlantique, Rennes, 24-25 Novembre, 2021, pp. 1-2.

Bibliographie

- [1] G. Tesserault, "Modélisation multifréquences du canal de propagation", thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, 2008.
- [2] Belkhira, Sid Ahmed Hichame. Optimisation de la QoS dans les réseaux adhoc mobiles. Diss. Université de Haute Alsace-Mulhouse; Université Djillali Liabès (Sidi Bel-Abbès, Algérie), 2020.
- [3] S. A. Busari, K. M. S. Huq, S. Mumtaz, L. Dai and J. Rodriguez, "Millimeter-Wave Massive MIMO Communication for Future Wireless Systems: A Survey," in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 20, no. 2, pp. 836-869, Second quarter 2018
- [4] Kishiyama, Nakamura, "Real and Future for 5G Evolution and 6G," MWE 2018 Workshop FR2A -1, November 2018.
- [5] ITU-R WP5D, "Attachment 2.12 to Chapter 2 of Document 5D/1361 (Meeting report WP 5D #41, June 2022)"
- [6] "IEEE Standard for Information technology, Local and metropolitan area networks, Specific requirements, Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (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
- [7] "IEEE Approved Draft 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 Amendment 5: TV White Spaces Operation", IEEE P802.11af/D6.0, October 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
- [8] Alim, Md Abdul, et al. "Extended Spectrum Access: A Game Changer for WiFi-6E." 2024 IEEE International Mediterranean Conference on Communications and Networking (MeditCom). IEEE, 2024.
- [9] Garcia-Rodriguez, Adrian, et al. "IEEE 802.11 be: Wi-Fi 7 strikes back." IEEE Communications Magazine 59.4 (2021): 102-108.
- [10] K. Pahlavan and P. Krishnamurthy, "Evolution and impact of Wi-Fi technology and applications: A historical perspective," International Journal of Wireless Information Networks, vol. 28, pp. 3–19, 2021
- [11] G. Naik and J.-M. J. Park, "Coexistence of Wi-Fi 6E and 5G NR-U: Can we do better in the 6 GHz bands?" in IEEE INFOCOM 2021-IEEE Conference on Computer Communications. IEEE, 2021, pp. 1–10
- [12] S. Park, B. Kim, I. Kim, and J.-B. Seo, "Deploying automated frequency coordination system for Wi-Fi 6E in South Korea: Challenges and opportunities," IEEE Communications Magazine, vol. 62, no. 1, pp. 112– 118, 2024.
- [13] T. Rodrigues, "10 Wi-Fi predictions for 2024," Wireless Broadband Alliance (WBA) Annual Industry Report 2024, Dec. 7, 2023, Accessed: March 15, 2024. [Online].

Available: <https://wballiance.com/wirelessbroadband-alliance-10-wi-fi-predictions-for-2024/>

- [14] T. Nitsche, C. Cordeiro, A. Flores, E. Knightly, E. Perahia, and J. Widmer, "IEEE 802.11ad: Directional 60 GHz communication for multi-gigabit-per-second Wi-Fi [invited paper]," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 12, pp. 132-141, Dec. 2014
- [15] Aldubaikhy, Khalid, et al. "mmWave IEEE 802.11 ay for 5G fixed wireless access." *IEEE Wireless Communications* 27.2 (2020): 88-95.
- [16] Patriciello, Natale, et al. "NR-U and IEEE 802.11 technologies coexistence in unlicensed mmWave spectrum: Models and evaluation." *IEEE access* 8 (2020): 71254-71271.
- [17] Q. C. Li, H. Niu, A. T. Papathanassiou, and G. Wu, "5G network capacity: Key elements and technologies," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 9, no. 1, pp. 71–78, Mar. 2014.
- [18] Uchida, Iwakuni, Kita, Onizawa, Kishiyama, Suyama, Nagata, and Asai, "Distributed Antenna Systems using High-Frequency-Band targeting 6G Wireless Networks," *IEICE Technical Report*, RCS 2020-148, pp. 73-78, December 2020.
- [19] L. Wei, R. Q. Hu, Y. Qian, and G. Wu, "Key elements to enable millimeter wave communications for 5G wireless systems," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 21, no. 6, pp. 136–143, Dec. 2014
- [20] S. Hur, T. Kim, D. J. Love, J. V. Krogmeier, T. A. Thomas and A. Ghosh, "Millimeter wave beamforming for wireless backhaul and access in small cell networks," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 10, pp. 4391–4403, Oct. 2013
- [21] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus et al., "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work! " *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013
- [22] A. Gupta and R. K. Jha, "A survey of 5G network: Architecture and emerging technologies, " *IEEE Access*, vol. 3, pp. 1206–1232, 2015
- [23] W. H. Chin, Z. Fan, and R. Haines, "Emerging technologies and research challenges for 5G wireless networks," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 21, no. 2, pp. 106–112, Apr. 2014
- [24] H. Shokri-Ghadikolaei, C. Fischione, G. Fodor, P. Popovski, and M. Zorzi, "Millimeter wave cellular networks: A MAC layer perspective, " *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 10, pp. 3437–3458, Oct. 2015
- [25] T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, and S. Sun, "Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design, " *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 9, pp. 3029–3056, Sep. 2015
- [26] Z. Pi and F. Khan, "An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems, " *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 6, pp. 101–107, Jun. 2011
- [27] A. L. Swindlehurst, E. Ayanoglu, P. Heydasri, and F. Capolino, "Millimeter-wave massive MIMO: The next wireless revolution? ", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 9, pp. 56–62, Sep. 2014
- [28] M. El Hajj, "Caractérisation et modélisation du canal de propagation indoor pour les réseaux WLAN/WPAN multi-bandes", thèse de doctorat, INSA-Rennes, 2020
- [29] Van Tuyl, Rory L. "Unlicensed millimeter wave communications. A new opportunity for MMIC technology at 60 GHz." *GaAs IC Symposium IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium*. 18th Annual Technical Digest 1996. IEEE, 1996.

-
- [30] Lawrence, Nicholas P., et al. "5G terrestrial networks: Mobility and coverage—Solution in three dimensions." *IEEE Access* 5 (2017): 8064-8093.
- [31] Hamouda, Cherif. Étude d'une architecture d'émission/réception impulsionnelle ULB pour dispositifs nomades à 60 GHz. Diss. Université Paris-Est, 2014.
- [32] Jun, Sung Yun, and al. "Penetration loss at 60 GHz for indoor-to-indoor and outdoor-to-indoor mobile scenarios" 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). IEEE, 2020.
- [33] C. R. Anderson, T. S. Rappaport, K. Bae, A. Verstak, N. Ramakrishnan, W. H. Tranter, C. A. Shaffer and 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.
- [34] Kodra, S., et al. "Mm-Wave building Penetration Losses: A Measurement Based Critical Analysis." *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation* (2024).
- [35] Recommandation UIT-R P.676-8 (10/2009), Affaiblissement dû aux gaz de l'atmosphère
- [36] Lounis, Chanez. "Caractérisation du canal de propagation à 60 GHz dans un environnement minier souterrain" Diss. Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2014.
- [37] Wilhelm Keusgen. Broadband Millimeter Wave Communication – System Design Concepts and Trials. In 2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Workshop, Atlanta, GA, USA, June 15-20, 2008.
- [38] Haibing Yang, M. H. A. J. Herben and 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.
- [39] F. Yildirim, A. S. Sadri and H. Liu, "Polarization Effects for Indoor Wireless Communications at 60 GHz", *IEEE Communications Letters*, t. 12, no 9, p. 660-662, 2008.
- [40] I. A. Hemadeh, K. Satyanarayana, M. El-Hajjar and L. Hanzo, "Millimeter-Wave Communications: Physical Channel Models, Design Considerations, Antenna Constructions, and Link-Budget", *IEEE Communications Surveys Tutorials*, t. 20, no 2, p. 870-913, 2018.
- [41] Drissi, Meriem. Étude et conception d'antennes réseaux intelligente 5G pour les' small cell". Diss. Normandie Université ; Université des sciences, des techniques et de médecine de Tunis, 2023.
- [42] J. Zhang, E. Björnson, M. Matthaiou, D. W. K. Ng, H. Yang and D. J. Love, "Prospective Multiple Antenna Technologies for Beyond 5G", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, p. 1-1, 2020.
- [43] A. L. Swindlehurst, E. Ayanoglu, P. Heydari and F. Capolino, "Millimeter-Wave Massive MIMO: The Next Wireless Revolution?", *IEEE Communications Magazine*, t. 52, no 9, p. 56-62, 2014
- [44] J. Zhang, S. Chen, Y. Lin, J. Zheng, B. Ai and L. Hanzo, "Cell-Free Massive MIMO: A New Next-Generation Paradigm", *IEEE Access*, t. 7, p. 99 878- 99 888, 2019
- [45] J. Hoydis, S. ten Brink and 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, no 2, p. 160-171, 2013

-
- [46] P. F. M. Smulders, "Statistical Characterization of 60-GHz Indoor Radio Channels", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 57, no 10, p. 2820-2829, 2009.
- [47] K. Yang, M. Berbineau, J. Ghys, Y. Cocheril and 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.
- [48] K. Haneda, K. Takizawa, M. Kyro, H. Hagiwara and P. Vainikainen, "Scatterer Localization in Hospital Rooms at 60 GHz", in 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2012, p. 530-534.
- [49] M. Khatun, H. Mehrpouyan and 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.
- [50] S. Ramachandran, M. J. Neve and K. W. Sowerby, "Millimetre Wave Antenna Deployment in a Single Room Environment", *IET Microwaves, Antennas Propagation*, t. 12, no 15, p. 2390-2394, 2018.
- [51] Lyu, Pengfei. "Numerical and Experimental Indoor Channel Analysis for LOS-NLOS Identification at 60 GHz". Diss. Sorbonne Université, 2020.
- [52] G. Marsaglia, W. W. Tsang, and J. Wang, "Evaluating Kolmogorov's Distribution," *Journal of Statistical Software*, vol. 8, no. 18, 2003.
- [53] Sayegh, Zaher. "Contribution à l'étude du canal de propagation à l'intérieur des bâtiments par simulations et mesures". Thèse de doctorat, Diss. INSA de Rennes, 2017.
- [54] J. D. Parsons. "The Mobile Radio Propagation Channel". Wiley, 2000.
- [55] Lazarus, M. J. "Fresnel-zone plate aids low-cost Doppler design." *Microwaves* 18.11 (1979): 78-80.
- [56] Khelil, Abdellatif. "Etude et performance d'un système de communication sans fil à base d'ofdma mimo". Diss. Université Ferhat Abbas, 2017.
- [57] Joseph B. Keller. "Geometrical theory of diffraction". *J. Opt. Soc. Am.*, 52(2):116, 1962.
- [58] R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak. "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface". *Proceedings of the IEEE*, 62(11) :1448, 1974.
- [59] R. Cosquer, "Conception d'un sondeur de canal MIMO, Caractérisation d'un canal de propagation d'un point de vue directionnel et doublement directionnel", Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Octobre 2004.
- [60] M. Ing, and Sidonie Edith Morry, "Des Systèmes, Maitrise En Technologie" Ecole De Technologie Supérieure Université du Québec."
- [61] P. Smulders, "Exploiting the 60 GHz Band for Local Wireless Multimedia Access: Prospects and Future Directions", *IEEE Communications Magazine*, t. 40, no 1, p. 140-147, 2002.
- [62] Gao, Jing, et al. "The implementation of a 2/4/8 antennas configurable diversity OFDM receiver for mobile HDTV application." *International Journal of Digital Multimedia Broadcasting* 2009.1 (2009): 303627.
- [63] T. S. Rappaport. "Wireless Communication: Principles and Practice." Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall PTR, 1996.

- [64] Pahlavan, K., and S. J. Howard. "Frequency domain measurements of indoor radio channels." *Electronics Letters* 24.25 (1989): 1645-1647.
- [65] K. Issiali, "Study of smart antennas and MU-MIMO techniques for indoor radio engineering and planning tools," PhD Thesis, Université européenne de Bretagne, Rennes, France, 2015.
- [66] H. Sizon, "La propagation des ondes radioélectriques". Paris; Berlin; Heidelberg; New York; Hong Kong; London; Milan; Tokyo: Springer, 2003.
- [67] V. Y. Vu. "Conception et réalisation d'un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs cinq ports pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments". PhD thesis, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, décembre 1995.
- [68] S. Collonge, "Caractérisation et modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments", thèse de doctorat, 2003.
- [69] B. Sklar. "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems - Part I: Characterization". *IEEE Communications Magazine*, pages 90–100, Jul. 1997
- [70] S. Hur, S. Baek, B. Kim, Y. Chang, A. F. Molisch, T. S. Rappaport, K. Haneda and J. Park, "Proposal on Millimeter-Wave Channel Modeling for 5G Cellular System", *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, t. 10, no 3, p. 454-469, 2016.
- [71] S. Geng, J. Kivinen, X. Zhao and P. Vainikainen, "Millimeter-Wave Propagation Channel Characterization for Short-Range Wireless communications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, t. 58, no 1, p. 3-13, 2008.
- [72] S. Deng, M. K. Samimi and 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.
- [73] Al. Sulyman, A. Alwarafy and HE. Seleem, "Path loss channel models for 5G cellular communications in Riyadh city at 60 GHz", *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, May 2016.
- [74] S. Piersanti, L. A. Annoni and D. Cassioli, "Millimeter Waves Channel Measurements and Path Loss Models", in 2012 IEEE International Conference on Communications (ICC), IEEE, 2012, p. 4552-4556.
- [75] G. R. MacCartney, J. Zhang, S. Nie and 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.
- [76] 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, no 3, p. 158-162, 2002.
- [77] M Kacou, V. Guillet, G. El Zein and G. Zaharia, "A Multi-wall and Multi frequency Home Environment Path Loss Characterization and Modeling" *Propagation (EUCAP 2018)*, Apr 2018, Londres, United Kingdom. 10.1049/cp.2018.0464. Hal-01764470
- [78] UIT-R, " Données de propagation et méthodes de prévision pour la planification des systèmes de radiocommunication d'intérieur et des réseaux locaux radioélectriques dans la gamme de fréquences de 900 MHz à 100 GHz", dans la recommandation UIT-R P.1238-7, éd. Genève : UIT, 2012
- [79] M. Kacou. "Conception de modèles pour la planification de réseaux sans fil multi technologiques intérieurs", thèse de doctorat INSA de Rennes, 2019

- [80] G. R. MacCartney, J. Zhang, S. Nie and 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
- [81] ETSI TR 138 900 V15.0.0 (2018-07), 3GPP TR 38.900 version 15.0.0 Release 15, "Study on channel model for frequency spectrum above 6 GHz", Rapport technique
- [82] UIT-R M.2412-0, " Lignes directrices pour l'évaluation des technologies d'interface radio pour l'IMT-2020", Rapport, 10/2017
- [83] S. Collonge, G. Zaharia and G. El Zein, "Influence of the Human Activity on Wide-Band Characteristics of the 60 GHz Indoor Radio Channel", IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 3, no. 6, November 2004
- [84] A. Muqaibel, A. Safaai-Jazi, A. Attiya, B. Woerner and S. Riad, "Path-Loss and Time Dispersion Parameters for Indoor UWB Propagation", IEEE Transactions on Wireless Communications, t. 5, no 3, p. 550-559, 2006.
- [85] 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, no 5, p. 625-635, 1972.
- [86] Altair WinProp 2024, User Guide, [Online]. Available : https://www.google.com/url?sa=t&source=web&rct=j&opi=89978449&url=https://help.altair.com/winprop/pdf/Altair_WinProp_User_Guide.pdf&ved=2ahUKEw1NHappWIAxV yRKQEHfexAyEQFnoECBQQAQ&usq=AOvVaw3r-WYUOpKKy96MCM2xrZdC
- [87] M. El Hajj, G. Zaharia, G. El Zein, H. Farhat and 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.
- [88] T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, Jr., S. Sun, H. Yan and S. Deng, "Small-Scale, Local Area, and Transitional Millimeter Wave Propagation for 5G Communications," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Special Issue on 5G, Nov. 2017.
- [89] K. Sato and T. Manabe, "Estimation of propagation-path visibility for indoor wireless LAN systems under shadowing condition by human bodies," in Proc. 48th IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC), vol. 3. May 1998, pp. 2109–2113.
- [90] S. Collonge, G. Zaharia and G. E. Zein, "Wideband and dynamic characterization of the 60 GHz indoor radio propagation—Future home WLAN architectures," Annales des Télécommun., vol. 58, no. 3, pp. 417–447, Mar. 2003.
- [91] A. Maltsev et al., "Channel Models for 60 GHz WLAN Systems," IEEE doc. 802.11-09/0334r8, May 2010.
- [92] S. Y. Seidel and T. S. Rappaport, "Site-specific propagation prediction for wireless in-building personal communication system design," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 43, no. 4, pp. 879–891, Nov. 1994.
- [93] M. Jacob, C. Mbianke, and T. Kürner, "Human Body Blockage - Guidelines for TGad MAC development," IEEE doc. 802.11-09/1169r0, Nov. 2009.
- [94] M. Jacob, S. Priebe, and T. Kürner, "Modeling the Human Induced 60 GHz Channel Dynamics," IEEE Standard 802.11-11/1170r0, Nov. 2009.
- [95] Technical Specification Group Radio Access Network: "Channel Model for Frequency Spectrum Above 6 GHz (Release 14)", document TR 38.900 V14.2.0, 3GPP, Dec. 2016.

- [96] METIS, "METIS Channel Model, " METIS2020, Deliverable D1.4 v3, Jul. 2015.
- [97] J. Medbo and F. Harrysson, "Channel modeling for the stationary UE scenario," in Proc. 7th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP), Apr. 2013, pp. 2811–2815.
- [98] X. Chen, L. Tian, P. Tang and J. Zhang, "Modelling of human body shadowing based on 28 GHz indoor measurement results."IEEE 84th vehicular technology conference (VTC-Fall), Sept. 2016.
- [99] F. Alsaleemz, JS Thompson, DI Laurenson, SK Podilchak and CA Alistarh, "Small-size blockage measurements and modelling for mmWave communications systems", 31st Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Oct. 2020.
- [100] X. Liu, Y. Zhang, T. Jiangy, L. Yu, J. Zhang and L. Xiay, "Modélisation des pertes de blocage par plusieurs personnes sur une bande d'ondes millimétriques", 95e conférence sur la technologie des véhicules de l'IEEE 2022.
- [101] LA Fierro, EC Maggi, AA Vazquez and D. Schkolnik, "Empirical Results for Human-Induced Shadowing events for Indoor 60 GHz Wireless Links", 2020 IEEE Access, section spéciale sur la propagation des ondes millimétriques et térahertz, la modélisation des canaux et applications.
- [102] K. Yoshikawa and T. Hayashi, "Experimental study of loss and variation of human blockage for terahertz wireless communications", 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), May. 2022.
- [103] GR MacCartney, TS Rappaport and S. Rangan, "Rapid Fading Due to Human Blockage in Pedestrian Crowds at 5G Millimeter-Wave Frequencies ", 2017 IEEE Global.
- [104] 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, vol. 2019, no. 1, pp. 1–20, 2019.
- [105] W. Khawaja, O. Ozdemir, Y. Yapici, F. Erden, and I. Guvenc, "Coverage Enhancement for NLOS mmWave Links Using Passive Reflectors," IEEE Open Journal of the Communications Society, vol. 1, pp. 263– 281, 2020.
- [106] M. Bennai, L. Talbi, J. Le Bel, and K. Hettak, "Medium Range Backhaul Feasibility Under NLOS Conditions at 60 GHz, " in Global Symposium on Millimeter-Waves (GSMM). IEEE, 2015, pp. 1–3.
- [107] D. Wang, R. Gillard, and R. Loison, "A 60 GHz Passive Repeater Array With Quasi-Endfire Radiation Based On Metal Groove Unit- Cells, "International Journal of Microwave and Wireless Technologies, vol. 8, no. 3, pp. 431–436, 2016.
- [108] S. Hiranandani, S. Mohadikar, W. Khawaja, O. Ozdemir, I. Guvenc, and D. Matolak, "Effect of Passive Reflectors On The Coverage of IEEE 802.11 ad mmWave Systems." 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), August.2018.
- [109] W. Khawaja, O. Ozdemir, Y. Yapici, I. Guvenc, M. Ezuma, and Y. Kakishimay, "Indoor Coverage Enhancement for mmwave Systems with Passive Reflectors: Measurements and Ray Tracing Simulations, " arXiv preprint arXiv: 1808.06223, 2018.

- [110] D. Wang, R. Gillard and R. Loison, "A 60 GHz passive repeater array with quasi-endfire radiation based on metal groove unit-cells", *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 8, non. 3, 2016, p. 431-436
- [111] N. Yu, P. Genevet, MA. Kats, F. Aieta, JP. Tetienne, F. Capasso and Z. Gaburro, "Light propagation with phase discontinuities: generalized laws of reflection and refraction", *SCIENCE*, Vol. 334, numéro 6054, septembre 2011.
- [112] P. Nayeri, F. Yang and AZ. Elsherbeni "Reflectarray antennas: theory, designs, and applications.", Wiley, 2018
- [113] A. Palomares-Caballero, C. Molero, P. Padilla and al. "Wideband Metal-only Reflectarray for Controlling Orthogonal Polarizations.", *IEEE TAP*, Vol. 71, numéro 3, mars 2023, pp. 2247-2258
- [114] Z. An, T. Makdissy, M. Garcia-Vigueras, S. Vaudreuil, R. Gillard, "A Metal-Only Reflectarray Made of 3D Phoenix Cells.", 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Madrid, Avril 2022.

COLLEGE MATHS, TELECOMS

DOCTORAL INFORMATIQUE, SIGNAL

BRETAGNE SYSTEMES, ELECTRONIQUE



Titre : Etude et caractérisation du canal de propagation indoor à 60 GHz hors visibilité directe

Mots clés : Canal de propagation indoor, 5G+/WLAN, 60 GHz, NLOS, pertes de blocage, réflecteur passif

Résumé : Au cours des dernières années, les systèmes de communication sans fil ont connu un essor considérable. En raison de leur large bande passante, les fréquences millimétriques constituent une solution prometteuse pour transmettre des débits très élevés. Cette thèse a été réalisée dans le cadre du projet ANR MESANGES. Ce projet porte sur les réseaux à haut débit (5G/6G/WLAN) en mmW, en considérant des antennes à base de métasurfaces et des algorithmes de formation de faisceaux. L'objectif de cette thèse consiste à étudier et analyser la propagation des ondes dans des environnements indoor à 60 GHz. En particulier, l'accent est porté sur des situations de propagation hors visibilité.

Les premières campagnes de mesure portent sur l'évaluation de l'impact d'un bloqueur humain sur la propagation des ondes. Nous avons ensuite exploré des solutions pour une amélioration de la couverture radioélectrique hors visibilité. Cela nous conduit à utiliser des réflecteurs passifs (panneau réflecteur métallique dans un couloir en L, réseau d'antennes passif dans un couloir en T). Une comparaison entre les mesures et les simulations a été effectuée, en se basant sur l'étude des pertes de puissance, des profils puissance-retard et des angles d'arrivée. Ces résultats seront utiles à la conception et à la mise en œuvre de la formation des faisceaux lorsque la visibilité directe est perdue

Title: Study and characterization of the indoor propagation channel at 60 GHz in non-line-of-sight

Keywords: Indoor propagation channel, 5G+/WLAN, 60 GHz, NLOS, blocking losses, passive reflector

Abstract: In recent years, wireless communication systems have experienced a considerable boom. Due to their large bandwidth, millimeter frequencies are a promising solution for transmitting very high data rates. This thesis was carried out within the framework of the ANR MESANGES project. This project focuses on high-speed networks (5G/6G/WLAN) in mmW, considering metasurface-based antennas and beamforming algorithms. The objective of this thesis is to study and analyze wave propagation in indoor environments at 60 GHz. In particular, the focus is on non-line-of-sight propagation situations.

The first measurement campaigns focus on the assessment of the impact of a human blocker on wave propagation. We then explored solutions for improving non-line-of-sight radio coverage. This leads us to use passive reflectors (metal reflector panel in an L-shaped corridor, passive antenna array in a T-shaped corridor). A comparison between measurements and simulations was performed, based on the study of power losses, power-delay profiles and angles of arrival. These results will be useful for the design and implementation of beamforming when line-of-sight is lost.