

Titre: Utilisation des ondes millimétriques pour la prochaine génération de services mobiles : scénarios, défis et perspectives
Title: services mobiles : scénarios, défis et perspectives

Auteur: Mamadi I. I. I. Fara Camara
Author:

Date: 2021

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Camara, M. I. I. I. F. (2021). Utilisation des ondes millimétriques pour la prochaine génération de services mobiles : scénarios, défis et perspectives [Mémoire de maîtrise, Polytechnique Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/9972/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/9972/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Chahe Nerguzian, & Tarek Djerafi
Advisors:

Programme: Génie électrique
Program:

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

**Utilisation des ondes millimétriques pour la prochaine génération de services
mobiles : scénarios, défis et perspectives**

MAMADI III FARA CAMARA

Département de génie électrique

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*
Génie électrique

Décembre 2021

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

Ce mémoire intitulé :

Utilisation des ondes millimétriques pour la prochaine génération de services mobiles : scénarios, défis et perspectives

présenté par **Mamadi III Fara CAMARA**

en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

Mohammad S. SHARAWI, président

Chahé NERGUIZIAN, membre et directeur de recherche

Tarek DJERAIFI, membre et codirecteur de recherche

Serioja Ovidiu TATU, membre externe

DÉDICACE

À ma famille

REMERCIEMENTS

La réalisation de ce projet de mémoire a été possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui je voudrais témoigner toute ma gratitude. Je souhaite avant tout remercier mon directeur de recherche, le professeur Chahé Nerguizian, pour le temps qu'il a consacré à m'apporter les outils méthodologiques indispensables à la conduite de cette recherche. Son exigence m'a grandement stimulé.

Je remercie en particulier mon codirecteur, le professeur Tarek Djerafi, Institut National de Recherche Scientifique du Québec, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter ma réflexion. Je tiens également à remercier les techniciens du Poly-Grames pour leur franche collaboration dans l'aboutissement de ce mémoire, Steve Dubé, Traian Antonescu, et Maxime Thibault. Je remercie aussi Jean-Sébastien Décarie pour le support informatique qu'il a pu m'apporter. Ensuite, mes remerciements particuliers au docteur Louis-Philippe Carignan, associé de recherche à Poly-Grames pour sa disponibilité et son assistance dans mes différents appétits de mesures.

Je remercie également les professeurs Mohammad Sharawi et Serioja Tatu d'avoir accepté de lire mon mémoire et d'en constituer le jury.

Je voudrais exprimer ma reconnaissance envers mon agente préférée Brigitte, ainsi que l'administration du département de génie électrique, Line Parisien, Rachel Lortie, Nathalie Lévesque, le service aux étudiants de polytechnique (SEP), les amis et collègues qui m'ont apporté leur soutien moral et intellectuel tout au long de ma démarche trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude.

Enfin, je remercie ma famille en Guinée, qui malgré la distance a su prendre soin de moi et s'intéresser à mon projet de recherche. À mon défunt grand frère, qu'il continue de se réposer en paix. Que ma conjointe, Saran et mes jumeaux, Mohamed et Nafina trouvent ici l'expression de mon amour et mes sentiments renouvelés.

RÉSUMÉ

L'incroyable demande de bande passante de données ne montre aucun signe de ralentissement dans un avenir prévisible. Afin de fournir des services multimédias rapides, audio, vidéo et en temps réel de haute qualité, une large bande passante est nécessaire. Alors que le spectre millimétrique offre une excellente opportunité d'augmenter la capacité, on sait peu de choses sur les caractéristiques de propagation des canaux pour les réseaux d'accès mobiles dans des environnements urbains internes denses à ces fréquences porteuses. Différentes approches de sondage de canal, en particulier des systèmes d'impulsions RF, un analyseur de réseau vectoriel, un système à spectre étalé et des systèmes basés sur OFDM sont utilisées. En raison des limitations, le système à spectre étalé, qui est un système de sondage de canal basé sur le temps, est largement utilisé car il offre une résolution de bande passante meilleure et plus élevée pour prendre en charge les trajets multiples. De nombreux systèmes de sondage à canaux à spectre étalé développés à ce jour sont limités à une bande passante inférieure à 1 GHz. Ces systèmes ont été mis en œuvre sans étude préalable ni estimation de performances en considérant des scénarios réalistes, tant sur la bande passante utilisable que sur les paramètres des antennes utilisées. De plus, ces sondeurs sont volumineux et lourds, ce qui limite leur flexibilité et leur mobilité. Par conséquent, il est nécessaire d'étudier et de concevoir un sondeur de canal qui surmonte les limitations énumérées.

L'objectif principal de cette recherche est d'explorer la faisabilité d'un système de sondeur à canaux intégré compact capable de résoudre des trajets multiples dans des canaux à ondes millimétriques, crucial pour permettre diverses applications envisagées dans les systèmes 5G et futurs. Néanmoins, il convient de mentionner que les antennes sont les composants clés de tout système de communication sans fil. Des études paramétriques sont réalisées et mises en œuvre en bande Ka sur la base du logiciel Feko, un outil de pointe pour comprendre et optimiser le placement et le couplage des antennes dans un environnement de propagation réaliste. Les paramètres de canal extraits pour différents scénarios, y compris intérieur-intérieur et extérieur-intérieur, sont utilisés pour alimenter un logiciel de conception de système (ADS : Advanced Design System) de manière co-simulée pour estimer les performances en termes d'efficacité de bande passante en présence de différentes antennes (gain et placement).

Par conséquent, notre recherche se concentre sur les défis de la réalisation d'un générateur de code pseudo aléatoire (PN) et de la fabrication d'une antenne cornet corrugée, physiquement petite et rayonnant des faisceaux relativement étroits, adaptée aux émetteurs-récepteurs miniaturisés. Pour atteindre nos objectifs, nous avons développé une méthode pour réduire la profondeur de l'antenne cornet en utilisant des lentilles. Nous concevons et étudions ensuite

deux types d'antennes à lentilles intégrées (ILA), à savoir les demi-objectifs Maxwell fish-eye (HMFE) et les lentilles à gradins. Enfin, nous avons pu obtenir des résultats tangibles en réduisant considérablement le niveau des lobes secondaires, l'erreur de phase introduite par l'antenne cornet et en augmentant le gain global de l'antenne. L'étude réalisée incluant la conception et la mise en œuvre de composants non disponibles dans le commerce permet le développement éventuel dans le futur d'un système de sondeur compact et à faible coût.

ABSTRACT

The incredible demand for data bandwidth shows no signs of slowing down for the foreseeable future. In order to provide fast multimedia, high quality audio, video and real-time services, a large amount of bandwidth is required. While millimeter wave spectrum offers an excellent opportunity to increase capacity, little is known about the channel propagation characteristics for mobile access networks in internal, urban environments dense at these carrier frequencies.

Different approaches of channel sounding, in particular RF pulse systems, vector network analyzer, spread spectrum system and OFDM based systems are used. Due to the limitations, the spread spectrum system, which is a time-based channel sounding system, is extensively used because it offers better and higher bandwidth resolution to accommodate multi paths. Many spread spectrum channel sounding systems developed to date are limited to a bandwidth of less than 1 GHz. These systems have been implemented without a prior study or estimation of performance by considering realistic scenarios, on the usable bandwidth as well as the parameters of the antennas used. Also, these sounders are large and heavy, which limits their flexibility and mobility. Therefore, it is mandatory to study and design channel sounder which overcome the enumerated limitations.

The primary objective of this research is to explore feasibility of a compact integrated channel sounder systems capable of resolving multi paths in millimeter wave channels, crucial to enable various applications envisioned in 5G and future systems. Nonetheless, it is worth mentioning that antennas are the key components of any wireless communication system. Parametric studies are carried out and implemented in Ka-band based on Feko software a leading tool for understanding and optimizing antenna placement and coupling in realistic propagation environment. The extracted channel parameters for different scenarios including indoor-indoor and outdoor-indoor are used to feed a system-design software (ADS: Advanced Design System) in co-simulation way to estimate the performances in term of bandwidth efficiency in presence of different antennas gains and placements.

Therefore, our research focuses on the challenges of realizing a pseudo noise (PN) code generator and the fabrication of a corrugated horn antenna, physically small and radiating relatively narrow beams, suitable for miniaturized transceivers. To achieve our objectives, we developed a method for reducing the depth of the horn antenna by using lenses. We then design and investigate two types of integrated lens antennas (ILA), namely the half Maxwell fish-eye (HMFE) and the step lenses. Finally, we were able to obtain tangible

results in particular by considerably reducing the level of the secondary lobes, the phase error introduced by the horn antenna and by increasing the overall gain of the antenna. The accomplished study including the design and implementation of components not commercially available allow the possible development in the future of a compact and low cost sounder system.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iii
REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	v
ABSTRACT	vii
TABLE DES MATIÈRES	ix
LISTE DES TABLEAUX	xii
LISTE DES FIGURES	xiii
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xvii
 CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
1.1 Problématique	1
1.2 Objectifs de la recherche	2
1.3 Plan du mémoire	2
 CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE	4
2.1 Introduction	4
2.2 Principes fondamentaux et état de l'art des systèmes de communications millimétriques 5G	4
2.2.1 Mise en contexte générale	4
2.2.2 Aperçu des canaux millimétriques 5G	6
2.2.3 Densification du réseau	6
2.2.4 Caractérisation des canaux intérieurs et extérieurs	7
2.3 Techniques de sondage des canaux	11
2.3.1 Système d'impulsions RF directes	12
2.3.2 Analyseur de réseau vectoriel à balayage de fréquence	13
2.3.3 Corrélateurs glissants à spectre étalé	14
2.3.4 Sondage de canal basé sur la méthode OFDM	16
2.4 Conclusion	17

CHAPITRE 3 ÉTUDE DU SYSTÈME ET CARACTÉRISATION DU CANAL	19
3.1 Introduction	19
3.2 Étalement Spectral	19
3.2.1 Principe de l'étalement spectral	19
3.2.2 Concepts de l'étalement spectral	20
3.2.3 Séquences d'étalement	22
3.3 Environnement de la co-simulation	27
3.3.1 Implémentation de l'émetteur-récepteur dans ADS	28
3.3.2 Modélisaiton du milieu de propagation	30
3.4 Étude de la propagation dans les scénarios intérieurs	34
3.5 Scénarios extérieurs vers intérieurs - Outdoor to Indoor (O2I)	51
3.6 Conclusion	57
CHAPITRE 4 IMPLÉMENTATION DE L'ANTENNE ET LES COMPOSANTS DE BASE	59
4.1 Introduction	59
4.2 Historique	59
4.3 Aperçu du fonctionnement des lentilles	60
4.3.1 Différentes configurations de lentilles	61
4.3.2 Conception des lentilles	62
4.4 Caractérisation de la permittivité complexe du PLA	66
4.4.1 Algorithme d'extraction des paramètres complexes	67
4.4.2 Environnement de mesures	69
4.5 Sources des antennes à lentilles intégrées	70
4.5.1 Antennes cornets	71
4.5.2 Antennes corrugées	72
4.6 Conception de l'antenne	72
4.6.1 Les lentilles	73
4.6.2 Les diagrammes de rayonnement	75
4.6.3 Double polarisation	79
4.7 Implémentation du générateur de séquence PN	83
4.7.1 Capacités du sondeur de canal basé sur le code PN	84
4.8 Conclusion	88
CHAPITRE 5 CONCLUSION	90
5.1 Synthèse des travaux	90
5.2 Travaux futures	92

RÉFÉRENCES	93
----------------------	----

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1	Sondeurs de canaux basés sur un analyseur de réseau vectoriel (Vector Network Aanalyser)	14
Tableau 2.2	Sondeurs de canaux dans le domaine temporel (Pseudo-Noise Signal Generator)	16
Tableau 2.3	Sondeurs de canaux basés sur la méthode OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiple Access)	17
Tableau 3.1	Paramètres multi-trajets du modèle SRT du Site 1 à 28 GHz avec une puissance de transmission de 27 dBm.	38
Tableau 3.2	Paramètres multi-trajets du modèle SRT du Site 3 à 2 GHz avec une puissance de transmission de 27 dBm.	38
Tableau 4.1	Permittivité de l'échantillon à 28 GHz	70
Tableau 4.2	Paramètres et dimensions de l'antenne proposée à 28 GHz	73
Tableau 4.3	Paramètres et dimensions de la transition proposée dans HFSS	81

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1	Utilisation prévue des bandes de fréquence 5G [1]	5
Figure 2.2	Les bandes de fréquences millimétrique 5G [2]	6
Figure 2.3	Propagation multitrajets interieure	8
Figure 2.4	Propagation à deux rayons d'un émetteur à un récepteur	9
Figure 2.5	Évanouissements de canal à grande et petite échelle	11
Figure 2.6	Système de mesure de la réponse impulsionale du canal par RF directes	12
Figure 2.7	Schéma bloc de l'analyseur de réseau à balayage de fréquence	13
Figure 2.8	Architecture du sondeur de canal à spectre étalé	15
Figure 3.1	Système à spectre étalé direct (a) données binaires (b) Séquence PN (c) Signal étalé	21
Figure 3.2	Concept de l'étalement spectral	21
Figure 3.3	Registre à décalage à m étages	23
Figure 3.4	Autocorrélation d'une séquence maximale et une sequence binaire aléatoire [3]	26
Figure 3.5	Densité spectrale de puissance de la séquence maximale [3]	27
Figure 3.6	Schéma fonctionnel complet du système du sondeur de canal	27
Figure 3.7	Schéma fonctionnel du système de l'émetteur du sondeur de canal . .	29
Figure 3.8	Schéma fonctionnel du système de récepteur du sondeur de canal . .	29
Figure 3.9	Modélisation du milieu de propagation dans <i>Feko-Winprop</i>	31
Figure 3.10	Modèle de base de données 3D (a) Vue fermée (b)Vue découverte . .	32
Figure 3.11	Propagation intérieure (a) Site 1(b) Site 2	33
Figure 3.12	Représantatin du Gain 3D de l'antenne utilisée conçue dans HFSS . .	34
Figure 3.13	Multitrajets du site 1 avec une antenne de 18 dBi à 28 GHz	36
Figure 3.14	Multitrajets du site 3 avec une antenne de 3.7 dBi à 2 GHz	36
Figure 3.15	Affaiblissement de trajet omnidirectionnel à 28 GHz pour les environnements LOS et NLOS avec le modèle SRT	39
Figure 3.16	Affaiblissement de trajet omnidirectionnel à 28 GHz pour les environnements LOS et NLOS avec le modèle DPM	39
Figure 3.17	Configuration des délais dans le canal de propagation avec ADS . . .	41
Figure 3.18	Spectre de puissance versus variation de la distance du trajet pour $G_T=18$ dBi, $f_0= 28$ GHz et $W= 500$ MHz	43
Figure 3.19	Spectre de puissance versus variation de la distance du trajet pour $G_T=18$ dBi, $f_0= 28$ GHz et $W= 1$ GHz	43

Figure 3.20	Spectre de puissance normalisé site 1 (a) W=500 MHz pour 5m (b) W=500 MHz pour 10m (c) W=1 GHz pour 5m (d) W=1 GHz pour 10m	44
Figure 3.21	Efficacité spectrale pour une antenne de gain (a) 6 dBi (b) 12 dBi (c) 18 dBi (d) 24 dBi	45
Figure 3.22	Fonction de densité de probabilité de l'étalement efficace	46
Figure 3.23	Étalement efficace du délai LOS versus distance	47
Figure 3.24	Profile de retard de puissance reçue dans un environnement interne LOS et NLOS du site 1	49
Figure 3.25	Profile de retard de puissance reçue dans un environnement interne LOS et NLOS du site 2	49
Figure 3.26	Profile de retard de puissance reçue dans un environnement interne LOS et NLOS du site 3	50
Figure 3.27	Modèle de simulation du scénarios O2I	51
Figure 3.28	Pertes de chemin - site 5 situé à 6.23 m du modèle avec un gain d'antenne de 12 dBi	52
Figure 3.29	Pertes de chemin - site 5 situé à 6.23 m du modèle avec un gain d'antenne de 18 dBi	53
Figure 3.30	Pertes de chemin - site 6 situé à 0.79 m du modèle avec un gain d'antenne de 18 dBi	53
Figure 3.31	Pertes de chemin - site 6 situé à 0.79 m du modèle avec un gain d'antenne de 12 dBi	54
Figure 3.32	Pertes de chemin - site 7 situé à 1 m du modèle avec un gain d'antenne de 12 dBi	54
Figure 3.33	Pertes de chemin - site 8 situé à 5.41 m du modèle avec un gain d'antenne de 18 dBi	55
Figure 3.34	Pertes de chemin - site 8 situé à 5.41 m du modèle avec un gain d'antenne de 12 dBi	55
Figure 3.35	Spectre de puissance normalisé site 9 (a) W=500 MHz pour 6m (b) W=500 MHz pour 10m (c) W=1 GHz pour 6m (d) W=1 GHz pour 10m	57
Figure 4.1	Antennes directives : (a) lentille ; (b) réflecteur [4]	60
Figure 4.2	Différentes configurations de lentille de Fresnel : (a) Lentille rainurée quart d'onde, (b) Lentille FZP quart d'onde à anneaux diélectriques, (c) Lentille ordinaire, (d) Lentille ordinaire zonée, (e) Lentille FZP quart d'onde diélectrique simple percée [4]	61
Figure 4.3	Géométrie d'une lentille diélectrique	62

Figure 4.4	Tracés de rayons au sein d'une lentille (a) de Luneburg, (b) Maxwell fish-eye (MFE), et (c) Half Maxwell fish-eye (HMFE)	63
Figure 4.5	Géométrie du cornet avec (a) Lentille HMFE (b) Lentille périodique .	65
Figure 4.6	Schéma de l'échantillon de matériau diélectrique d'épaisseur d	67
Figure 4.7	Photo du système de mesure d'un échantillon du PLA utilisé comme lentille intégrée à l'antenne corrugée	70
Figure 4.8	Différentes configurations d'antennes cornets [5]	71
Figure 4.9	Structure de l'antenne corrugée proposée	72
Figure 4.10	Modèles de lentilles conçues dans HFSS (a) Double surface (b) Lentille périodique	74
Figure 4.11	Lentilles fabriquées (a) Double surface (b) Lentille périodique	74
Figure 4.12	Structure de l'antenne fabriquée (a) Vue des corrugations (b) avec lentille périodique à l'ouverture	75
Figure 4.13	Diagramme de rayonnement simulé et mesuré normalisé de l'antenne corrugée seule dans les plans E et H	76
Figure 4.14	Diagramme de rayonnement simulé et mesuré normalisé de l'antenne corrugée avec la lentille HMFE dans les plans E et H	77
Figure 4.15	Diagramme de rayonnement simulé et mesuré normalisé de l'antenne corrugée avec la lentille périodique dans les plans E et H	77
Figure 4.16	Paramètres du coefficient de réflexion S_{11} simulés et mesurés de l'antenne à lentille intégrée	78
Figure 4.17	Structure générale de la transition dans HFSS	79
Figure 4.18	Assemblage général de la transition SIW-CWG	80
Figure 4.19	Champ électrique et isolation du mode TE_{10}	81
Figure 4.20	Isolation entre les ports simulé dans HFSS	82
Figure 4.21	Coefficients de transmission entre les ports simulés dans HFSS	82
Figure 4.22	Générateur de code PN avec des blocs ADS contrôlables en terme de longueur de séquences et la bande	84
Figure 4.23	PN5 avec des taps [5,2] (a) Domaine temporel 1.25 ns chips(b) Spectre de puissance à 800 MHz d'horloge, (c) Domaine temporel 1 ns chips(d) Spectre de puissance à 1 GHz d'horloge, (e) Domaine temporel 0.67 ns chips (f) Spectre de puissance à 1.5 GHz d'horloge	85
Figure 4.24	PN9 avec des taps [9,8,4,1] (a) Domaine temporel 1.25 ns chips(b) Spectre de puissance à 800 MHz d'horloge, (c) Domaine temporel 1 ns chips(d) Spectre de puissance à 1 GHz d'horloge, (e) Domaine temporel 0.67 ns chips (f) Spectre de puissance à 1.5 GHz d'horloge	86

Figure 4.25	Spectre de puissance PN pour des taps (a) [9,4] à 1.25 ns chips (b) [9,6,4,3] 1.25 ns chips, (c) [9,4] à 0.67 ns chips (d) [9,6,4,13] 0.67 ns chips	87
Figure 4.26	Schéma du générateur de code PN proposé	88

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ADS	Advanced Design System
CWG	Circular Waveguide
DoA	Direction of Arrival
DoD	Direction of Departure
DPM	Dominant Path Model
DSSS	Direct Spread Spectrum System
FSPL	Free Space Path Loss
HFSS	High Frequency Electromagnetic Field Simulation
HMFE	Half-Maxwell Fish-Eye
LOS	Line Of Sight
mmWave	millimeter wave
MPC	Multi Path Components
NLOS	Non Line Of Sight
OLOS	Obstructed LOS
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PDP	Power Delay Profile
PL	Path Loss (Pertes de trajet)
PN	Pseudo Noise
PNSG	Pseudo Noise Sequence Generator
RF	Radio Fréquence
SIW	Substrate Integrated Waveguide
SSL	Side Lobe Level
STR	Standard Ray Tracing

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

1.1 Problématique

La caractérisation et la modélisation de canal précis est crucial pour toute conception de système sans fil efficace. La perspective de systèmes sans fil à ondes millimétriques a ainsi alimenté l'intérêt pour les mesures de canaux de propagation à ondes millimétriques. Étant donné que de nombreuses applications futures nécessiteront une connectivité entre les stations de base extérieures et les utilisateurs intérieurs, la pénétration de l'extérieur vers l'intérieur (O2I) est l'un des facteurs les plus importants affectant les performances des systèmes à ondes millimétriques 5G et future [6]. Non seulement la perte de pénétration prend des valeurs plus élevées aux fréquences millimétriques, mais elle est également très sensible à plusieurs facteurs tels que la densité ou les types de matériaux de construction. De plus, aux fréquences d'onde millimétriques, les caractéristiques angulaires du canal de propagation sont de la plus haute importance, car ces systèmes dépendent fortement du gain de formation de faisceau pour surmonter la perte de trajet plus élevée se produisant à des fréquences plus élevées.

En effet, il devient primordiale de trouver des méthodes pour non seulement caractériser les canaux de propagation mais aussi de pallier à ces pertes de trajets dans les environnements plus hostiles, i.e, les environnements internes. Plusieurs types de sondeurs de canal ont donc vu le jour.

Les sondeurs de canal permettent des mesures de propagation qui génèrent les connaissances et la compréhension nécessaires pour caractériser le canal sans fil. Des sondeurs de canal plus avancés basés sur des générateurs de codes pseudo-aléatoires à capacité large bande (1GHz ou plus) sont nécessaires pour les canaux millimétriques.

D'autre part, de nombreuses recherches récentes ont aussi démontré la viabilité des communications millimétriques dans des environnements intérieurs et extérieurs à intérieurs avec l'utilisation d'antennes directionnelles à gain élevé, nécessaires pour surmonter l'augmentation de l'ampleur de l'affaiblissement sur le trajet en espace libre.

Par exemple, pour étudier un système MIMO, ces sondeurs combinent plusieurs antennes SISO négligeant donc les effets de couplage potentiels. Le coût de ces sondeurs est aussi un frein à leur utilisation dans un système mobile car aussi utilisant des antennes à gain fixe sans étude préalable. Ces systèmes utilisent aussi deux (2) polarisations séparées contrairement à ce que nous proposons dans ce mémoire, c'est à dire une transition double polarisation.

1.2 Objectifs de la recherche

Le projet vise le dimensionnement d'un système à sondeur de canal aux ondes millimétriques en considérant différentes exigences. En conséquence, le projet vise l'étude des systèmes à ondes millimétriques et l'ensemble des exigences du point de vue :

- des scénarios envisagés pour ces systèmes et leurs déploiements,
- des méthodes de caractérisation de canal et de mesure des paramètres sous-jacents,
- la conception d'antennes et d'une transition aux ondes millimétriques répondant aux exigences des systèmes de communications présents et futurs.

Les scénarios potentiels de la prochaine génération de communication couvrant différents environnements (intérieur, extérieur, intérieur/extérieur) seront modélisés. Le projet proposera une architecture réalisable des différents composants d'un sondeur de canal portatif et modulable. Les composants qui représentent des défis seront largement étudiés, c'est à dire, un générateur de code PN large bande, une antenne compacte avec un gain approprié et un guide d'ondes à substrat intégré à double polarisation.

1.3 Plan du mémoire

Ce présent mémoire est basé sur quatre principales parties : Premièrement, la revue de littérature permettra de mettre en exergue l'état de l'art sur les avancées et les problématiques actuels de la recherche relatifs à la caractérisation d'un canal aux ondes millimétriques en mettant un accent sur le corrélateur glissant à large bande. Notamment sur la possibilité d'utiliser une fréquence d'horloge relativement plus grande que la limite actuelle, inférieure à 1 GHz. Ce qui permettrait d'atteindre l'objectif large bande d'au moins une fréquence radio nulle à nulle de 2 GHz.

Les différents scénarios envisagés seront implémentés dans *Alair Feko (Winprop)* en considérant les différents matériaux. Les résultats nous permettront d'établir la gamme de gains optimal pour couvrir différents scénarios dans le contexte des futurs systèmes de communication. Deux (2) scénarios ainsi que les limites et les contraintes en termes de bande et leur faisabilité en considérant les contraintes et les limites seront étudiés.

Elle abordera également une autre partie importante de l'architecture de l'émetteur et du récepteur ; l'antenne, spécifiquement sur la taille, le gain et le niveau des lobes secondaires. Pour satisfaire aux conditions de SLL et de gain cité ci-haut, deux types de lentilles seront aussi fabriquées et testées à l'aide de matériau plastique, PLA. Le PLA ou Acide polyactique est une ressource renouvelable et imprimable en 3D grâce à la technologie FDM (dépôt de

matériau en fusion). Enfin, une transition SIW à un guide d'ondes circulaire est proposée.

L'antenne corrugée sera simulée sous le solveur de méthode par éléments finis pour les structures électromagnétiques 3D Ansys HFSS, ensuite fabriquée et testée dans la chambre anéchoïque du Poly-GRAMES. Trois types de mesures seront effectuées ; notamment l'antenne seule sans lentille, l'antenne avec la lentille HMFE et l'antenne avec la lentille zonée à structure périodique. Enfin, la conclusion portera sur une synthèse des travaux accomplis. Les limites de la solution proposée et les pistes d'améliorations futures y seront présentées.

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE

2.1 Introduction

Les communications 5G et futures présentent des spectres de fréquence pour différentes applications industrielles, automobiles, radar, satellite, etc. Il s'avère ainsi important d'améliorer l'efficacité du système, par exemple dans le cadre des communications mobiles, en déployant plus densément les points d'accès et en utilisant plus de spectre. Avec le caractère non prédictible du canal de communication, il devient primordial de le sonder. Ce chapitre va brièvement introduire les concepts de systèmes de communications sans fil 5G et les systèmes millimétriques pour la densification du réseau. Les concepts de base et les paramètres de quantification de propagation intérieur, extérieur-intérieur seront établis. Aussi les différentes techniques de sondage des canaux millimétriques seront présentées et comparés pour choisir la plus conforme aux exigences établies de flexibilité et de coût.

2.2 Principes fondamentaux et état de l'art des systèmes de communications millimétriques 5G

2.2.1 Mise en contexte générale

Les technologies de l'information sont devenues une partie intégrante de notre société, avec un impact socio-économique profond et enrichissent notre vie quotidienne d'une pléthore de services allant du divertissement multimédia (par exemple la vidéo) à des applications plus sensibles et critiques pour la sécurité (par exemple, le commerce électronique, e-Santé, services de premiers intervenants, etc.). Ceux-ci ont stimulé la croissance du trafic mobile pour augmenter de 1000 au fil du temps. La figure 2.1 illustre différents scénarios envisagés par les acteurs de la 5G (industrie, gouvernement, organismes de standardisation, chercheurs). Les bandes en dessous de 6 GHz seront utilisées pour les cellules larges. Les cellules millimétriques de différentes tailles (micro, femto) vont être utilisées pour couvrir des distances de 1-100 m. Des cellules millimétriques qui couvriront une distance grande dans une configuration point à point sont déjà établis. Les petites cellules seront utilisées pour couvrir des scénarios intérieurs (Wi-Fi, localisation), extérieurs (véhiculaire, cellulaire, infrastructure à voiture) ainsi que les communications extérieur-intérieur.

La partie inférieure du spectre de fréquences, représentant une gamme de fréquences jusqu'à 1 GHz, offre une excellente couverture et pénétration du signal, en revanche, le taux

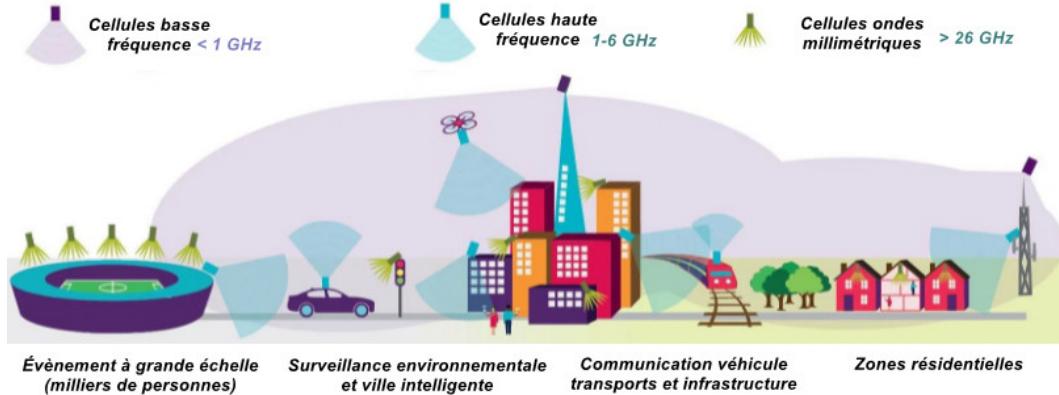


Figure 2.1 Utilisation prévue des bandes de fréquence 5G [1]

de transfert reste limité à 100 Mbps.

La partie médiane du spectre de fréquences 1-6 GHz est un compromis entre le débit binaire (jusqu'à 1 Gbit/s) et la plage raisonnable, qui diminue proportionnellement avec l'augmentation de la fréquence.

La dernière plus grande partie du spectre de fréquences partage la zone supérieure à 6 GHz (appelée millimétriques), avec des débits binaires allant jusqu'à 10 Gbps avec une latence extrêmement faible. Cependant, la portée du signal et sa pénétration sont très limitées.

Les réseaux cellulaires suivent un changement majeur dans leur déploiement et leur optimisation. De nouveaux éléments d'infrastructure, tels que les stations de base femto/pico, les relais fixes/mobiles, les radios cognitives et les antennes distribuées sont massivement déployés, rendant ainsi les futurs systèmes et réseaux cellulaires 5G plus hétérogènes. Dans cet environnement de réseau émergent, les petites cellules pourraient jouer un rôle fondamental pour le déploiement réussi des systèmes 5G.

La limitation des performances de tout réseau sans fil se présente au niveau de la couche physique, car, essentiellement, la quantité d'informations pouvant être transférée dans un canal de communication est limitée par la disponibilité du spectre, d'après les lois de la propagation électromagnétique et les principes de la théorie de l'information.

Fondamentalement, il existe trois manières d'améliorer l'efficacité d'un réseau sans fil [7, 8] :

1. déployer plus densement les points d'accès ;
2. utiliser plus de spectre ;
3. améliorer l'efficacité des liens.

2.2.2 Aperçu des canaux millimétriques 5G

La communication sans fil est un media transformatif permettant de transporter notre système éducatif, notre travail et nos divertissements sans aucune connexion physique. Les capacités des communications sans fil continuent de stimuler la productivité humaine et l'innovation dans de nombreux domaines, spécialement aux ondes millimétriques représentant le développement le plus récent pour les systèmes sans fil.

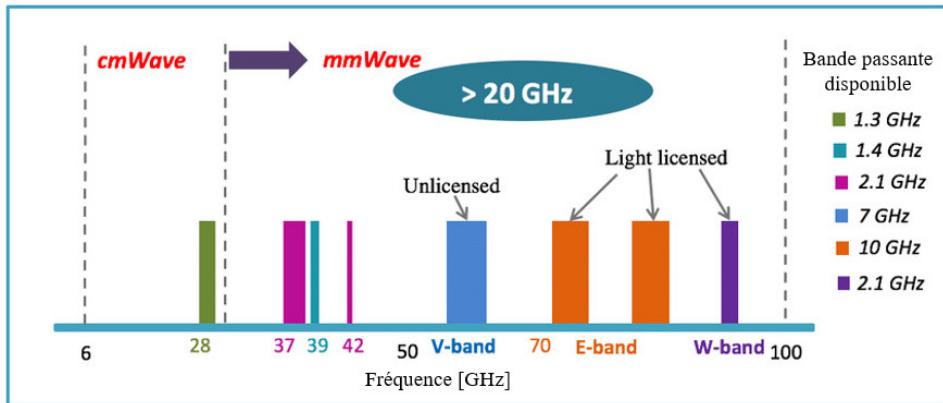


Figure 2.2 Les bandes de fréquences millimétrique 5G [2]

Le spectre disponible aux ondes millimétriques est inégalé par rapport aux systèmes cellulaires micro-ondes et réseau locaux sans fil (WLAN) qui fonctionnent à des fréquences inférieures à 10 GHz. La figure 2.2 ci-dessus montre le spectre de fréquences 5G millimétriques divisé en trois plages de fréquences radicalement différentes. Compte tenu de la grande quantité de spectre disponible, les ondes millimétriques offrent une nouvelle avancée pour les communications mobiles futures afin d'utiliser une bande passante de canal de plus de 1 GHz. Le spectre à 28 GHz, 38 GHz et 70-80 GHz semble particulièrement prometteur pour les systèmes cellulaires de nouvelle génération.

2.2.3 Densification du réseau

Nonobstant ses défis, le spectre millimétrique est bien adapté aux déploiements de petites cellules et certains des défis liés au fonctionnement à des fréquences aussi élevées peuvent être utilisés à l'avantage de la densification du réseau. Auparavant, le spectre millimétriques était généralement limité aux applications point à point à courte portée et de type accès sans fil [9]. Les avancés récents de la technologie des réseaux mobiles couvrant le traitement du signal et les antennes ont permis l'introduction de techniques sophistiquées appelées formation de faisceau et suivi de faisceau. Ces techniques permettent au système de suivre les appareils

des utilisateurs en utilisant un faisceau étroit de l'antenne, tout en atténuant également tout blocage (ombrage) du signal en utilisant la diversité de la station de base. La diversité des stations de base utilise plusieurs stations de base et le réacheminement rapide des signaux autour des obstacles bloquants, pour aider à surmonter ces défis [10].

Pour une visualisation simple des facteurs clés régissant les performances d'un système cellulaire, considérons l'équation suivante basée sur la capacité d'un canal de bruit blanc gaussien additif (AWGN). Le débit d'un utilisateur dans un système cellulaire est limité par [7] :

$$R < C = m \frac{W}{n} \log\left(1 + \frac{S}{I + N}\right) \quad (2.1)$$

Où W , m et n représentent la largeur de bande du signal, le facteur de multiplexage spatial et le nombre d'usagers partageant la station de base donnée, respectivement. Le déploiement dense de nœuds d'infrastructure est une condition préalable à la réduction du facteur de charge n dans l'équation de capacité et à l'amélioration de la puissance de signal souhaitée S , ce qui permet de réduire la perte de chemin (Path Loss) entre la station de base et l'utilisateur [7, 11]. Cependant, ces avantages découlant de la densification du réseau supposent aussi un système de réception capable d'annuler les interférences.

Les petites cellules 5G millimétriques sont actuellement destinées à être déployées à la fois dans des zones urbaines, couvrant généralement des rayons de cellules d'environ 100 mètres et des zones sub-urbaines (rayons de cellules typiques d'environ 200 mètres), à savoir sur les toits et les poteaux d'éclairage ; et les points intérieurs tels que les centres commerciaux, les bureaux et les centres de transit [9]. Ces types de déploiements devront être profitables, relativement petits et pratiquement imperceptibles qui sont faciles à déployer. Les fréquences de fonctionnement des petites cellules millimétriques, littéralement en longueurs d'onde millimétriques, conduisent à des dimensions d'antenne plus petites.

Cette dernière caractéristique permet l'utilisation d'antennes intégrées dans lesquelles l'antenne et d'autres composants de la station de base, souvent séparés, sont intégrés dans le même ensemble, ce qui donne une solution très compacte qui s'adapte facilement au déploiement dans les environnements urbains d'aujourd'hui.

2.2.4 Caractérisation des canaux intérieurs et extérieurs

La performance des systèmes de communications sans fil dépend fondamentalement du canal de propagation. Contrairement aux canaux fixes, qui sont faciles à concevoir, les canaux radio présentent un comportement variant dans le temps qui rendent complexe leur analyse. Le chemin de transmission entre l'émetteur et le récepteur peut varier d'une simple visibilité

directe (LOS) à une voie fortement obstruée par des bâtiments, des murs et des meubles. Par conséquent, prédire les caractéristiques de propagation entre deux antennes fait toujours partie des tâches les plus importantes de la conception et de l'installation de réseaux sans fil, allant de l'IoT à faible débit aux réseaux cellulaires et locaux à haut débit.

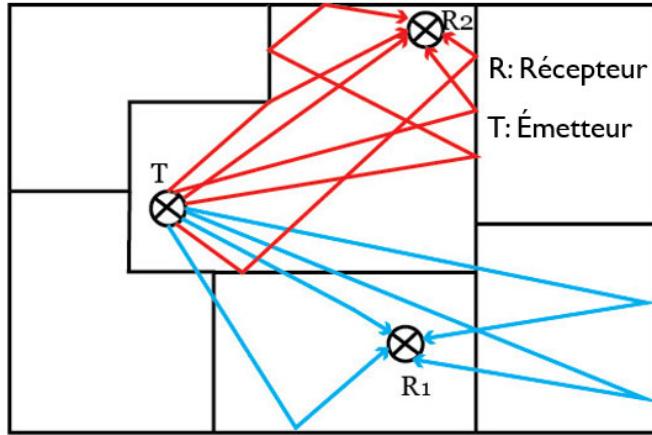


Figure 2.3 Propagation multitrajets interieure

Le canal radio mobile concernant la transmission à l'extérieur mais aussi à l'intérieur des bâtiments est caractérisé par un scénario de trajets multiples comme le montre la figure 2.3. Un émetteur et un récepteur sont modélisés avec 5 rayons (en rouge pour une première orientation et en bleue pour une deuxième) où les rayons sont réfléchis, transmis et/ou absorbés par différents obstacles incluant les murs, le corps humain et les mobiliers. À différents points étudiés, illustrés par R1 et R2, les différents rayons collectés au tour du point sont combinés (phase, délais, puissance, etc) pour estimer le canal.

Les États envisagent désormais des attributions massives de spectre dans les bandes millimétriques pour les futurs services mobiles (la FCC a autorisé 29 GHz de spectre à des fréquences supérieures à 24 GHz). Ces fréquences plus élevées fournissent des bandes passantes de canaux beaucoup plus larges que les systèmes cellulaires actuels, et les premiers travaux montrent que les bandes millimétriques seront viables pour les communications sans fil mobiles, terrestres et intérieures [12–14].

Afin d'évaluer les performances des systèmes de communication sans fil, il est fondamental de prédire correctement la puissance du signal arrivant au récepteur, car elle détermine de manière décisive le débit de données réalisable sur les liens [15]. Au lieu de modéliser directement la puissance reçue, elle est généralement calculée via la perte de trajet PL qui représente la perte de puissance de l'émetteur vers le récepteur [16]. La figure 2.4 ci-dessus permet de modéliser un canal en utilisant la méthode de tracés de rayons (Ray Tracing).

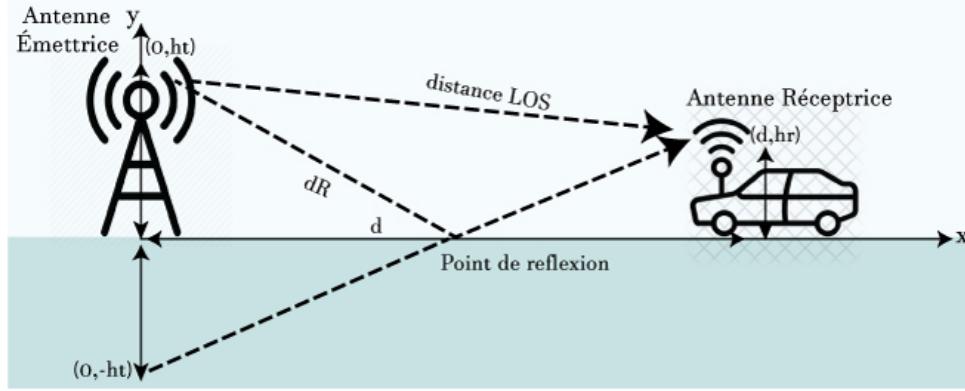


Figure 2.4 Propagation à deux rayons d'un émetteur à un récepteur

Elle illustre également l'importance du choix de la hauteur et des paramètres des antennes. L'effet Doppler est négligeable dans le cadre des communications mobiles où la vitesse de déplacement du récepteur est insignifiante.

En général, les modèles et paramètres de pertes de chemin sont dérivés des données de mesure des canaux. Ils sont liés à un certain environnement de propagation, à une disposition d'antenne, à une fréquence porteuse et à une plage de distance. Le signal transmis dans un canal sans fil subit deux types d'évanouissement, à savoir un évanouissement à grande échelle et un évanouissement à petite échelle.

Évanouissement à grande échelle

L'évanouissement à grande échelle, principalement attribué à l'affaiblissement sur le trajet, est la réduction de la densité de puissance d'une onde radio lorsqu'elle se propage à travers le canal sur des distances relativement grandes. Il est défini comme :

$$P_R[dB] = P_T[dB] + G_T[dB] + G_R[dB] - FSPL \quad (2.2)$$

$$FSPL = 20 \log \left[\frac{\lambda}{(4\pi d)} \right]^2 \quad (2.3)$$

où FSPL représente les pertes en espace libre, P_T et P_R les puissances transmise et reçue, G_T et G_R sont les gains d'antenne aux TX et RX, respectivement, λ la longueur d'onde, d est la distance spatiale entre l'antenne émettrice et réceptrice, comme le montre la figure 2.4. Cependant, dans les environnements réels, il existe de nombreux obstacles diélectriques et conducteurs qui conduisent à un PL plus sévère qu'en espace libre, donc beaucoup d'efforts ont été consacrés aux mesures de champ et à la modélisation des pertes de trajet [17]. Plu-

sieurs modèles empiriques d'affaiblissement sur le trajet ont été largement utilisés pour les fréquences inférieures à 6 GHz [18]. De même, pour les ondes millimétriques, de nombreuses mesures de terrain ont été réalisées dans les bandes 28, 38, 60, 73 et 80 GHz. Deux types principaux de modèles d'affaiblissement de trajet pour les canaux millimétriques, ainsi que leurs valeurs d'évanouissement d'ombre correspondantes, ont été proposés et utilisés par les chercheurs et les organismes de normalisation [19, 20], à savoir le modèle alpha-bêta-gamma (ABG), et modèle de distance de référence de l'espace libre rapproché (CI).

Évanouissement à petite échelle

Dans des conditions de trajets multiples, la perte de chemin à évanouissement à grande échelle s'écartera de la FSPL. L'évanouissement à petite échelle détermine la réponse impulsionale complexe d'un système linéaire basé sur la bande d'un canal à trajets multiples. La réponse impulsionale du canal (CIR) de propagation à un certain point de réception peut alors être décrite par une superposition de L trajets ou rayons, comme illustré à la figure 2.4 :

$$h(t) = \sum_{n=1}^L a_n \delta(t - \tau_n) \quad (2.4)$$

où $\tau_n = \frac{d_n}{c}$

a_n et τ_n représentant l'amplitude, le temps d'arrivée (le retard) et d_n la distance du n ème trajet, respectivement.

La figure 2.5 est un exemple de puissance reçue mesurée sur la distance. L'évanouissement à petite échelle représente une fluctuation rapide du signal reçu tandis que l'évanouissement à grande échelle représente un changement lent du signal reçu. Dans un milieu intérieur les fluctuations sont plus présentes et on observe un évanouissement lent et profond. Le paramètre n de l'exposant de l'évanouissement sur le trajet intérieur peut être évalué entre 1.6 et 1.8 pour une vue directe (LOS) dans un environnement intérieur. Ce paramètre dépend fortement de l'environnement d'étude. Le modèle d'évanouissement à grande échelle correspondant à FRIIS a une valeur de $n=2$.

Par rapport à la caractérisation des canaux intérieurs, les mesures de propagation des canaux extérieurs ont reçu beaucoup d'attention. Cependant, avec le développement de nouvelles techniques de mesure, telles que la technique du corrélateur glissant et la possibilité d'utiliser une faible résolution multi-trajets jusqu'à une bande passante RF nulle à nulle de 2 GHz, il est donc possible de capturer à petite échelle (c'est-à-dire, des réponses d'impulsions étroitement espacées) et des données de canal à grande échelle (c-à-d. données de perte de trajet et des évanouissements de liaison de formation de faisceau) dans des environnements extérieurs.

Le système de corrélateur glissant utilise des techniques à spectre étalé et n'implique pas de

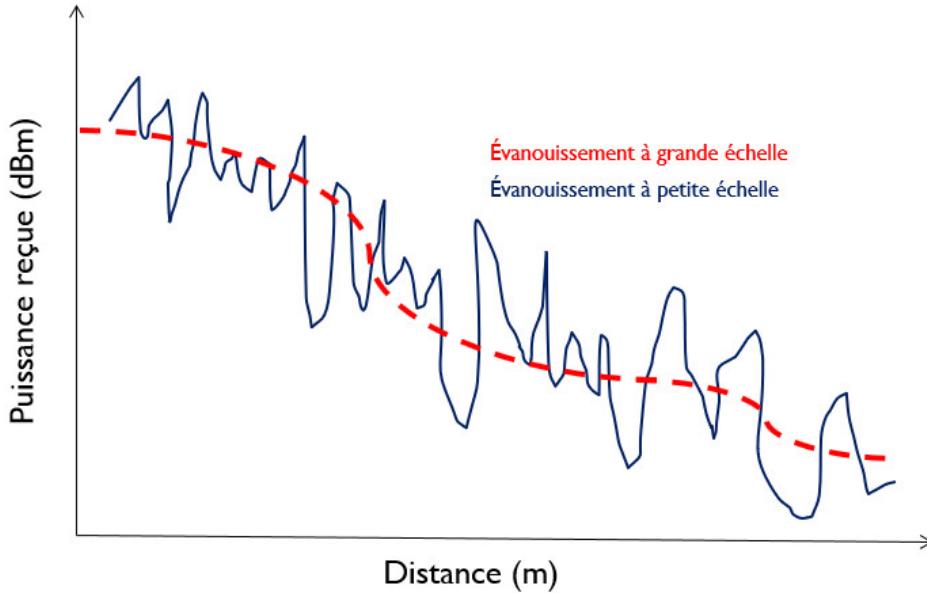


Figure 2.5 Évanouissements de canal à grande et petite échelle

synchronisation par câble entre l'émetteur et le récepteur, comme cela est requis pour les systèmes de mesure d'analyseur de réseau vectoriel (VNA) qui sont généralement confinés à des emplacements intérieurs [21]. Il est donc pratique d'utiliser le système de corrélateur glissant dans des scénarios de mesures en extérieur, où il serait impossible de fournir des informations de phase.

2.3 Techniques de sondage des canaux

Le sondage de canal est une technique permettant de déterminer les délais de propagation et d'atténuation le long d'un canal de propagation radio. Il est devenu une partie importante de la conception de nouveaux systèmes de communication sans fil pour les nouvelles bandes de fréquences et de nouveaux environnements d'exploitation.

Les techniques de sondage de canaux permettent des mesures de propagation millimétriques pour des nouveaux cas d'utilisation et sont un outil essentiel pour caractériser avec précision les canaux de communication sans fil.

En raison de l'importance de la structure à trajets multiples dans la détermination des effets d'évanouissement à petite échelle, quatre (4) méthodes traditionnelles de sondage de canal à large bande ont été historiquement utilisées dans le domaine des communications sans fils. Ces techniques sont comparées sur la base de la puissance reçue, de la résolution des trajets multiples et de l'étalement efficace des retards τ_{RMS} .

2.3.1 Système d'impulsions RF directes

La figure 2.6 montre une technique de sondage de canal simple, qui consiste à transmettre une courte impulsion de sondage dans le temps avec une période beaucoup plus longue que le retard maximal prévu du canal.

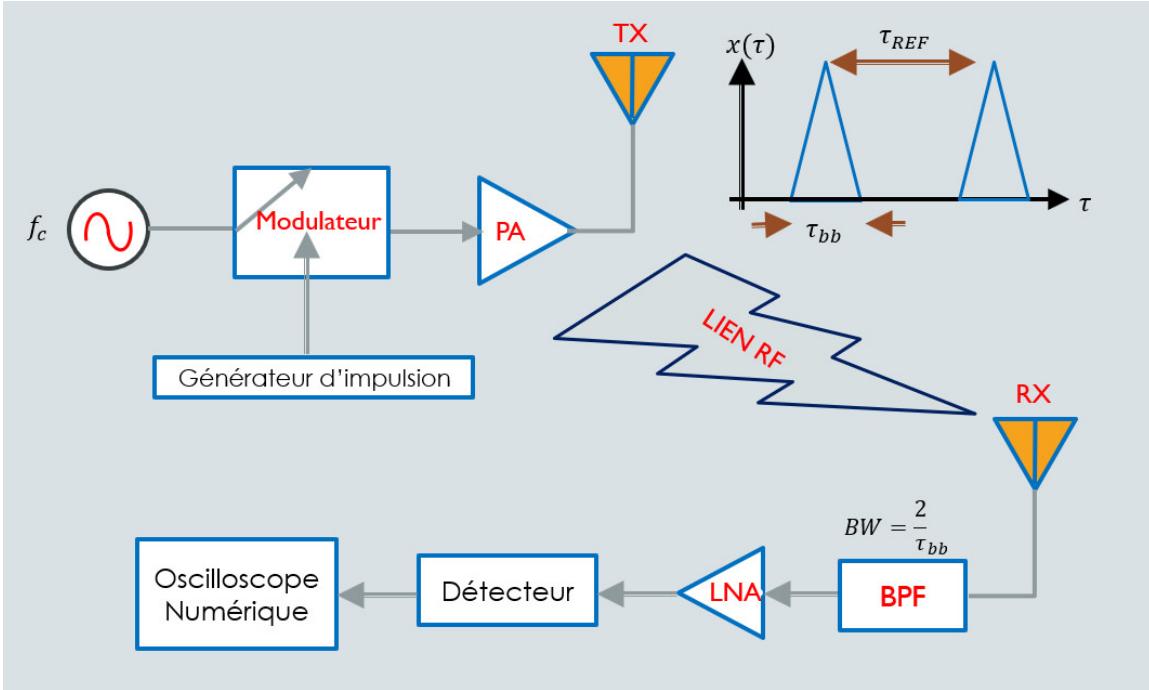


Figure 2.6 Système de mesure de la réponse impulsionale du canal par RF directes

Au niveau du récepteur, un détecteur d'enveloppe est utilisé et le signal est stocké sur un oscilloscope numérique à grande vitesse. Ce qui permet de trouver rapidement le profil de retard des puissances (PDP). Cependant, une telle approche souffre de la pénalité de 3 dB d'une détection non cohérente et nécessite un rapport puissance crête/puissance moyenne (PAPR) élevé.

La détection cohérente des composantes en phase (I) et en quadrature (Q) d'une impulsion est possible avec un oscilloscope à large bande, bien que ce système soit également soumis à de graves interférences et bruits en raison du filtre passe-bande large requis pour la résolution temporelle des trajets multiples. Une technique de moyennage de fréquence peut être utilisée pour améliorer le rapport signal sur bruit (SNR) dans des environnements intérieurs relativement statiques [22].

2.3.2 Analyseur de réseau vectoriel à balayage de fréquence

Un VNA permet d'obtenir une puissance moyenne constante grâce au balayage de fréquence et mesure le paramètre S21 du canal via des tonalités de fréquence discrètes à bande étroite balayées sur la bande passante d'intérêt, comme indiqué sur la figure 2.7.

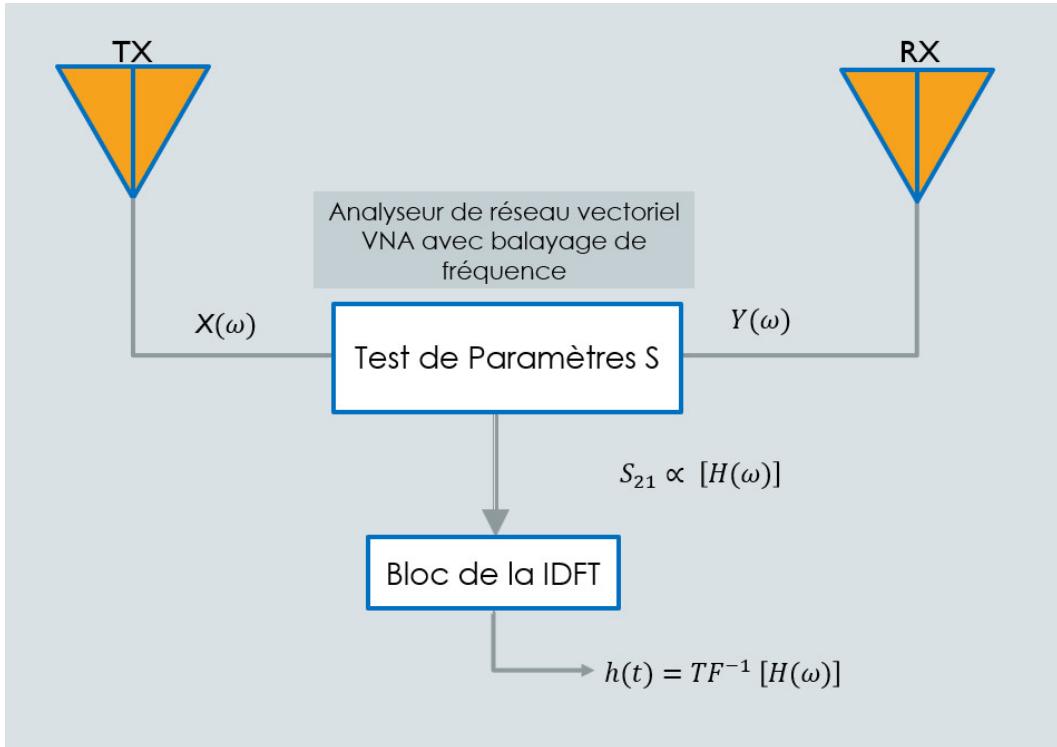


Figure 2.7 Schéma bloc de l'analyseur de réseau à balayage de fréquence

La réponse de transmissivité est une représentation dans le domaine fréquentiel de la réponse impulsionale du canal. Une transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) de la fonction de transfert du canal, qui se traduit par un canal à réponse impulsionale (CIR) complexe, convertit ensuite cette réponse dans le domaine temporel $h(t)$. En théorie, cette technique fonctionne bien et fournit indirectement des informations d'amplitude et de phase dans le domaine temporel. Cependant, le système exige une attention particulière sur le calibrage et la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur, ce qui le rend utile uniquement pour les mesures très courte distance (par exemple, le sondage de canal intérieur) sans toutefois une possibilité de se déplacer adéquatement. Des recherches faites dans ce domaine sont illustrées dans le tableau 2.1.

$$S_{21}(\omega) \propto H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X\omega} \quad (2.5)$$

Tableau 2.1 Sondeurs de canaux basés sur un analyseur de réseau vectoriel (Vector Network Analyser)

Unité de recherche	Fréquence porteuse [GHz]	Synchronisation	Caractéristique de la mesure
Aalto University	15, 28, 60, 61-65, et 69-74	E/O vers O/E (fibre optique) depuis VNA (RF vers fibre) Basé sur VNAn	Antennes cornet TX et RX ou antenne RX biconique. Jusqu'à 5 GHz de BW.
BUPT-2	6.25	Aucune/ basée sur VNA	Antenne dipôle 4X4 TX et RX. 500 MHz de BW avec 201 fréquence discrètes
Orange	2.5 à 12.5	Cable connecté	500 MHz de largeur de bande. 5 éléments d'antennes circulaires virtuelles au TX et RX.
AT&T	5.7-5.75	PNA/ Cable RF au Fibre	MIMO : Deux antennes directionnelles TX à faisceau large et deux antennes omni RX. 50 MHz de BW utilisant 401 CW discrets.
Université du Québec/CRC	60.1	Horloge Rubidium de référence	1 GHz largeur de bande avec antenne à lentille optique à réponse IFFT dans le domaine fréquentiel pour une réponse optimale dans le domaine temporel

2.3.3 Corrélateurs glissants à spectre étalé

La technique de caractérisation du canal à corrélateur glissant a fourni une référence pour la modélisation précise de la propagation du canal [23]. Cette technique d'étalement de spectre à séquence directe mise au point par Don Cox du Bell Telephone Labs [24], exploite un signal à enveloppe constante pour une efficacité énergétique maximale et l'utilisation d'une approche à spectre étalé basée sur le temps en transmettant une séquence de bruit pseudo aléatoire (PN) à large bande et en corrélant le signal reçu dans des circuits analogiques avec un code PN identique au niveau du récepteur, mais à un taux légèrement décalé qui permet au signal reçu de « glisser » au-delà de la séquence la plus lente. Le signal à spectre étalé est ensuite reçu, filtré et désétalé à l'aide d'un générateur de séquence PN identique à celui utilisé à l'émetteur. Bien que les deux séquences PN soient identiques, l'horloge de l'émettrice est exécutée à un rythme légèrement plus rapide que l'horloge du récepteur. Mélangeant ces deux séquences de chips de cette manière permet de mettre en œuvre un corrélateur glissant. Lorsque l'horloge du code PN de l'émetteur rattrape celui du récepteur,

les deux séquences de chips seront alignées pratiquement d'une manière identique, donnant une corrélation maximale (sans nécessiter de détection en bande de base). Le corrélateur glissant peut être utilisé pour mesurer les délais multi-trajet, MPC, la puissance reçue dans un large éventail de scénarios, et peut même être utilisé pour mesurer les diagrammes d'antenne. Lorsque les deux séquences ne sont pas corrélées au maximum, le mélange du signal entrant à spectre étalé avec celui du récepteur non synchronisé étalera ce signal dans une largeur de bande au moins aussi grande que la séquence PN de référence du récepteur. De cette façon, le filtre à bande étroite qui suit le corrélateur peut rejeter la quasi-totalité de la puissance du signal entrant. C'est de cette façon que le gain de traitement est réalisé dans un récepteur à spectre étalé ainsi que celui du rejet des interférences dans la bande passante, contrairement au système de sondage RF direct par impulsions. Le schéma fonctionnel de base d'un système de sondage par canal à spectre étalé est illustré à la Figure 2.8.

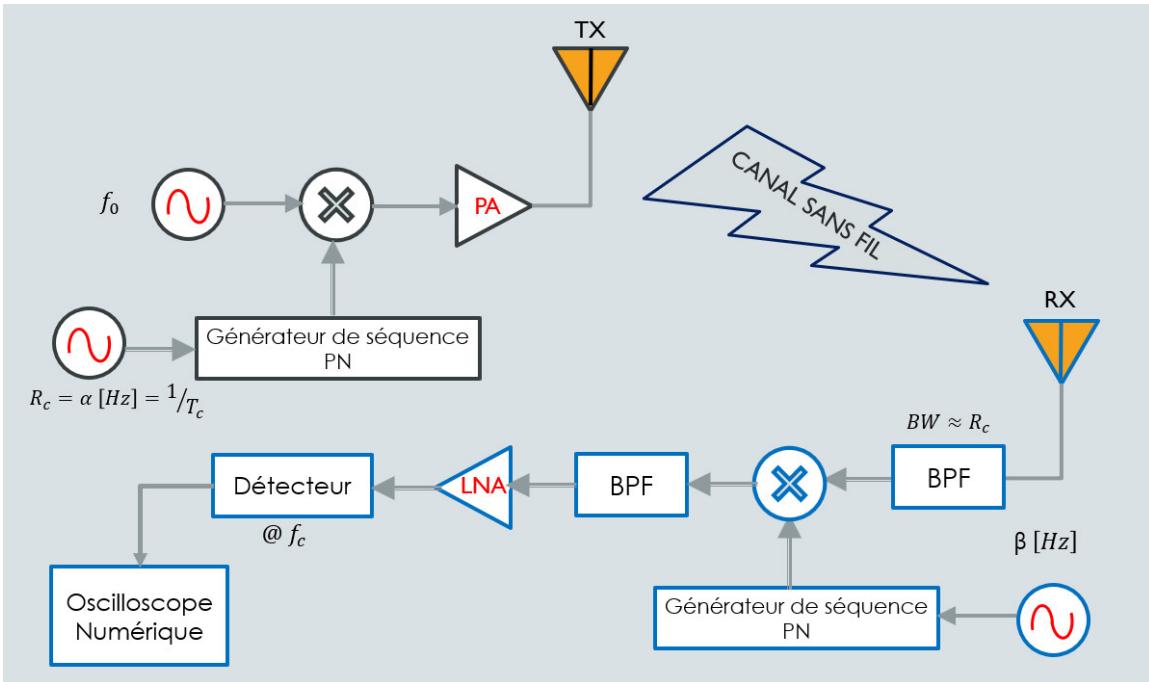


Figure 2.8 Architecture du sondeur de canal à spectre étalé

Les corrélateurs glissants nécessitent une conception de système plus complexe, du matériel supplémentaire et une période d'acquisition plus longue que les sondeurs à impulsions RF directes en raison de la propriété de dilatation temporelle, mais peuvent enregistrer plusieurs centaines de PDP par seconde en fonction du facteur de glissement sélectionné, ce qui est beaucoup plus rapide qu'un VNA [?] [25–31]. Le tableau 2.2 présente des recherches existantes sur les sondeurs de canaux dans le domaine temporel. Cependant, la synchronisation de ces sondeurs est basée sur l'utilisation d'une horloge de type rubidium (horloge cablée) limitant

Tableau 2.2 Sondeurs de canaux dans le domaine temporel (Pseudo-Noise Signal Generator)

Unité de recherche	Fréquence porteuse [GHz]	Synchronisation	Caractéristique de la mesure
NYU-1	28, 38, 60 et 73	TX/RX partagent en commun 10 MHz ou se synchronisent par la méthode de références Rb séparée	1 GHz de largeur de bande RF, TX/RX utilisent une antenne cornet à bande étroit pour un PL mesurable de 185 dB
UT Austin	38 et 60	Oscillateurs à haute stabilité à fonctionnement libre après réglage de la fréquence au début des mesures	800 MHz et 1.5 GHz de largeur de bande RF à 38 et 60 GHz, respectivement avec des antennes cornets aux TX et RX.
Virginia Tech	2.5 et 60	Utilise un GPS au TX et RX	800 MHz de largeur de bande RF avec des antennes directionnelles à 60 GHz et des antennes omni à 2.5 GHz.
Northwestern Polytechnical University – Chine	2.6	Deux horloges Rb synchronisées pour la génération, la capture et la commutation de signaux d'antennes.	Séquence PN de longueur 1023 avec une largeur de 62,5 MHz et deux unités Rb modifiées. TX et RX se composent d'un réseau carré 4x4 d'antennes patch.
Samsung	28	Cable connecté à 10 MHz	Séquence de 250 Mcps (500 MHz BW) avec antennes cornet directionnelles TX et RX.
BUPT-1	14	Pas spécifié	Antenne cornet TX et RX dipôle omni avec une longueur de code PN de 65535 à 125 Mcps.

ainsi la distance et l'application du système.

2.3.4 Sondage de canal basé sur la méthode OFDM

Les sondeurs de canal à large bande basés sur une tonalité de fréquence ou OFDM qui reposent sur les opérations FFT, FFT inverse (IFFT) et de filtre adapté, nécessitent des bandes passantes d'échantillonnage égales ou supérieures au taux de Nyquist du signal transmis. L'avantage de cette méthode est l'efficacité de calcul obtenue à partir des FFT de base 2 calculées sur des FPGA ; cependant, la plage dynamique (DR) est généralement inférieure à celle offerte par les générateurs de codes PN, et ces méthodes sont sujettes aux erreurs dues au décalage Doppler causé par les oscillateurs locaux et le bruit de phase. Les sondeurs de

canaux comme l'illustre les recherches dans le tableau 2.3 basés sur OFDM/FFT peuvent généralement acquérir des centaines à des milliers de réponses impulsionales (CIR) bien dans le temps de cohérence du canal afin d'analyser les variations temporelles dans le canal.

Tableau 2.3 Sondeurs de canaux basés sur la méthode OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiple Access)

Unité de recherche	Fréquence porteuse [GHz]	Synchronisation	Caractéristique de la mesure
Fraunhofer HHI- 1	10 et 60.4	Horloge Rb aux deux cotés	250 MHz BW, intervalle de 800 s. Autres mesures moyenne 64 périodes avec un instantané toutes les 667,65 s, antenne omni utilisée. Séquences de corrélation périodique basée sur du FPGA
Beijing Jiaotong University	0.4 à 4	Synchronisation basée sur du LTE OFDM FDD	Testé sur l'infrastructure existante pour les BW allant de 1,4 MHz à 20 MHz avec des antennes directionnelles à la station de base et des antennes biconiques directionnelles au RX.
Qualcomm	2.9, 29 et 60 GHz	Aucune, corrélateur large bande	Antennes directionnelles et omni TX et RX.
Keysight	1-44	Horloge SRS Rb, câble connecté ou plusieurs éléments RX	Le décalage de fréquence LO était relativement lente et insignifiante et jugée non pertinente pour les captures de mesure unique
University College London (UCL)	5.5 mséquence avec filtre FFT adapté	Câble connecté à 10 MHz	Séquence de 250 Mcps (500 MHz BW) avec antennes cornet directionnelles TX et RX.
Durham University	60	Horloge Rb et synchronisation avec signal de déclenchement externe, ou fonctionnement libre.	Bande passante 6 GHz avec 2x2 MIMO avec jusqu'à 610 Hz de Doppler pour SISO ou 305 Hz pour MIMO.

2.4 Conclusion

Différents types de sondeurs de canaux ont été étudiés et comparés dans les bandes millimétriques. Dans ce mémoire, nous nous focalisons sur le sondeur de canal à corrélateur glissant à spectre étalé. Ce sondeur offre l'opportunité d'une caractérisation large bande et permet

d'obtenir une meilleure résolution temporelle. À ce jour, l'implémentation introduite dans la littérature décrit des systèmes assez encombrants, complexes et couteux. En effet, généralement des blocs d'équipements sont utilisés, y compris pour le générateur PN, ce qui réduisent la portabilité et l'utilisation des sondeurs pour les systèmes MIMO et mobiles. En plus des antennes commerciales intégrées, ces systèmes sont utilisés sans une étude préalable pour déterminer le gain optimal pour les scénarios de l'environnement étudié. Un sondeur de canal à corrélateur glissant portatif et faible coût pour les modèles de canaux 5G est envisagé. Il devient donc essentiel de faire une étude sur les générateurs de codes PN à spectre étalé.

CHAPITRE 3 ÉTUDE DU SYSTÈME ET CARACTÉRISATION DU CANAL

3.1 Introduction

Le canal sans fil est d'une importance capitale dans l'étude de la propagation des ondes. Le comprendre est essentiel pour la conception des systèmes millimétriques de prochaine génération. Il existe donc un besoin de modèles précis de propagation radio pour ces fréquences plus élevées qui ont récemment reçu beaucoup d'attention. Une caractérisation précise des canaux pour les scénarios intérieurs et extérieurs permet la conception d'émetteurs-récepteurs, d'interfaces aériennes et de protocoles pour les systèmes 5G et futurs. Comme vu précédemment, un corrélateur temporel à base d'étalement spectral est un bon choix malgré quelques limitations de flexibilité, de coût et paramètres optimaux. Dans ce chapitre on s'étalera sur le concept théorique de ce sondeur. Deux types de simulations seront combinées pour étudier la faisabilité et les résultats attendus. Notamment une simulaiton de modèles de propagation intérieure et extérieure-vers-intérieure dans *Feko-Winprop* mais aussi une co-simulation dans *Advanced Designed System, ADS*.

3.2 Étalement Spectral

Comme montré sur la figure 2.8, l'étalement spectral est une méthode de modulation appliquée aux signaux modulés numériquement qui augmente la largeur de bande du signal de transmission à une valeur beaucoup plus grande que ce qui est nécessaire pour transmettre les bits d'information sous-jacents [32].

3.2.1 Principe de l'étalement spectral

De nombreuses techniques de signalisation, telles que le codage et la modulation de fréquence permettent d'augmenter la bande passante de transmission au-dessus du minimum requis pour la transmission de données. Cependant, ces techniques n'entrent pas dans la catégorie du spectre étalé.

Les trois propriétés suivantes sont nécessaires pour qu'un signal soit modulé à spectre étalé :

- Le signal occupe une bande passante beaucoup plus grande que ce qui est nécessaire pour le signal d'information. ;
- La modulation à spectre étalé est effectuée à l'aide d'un code d'étalement, qui est

- indépendant des données du signal ;
- Le dé-étalement au niveau du récepteur est effectué en corrélant le signal reçu avec une copie synchronisée du code d'étalement.

3.2.2 Concepts de l'étalement spectral

Les techniques à étalement de spectre à séquence directe (DSSS) sont couramment utilisées pour caractériser les canaux de communication RF. Les systèmes actuels de mesure de propagation DSSS utilisent une séquence de pseudo bruit (PN) pour sonder la réponse impulsionnelle du canal [33]. Un signal à séquence directe est un signal à spectre étalé généré par le mélange direct des données avec une forme d'onde à étalement avant la modulation finale du signal [3]. Un tel signal avec modulation de données à déphasage binaire BPSK peut être représenté par :

$$s(t) = Ad(t)x(t)\cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (3.1)$$

A étant l'amplitude du signal émis, $d(t)$ les données BPSK, $x(t)$ la forme d'onde à étalement, f_c la fréquence de la porteuse, et θ la phase à $t=0$.

La forme d'onde à étalement est donnée par :

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x_i \Psi(t - iT_c) \quad (3.2)$$

Où chaque $x_i = \pm 1$ et représente un chip de la séquence d'étalement. La forme d'onde $0 < \Psi(t) < T_c$ du chip (durée entre deux échantillons consécutifs en bande de base) permet de limiter l'interférence interchip. La figure 3.1 ci-dessous est un exemple de forme d'onde $d(t)$ des données et $x(t)$ de l'étalement spectral. Si W est la largeur de bande des $x(t)$ et B la largeur de bande des $d(t)$, l'étalement spectral permet d'obtenir une largeur de bande de $W \gg B$.

Le facteur d'étalement ou gain de traitement est défini comme :

$$G_p = \frac{T_b}{T_c} \quad (3.3)$$

qui est égal au nombre de chips dans un intervalle de symboles. Une mesure approximative de la capacité de suppression des interférences est donnée par le rapport W/B .

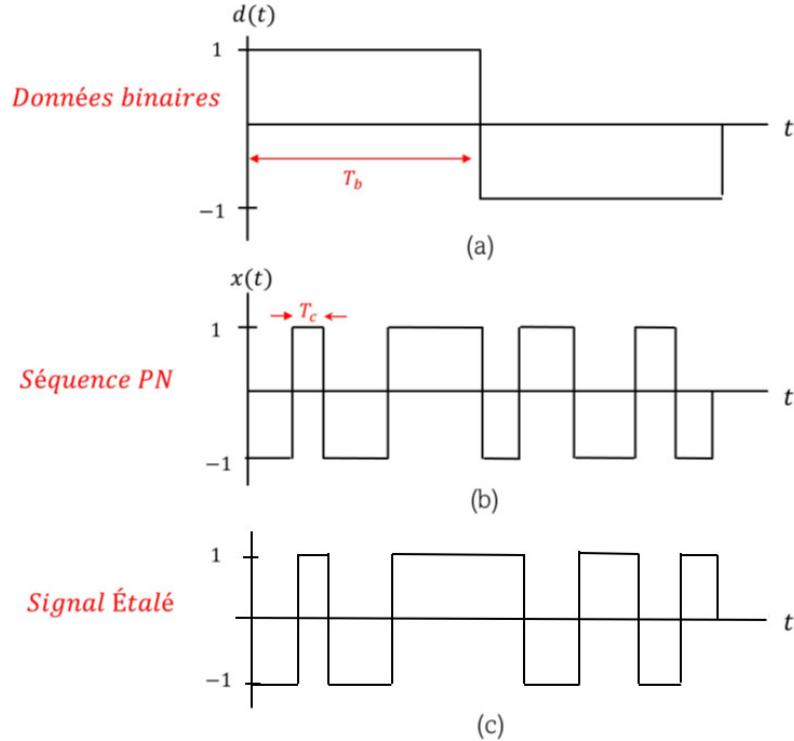


Figure 3.1 Système à spectre étalé direct (a) données binaires (b) Séquence PN (c) Signal étalé

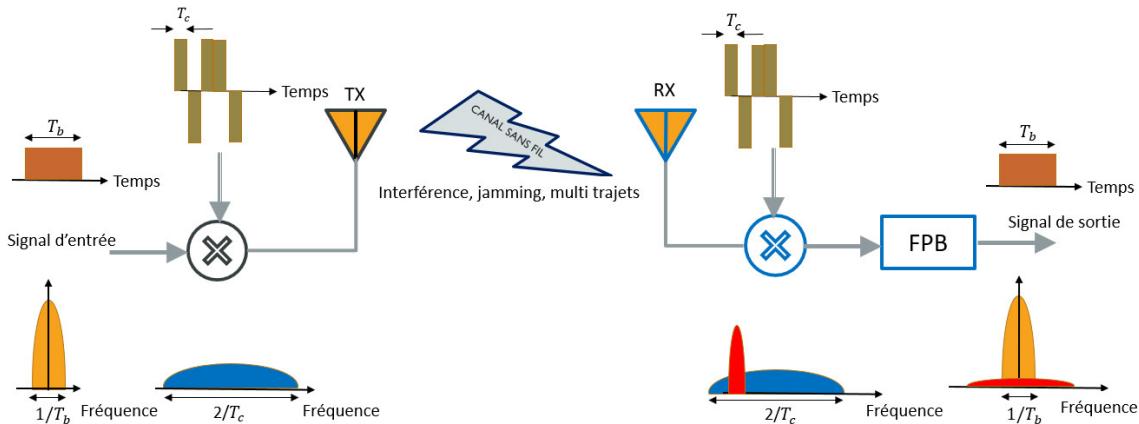


Figure 3.2 Concept de l'étalement spectral

La figure 3.1 illustre les séquences binaires PN et le signal étalé après modulation et d'autre part la figure 3.2 montre ces données dans un système à étalement spectral. Cette technique de modulation à étalement de spectre doit satisfaire deux conditions : la bande passante du signal transmis est supérieure à la bande passante de l'information et une fonction autre

que les informations transmises est utilisée pour déterminer la bande passante transmise résultante.

La technique d'étalement de la bande passante offre des avantages non disponibles dans d'autres systèmes de communications. Ces avantages incluent : un système anti-interférence, anti-brouillage, à capacité d'accès multiple, confidentialité, sécurité des messages et la protection multi-trajets.

3.2.3 Séquences d'étalement

Un récepteur à séquence directe calcule la corrélation entre la séquence d'étalement reçue et une réplique stockée de la séquence d'étalement qu'il attend [3]. Cependant, celle-ci doit être élevée lorsque le récepteur est synchronisé avec la séquence reçue. Ainsi, il est essentiel que la séquence d'étalement ait des propriétés d'autocorrélation appropriées.

Séquence binaire aléatoire

L'autocorrélation d'un processus stochastique $x(t)$ est définie comme :

$$R_x(t, \tau) = E[x(t)x(t + \tau)] \quad (3.4)$$

Un processus stochastique est stationnaire au sens large (SSL) si sa moyenne $m_x(t)$ est constante et son autocorrélation dépend seulement de τ . Ainsi, $R_x(t, \tau)$ peut s'écrire comme $R_x(\tau)$. Une séquence binaire aléatoire $x(t)$ est un processus stochastique qui se compose de symboles indépendants, distribués de façon identique (iid), chacun de durée τ et chaque symbole ayant une probabilité de 1/2.

L'autocorrélation d'un processus stochastique aléatoire *SSL* $x(t)$ est donnée par :

$$R_x(\tau) = \Delta\left(\frac{\tau}{T}\right) \quad (3.5)$$

où la fonction triangulaire est définie par :

$$\Delta(t) = \begin{cases} 1 - |t|, & |t| \leq 1 \\ 0, & |t| > 1. \end{cases} \quad (3.6)$$

La transformée de Fourier du processus stochastique stationnaire permet d'obtenir la densité spectrale de puissance (PSD) de la fonction d'autocorrélation. Celle-ci sera définie par :

$$S_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) \exp(-j2\pi f t) dt = T \operatorname{sinc}^2(fT) \quad (3.7)$$

Registre à décalage de phase linéaire

Comme mentionné ci-haut, les séquences binaires aléatoires ont une propriété d'autocorrélation favorable. Cependant, celles-ci sont peu pratiques comme séquences d'étalement car elles doivent être connue à la fois au niveau de l'émetteur et du récepteur [3]. Les séquences d'étalement pratiques sont des séquences binaires périodiques. Une séquence de registre à décalage est une séquence binaire périodique générée par la sortie d'un registre à décalage à rétroaction ou en combinant les sorties de registres à décalage à rétroaction.

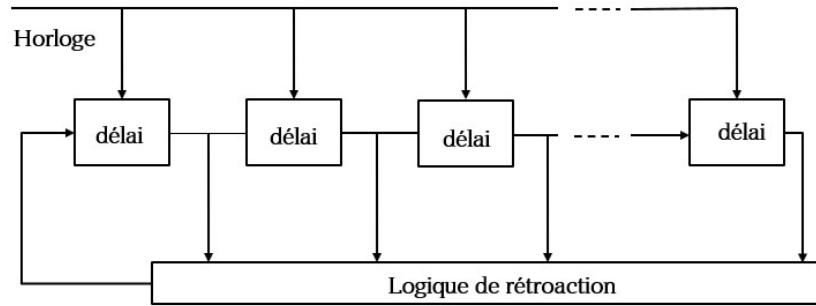


Figure 3.3 Registre à décalage à m étages

Un registre à décalage à rétroaction, comme schématisé sur la figure 3.3 ci-haut, se compose d'étages consécutifs de mémoire ou de stockage à deux états et d'une logique de rétroaction. Des séquences binaires 0,1 sont décalées dans le registre à décalage en réponse à des impulsions d'horloge. Les contenus successifs des étages dépendent de l'état initial et de la logique de retour de chaque étage. Si la logique de rétroaction est entièrement constituée d'additionneurs modulo-2 (portes OU exclusif), le registre à décalage à rétroaction et sa séquence générée sont dits *linéaires*.

En définissant le nombre de registres, une séquence de sortie PN est obtenue à la sortie du dernier étage. L'entrée du premier étage est la somme modulo 2 des contenus des deuxième et cinquième étages. Après chaque impulsion d'horloge, le contenu des deux premiers étages est décalé vers la droite et l'entrée du premier étage devient son contenu.

Séquences maximales

Lorsqu'un registre à décalage à rétroaction linéaire atteint l'état zéro avec tout son contenu égal à 0 à un moment donné, il resterait toujours à l'état zéro et la séquence de sortie serait par la suite entièrement composée de 0. Étant donné qu'un registre à décalage à rétroaction linéaire à m étages a exactement $2^m - 1$ états non nuls, la période de sa séquence de sortie ne peut pas dépasser $2^m - 1$. Une séquence non nulle de période $2^m - 1$ générée par un registre à décalage à rétroaction linéaire est appelée *séquence maximale* ou de *longueur maximale*. Si un registre à décalage à rétroaction linéaire génère une séquence maximale, alors toutes ses séquences de sortie non nulles sont maximales, quels que soient les états initiaux.

Sur 2^m états possibles d'un registre à décalage à rétroaction linéaire, le contenu du dernier étage, qui est un bit de la séquence du registre à décalage, est un 0 dans $2^m - 1$ états. Parmi les états non nuls, ce bit est un 0 dans $2^{m-1} - 1$ états. Par conséquent, dans une période d'une séquence maximale, le nombre de 0 est exactement $2^{m-1} - 1$, tandis que le nombre de 1 est exactement 2^{m-1} .

Polynômes caractéristiques

Les polynômes sur le champ binaire de Galois (Galois field) GF(2) permettent une description compacte de la dépendance de la séquence de registres à décalage et de son état initial. Le polynôme caractéristique :

$$f(x) = 1 + \sum_{i=1}^m c_i x^i \quad (3.8)$$

définie un registre à décalage à rétroaction linéaire à m étages. Les coefficients de rétroaction sont c_i , $i = 1, 2, \dots, m$. Le coefficient $c_m = 1$ suppose que l'étage m contribue à la génération de la séquence de registre à décalage. La fonction génératrice associée à la séquence du registre à décalage est définie comme :

$$G(x) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i x^i \quad (3.9)$$

Ainsi, la fonction génératrice de la séquence de registres à décalage générée par un registre à décalage à rétroaction linéaire avec un polynôme caractéristique $f(x)$ peut être exprimée sous la forme :

$$G(x) = \frac{\phi(x)}{f(x)} \quad (3.10)$$

Autocorrélations et spectres de puissance

Une fonction $x(t)$ déterministe périodique de période T est SSL avec pour autocorrélation définie par l'équation $R_x(t, \tau) = x(t)x(t + \tau)$. Déterminer l'autocorrélation moyenne d'une forme d'onde d'étalement périodique, telle que sur la figure 3.1, revient d'abord à définir l'autocorrélation moyenne d'une séquence binaire périodique. Avant d'appliquer une séquence binaire à la forme d'onde de modulation, une séquence binaire \mathbf{a} avec pour composants $a_i \in GF(2)$ est d'abord transposée en une séquence antipodale binaire \mathbf{p} avec pour composants $p_i \in \{-1, +1\}$ au moyen de la transformation :

$$p_i = (-1)^{a_i+1}, i \geq 0 \quad (3.11)$$

L'autocorrélation périodique d'une séquence binaire périodique \mathbf{a} de période L est définie comme l'autocorrélation périodique de la séquence antipodale binaire correspondante \mathbf{p} :

$$\theta_p(k) = \frac{1}{L} \sum_{i=n}^{n+L-1} p_i p_{i+k} = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} p_i p_{i+k}, n = 0, 1, \dots \quad (3.12)$$

qui a une période L parce que $\theta_p(k+L) = \theta_p(k)$, où k est un entier. Équation 3.11 dans 3.12 donne :

$$\theta_p(k) = \frac{A_k - D_k}{L} \quad (3.13)$$

où A_k , le nombre de Zéros sur une période, représente le nombre d'accord de correspondance dans les bits de \mathbf{a} et sa version décalée $\mathbf{a}(k)$, et D_k le nombre de Un , représente le nombre de désaccord.

Avec $\theta_p(k)$ étant l'autocorrélation périodique définie par l'équation 3.13, l'expression de l'autocorrélation moyenne de la séquence maximale de l'étalement de la forme d'onde $p(t)$ peut être obtenu en supposant une forme d'onde d'étalement périodique idéale d'étendue infinie (avec une séquence d'étalement de période $T = LT_c$) et la forme d'onde de chip rectangulaire.

$$R_{PN}(\tau) = -\frac{1}{L} + (1 + \frac{1}{L}) \sum_{i=-\infty}^{\infty} \Delta(t) \quad (3.14)$$

avec $t = \frac{\tau - iLT_c}{\tau_c}$ et $\Delta(t)$ représente le **delta de Kronecker** et est définie comme :

$$\begin{cases} \Delta(0) = 1 \\ \Delta(t) = 0, |t| \neq 1. \end{cases} \quad (3.15)$$

donc,

$$R_{PN}(\tau) = \begin{cases} 1, \tau = \frac{iL}{W} \\ -\frac{1}{L}, \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (3.16)$$

Pour une séquence maximale i.e. ; $L = 2^m - 1$, W le taux de chip, et i un entier. L'autocorrélation d'une séquence maximale et celle d'une séquence binaire aléatoire sont illustrées sur la figure 3.4 ci-dessous.

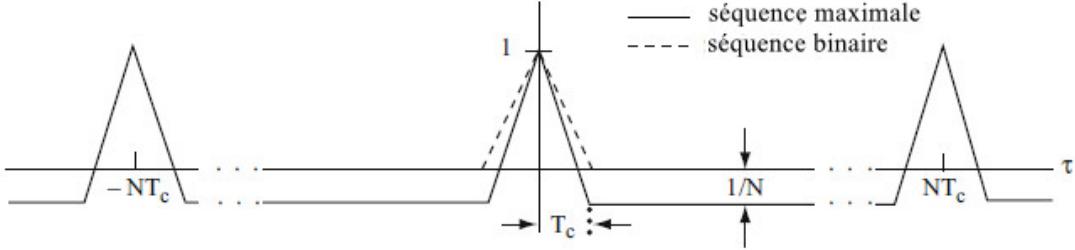


Figure 3.4 Autocorrélation d'une séquence maximale et une sequence binaire aléatoire [3]

La série infinie dans 3.14 étant une fonction périodique de τ , elle peut s'exprimer en une série de Fourier complexe comme suit :

$$R_{PN}(\tau) = -\frac{1}{L} + \frac{L+1}{L^2} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \operatorname{sinc}^2\left(\frac{i}{L}\right) \exp\left(\frac{j2\pi i\tau}{L\tau_c}\right) \quad (3.17)$$

La densité spectrale de puissance moyenne pour *une séquence maximale* est donc ;

$$S_{PN}(f) = \frac{1}{L^2} \delta(f) + \frac{L+1}{L^2} \sum_{i=-\infty, i \neq 0}^{\infty} \operatorname{sinc}^2\left(\frac{i}{L}\right) \delta\left(f - \frac{i}{LT_c}\right) \quad (3.18)$$

Cette fonction est illustrée sur la figure ci-dessous.

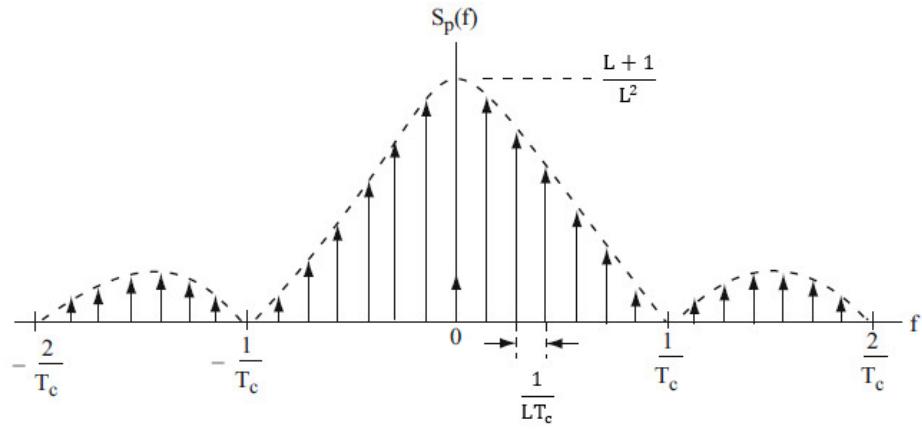


Figure 3.5 Densité spectrale de puissance de la séquence maximale [3]

3.3 Environnement de la co-simulation

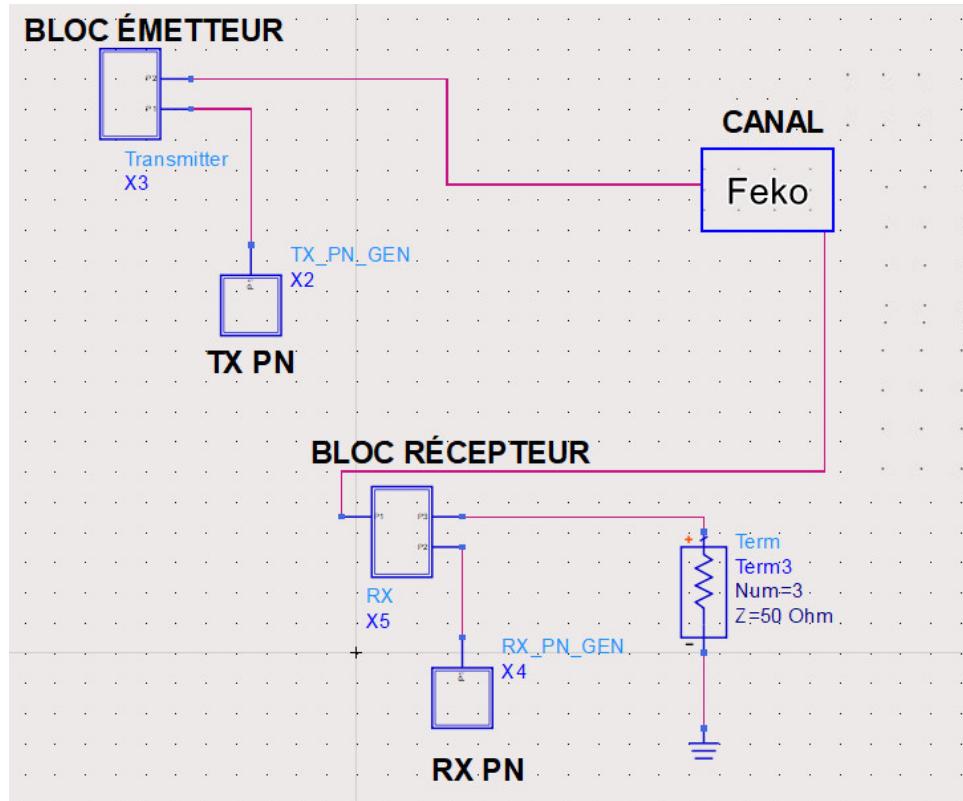


Figure 3.6 Schéma fonctionnel complet du système du sondeur de canal

Le sondeur de canal large bande millimétrique est basé sur l'architecture de corrélateur glissant développée par D. Cox [24] décrit dans la section précédente.

La conception d'un sondeur de canal à faible coût mais robuste qui considère les capacités de mesures existantes, actuelles et future nécessitent de nombreux compromis. Des considérations doivent être prises en compte pour fournir un intervalle d'échantillonnage qui est bien inférieur au temps de cohérence du canal pour les mesures Doppler, la fréquence de fonctionnement et la possibilité d'augmenter les bandes passantes pour une plus grande résolution temporelle.

Les simulations du sondeur de canal ont été réalisées avec ces objectifs en tête :

1. générer des code PN avec une fréquence d'horloge jusqu'à 1 GHz,
2. mesurer le signal reçu basé sur une largeur de bande donnée et un gain d'antenne spécifique,
3. mesurer la variation du signal reçu en trajet direct (LOS) et indirect (NLOS) pour des multitrajets.

La figure 3.6 ci-dessus illustre le schéma complet (émetteur, canal et récepteur) du système utilisé dans le simulateur *Advanced Design System* de Keysight. Le bloc canal représentera un canal réaliste basé sur une simulation *Feko-Winprop* dans un environnement intérieur et extérieur vers intérieur.

3.3.1 Implémentation de l'émetteur-récepteur dans ADS

L'architecture de l'émetteur sur la figure 3.7 avec une fréquence porteuse de $f_0 = 28$ GHz montre un système onde millimétrique utilisant un sondeur de canal à corrélateur glissant super-hétérodyne. Des codes PN avec différents chips sont simulés dans la section 4.7.1 avec des fréquences chip allant jusqu'à 1.5 Gcps pour donner une résolution temporelle inférieure à 1 ns. La sortie du PN est ensuite filtré et modulé aux fréquences RF. Une antenne cornet à gain élevé peut être utilisée pour effectuer des mesures sur une grande partie des angles d'élévation et d'azimut, imitant une antenne TX omnidirectionnelle. Par conséquent, de nombreux angles de départ (AOD) peuvent être utilisés pour mesurer l'environnement intérieur et extérieur. La caractérisation d'un canal dans un environnement intérieur et extérieur vers intérieur est illustrée dans la section suivante.

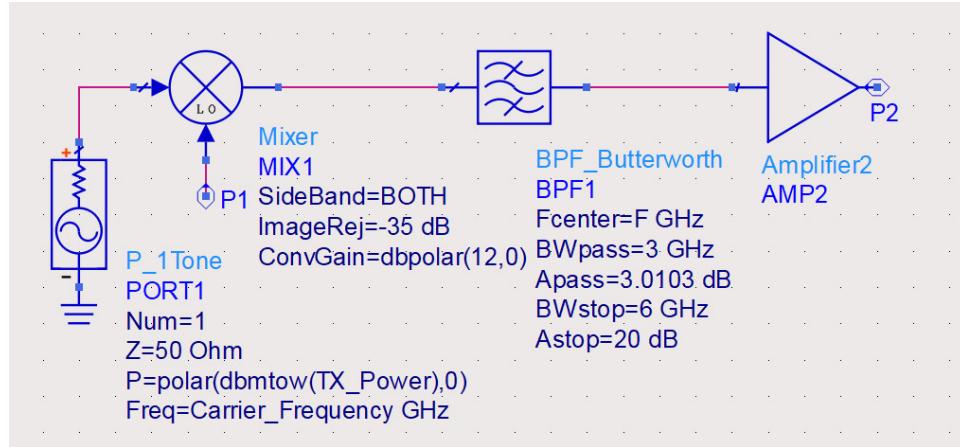


Figure 3.7 Schéma fonctionnel du système de l'émetteur du sondeur de canal

Lorsque le signal de transmission à large bande se propage à travers le canal, il subit des effets de réflexion, de diffusion et de diffraction de l'environnement. Une architecture du récepteur sur la figure 3.8 montre le système utilisant un canal de sondeur à corrélateur glissant avec une architecture super-hétérodyne. Ces composants multi-trajets (MPC) arrivent au récepteur avec des délais de propagation différents (NLOS) ou un trajet direct (LOS). Au niveau du récepteur, le même générateur de code pseudo-aléatoire (PNRG) est utilisé avec une fréquence d'horloge légèrement plus lente pour synchroniser l'émetteur et le récepteur.

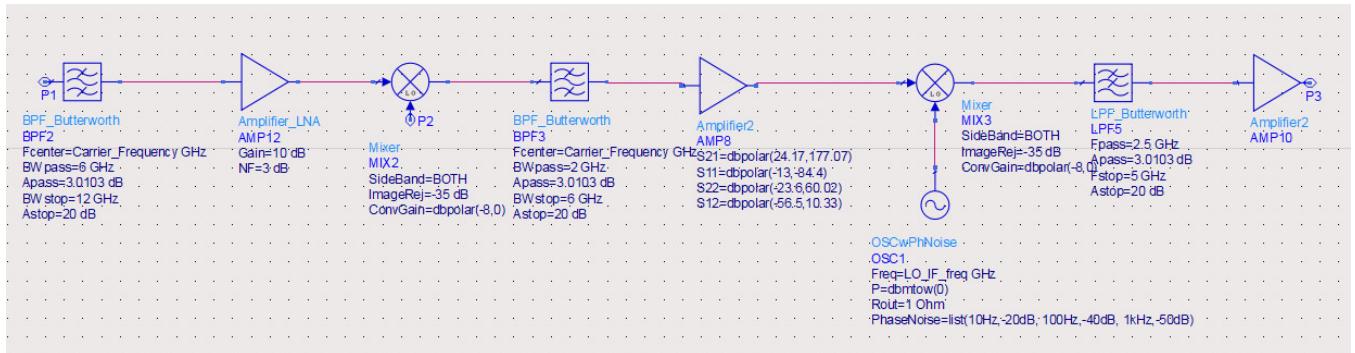


Figure 3.8 Schéma fonctionnel du système de récepteur du sondeur de canal

Il faut aussi signaler que les hypothèses suivantes ont été faites lors de la description du modèle de générateur de code PN basé sur le système à spectre étalé direct (DSSS) dans ADS.

1. L'émetteur et le récepteur ont une horloge synchronisée, ce qui permettra une récupération de la synchronisation au niveau du récepteur.
2. L'émetteur et le récepteur ont une fréquence et une phase alignées.

L'architecture superhétérodyne offre l'avantage d'effectuer le traitement de l'information au récepteur aux fréquences intermédiaires plus basses. Avec la possibilité d'une conversion double, elle empêche le repliement du bruit de l'image, offrant ainsi une meilleure sensibilité et un meilleur coût en terme d'équipements. Le choix des paramètres utilisés est basé sur des composants commerciaux existants. Le générateur de code PN a largement été étudié dans les sections précédentes.

3.3.2 Modélisaiton du milieu de propagation

La mise en œuvre d'un système de communication nécessite la connaissance des caractéristiques de propagation de l'environnement. Des modèles de prédiction de propagation sont utilisés pour concevoir et analyser les caractéristiques de propagation et l'affaiblissement sur le trajet. Des prévisions sont nécessaires pour une planification appropriée de la couverture, la détermination des effets des trajets multiples ainsi que pour les calculs de brouillage et de cellule, qui constituent la base du processus de planification de réseau de haut niveau. Sans ces prédictions, les données statistiques des environnements ne peuvent être obtenues que par des mesures de terrain. Cela le rend coûteux et prend beaucoup de temps.

Les modèles de propagation sont généralement classés en trois types :

1. Modèles empiriques
2. Modèles semi-déterministes
3. Modèles déterministes

Outre la prédiction de l'affaiblissement sur le trajet, le retard et l'étalement angulaire peuvent être calculés ainsi que le LOS / NLOS, la réponse impulsionale du canal directionnel, le profil angulaire et la propagation.

Dans tout modèle de propagation, il est important de définir une base de données décrivant l'environnement de propagation. La figure 3.9 ci-dessous représente un modèle que nous avons définis dans *Altair WinProp* catégorisé en classes (mur, sol, porte, fenêtre,) et spécifié par ses coordonnées et enfin ses propriétés matérielles (épaisseur, permittivité, conductivité). Le modèle a été choisis pour correspondre à des modèles d'environnement typiques de bâtiments/condos rependus et des structures modernes ayant une large fenestration.

(Single Wall)

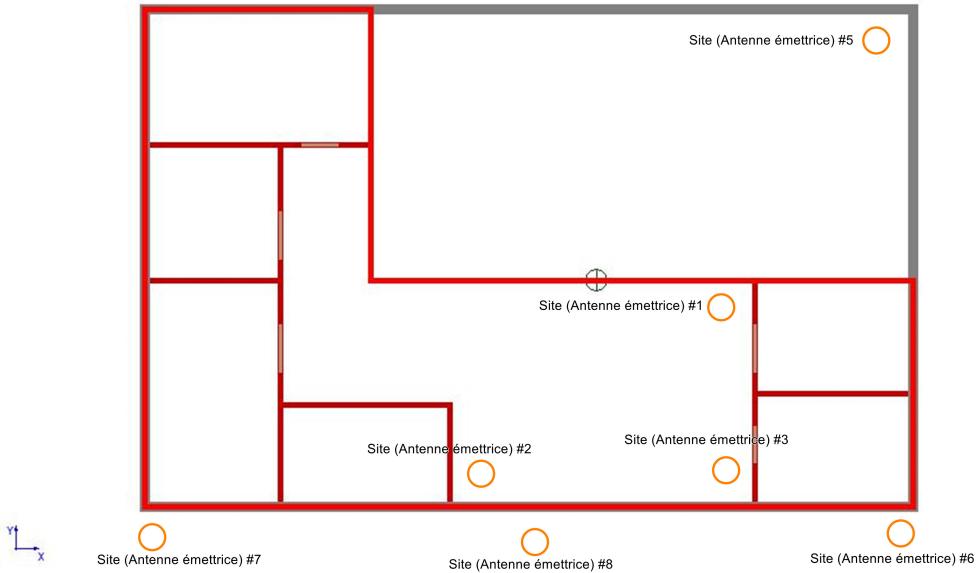


Figure 3.9 Modélisation du milieu de propagation dans *Feko-Winprop*

La figure 3.10 représente le modèle 3D de la configuration de la figure 3.9 avec les paramètres de la base de données suivants :

- hauteur des murs : 3 m, en couleur rouge.
- murs extérieurs : Briques, épaisseurs : 10 cm
- murs intérieurs et portes : Bois de sapin, épaisseur : 5 cm
- fenêtres : verre, épaisseur : 5 cm
- sol : béton, épaisseur : 20 cm, en couleur grise.

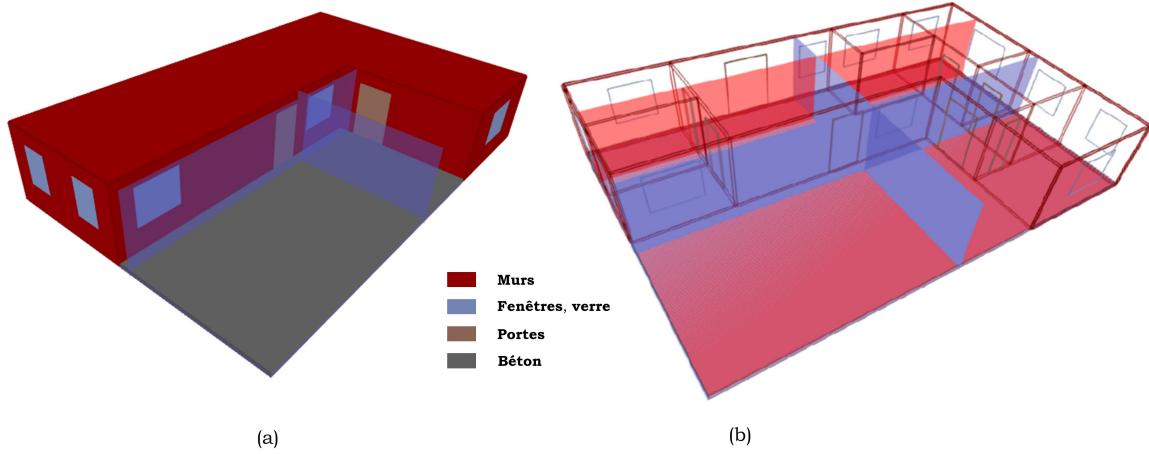


Figure 3.10 Modèle de base de données 3D (a) Vue fermée (b)Vue découverte

Le modèle de propagation SRT (Modèle de tracés de rayons)

Le modèle SRT est un modèle de calcul déterministe effectuant physiquement une prédiction 3D rigoureuse de la propagation des ondes radio qui se traduit par une très grande précision, mais au prix d'un grand effort de calcul. Ce modèle fournit à la fois des informations à bande étroite et à large bande du canal radio mobile à l'intérieur des bâtiments. Le modèle déterministe permet de prédire plusieurs paramètres de propagation tels que ; l'affaiblissement sur le trajet, la réponse impulsionale et l'angle d'arrivée, comme indiqué à la figure 2.3. Dans le cadre de la propagation SRT, l'onde se propage sur une ligne droite influencée par la réfraction, réflexion, diffraction ou diffusion qui est un concept de l'optique géométrique (GO).

Modèle du chemin dominant (DPM)

Le modèle de chemin dominant (DPM) détermine le chemin dominant entre l'émetteur et chaque pixel du récepteur. Ainsi le temps de calcul par rapport au ray-tracing est considérablement réduit et la précision est quasiment identique au modèle de tracé de rayons.

Dans le scenario ci-haut, un modèle 3D de tracé de rayons complet est simulé sur la base de l'optique géométrique (GO) et de la théorie uniforme de la diffraction (UTD). La puissance de transmission est de 27 dBm. Les émetteurs émettent des rayons isotropes espacés en azimuth et en élévation dans deux emplacements différents. Le tableau 3.1 montre six rayons différents

au récepteur. Dans chaque rayon, au plus 4 interactions, une reflection, deux pénétrations et une seule diffraction sont considérées car les effets de canal tels que les diffractions multiples et la combinaison de réflexion et de diffraction sont négligeables dans la simulation.

À chaque point récepteur choisi, des rayons sont collectés par ordre croissant, puis une réponse impulsionnelle du canal (CIR) comprenant la puissance du signal, la phase, le temps de propagation, la direction de départ (DoD) et les directions d'arrivée (DoA) pour l'azimuth et l'élévation sont données. Parmi ces rayons, les rayons inférieurs à -250 dBm sont négligés.

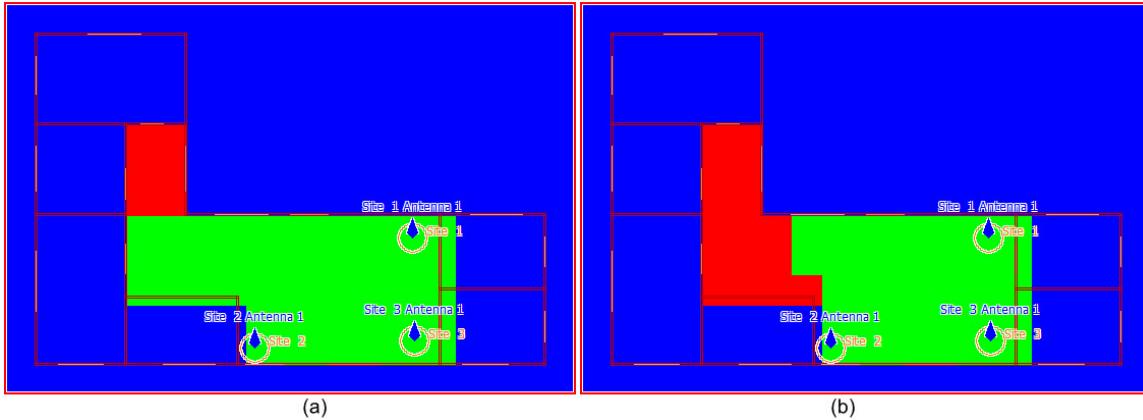


Figure 3.11 Propagation intérieure (a) Site 1(b) Site 2

Les résultats de la caractérisation du canal sont obtenus en utilisant le diagramme de rayonnement 3D de l'antenne à 28 GHz dans le composant "Aman" (Antenna Management) de Altair "WinProp".

Étude de l'affaiblissement du trajet

Dans cette section, nous présentons les résultats de notre simulation de l'affaiblissement de parcours et la couverture interieure. La figure 3.11 ci-dessous présente le placement des antennes de transmission (puissance de transmission de 27 dBm à 28 GHz) à une hauteur de 2 m.

Les sites 1 et 2, qui sont des antennes émettrices, sont situés aux angles haut droit et bas gauche, respectivement. Les affaiblissemens de trajets LOS, et OLOS (Obstructed LOS) sont représentés par les zones vertes et rouges, respectivement.

LOS ;ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur. L'émetteur peut voir le récepteur et inversement. NLOS ; pas de ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur. L'émetteur ne peut pas voir le récepteur et inversement à cause de l'ombrage par un obstacle (par exemple,

un bâtiment). Le terme OLOS signifie que l'émetteur et le récepteur peuvent être connectés sans intersection de mur, par exemple, l'émetteur et le récepteur sont dans le même couloir mais sans avoir une ligne de vue directe (ceci existe cependant uniquement dans les scénarios intérieurs).

Implémentation du diagramme de rayonnement de l'antenne dans HFSS

Pour des applications millimétriques, il est important que les émetteurs-récepteurs à gain élevé, à faisceau étroit, compacts et à faible coût de fabrication, soient conçus pour compenser l'affaiblissement et l'évanouissement du signal sur le trajet.

La figure 3.12 illustre un exemple de diagramme de rayonnement 3D d'une antenne conçue dans HFSS et utilisée dans *Altair Feko* pour la caractérisation du canal. Donc une antenne réaliste peut être intégrée dans Feko pour effectuer la caractérisation de canal.

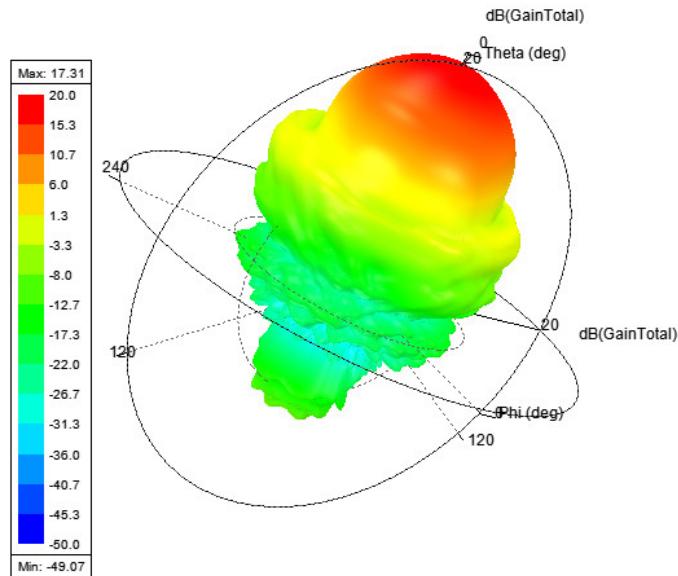


Figure 3.12 Représentatin du Gain 3D de l'antenne utilisée conçue dans HFSS

3.4 Étude de la propagation dans les scénarios intérieurs

La propagation d'un signal dans un environnement intérieur est sujette d'interférences. Les modèles de canaux intérieurs sont différents des modèles extérieurs en termes de distance et de variabilité de l'environnement à des courtes distances.

Ce modèle de propagation n'est pas affecté par des facteurs naturels tels que la pluie, le changement de température, la neige, etc. Cependant, plusieurs éléments dans un environnement intérieur comme les meubles, les murs, les fenêtres peuvent contribuer à la réflexion,

la réfraction et la diffusion du signal d'origine. Ce qui se traduit par un évanouissement par trajets multiples où le signal est reçu par le récepteur via plusieurs trajets avec des retards différents.

Il devient quasi impossible d'éviter de telles pertes dans un environnement intérieur. Il serait donc primordial, dans un milieu multi-trajets, de caractériser le canal et de privilégier le placement des émetteurs de telle sorte que le signal subisse un minimum de pertes. Cet exercice, par les mesures de site, pourrait devenir une tâche fastidieuse, les modèles de propagation sont donc une alternative peu coûteuse. Une étude paramétrique de l'emplacement et du gain de l'antenne ainsi que la bande passante est réalisée avec Feko.

Étude des multi-trajets

La conception de tout système radio à large bande requiert une caractérisation adéquate du canal. Dans la modélisation de l'environnement interne ci-dessous, nous avons rarement une ligne de vue directe entre le récepteur et l'émetteur, et dans cette situation, la propagation des ondes électromagnétiques est dominée par des mécanismes tels que la diffraction, la diffusion et la réflexion. Ainsi, les figures 3.13 et 3.14 montrent ces phénomènes dans un environnement interne où le signal reçu est la superposition de plusieurs copies du signal transmis avec différents délais, amplitudes et phases.

Les sites (antennes émettrices) avec différents gains d'antennes sont choisis pour montrer les multi-trajets causés dans un environnement interne et ceux venant d'une antenne située à l'extérieur du bâtiment vers l'intérieur. Ces sites 1 et 3 émettent avec des antennes, simulés dans Feko, de gains 18 dBi et 3.7 dBi, respectivement. Nous avons donc présenté sur les figures ci-dessous, six (6) chemins de multi-trajets les plus dominants ou présentant le plus grand nombre d'interactions avec l'environnement interne.

Comparaison de propagation à 2 GHz et 28 GHz

Les figures 3.13 et 3.14 représentent les résultats de la co-simulation entre le diagramme de rayonnement de l'antenne dans HFSS et *Winprop* dans l'environnement *Feko*. Une atténuation allant de 70 dB à 180 dB et de 46 dB à 72 dB peut être observée pour de courtes distances pour différents gains d'antennes à 28 GHz et 2 GHz, respectivement. Contrairement à l'idée commune, la propagation dans les ondes millimétrique n'est pas une propagation à vue directe. L'environnement est assez riche en multi trajets. Un gain de 18 dB ne peut être considéré comme un seul rayon direct. En effet, une antenne à 18 dB a une ouverture équivalente de 20 dégrée à 3 dB et de 45 dégrée à 10 dB.

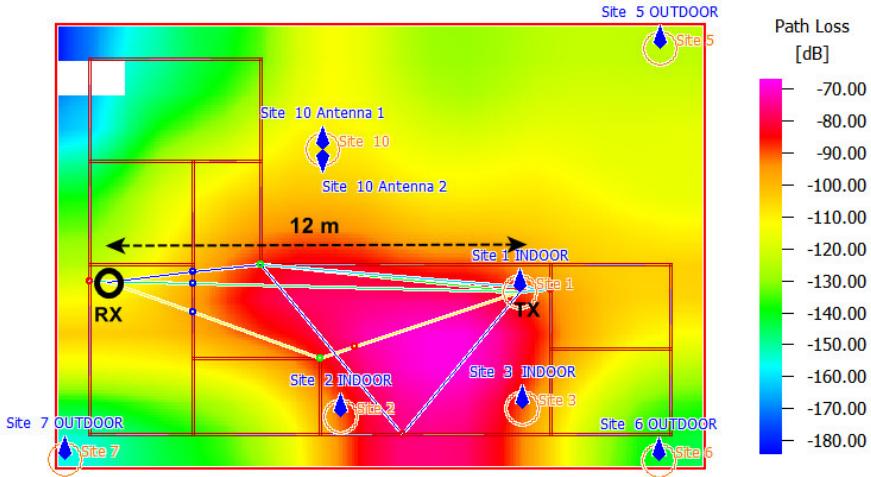


Figure 3.13 Multitrajets du site 1 avec une antenne de 18 dBi à 28 GHz

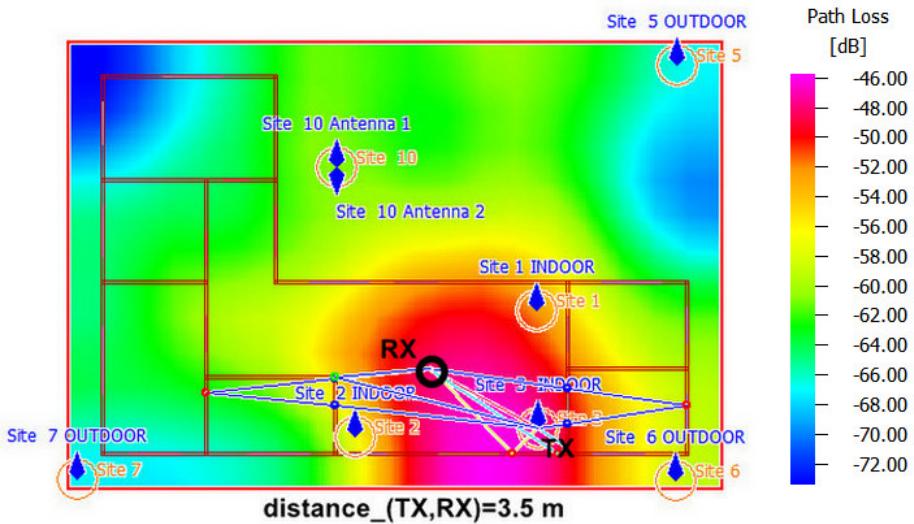


Figure 3.14 Multitrajets du site 3 avec une antenne de 3.7 dBi à 2 GHz

Connaissant le milieu de propagation, le simulateur Feko permet d'extraire les paramètres réels de délais, de phases, de directions de départ (DoD) et d'arrivées (DoA) et le nombre d'interactions subies par chaque signal sur son trajet. Ces données sont contenues dans les tableaux 3.1 et 3.2 ci-dessous pour les sites 1 et 3 pour des antennes de gain 18 dBi à 28 GHz et 3.7 dBi à 2 GHz, respectivement. Ces tableaux communiquent des informations importantes sur le comportement des multi-trajets dans l'environnement proposé sur la figure 3.9. La colonne "index" désigne le numéro du trajet choisi et la colonne "interactions" représente non seulement le nombre d'interactions que le signal subit lors de son parcours mais aussi

le type d'interactions. Les lettres R, D, T et S désignent Réflexion (Reflection), Diffraction (Diffraction), Transmission et diffusion (Scattering), respectivement.

Les données des DoA et d'angle de puissance extraites pour les simulations illustrées sur les figures 3.13 et 3.14 peuvent être connectées pour trouver l'origine des composantes de trajets multiples. À partir des données de la DoA, les observations suivantes peuvent être faites :

- *Propagation dans le LOS* : La majorité de la puissance reçue est transportée par l'onde directe (index 6 dans le tableau 3.1 avec $\phi = 358,53^\circ$) et une autre onde réfléchie par un mur (index 1 dans le tableau 3.1 avec $\phi = 340,2^\circ$). La puissance de l'onde réfléchie est supérieure de 20 dB à celle du trajet direct et ses retards excédentaires sont supérieurs de 3 ns, avec des valeurs respectives de 43,49 ns et 40,38 ns, comme on pouvait s'y attendre. Les mêmes observations peuvent être tirées des résultats du site 3 avec le chemin direct indexé 0 dans le tableau 3.2, à $\phi = 331,23^\circ$ et le chemin réfléchi indexé 1 à un $\phi = 313,93^\circ$, avec des retards excédentaires de 12,44 ns et 15,51 ns, respectivement.
- *Propagation dans le NLOS* : Bien que le TX et le RX soient en LOS, la puissance combinée au niveau du récepteur contenait des valeurs de multi-trajets NLOS dues à l'environnement. Nous pouvons l'observer à partir des tableaux en considérant des trajets avec au moins une diffraction ou plus d'une transmission depuis les murs, les portes et/ou les vitres. Feko utilise la théorie uniforme de la diffraction (UTD) pour calculer ces interactions. D'après le tableau 3.1, la première diffraction indexée 15 a une puissance reçue de -135,22 dBm avec un retard de 46,64 ns par rapport au niveau du signal diffracté et réfléchi du second ordre obtenu par UTD de -159,73 dBm. Ces observations peuvent également être tirées pour le site 3 dans le tableau 3.2 pour le chemin indexé 16 et 17. Ceux-ci révèlent que la perte de trajet supplémentaire due aux murs, aux fenêtres et aux portes peut atteindre des valeurs allant jusqu'à 40 dB, comme cela a également été démontré dans [34].

Tableau 3.1 Paramètres multi-trajets du modèle SRT du Site 1 à 28 GHz avec une puissance de transmission de 27 dBm.

Index	Interactions	Délai [ns]	phase [°]	Signal reçu [dBm]	DoD Azimuth.	DoD Elevation.	DoA Azimuth	DoA Elevation
1	3 (1R,1D,1T,0S)	43.49	140,4	-84.10	198,38	78,95	340,2	78,95
6	1 (0R,0D,1T,0S)	40.38	9,2	-109.61	178,53	92,37	358,53	87,63
7	2 (1R,0D,1T,0S)	40.60	205,77	-112.16	173,82	92,36	6,18	87,65
9	2 (1R,0D,1T,0S)	43.71	91,54	-119.78	178,64	92,19	181,36	87,81
15	3 (1R,1D,1T,0S)	46.64	271,93	-135.22	4,92	92,05	6,34	87,95
19	3 (1R,1D,1T,0S)	54.89	59,29	-159.73	230,45	91,74	6,34	88,26

Tableau 3.2 Paramètres multi-trajets du modèle SRT du Site 3 à 2 GHz avec une puissance de transmission de 27 dBm.

Index	Interactions	Délai [ns]	phase [°]	Signal reçu [dBm]	DoD Azimuth.	DoD Elevation.	DoA Azimuth	DoA Elevation
0	0	12.44	285,86	-21.59	151,23	105,55	331,23	74,45
1	1 (1R,0D,0T,0S)	15.51	289,76	-30.89	226,07	102,42	313,93	77,58
5	2 (2R,0D,0T,0S)	19.79	119,7	-40.91	326,01	99,7	326,01	80,3
15	3 (1R,0D,2T,0S)	40.09	316,52	-50.98	8,31	94,77	351,69	85,23
16	3 (1R,0D,2T,0S)	54.28	343,8	-52.20	173,89	93,52	186,11	86,48
17	1 (0R,1D,0T,0S)	29.69	296,76	-52.44	165,92	96,45	185,2	83,55

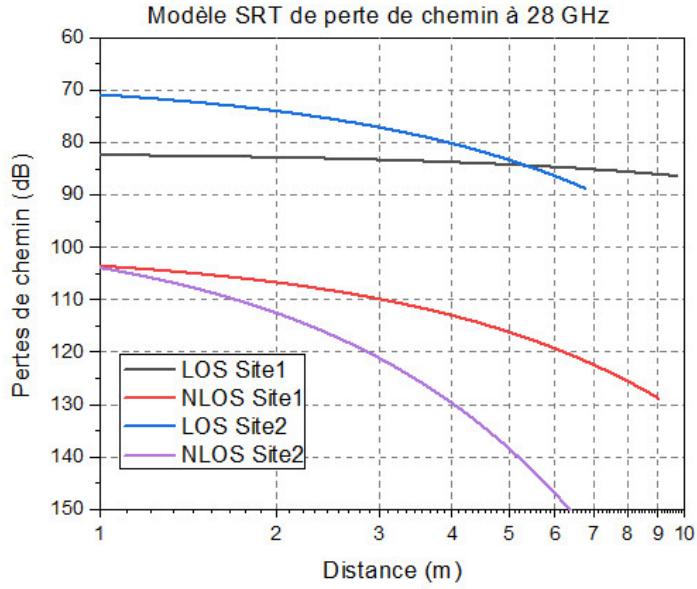


Figure 3.15 Affaiblissement de trajet omnidirectionnel à 28 GHz pour les environnements LOS et NLOS avec le modèle SRT

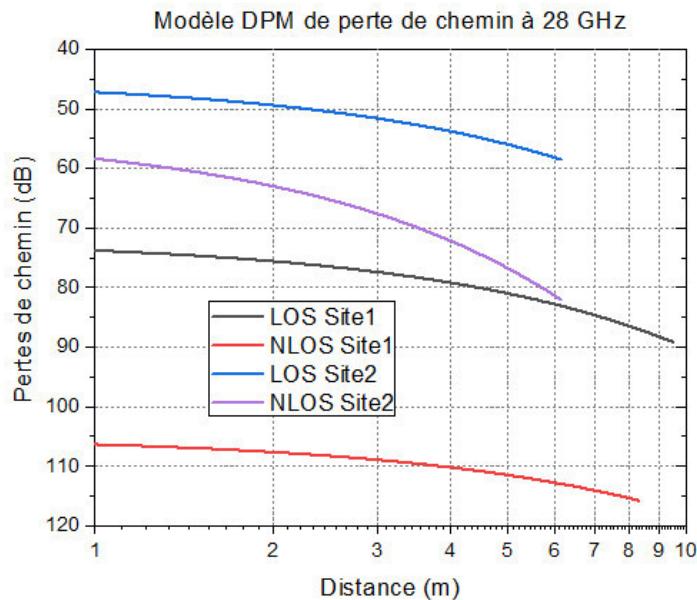


Figure 3.16 Affaiblissement de trajet omnidirectionnel à 28 GHz pour les environnements LOS et NLOS avec le modèle DPM

Les figures 3.15 et 3.16 ci-dessus représentent les résultats de simulations de l'affaiblissement de trajets pour l'environnement interne de la figure 3.11. Les pertes de chemin ont été simulées

pour une antenne de 18 dBi dans un environnement intérieur en utilisant les deux modèles de propagation (DPM) et (SRT), respectivement montré sur les figures 3.15 et 3.16.

Pour le modèle SRT, jusqu'à une centaine de rayons sont calculés au récepteur. Les contributions de tous les rayons se superposent pour obtenir la puissance reçue qui donne une atténuation plus élevée. Les contributions de tous les rayons se superposent pour obtenir la puissance reçue qui donne une atténuation plus élevée. Un deuxième inconvénient des modèles à tracés de rayons est leur grande dépendance vis-à-vis de petites imprécisions dans la base de données. Nous gardons des atténuations faibles pour montrer la capacité du simulateur FeKo.

Comme les critères angulaires sont évalués lors de la prédiction par rayons optiques, l'orientation des parois devient extrêmement importante. Dans la plupart des cas, seuls 2 ou 3 rayons contribuent à plus de 95 % de l'énergie. Par conséquent, en se concentrant sur les rayons dominants, la précision serait suffisante.

Pour une perte de chemin en LOS par exemple, nous observons une différence de près de 10 dB entre les deux modèles, le modèle SRT ayant bien sûr une perte plus élevée, car ce modèle prend en compte tous les trajets arrivant au récepteur. Pour le site 1 LOS par exemple, la perte de chemin oscille autour de 82 dB pour chuter à moins de 2 dB/m. Alors que dans le modèle DPM, avec le même site 1 LOS, la perte de chemin est d'environ 75 dB et chute de 3 dB/m. L'exposant de l'affaiblissement n est aussi une autre métrique permettant de représenter l'affaiblissement sur le trajet, dont la valeur est normalement comprise entre $n=2$ et $n=4$. Dans certains environnements, tels que les bâtiments, les stades et autres environnements intérieurs, l'exposant de l'affaiblissement peut atteindre des valeurs comprises entre 4 et 6. Nous avons donc déterminé cet exposant pour les sites 1 et 2 en LOS qui varient entre 6.84 et 4.73 et entre 4.5 et 3.47, respectivement. Il faut toutefois noter que ces valeurs ne tiennent pas compte du facteur d'écart type aléatoire de l'environnement. Des résultats similaires sont observés dans [35] et [36] où l'affaiblissement total du trajet et son exposant sont calculés en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur à 28 GHz et 73 GHz.

Par conséquent, le gain d'antenne, la puissance de sortie de l'émetteur et le facteur de bruit du récepteur sont tous limités. De plus, les évanouissements par trajets multiples sont très répandus dans les communications sans fil intérieures. Pour faire face à cela et garantir une liaison de transmission fiable, la puissance de sortie de l'émetteur doit être plus grande afin de minimiser l'effet des évanouissements attendus. Cependant, il devient difficile de minimiser la consommation énergétique de l'émetteur.

Avec l'objectif d'un sondeur de canal portable à faible consommation d'énergie, une mesure alternative consiste à utiliser la séquence d'étalement, comme décrit plus haut.

Les équations ci-dessous peuvent expliquer cette importance :

$$P_R = P_T - PL + G_T + G_R - F \quad (3.19)$$

$$P_R = P_T - PL + G_T + G_R - F + G_p \quad (3.20)$$

où F est l'évanouissement du signal et G_p le gain de traitement.

Dans l'équation 3.19, on peut observer que le seul moyen d'améliorer la qualité du signal est d'augmenter la puissance de sortie de transmission. Une alternative est d'utiliser des séquences d'étalement. Lorsque le spectre d'étalement est appliqué à l'équation 3.19, nous obtenons l'équation 3.20. Ainsi, la séquence d'étalement devient une alternative pour obtenir non seulement une puissance de transmission basse mais aussi un lien fiable.

Études paramétriques sur la distance avec délais de trajet

Comme décrit sur la figure 3.6, le canal introduit des délais sur le signal à transmettre. Ainsi, les paramètres de délais et d'atténuations dus aux multitrajets obtenus dans *Altair Feko Winprop* ont été utilisés lors d'une co-simulation avec ADS, dont la configuration 3.17 ci-dessous, pour les sites 1, 3 et 9.

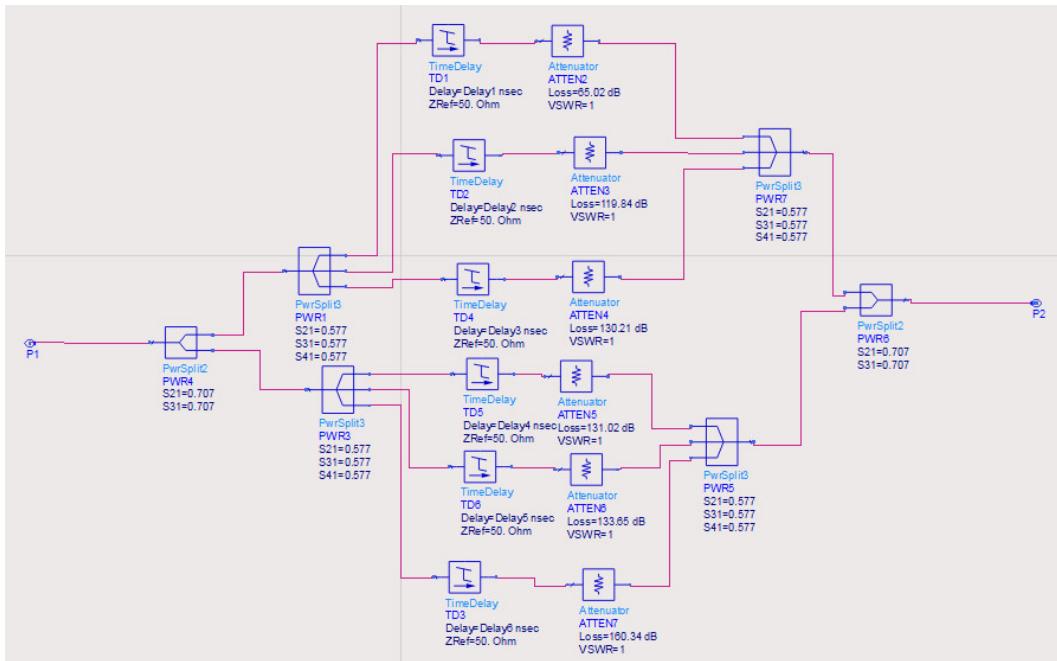


Figure 3.17 Configuration des délais dans le canal de propagation avec ADS

Les figures 3.20 et 3.35 sont les spectres de puissance normalisés représentant les simulations

de canal réelles dans le modèle d'environnement décrit sur la figure 3.10. Les sites 1 et 9 ont été choisis pour représenter les antennes dans un envrionnement intérieur et extérieur, respectivement. Il faudra toutefois noter que ces figures ont été normalisées pour étudier l'effet de la compression de bande en fonction de la distance seulement.

Nous constatons sur ces deux figures que la largeur de bande nulle à nulle ($2/T_c$), où T_c est le temps de chip, une compression de la bande au fur et à mesure que la distance entre le TX et le RX augmente.

L'augmentation de la bande passante du signal peut aider à réduire l'effet d'évanouissement, car les chemins de propagation multi-trajets peuvent être mieux résolus dans le récepteur. À de grandes distances, cependant, l'évanouissement plat ne peut pas être évité et conduit à une augmentation significative de l'affaiblissement sur le trajet. Cela peut être observé dans les chiffres d'affaiblissement sur le trajet de la figure 3.15 et 3.16.

Études paramétriques sur la distance sans délais de trajet

Les figures 3.18 et 3.19 représentent les résultats des simulations dans *ADS* des spectres de puissances émis et reçus sur une distance maximale de 28 m en utilisant des fréquences d'horloge de 500 MHz et 1 GHz, respectivement.

Nous observons non seulement un affaiblissement du signal en fonction de la distance mais aussi une propriété importante de réduction (compression) de la bande due au corrélateur glissant PN. Comme bien connu, une partie de ce phénomène vient du fait de la dualité temps/spectre. Un étalement dans le temps crée une compression fréquentielle. Ce qui est observé aussi dans les lignes de transmission avec une dispersion modale [37]. En plus de ce phénomène de dispersion modale comme décrit sur les figures 3.18 et 3.19, il faut noter aussi l'atténuation d'un signal réaliste avec une emprunte spectrale trapézoïdale équilatérale. Sa base étant au niveau du bruit définit la bande passante. Une atténuation peut être schématisée par un trapézoïde dont l'affaiblissement se manifeste systématiquement par une diminution de la bande passante (définit par le niveau du bruit de fond). Pour illustrer cette thèse, nous avons comparé les spectres de puissances de quelques émetteurs avec un gain d'antenne de 18 dBi pour des largeurs de bande de 500 MHz et 1 GHz, comme montré sur la figure 3.20.

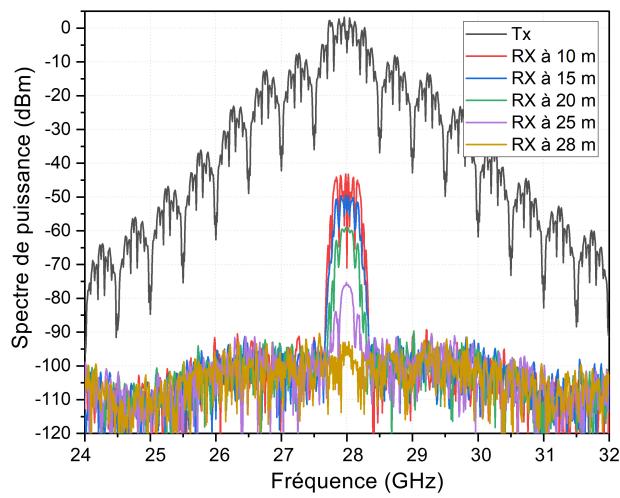


Figure 3.18 Spectre de puissance versus variation de la distance du trajet pour $G_T=18$ dBi, $f_0= 28$ GHz et $W= 500$ MHz

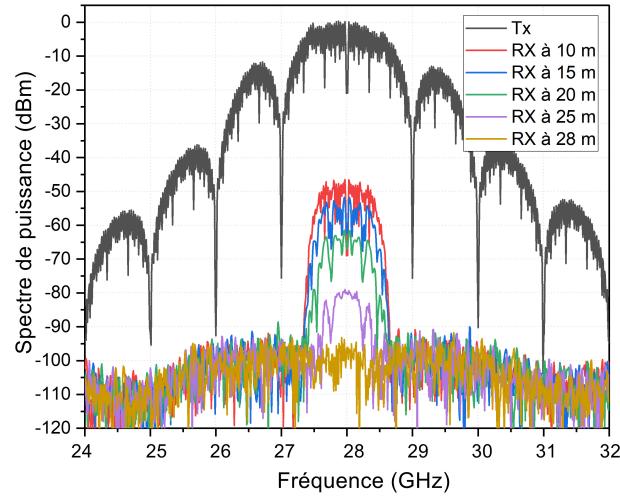


Figure 3.19 Spectre de puissance versus variation de la distance du trajet pour $G_T=18$ dBi, $f_0= 28$ GHz et $W= 1$ GHz

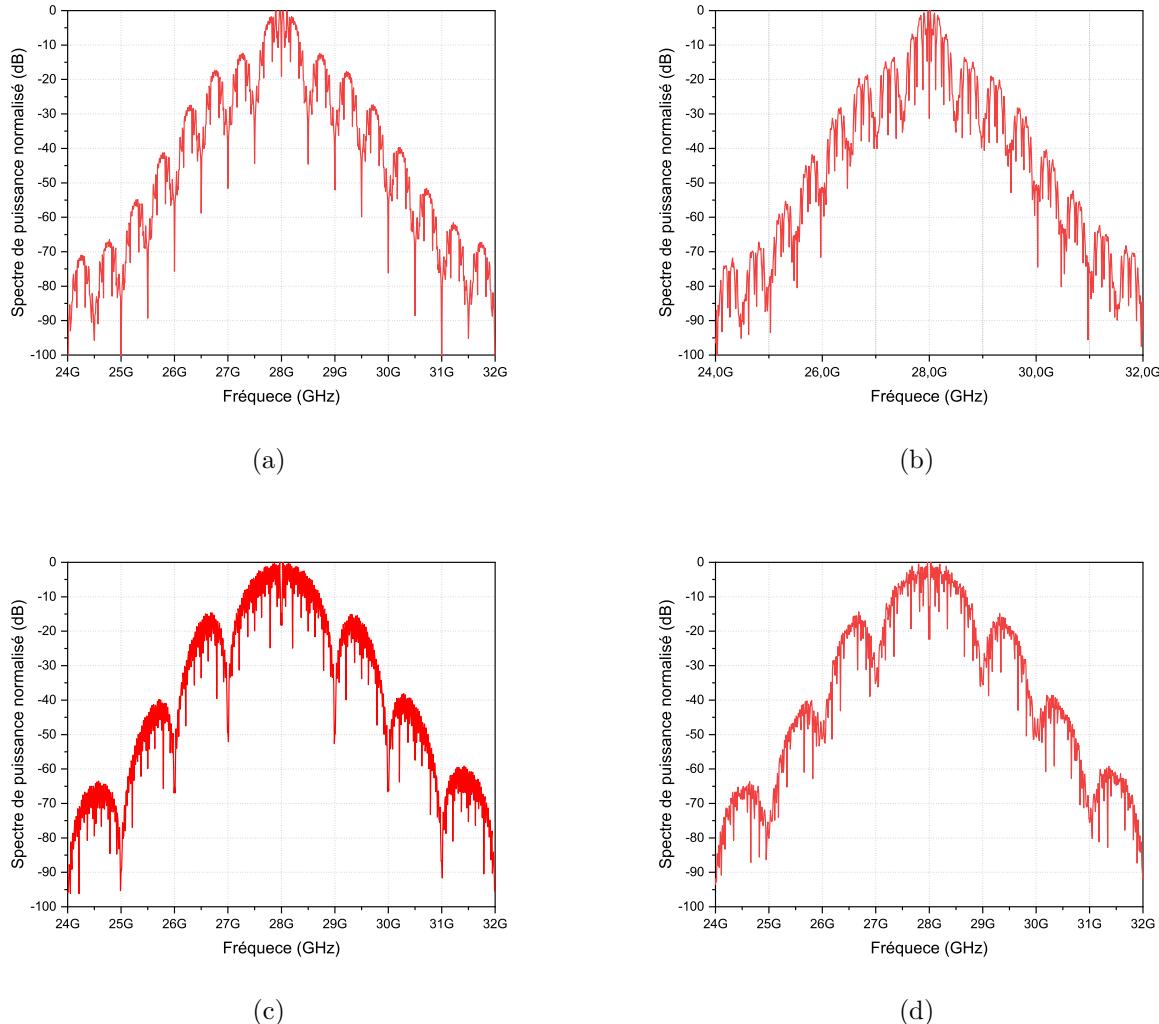


Figure 3.20 Spectre de puissance normalisé site 1 (a) $W=500$ MHz pour 5m (b) $W=500$ MHz pour 10m (c) $W=1$ GHz pour 5m (d) $W=1$ GHz pour 10m

Éfficacité spectrale pour un canal FRIIS

Dire qu'il existe un spectre illimité aux fréquences millimétriques est une idée commune, car il reste encore irréaliste d'utiliser toutes les fréquences disponibles dans les systèmes de communication sans fil. Les fréquences accessibles sont donc une ressource limitée et doivent être utilisées à bon escient pour répondre aux besoins croissants des utilisateurs.

Le spectre de fréquences étant limité, il doit être utilisé efficacement. Une bande passante donnée est dite utilisée efficacement lorsqu'un maximum d'informations peut y être transmise. Le terme efficacité spectrale est utilisé pour décrire le taux d'informations transmises sur une bande passante donnée dans un système de communication particulier.

Nous mettons en exergue sur la figure 3.21 suivante l'efficacité spectrale pour un canal de FRIIS, sans délais de propagation dû aux multi trajets.

En terme du choix du gain optimal de l'antenne, on peut observer sur les figures 3.21 b et c qu'un meilleur compromis peut être fait entre 12 et 18 dBi car on peut avoir plus de 50 % de la bande à la réception avec une largeur de bande $W = 500MHz$ seulement.

D'autre part, pour une efficacité spectrale de 50 % on peut constater que l'antenne de gain 18 dB couvre une plus grande distance, 20 m, que même celle d'une antenne de 24 dBi.

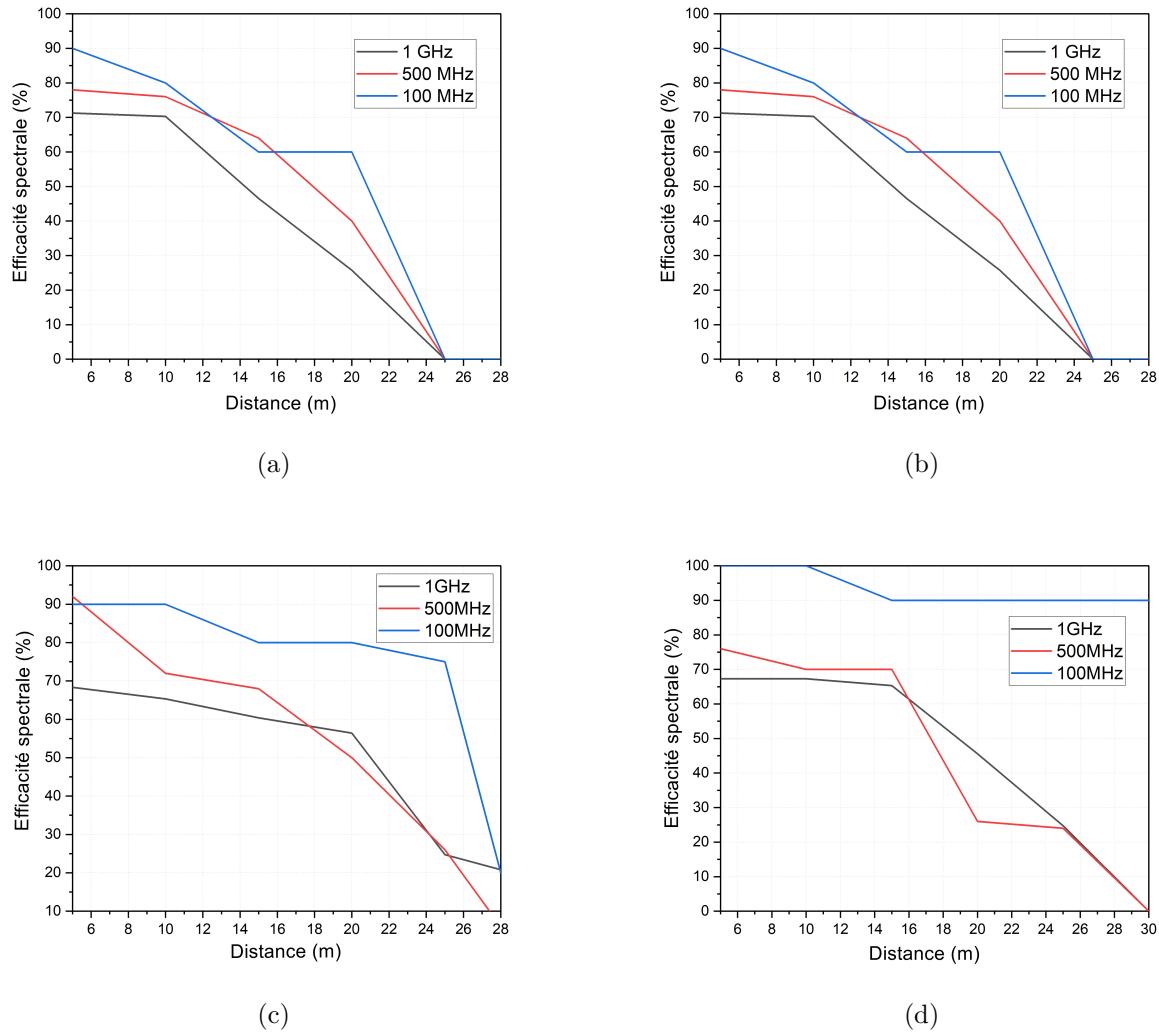


Figure 3.21 Efficacité spectrale pour une antenne de gain (a) 6 dBi (b) 12 dBi (c) 18 dBi (d) 24 dBi

Composants multi-trajets et étalement de délais

L'étalement efficace τ_{RMS} du délai est une caractéristique importante d'un canal de propagation radio. Les propriétés de dispersion temporelle des canaux à large bande sont généralement caractérisées à l'aide de l'étalement du délai RMS, qui décrit la dispersion temporelle multi-trajet et la nature de la bande de cohérence du canal qui peuvent être utilisées pour estimer les débits de données et les limitations de bande passante pour les canaux multitrajets.

La figure 3.22 montre l'étalement efficace de délais simulé pour les trois (3) sites dans un environnement intérieur. Le site 3 représente une antenne de 3.7 dBi à 1.8 GHz tandis que les sites 1 et 2 représentent des antennes cornets de 18 dBi à 28 GHz. Nous observons aussi qu'à basse fréquence le délai est moins sévère qu'à haute fréquence. Il est évident que plus de 90 % du délai RMS est en dessous de 20 ns, 25 ns et 25 ns pour les sites 2, 1 et 3, respectivement. Ce qui équivaut à dire que 90 % de l'énergie arrivant au récepteur est inférieur à 25 ns à 28 GHz.

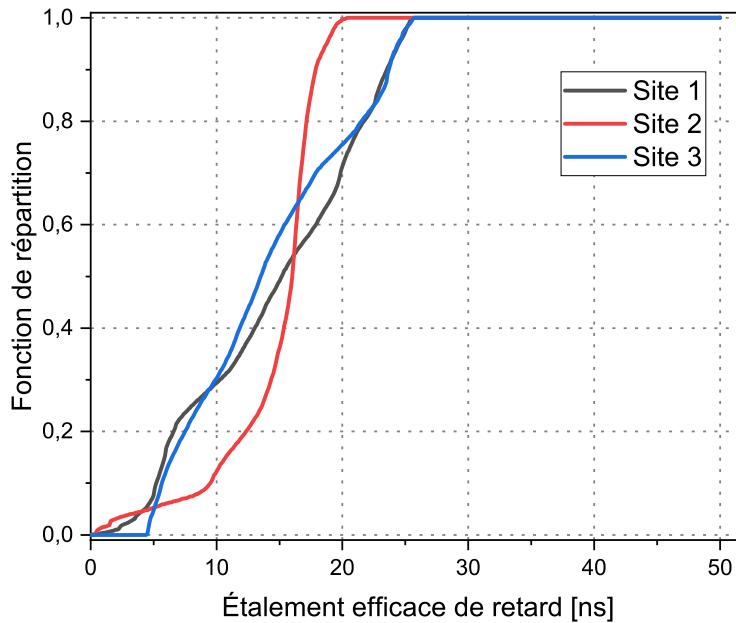


Figure 3.22 Fonction de densité de probabilité de l'étalement efficace

Les résultats de l'étalement efficace de délais de retard en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur sont montrés sur la figure 3.23 suivante. Nous pouvons constater une tendance décroissante au fur et à mesure que la distance TX-RX augmente. Pour le site 1, on observe un étalement de délai τ_{RMS} variant 24.5 ns à 10.5 ns, le site 2 de 15 ns à 10 ns

puis augmente à 11 ns et le site 3 de 21 ns à 6.5 ns. Ces résultats révèlent les irrégularités de l'environnement de simulation qui est composé de briques, de verres et de bois avec différentes épaisseurs et propriétés de réflexion. Par exemple, le site 2 présente une moyenne plus basse du délai d'étalement.

Bien que l'étalement efficace de retard diminue avec la distance TX-RX, il faut toutefois signaler que cela ne veut pas nécessairement dire qu'il y a moins de multi-trajets aux distances de séparation plus élevées.

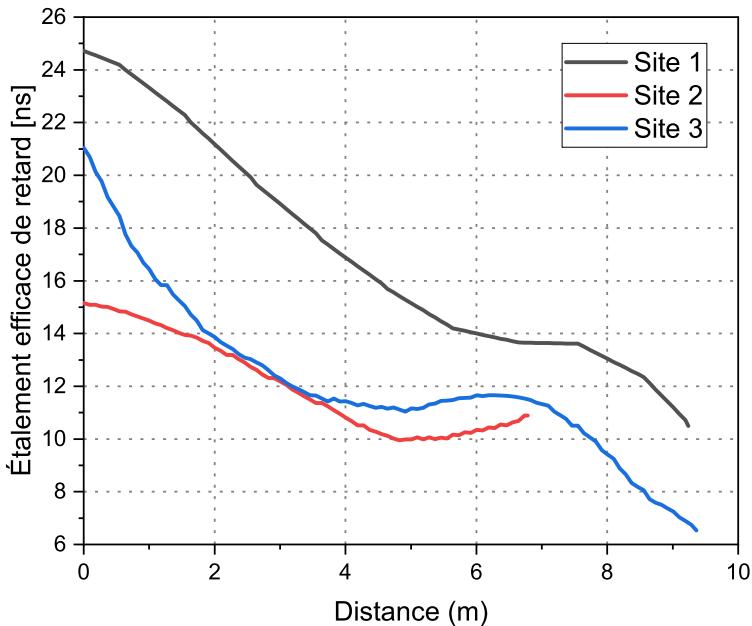


Figure 3.23 Étalement efficace du délai LOS versus distance

Réponse impulsionale temporelle-spatiale

Le canal de propagation radio est fréquemment caractérisé par la superposition de nombreuses ondes planes et est paramétré par la réponse impulsionale du canal ou (CIR) bidirectionnelle [38]. L'approche Time Cluster Spatial Lobe (TCSL) ou groupe de temps et lobe spatial, utilise des groupes de temps (Time Cluster, TC), pour les composants à trajets multiples voyageant étroitement dans le temps et lobe spatial (Spatial Lobe, SL), pour la direction principale d'arrivée (DoA) (ou de départ, DoD), comme définie dans les tableaux 3.1 et 3.2 ci-hauts, où l'énergie peut arriver sur plusieurs centaines de nanosecondes.

Le modèle 3GPP [39] définit le groupe de temps (TC) comme un groupe de multi-trajets

en déplacement partant et arrivant à partir d'une combinaison DoD-DoA unique centrée autour d'un délai de propagation moyen. Tandis que le modèle NYUSIM (New York University Simulation Model) utilise des concepts de TCSL pour décrire le comportement omnidirectionnel des réponses impulsionales des trajets [35, 40]. Les groupes temporels sont composés de trajets voyageant dans le temps et arrivant de directions potentiellement différentes dans une courte fenêtre de temps de propagation.

Le partitionnement des groupes de temps peut également potentiellement affecter le résultat des statistiques de paramètre de canal temporel. Dans [35], *Samimi et T.S. Rappaport* ont supposé un TC de 25 ns pour mesurer les statistiques d'un système urbain sans fil 5G pour des liens directs (LOS) et indirects (NLOS) à 28 GHz à New York. Cependant, la plus petite résolution ou intervalle de temps multivoie (Multipath Time Interval, MTI) décrite par les modèles 3GPP et WINNER est de 20 ns pour une microcellule urbaine extérieure tandis que 6 ns a été utilisé comme MTI dans [35] pour un environnement de bureau intérieur en considérant que la largeur d'un couloir typique dans l'environnement de bureau intérieur mesuré était d'environ 1,8 m (c'est à dire 6 ns de délai de propagation).

Dans ce travail, nous considérons également le délai de propagation de 6 ns pour partitionner le TC dans les figures 3.24, 3.25 et 3.26 ci-dessous. Ce qui signifie que les composants multi-trajets consécutifs qui se produisent dans une durée inférieure à 6 ns ont été supposés appartenir à un seul TC. Un TC peut avoir plus d'un sous-trajet (SubPath,SP).

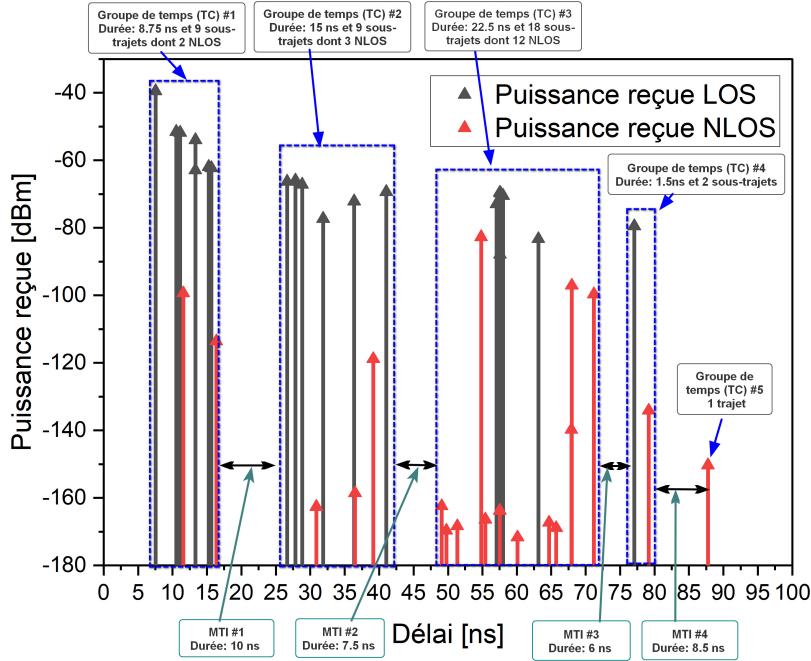


Figure 3.24 Profile de retard de puissance reçue dans un environnement interne LOS et NLOS du site 1

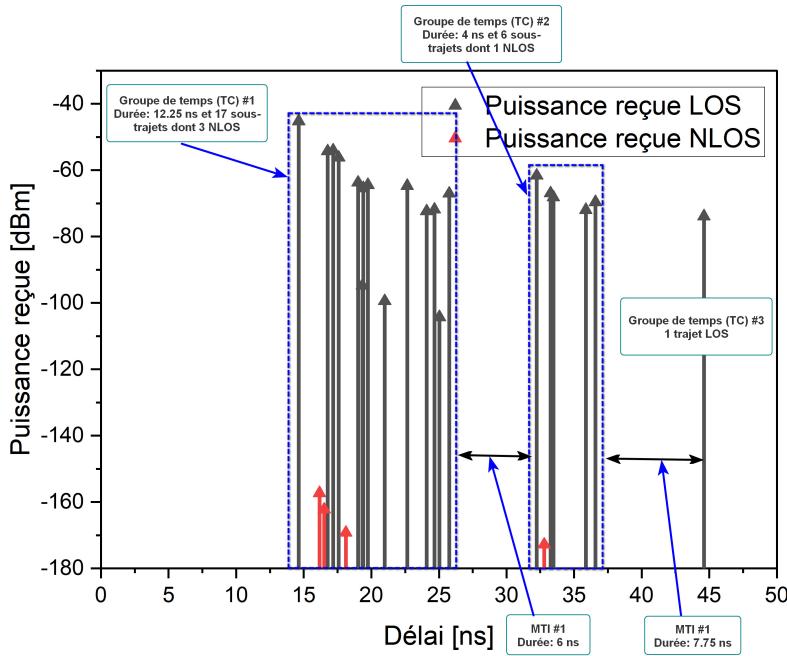


Figure 3.25 Profile de retard de puissance reçue dans un environnement interne LOS et NLOS du site 2

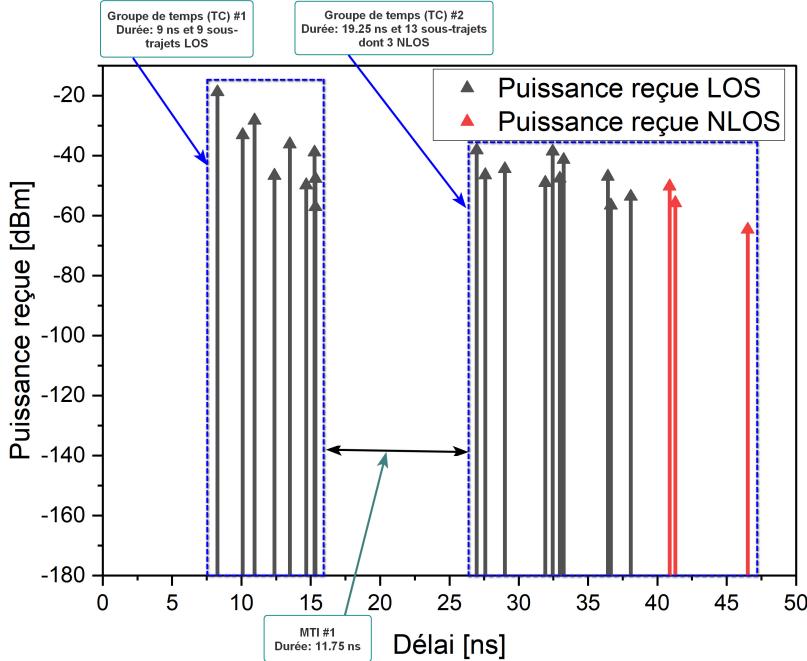


Figure 3.26 Profile de retard de puissance reçue dans un environnement interne LOS et NLOS du site 3

Les réponses impulsionnelles des canaux millimétriques et les spectres angulaires de puissance peuvent être partitionnés de manière pratique à l'aide des définitions des TC et des SL, respectivement. Les figures 3.24, 3.25 et 3.26 montrent un profil de retard de puissance omnidirectionnel reçu à 28 GHz. La méthodologie de partitionnement temporel est illustrée sur les figures sus-mentionées en délimitant un interval TC, en utilisant un MTI minimum de 6 ns.

Les composants multi-trajets consécutifs entrants à moins de 6 ns des uns des autres sont présumés appartenir à un seul TC. Sur la figure 3.24, cinq (5) TC composés de 9, 9, 18, 2 et 1 sous-trajets avec des retards, des amplitudes et des DoA aléatoires, combinant des sous-trajets LOS et NLOS. Même dans une mesure réelle, la puissance totale dans un TC est également aléatoire, car elle est composée de la somme des puissances de sous-trajets changeant arbitrairement. D'autre part, la figure 3.25 du site 2 de la figure 3.11 quant à elle contient trois (3) TC composés de 17, 4 et 1 sous-trajets avec des retards, des amplitudes et des DoA aléatoires, combinant des sous-trajets LOS et moins de sous-trajets NLOS. Le troisième site de la figure 3.26 contient deux (2) TC composés de 9, et 13 sous-trajets avec des retards, des amplitudes et des DoA aléatoires, combinant des sous-trajets LOS et moins de sous-trajets NLOS. Le premier TC de ce site ne contient, par contre, aucun sous-trajet

provenant du NLOS.

Les paramètres clés pour générer des profiles de retard de puissance aux ondes millimétriques sont le nombre de TC, le nombre de SP, les retards TC et SP et les niveaux de puissance TC et SP.

3.5 Scénarios extérieurs vers intérieurs - Outdoor to Indoor (O2I)

La perte de pénétration de l'extérieur vers l'intérieur est l'un des défis cruciaux rencontrés aux fréquences d'ondes millimétriques. Il devient donc important de caractériser les canaux de propagation millimétriques afin de comptabiliser les pertes dans ce type de scénarios.

Les sites de transmission sont marqués sur la figure 3.27. Il y a 4 sites extérieurs, numérotés 5, 6, 7 et 8 avec les distances, 6.23 m, 0.79 m, 1 m et 5.41 m, respectivement. Les matériaux pouvant causer les pertes de transmission sont ceux indiqués sur la figure 3.9 du modèle de bâtiment choisi.

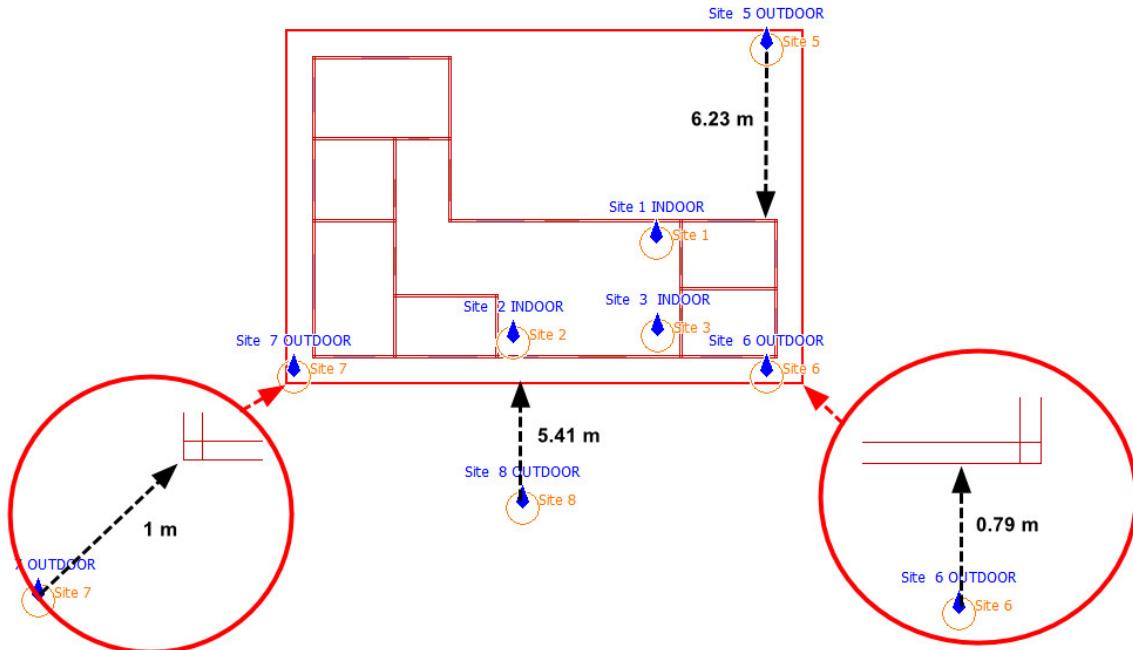


Figure 3.27 Modèle de simulation du scénarios O2I

L'exploration de nouvelles bandes de fréquences millimétriques pour les communications 5G et futures suscite de nouveaux défis qui nécessitent un examen attentif. L'utilisation de fréquences plus élevées entraîne une augmentation de l'affaiblissement sur le trajet en espace libre, spécialement pour le cas d'une propagation d'un milieu extérieur vers un milieu intérieur.

Pour lutter contre l'affaiblissement de trajet accru aux fréquences d'ondes millimétriques il est important de considérer des antennes à gain élevé avec un diagramme de rayonnement étroit et des niveaux de SLL faibles.

Les résultats de simulations révèlent la distribution de l'affaiblissement sur le trajet et les conditions de couverture à 28 GHz dans *Feko WinProp - ProMan* pour les scénarios O2I typiques d'accès aux canaux sans fil à petites cellules. Les diagrammes de rayonnements de l'antenne à corrugation conçue sont utilisés pour les résultats. Le modèle de la figure 3.27 pour un environnement extérieur vers l'intérieur est utilisé pour caractériser le milieux.

En général, on peut constater que les signaux à 28 GHz se propagent dans les pièces et les couloirs principalement par les fenêtres et les portes. Pour un seuil d'affaiblissement de trajets inférieur à 140 dB, un émetteur se situant au site 5 comme l'indiquent les figures 3.28 et 3.29, peut couvrir une grande partie extérieure et intérieure selon le gain utilisé. Pour un gain d'antenne de 18 dBi, on peut constater une meilleure couverture intérieure comme l'indique la figure 3.29. L'utilisation, dans ce cas, de relais intérieurs pourrait ne pas être envisageable.

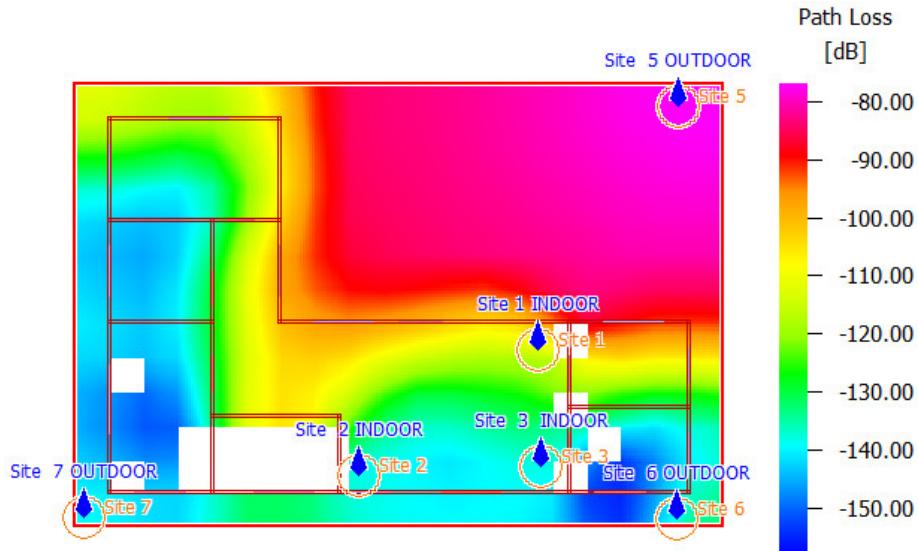


Figure 3.28 Pertes de chemin - site 5 situé à 6.23 m du modèle avec un gain d'antenne de 12 dBi

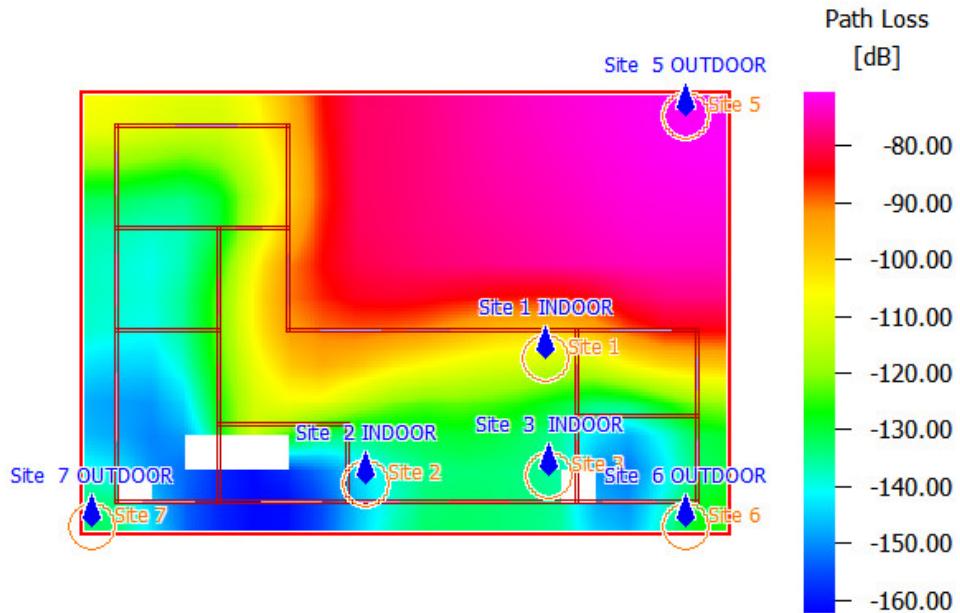


Figure 3.29 Pertes de chemin - site 5 situé à 6.23 m du modèle avec un gain d'antenne de 18 dBi

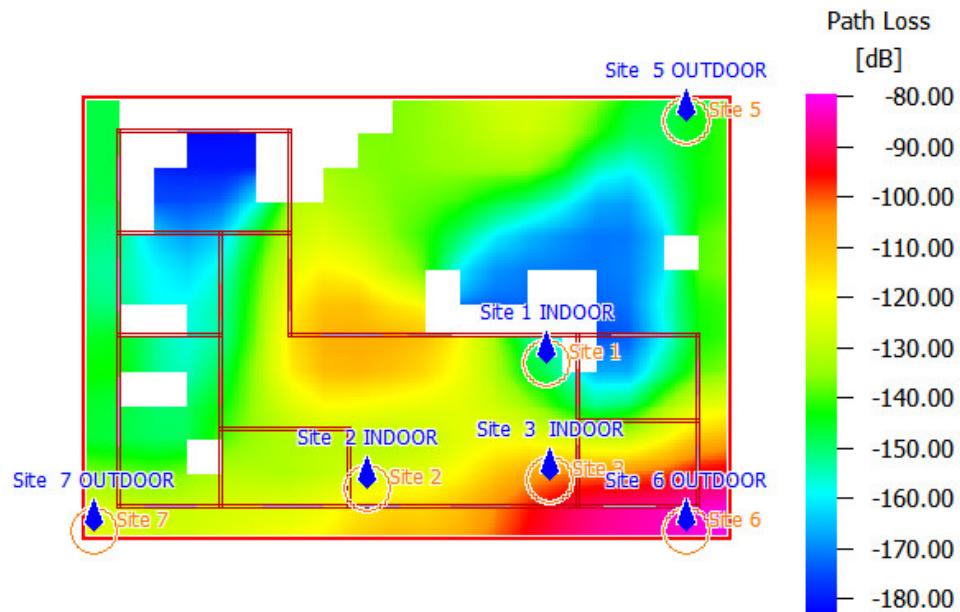


Figure 3.30 Pertes de chemin - site 6 situé à 0.79 m du modèle avec un gain d'antenne de 18 dBi

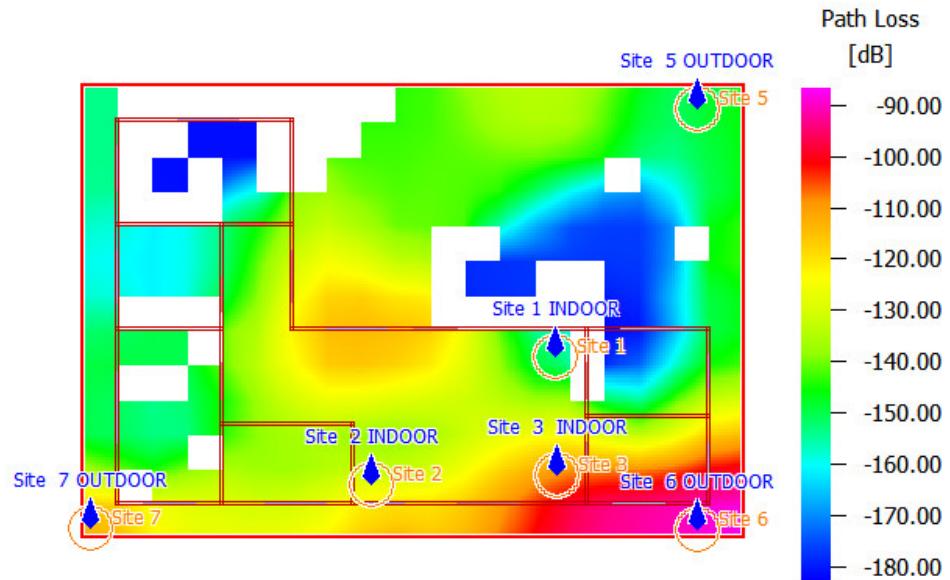


Figure 3.31 Pertes de chemin - site 6 situé à 0.79 m du modèle avec un gain d'antenne de 12 dBi

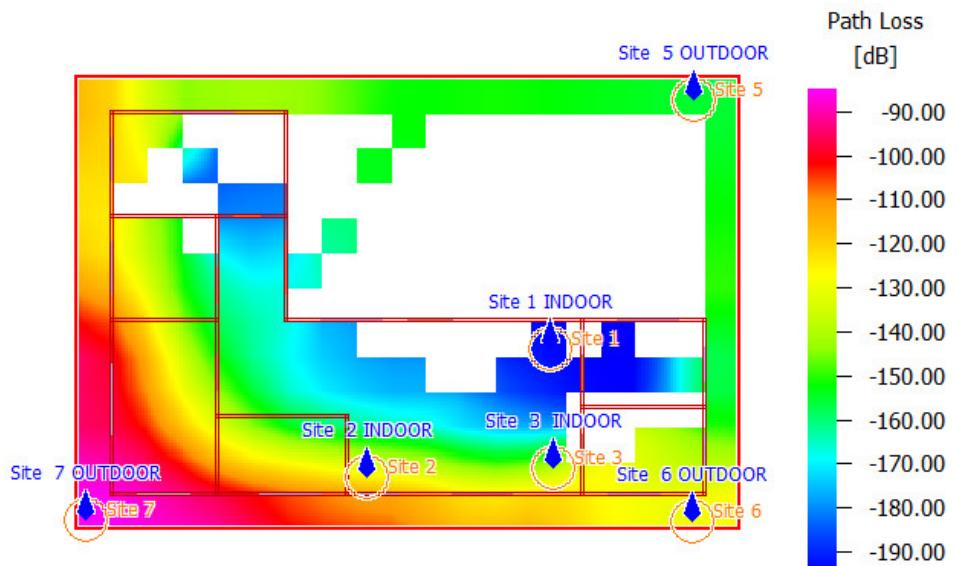


Figure 3.32 Pertes de chemin - site 7 situé à 1 m du modèle avec un gain d'antenne de 12 dBi

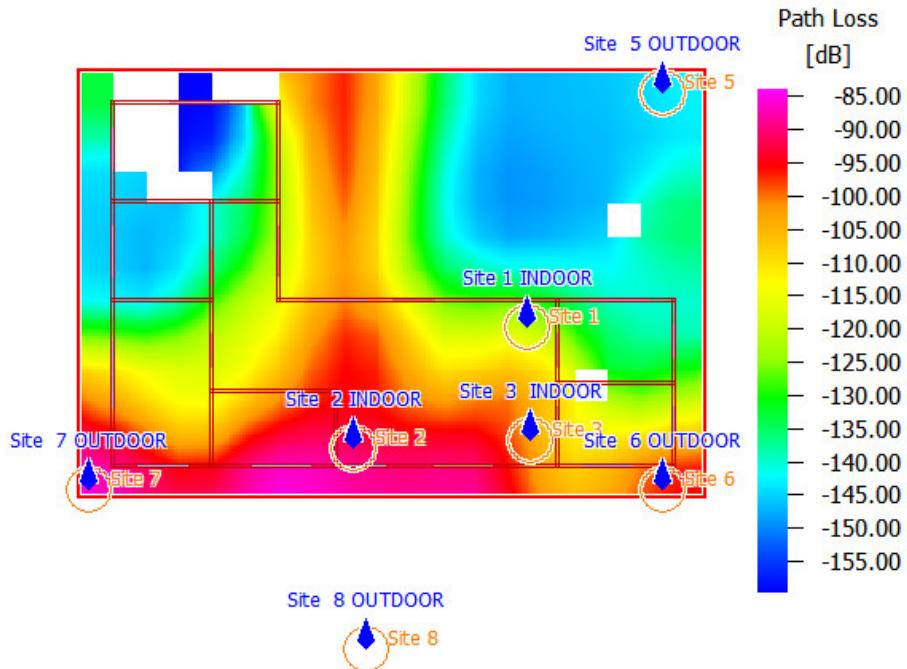


Figure 3.33 Pertes de chemin - site 8 situé à 5.41 m du modèle avec un gain d'antenne de 18 dBi

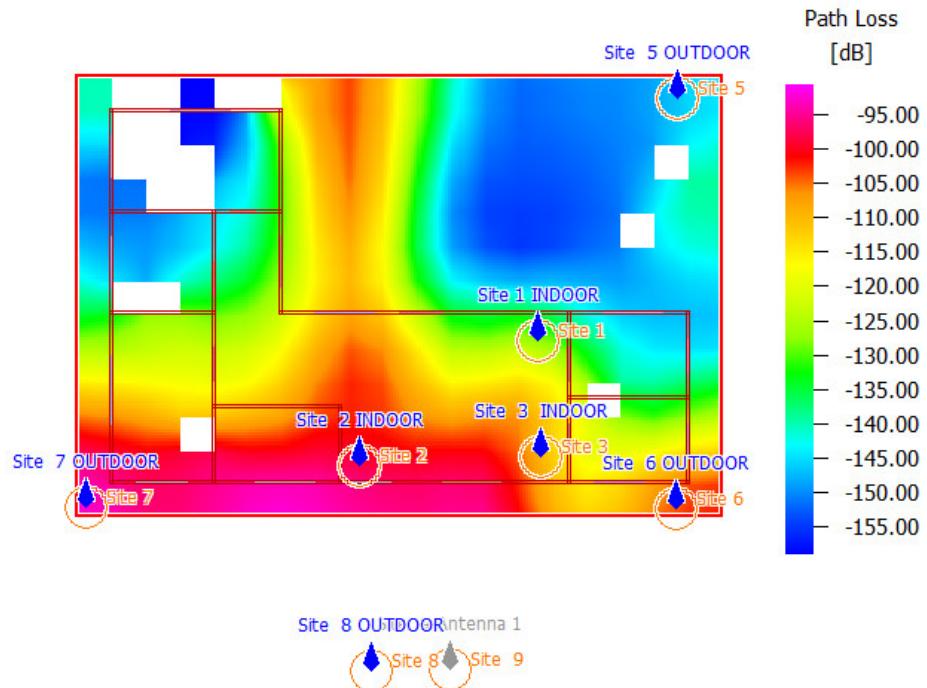


Figure 3.34 Pertes de chemin - site 8 situé à 5.41 m du modèle avec un gain d'antenne de 12 dBi

En raison des réflexions, comme le montrent les figures 3.13, et 3.14, les rayons peuvent emprunter plusieurs chemins différents de l'émetteur au récepteur. Ce phénomène connu sous le nom de trajets multiples produit des rayons qui tendent à être plus importants aux basses fréquences. Premièrement , de sorte que les réflexions à longue distance contribuent davantage à la puissance du signal reçu. Deuxièmement, les faisceaux sont plus larges, de sorte que les rayons peuvent atteindre le récepteur à partir d'un plus large éventail d'angles. Les figures ci-dessus en sont des illustrations. On peut particulièrement voir sur la figure 3.32 plus d'espaces non couverts (en points blancs) . Dans le cas des ondes millimétriques, l'environnement de propagation tend à être dominé par un petit nombre de rayons, voire un seul, comme c'est le cas de la méthode d'analyse DPM.

Ces phénomènes d'évanouissement peuvent entraîner une augmentation significative de l'affaiblissement sur le trajet à certaines positions, comme le montrent clairement les simulations d'affaiblissement sur le trajet ci-dessus, figures 3.29 à 3.34 . L'augmentation de la bande passante du signal ne peut atténuer cet effet qu'à des distances plus courtes, cette thèse a été démontré dans la section 3.4 de l'efficacité spectrale.

En plus de l'utilisation d'antennes à gain optimal entre 12-18 dBi, l'approche hybride utilisant à la fois les bandes inférieures et millimétriques peuvent être une alternative pour fournir une meilleure couverture transparente.

Comme mentionné précédemment sur la figure 3.20, nous avons aussi observé des phénomènes de compression pour un environnement extérieur vers intérieur. Cette illustration est donnée sur la figure 3.35 ci-haut.

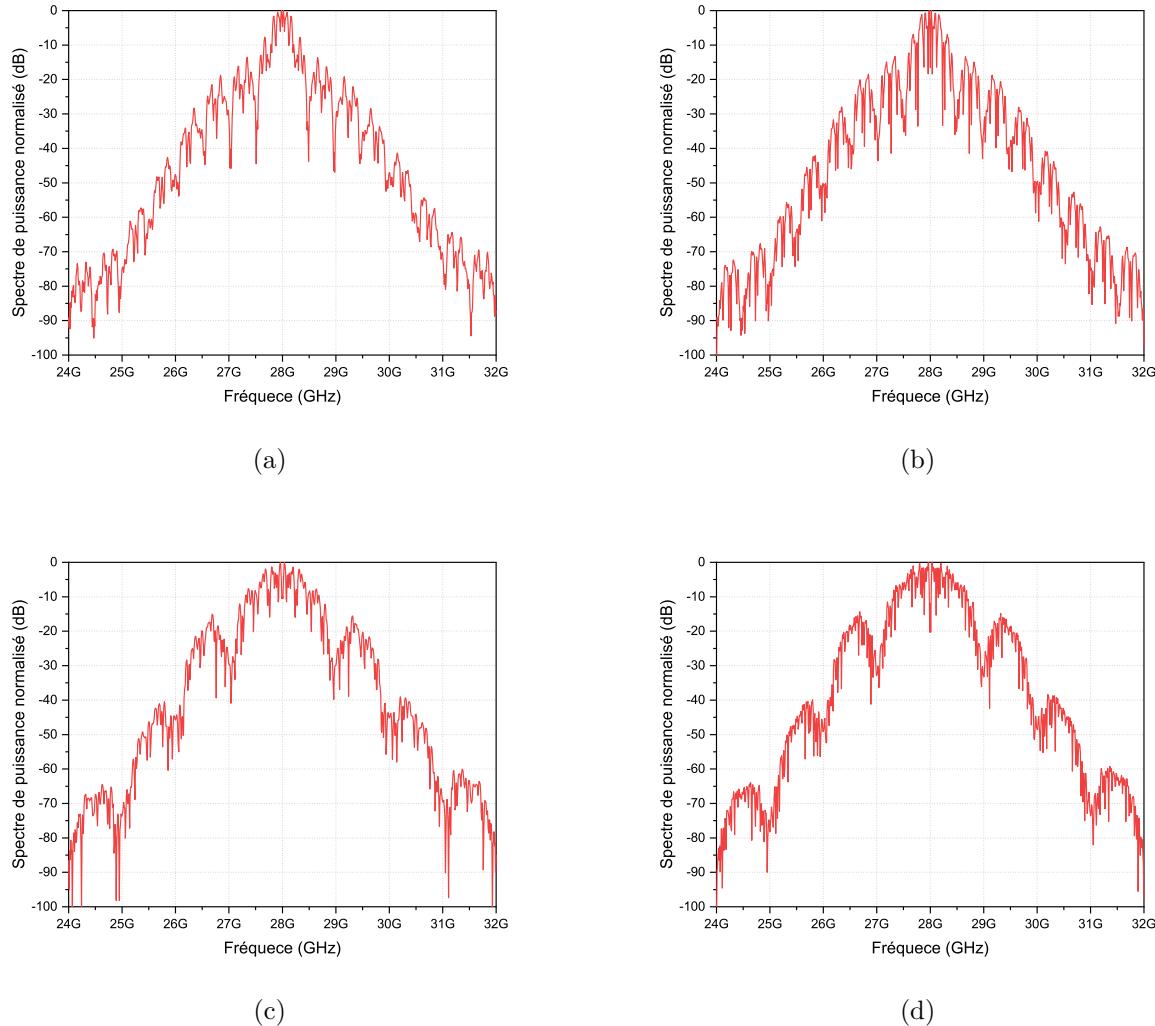


Figure 3.35 Spectre de puissance normalisé site 9 (a) $W=500$ MHz pour 6m (b) $W=500$ MHz pour 10m (c) $W=1$ GHz pour 6m (d) $W=1$ GHz pour 10m

3.6 Conclusion

Ce chapitre s'est focalisé sur la description des concepts d'étalement spectral en utilisant un générateur de code PN. Les concepts fondamentaux y sont expliqués et un schéma bloc du générateur de code est proposé et simulé dans ADS. Des codes PN à différentes boucles de rétroactions y sont proposés et les résultats des densités spectrales de puissance pour différentes fréquences sont donnés. Nous avons aussi proposé d'étudier et de caractériser un canal de communication à 28 GHz avec une architecture TX-RX dans ADS et des résultats de simulations d'affaiblissement de chemin sont montrés en fonction non seulement de la

distance mais aussi de la largeur de bande du code PN. Des canaux de propagation internes et externes vers internes sont ensuite simulés dans Feko-winprop pour différents gains d'antennes afin d'extraire les paramètres de multi-trajets. Pour ce faire, deux modèles, SRT et DPM, sont considérés. Des discussions intéressantes sur le défi entourant l'efficacité spectrale et énergétique sont données. Il est aussi important de mentionner qu'un gain optimal trouvé dans ce chapitre se situe entre 12 et 18 dBi en considérant des systèmes compacts. La faisabilité d'un wifi millimétrique a été démontrée ainsi qu'une propagation O2I. Le chapitre suivant abordera la conception de l'antenne proposée.

CHAPITRE 4 IMPLÉMENTATION DE L'ANTENNE ET LES COMPOSANTS DE BASE

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons amplement étudié et caractérisé le canal de communication basé sur le concept de générateur de code glissant PN. Cependant, avec le concept de système compact et à faible coût, il devient nécessaire de proposer des antennes ayant une configuration suggérée pour les futurs systèmes de communication, c'est-à-dire le coût, la taille, l'intégrabilité mais aussi avec un gain optimal. L'étude menée dans le chapitre précédent nous a aussi révélé qu'un gain optimal pourrait se situer entre 12 et 18 dB. L'intégration de ces éléments avec des composants de base existants (amplificateurs, mixeur, etc.) permettra de concevoir un système de sondeur de canal portatif. C'est pourquoi ce chapitre se focalise principalement sur la conception des modules d'antennes et de générateur de code PN. Une antenne corrugée à lentille à gain optimal pour les systèmes 5G et futurs et une structure de générateur de code PN sont proposées. Des résultats préliminaires obtenus nous ont permis aussi de proposer une transition planaire antenne cornet.

4.2 Historique

Le sujet des antennes à lentille a été considérablement étudié au début du développement des antennes micro-ondes et a été influencé par le vaste corpus de travaux en optique. Par la suite, l'intérêt a quelque peu diminué car les antennes à lentille ont été dépassées par des réflecteurs pour des antennes à grande ouverture et à haute efficacité; et par des réseaux d'antennes à faisceaux profilés, multifaisceaux et à balayage. Ce n'est qu'au cours de la Seconde Guerre mondiale que les lentilles ont suscité l'intérêt en tant qu'éléments d'antenne. Même alors, ils n'étaient pas largement utilisés en raison de leur taille encombrante à des fréquences plutôt basses.

Cependant, les antennes à lentilles diélectriques suscitent un regain d'intérêt pour les applications à ondes millimétriques et sous-millimétriques où elles deviennent compactes, en particulier pour les configurations avec sources intégrées généralement appelées antennes à lentilles intégrées.

Leur flexibilité et leur simplicité à concevoir et à fabriquer font des lentilles une alternative fiable aux antennes à réflecteur à ces fréquences millimétriques et sous-millimétriques. L'ouverture de l'antenne sur la lentille peut aller d'un simple faisceau collimaté (augmentant la

directivité d'alimentation) à des spécifications multi-objectifs plus complexes. Des lentilles sont explorées pour les applications d'imagerie, pour les communications à large bande fixes et mobiles et pour les applications de radar automobile, entre autres [4].

L'un des principaux avantages des lentilles par rapport aux réflecteurs est que la source et sa structure de support n'obstruent pas l'ouverture de l'antenne. Cette fonction de rétro-alimentation a été essentielle pour le développement du concept d'antenne à lentille intégrée à ondes millimétriques où la base de la lentille est en contact direct avec la source. La structure de lentille intégrée est très flexible pour s'adapter aux spécifications de diagramme de rayonnement de sortie exigeantes, tandis que plusieurs couches peuvent être ajoutées, par exemple, pour augmenter les degrés de liberté de conception tout en maintenant une structure compacte.

4.3 Aperçu du fonctionnement des lentilles

Les lentilles agissent comme concentrateur, recueillant de l'énergie sur une zone et la concentrant en un point. Les exigences de tolérance des lentilles sont moins strictes que pour les antennes à réflecteur puisque les lentilles sont généralement fabriquées à partir de matériaux d'indice de réfraction relativement faible pour minimiser la réflexion de surface. Les lentilles ont une très large bande passante et d'excellentes propriétés de balayage grand angle. De plus, il n'y a pas de blocage d'ouverture par le système d'alimentation, et les antennes à lentille peuvent être conçues pour avoir des lobes latéraux assez bas (moins de -35 dB).

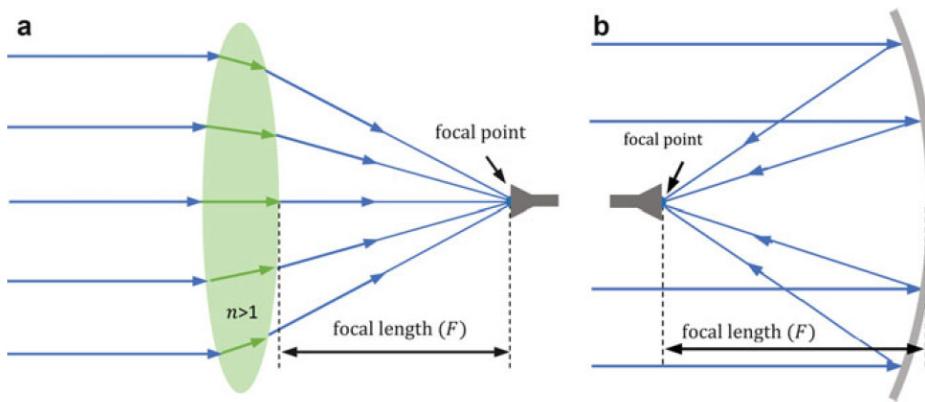


Figure 4.1 Antennes directives : (a) lentille ; (b) réflecteur [4]

Les lentilles, comme les réflecteurs, sont utilisées pour modifier la phase et/ou l'amplitude du diagramme de rayonnement de la source primaire afin de le transformer en un diagramme de rayonnement de sortie souhaité. Cependant, au lieu de la réflexion, le principe de fonction-

nement de la lentille est basé sur la réfraction des ondes électromagnétiques sur les surfaces de la lentille (dans le cas des lentilles isotropes homogènes) ou dans le matériau diélectrique de la lentille dans le cas des lentilles à indice de réfraction non uniforme.

Par exemple, dans la configuration de la figure 4.1, les rayons parallèles d'une onde plane incidente sont réfractés sur les surfaces de la lentille de telle sorte que tous les rayons de sortie se coupent en un point, le foyer de la lentille. Tous ces rayons ont la même longueur de chemin électrique, c'est-à-dire qu'ils arrivent en phase au foyer (principe de Fermat), malgré leurs différentes longueurs physiques qui sont compensées par une vitesse de phase plus lente ($v = c/n$) dans différentes portions de la lentille. Dans la plupart des conceptions, les dimensions des lentilles sont importantes en termes de longueur d'onde, ce qui permet l'utilisation de méthodes de conception quasi-optiques. Les grandes lentilles partagent avec les réflecteurs leur large bande passante inhérente, qui n'est limitée que par la bande passante de la source. Aussi, la structure de lentille intégrée est très flexible pour s'adapter aux spécifications de diagramme de rayonnement de sortie exigeantes, tandis que plusieurs couches peuvent être ajoutées, par exemple, pour augmenter les degrés de liberté de conception en maintenant une structure compacte. Cela contraste avec les systèmes multi-réflecteurs où les problèmes de blocage forcent de grandes structures complexes.

4.3.1 Différentes configurations de lentilles

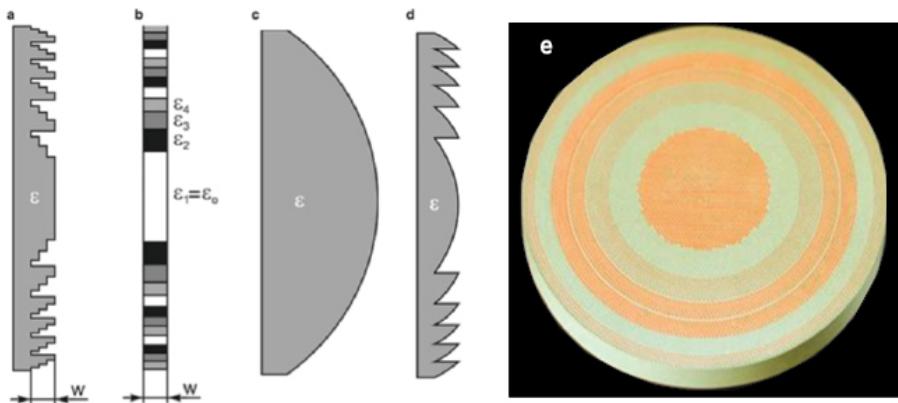


Figure 4.2 Différentes configurations de lentille de Fresnel : (a) Lentille rainurée quart d'onde, (b) Lentille FZP quart d'onde à anneaux diélectriques, (c) Lentille ordinaire, (d) Lentille ordinaire zonée, (e) Lentille FZP quart d'onde diélectrique simple percée [4]

Parmi ces lentilles homogènes, nous distinguons :

- Les antennes lentilles pour lesquelles la lentille est séparée de la source primaire ;

- Les lentilles substrats, encore appelées lentilles intégrées, où la lentille est directement en contact avec la source.

4.3.2 Conception des lentilles

La figure 4.3 ci-dessous permet d'introduire le concept d'antenne à lentille. Une source ligne équi-phase placée le long de l'axe Z émet une famille de rayons divergents qui, si la source ligne est suffisamment longue, peuvent tous être supposés parallèles au plan XY. L'un de ces rayons est indiqué par le segment de ligne OA, émergeant de la source de ligne sous un angle theta par rapport à l'axe X.

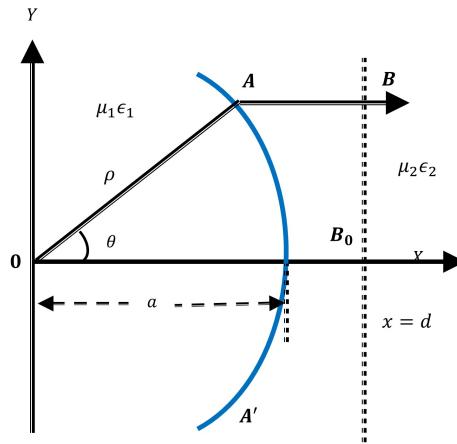


Figure 4.3 Géométrie d'une lentille diélectrique

Tout l'espace sera supposé être constitué de deux milieux homogènes, isotropes, sans perte, divisé par l'interface cylindrique unique qui coupe le plan XY de la courbe AA_0A' . Les paramètres des deux milieux de gauche et droite de l'interface sont $\mu_1\epsilon_1$ and $\mu_2\epsilon_2$. L'indice de réfraction relatif n sera défini par :

$$n = \sqrt{\frac{\mu_2\epsilon_2}{\mu_1\epsilon_1}} \quad (4.1)$$

Les principes de conception des antennes lentilles homogènes sont basés sur les lois de l'optique (lois de Snell-Descartes, conservation de la puissance au sein d'un tube de rayon, longueur des trajets optiques).

D'autre part, la procédure de conception voudrait que la forme de la courbe AA_0A' soit

sélectionnée de manière que tous les rayons secondaires soient collimatés, avec le plan $x=d$ représentant un front d'onde secondaire. En supposant que le retard de phase le long du chemin OAB soit le même que le long du chemin OA_0B_0 .

Si $OA = \rho$ et $OA_0=a$, alors

$$k_1\rho + k_2(d - \rho\cos\phi) = k_1a + k_2(d - a) \quad (4.2)$$

dans laquelle $k_1 = \omega\sqrt{\mu_1\epsilon_1}$ and $k_2 = \omega\sqrt{\mu_2\epsilon_2}$ sont les nombres d'ondes dans les deux media. L'équation 4.2 peut donc s'écrire comme :

$$\frac{\rho}{a} = \frac{n-1}{ncos\theta - 1} \quad (4.3)$$

Les différents types de Lentilles

Il existe un intérêt pour les antennes à lentille à gradient d'indice nonhomogène en raison de leurs caractéristiques attrayantes en termes de comportement à large bande, de gain élevé et de capacité à former plusieurs faisceaux. Pour comprendre le principe de fonctionnement de ces lentilles, il est intéressant de regarder les tracés de rayons au sein des lentilles de Luneberg, Maxwell fish-eye (MFE) et Half-Maxwell fish-eye (HMFE) sur la figure 4.4 ci-dessous.

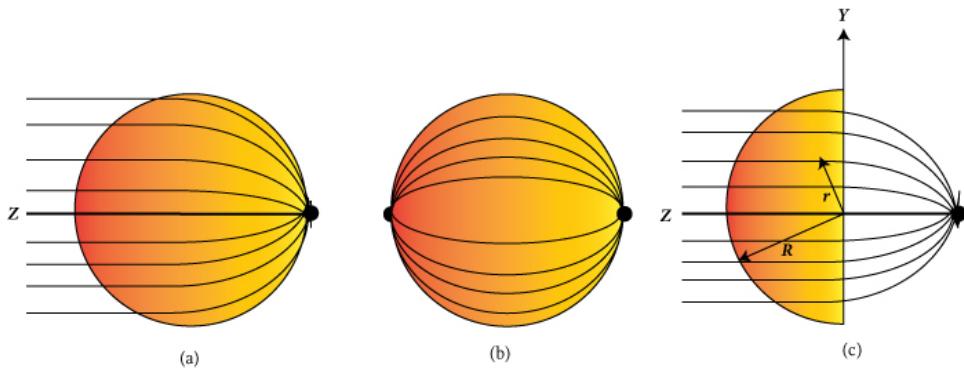


Figure 4.4 Tracés de rayons au sein d'une lentille (a) de Luneburg, (b) Maxwell fish-eye (MFE), et (c) Half Maxwell fish-eye (HMFE)

Luneburg a examiné une classe de lentilles à symétrie sphérique et à indice de réfraction variable n avec deux sphères concentriques l'une sur l'autre. La lentille de Luneburg est un cas sphérique de cette classe dans lequel une sphère a un rayon infini et l'autre est la surface de la lentille [41].

Parmi les lentilles à gradient d'indice nonhomogènes, la lentille de Luneburg [42] , comme le montre la figure 4.5 (a), a été considérablement étudiée. Par la suite, de nombreuses

recherches ont été menées pour comprendre les propriétés électromagnétiques des lentilles de Luneburg, et ainsi, une variété de modifications et de généralisations dans la conception a été réalisée. Comme alternative à la lentille de Luneburg, la lentille HMFE développée dans [12] est simplement une MFE coupée en deux [43] pour transformer une source ponctuelle sur la surface en une onde plane. Cette lentille a été utilisée pour concevoir des antennes hautement directives. La distribution de l'indice de réfraction pour les tracés de la figure 4.5 est donnée par :

Pour les lentilles Luneburg :

$$n(r) = \sqrt{\epsilon_r} = \sqrt{2 - (r/R)^2} \quad (4.4)$$

Pour les lentilles MFE :

$$n(r) = \sqrt{\epsilon_r} = \sqrt{2/(1 + (r/R)^2)} \quad (4.5)$$

Pour les lentilles HMFE :

$$n(r) = \sqrt{\epsilon_r} = \sqrt{4/(1 + (r/R)^2)^2} \quad (4.6)$$

Le profil de la lentille, attaché à la figure d'ouverture de l'antenne, est alors donné par r et z , tous deux exprimés en fonction de l'angle θ .

L'épaisseur axiale de la lentille t , est donné par

$$t = \frac{F}{n-1} \sqrt{[1 + \frac{1}{(2F/D)^2} - 1]} \quad (4.7)$$

où D est le diamètre de la lentille et F la distance focale du cornet.

Cependant, une lentille à petite distance focale associée à une antenne à large ouverture entraîne une augmentation de l'épaisseur et du poids de la lentille [44]. Ceci conduit donc à l'investigation d'une nouvelle forme de lentille décrite ci-dessous.

Lentilles Périodiques (Step Lenses)

Au fur et à mesure que l'ouverture de l'alimentation devient grande, l'épaisseur de la lentille dans la dimension varie considérablement du centre à l'extrémité. Cela rend la lentille encombrante et lourde, un inconvénient qui peut être surmonté par des lentilles périodiques. La progression est le processus de réduction de la lentille en supprimant des plaques d'épaisseur de longueur d'onde interne à des intervalles périodiques appelés zones [45]. Ceci doit être fait pour que les rayons qui traversent différentes zones, comme indiqué sur la figure 4.2 (d)

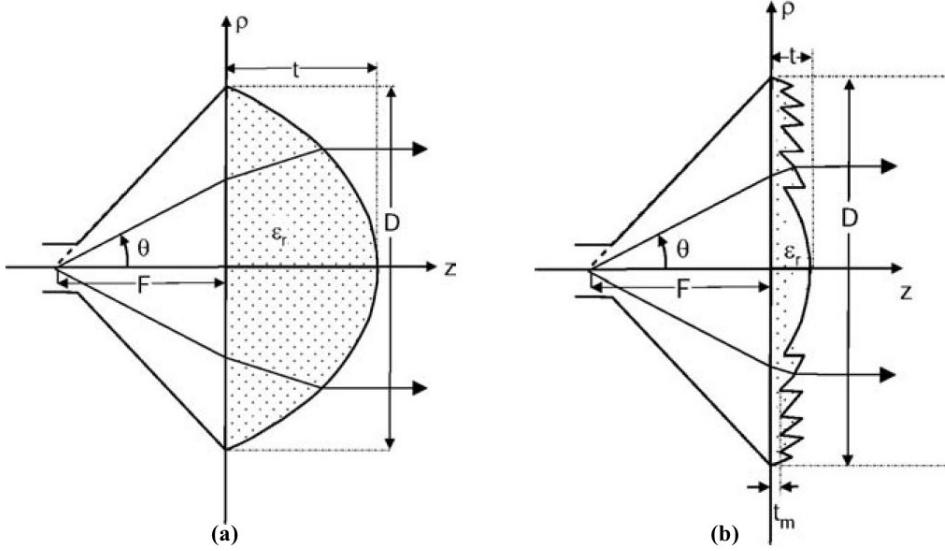


Figure 4.5 Géométrie du cornet avec (a) Lentille HMFE (b) Lentille périodique

soient toujours collimatés et en phase dans l'ouverture secondaire à $x = d$, figure 4.3.

Dans les régions entre les étapes, comme le montre la figure 4.2 (d), le profil reste lisse dans les zones. La première zone ou zone d'extrême est $m=0$, et la dernière ou la plus intérieure est donnée par $m=M$. La lentille hyperbolique standard de la figure 4.2 (c) n'a qu'une seule zone, $m=0$. En général, moins il y a de pas, plus la bande passante de la lentille est grande [46].

Soit x_0 et x_m les dimensions longitudinales des zones zéro et m. La condition nécessaire est que :

$$k(x_0 - x_m) = k_0(x_0 - x_m) + 2\pi m \quad (4.8)$$

D'où nous pouvons déduire le nombre de périodes nécessaires comme :

$$x_0 - x_m = \frac{m\lambda_0}{n - 1} \quad (4.9)$$

or

$$M = \frac{n - 1}{\lambda_0}(x_0 - x_m) \quad (4.10)$$

La figure 4.10 (a) et (b) de la section 4.6.1 représentent les lentilles double et périodique, respectivement, conçue dans HFSS.

Lentilles à double surface

Comme mentionné et montré sur la figure 4.1, les lentilles peuvent être conçues soit pour avoir l'alimentation en contact direct avec le corps de la lentille, ce qui est le but de cette recherche, soit à l'intérieur du corps ou à une fraction de la longueur d'onde. Celles-ci sont appelées antennes à lentille intégrée (ILA). Ces types de lentilles peuvent être construits avec une ou plusieurs surfaces bien que les conceptions les plus courantes utilisent une seule couche comme dans la figure 4.5.

Le concept de lentilles intégrées a commencé avec des lentilles hémisphériques à un seul matériau ajoutées au-dessus des antennes à circuit intégré pour éliminer les modes de substrat et augmenter l'efficacité du rayonnement [47]. Cela a évolué vers l'utilisation d'autres formes canoniques fixes comme l'elliptique ou l'hémisphérique étendu pour améliorer encore le gain, produisant des faisceaux de sortie collimatés [48].

Par conséquent, la deuxième surface de la lentille permettrait d'offrir un degré de liberté supplémentaire qui peut être utilisé pour contrôler les caractéristiques du motif. Les deux surfaces sont utilisées pour satisfaire les exigences de focalisation des rayons.

4.4 Caractérisation de la permittivité complexe du PLA

Le contrôle de la permittivité est crucial pour la conception de lentilles telles que celles décrites ci-haut (i.e., Luneburg, MFE et HMFE).

Lorsqu'une onde électromagnétique (EM) se propage depuis l'espace libre, entre une antenne émettrice et réceptrice, dans un échantillon de matériau inconnu, il y a une certaine interaction entre le matériau et l'onde. À partir de l'analyse des coefficients de transmission et de réflexion, les propriétés diélectriques du matériau sous test peuvent être extraites.

La méthode de l'espace libre est une méthode non-destructive et sans contact. Par conséquent, elle est particulièrement adaptée à la mesure des paramètres complexes de permittivité et de perméabilité de matériaux [49]. Elle a aussi peu de restriction à l'égard de l'épaisseur ou la forme du matériau sous test (MUT) tant que le faisceau peut être garanti de passer à travers une épaisseur homogène et uniforme du MUT. La technique de l'espace libre peut s'appliquer aux tests large bande et peut être utilisée pour tester une large gamme de matériaux, tels que les gaz, les solides, les liquides et les puissances.

4.4.1 Algorithme d'extraction des paramètres complexes

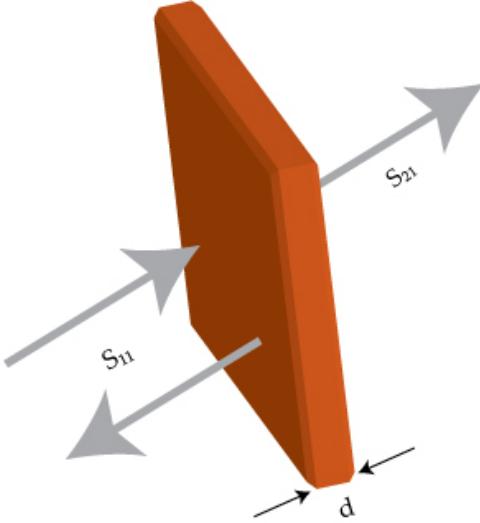


Figure 4.6 Schéma de l'échantillon de matériau diélectrique d'épaisseur d

La figure 4.6 montre un échantillon planaire d'épaisseur d dans l'espace libre avec des dimensions de $100 \times 100 \times 2.54 \text{ mm}^3$. Cette section présente la technique de mesure en espace libre d'un échantillon avec une densité de remplissage 80%.

Les deux paramètres de permittivité électrique complexe et de perméabilité magnétique complexe, par rapport à l'espace libre, sont définies comme suit :

$$\epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon'(1 - j\tan\delta_\epsilon) \quad (4.11)$$

$$\mu^* = \mu' - j\mu'' = \mu'(1 - j\tan\delta_\mu) \quad (4.12)$$

Supposant que l'échantillon planaire est d'une étendue latérale infinie de sorte que les effets de diffraction sur les bords peuvent être négligés. Une onde plane uniforme de fréquence est normalement incidente sur l'échantillon. En appliquant les conditions aux frontières sur la figure 4.6, les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} peuvent être mesurés et sont directement liés aux coefficients Γ et T par :

$$S_{11} = \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \quad (4.13)$$

$$S_{21} = \frac{T(1 - \Gamma^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \quad (4.14)$$

avec Γ et T représentant les coefficients de réflexion et de transmission qui sont donnés par :

$$\Gamma = \frac{Z_s - 1}{Z_s + 1} \quad (4.15)$$

et

$$T = e^{-\gamma d} \quad (4.16)$$

Z_s et γ sont l'impédance caractéristique et la constante de propagation de l'échantillon, respectivement.

Des équations 4.13 et 4.14, Γ et T peuvent être réécrits comme :

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (4.17)$$

où

$$X = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11})\Gamma} \quad (4.18)$$

et

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (4.19)$$

X est fonction des coéfficients de reflexion et de transmission.

Le signe dans l'équation 4.17 est choisi de telle sorte que $|\Gamma| < 1$. Alors,

$$\epsilon^* = \frac{\gamma}{\gamma_0} \left[\frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \right] \quad (4.20)$$

$$\mu^* = \frac{\gamma}{\gamma_0} \left[\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right] \quad (4.21)$$

γ et γ_0 représentent les constantes de propagation dans le matériau sous test et le vide, respectivement.

γ est donnée par :

$$\gamma = \frac{1}{d} \left[\log_e \left(\frac{1}{T} \right) \right] \quad (4.22)$$

où d représente l'épaisseur du matériau sous test (MUT) et la constante de propagation en espace libre est $\gamma_0 = j \frac{2\pi}{\lambda_0}$.

Le paramètre T dans l'équation 4.22 étant complexe, contient de multiples valeurs. Soit T défini comme : $T = |T|e^{j\Phi}$.

Alors, l'expression de la constante de propagation γ de l'équation 4.22 devient :

$$\gamma = \frac{1}{d} \left[\log_e \left(\frac{1}{T} \right) \right] + j \left[\left(\frac{2\pi n - \Phi}{d} \right) \right] \quad (4.23)$$

Où $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

La partie réelle a une valeur unique, mais la partie imaginaire peut avoir plusieurs valeurs. Ainsi, $Im(\gamma) = \beta = \frac{2\pi}{\lambda_m}$. Combinant cette dernière à l'équation 4.23, on obtient :

$$\frac{d}{\lambda_m} = n - \frac{\Phi}{2\pi} \quad (4.24)$$

Où λ_m est la longueur d'onde dans l'échantillon de matériau.

Pour $n = 0$ et $-2\pi < \phi < 0$, alors $0 < d/\lambda_m < 1$. Si $d < \lambda_m$, il y a une valeur unique de la permittivité et la perméabilité complexe. Pour $d > \lambda_m$, il serait important d'effectuer les mesures sur deux différentes épaisseurs du MUT. Si $d < \lambda_m$, alors $n = 0$, cependant, si $d > \lambda_m$, les valeurs de n varient.

Dans le cas d'échantillons minces et flexibles de matériaux magnétiques, la précision des mesures en espace libre de S_{11} et de S_{21} est médiocre en raison de l'affaissement de l'échantillon lorsqu'il est monté sur le porte-échantillon.

4.4.2 Environnement de mesures

L'antenne cornet émettrice envoie un faisceau gaussien collimaté au travers de lentilles diélectriques, limitant ainsi les contributions à la diffraction sur la périphérie du matériau analysé. Les sources d'erreur communes sont le mauvais alignement de l'échantillon, ainsi que les effets de diffraction. La fabrication et l'alignement des lentilles doivent être très précis afin de limiter les aberrations du front d'onde et les réflexions multiples. La photo 4.7 montre la

configuration de la mesure de l'échantillon de lentille diélectrique utilisé.

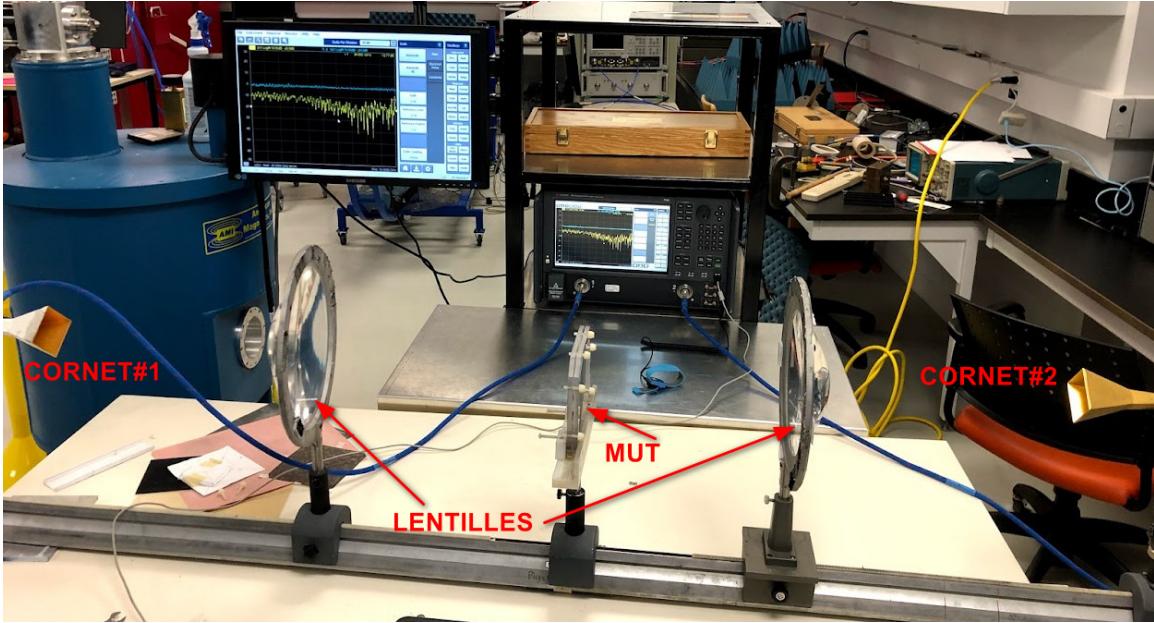


Figure 4.7 Photo du système de mesure d'un échantillon du PLA utilisé comme lentille intégrée à l'antenne corrugée

Les valeur de la permittivité et de la tangente de l'angle de perte estimées à 28 GHz sont données dans le tableau 4.1 suivant.

Tableau 4.1 Permittivité de l'échantillon à 28 GHz

Paramètre	Permittivité ϵ^*	$\tan\delta_\epsilon$
$n = 2$	$2.0085 + 0.0813i$	0.0405
$n = 3$	$2.9787 + 0.2226i$	0.0747

4.5 Sources des antennes à lentilles intégrées

Plusieurs technologies d'antenne à gain élevé peuvent être conçues aux fréquences millimétriques, chacune avec ses avantages et ses inconvénients [50]. Cependant, pour les applications de systèmes embarqués, la contrainte majeure est liée à la taille globale de l'antenne, le but étant de minimiser le diamètre et la longueur occupée par l'antenne tout en conservant de bonnes performances sur le gain, la bande passante, la facilité de fabrication et l'intégration [51].

Par conséquent, les antennes doivent être petites, discrètes, légères et peu coûteuses pour être intégrées avec succès dans un système sans fil commercial.

Les modes d'alimentation des antennes à lentilles peuvent être tout autre type d'antenne : cornet, dipôles, micro-ruban ou réseaux d'éléments d'antenne [45].

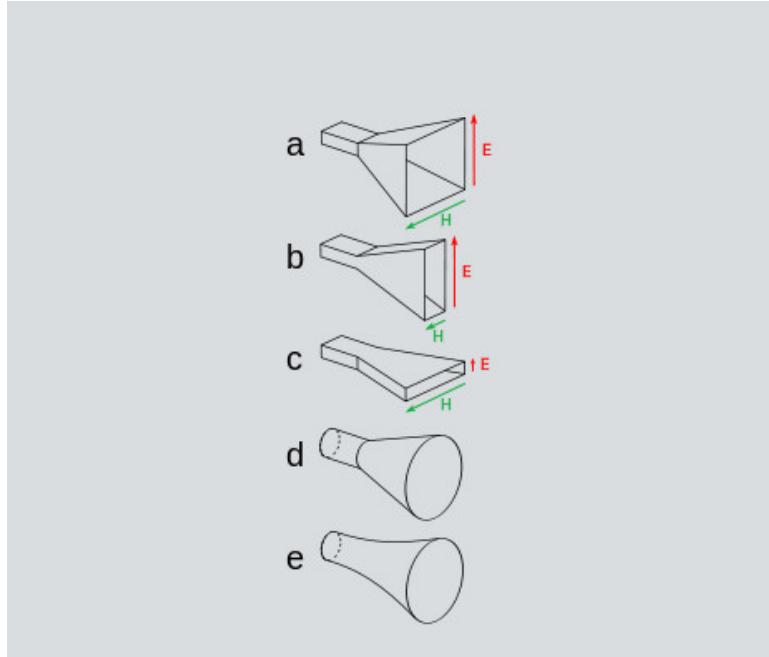


Figure 4.8 Différentes configurations d'antennes cornets [5]

En pratique, les cornets ou les guides d'ondes et les patchs sont les plus utilisés, ou, dans certains cas, des réseaux de tels éléments.

4.5.1 Antennes cornets

L'une des antennes micro-ondes les plus simples et les plus utilisées est le cornet [52]. Leurs géométries simples et solides, leurs excellentes performances lorsque la directivité du faisceau est sollicitée expliquent leur vaste utilisation. Le choix des antennes coniques dépend de l'application. Comme le montre la figure 4.8, l'antenne cornet peut être choisie comme source d'alimentation pour les performances et caractéristiques suivantes :

- Propriétés de bande passante ;
- Diagramme de rayonnement ;
- Gain and efficacité ;
- Polarisation
- Adaptation à l'entrée
- Fabrication et coût.

4.5.2 Antennes corrugées

Les antennes cornets corrugés sont une sorte de cornet avec d'excellents avantages de performances de rayonnement et une structure compacte. En particulier, le cornet avec des fentes axiales pourrait être réalisé pour avoir une faible polarisation croisée, un faible niveau SSL et des performances à large bande considérables [53]. En utilisant une antenne cornet corrugée, une efficacité d'ouverture de l'ordre de 75 à 80 % peut être obtenue avec des systèmes d'alimentation améliorés [52].

4.6 Conception de l'antenne

Les antennes cornets sont très populaires et largement utilisées dans le domaine des ondes millimétriques. Grâce à leur simplicité, faible coût de fabrication et à leur gain élevé, ils deviennent des composants essentiels avec des caractéristiques clés requises pour la 5G et futures.

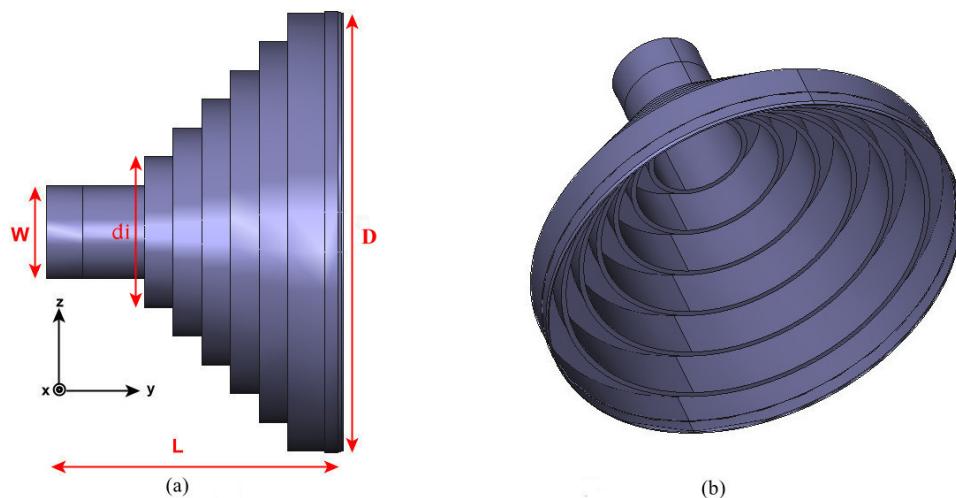


Figure 4.9 Structure de l'antenne corrugée proposée

La figure 4.9 montre la géométrie de l'antenne cornet corrugé proposée aux fréquences millimétriques. La corrugation permet d'augmenter l'impédance de surface de la paroi interne du guide d'ondes afin d'améliorer l'adaptation d'impédance de l'antenne. Les diamètres des paroies de corrugation sont nommés d_i .

Tableau 4.2 Paramètres et dimensions de l'antenne proposée à 28 GHz

Paramètre	Description	Valeur [mm]
W	Diamètre du guide circulaire	8.35
D	Diamètre d'ouverture de l'antenne	39.2
L	Longueur totale de l'antenne	26.5
d_1	Diamètre de la paroi de corrugation 1	13.5
d_2	Diamètre de la paroi de corrugation 2	18.64
d_3	Diamètre de la paroi de corrugation 3	23.78
d_4	Diamètre de la paroi de corrugation 4	28.92
d_5	Diamètre de la paroi de corrugation 5	34.06
d_6	Diamètre de la paroi de corrugation 6	39.2

La longueur totale de l'antenne cornet a été considérablement optimisée pour répondre aux critères (dimension et intégration de circuits) des antennes intégrables de la future génération. Le diamètre du guide est 8.35 mm qui obéit au standard des guides d'onde circulaire de la bande Ka (fréquences de 26.5-40 GHz). Nous avons aussi optimisé et maintenu un pas de 5.14 mm entre les diamètres des corrugations.

4.6.1 Les lentilles

Une lentille peut être ajoutée au cornet, généralement à l'ouverture, pour altérer les performances de rayonnement en fonction de l'application. Ceci est particulièrement vrai pour corriger les erreurs de phase et pour réaliser une directivité significative dans une longueur confinée. Une lentille diélectrique est généralement préférée car les lentilles à plaque métallique provoquent une diffraction et une dépolarisatation qui modifient considérablement le comportement du cornet d'origine.

En effet, les deux modèles de lentilles diélectriques conçues dans HFSS sont montrés sur la figure 4.10 ci dessous.

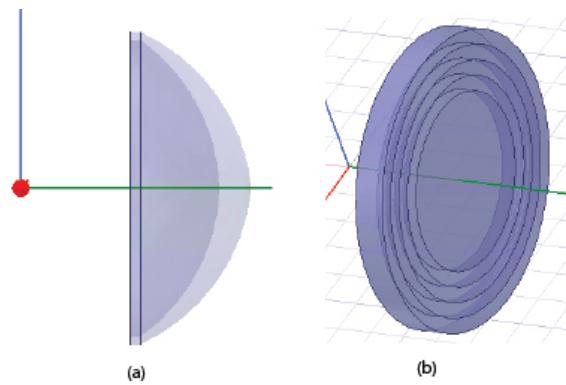


Figure 4.10 Modèles de lentilles conçues dans HFSS (a) Double surface (b) Lentille périodique

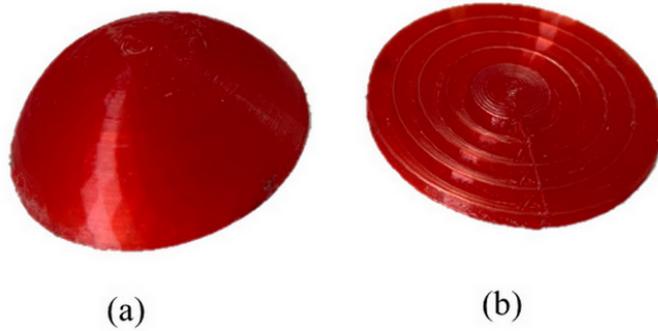


Figure 4.11 Lentilles fabriquées (a) Double surface (b) Lentille périodique

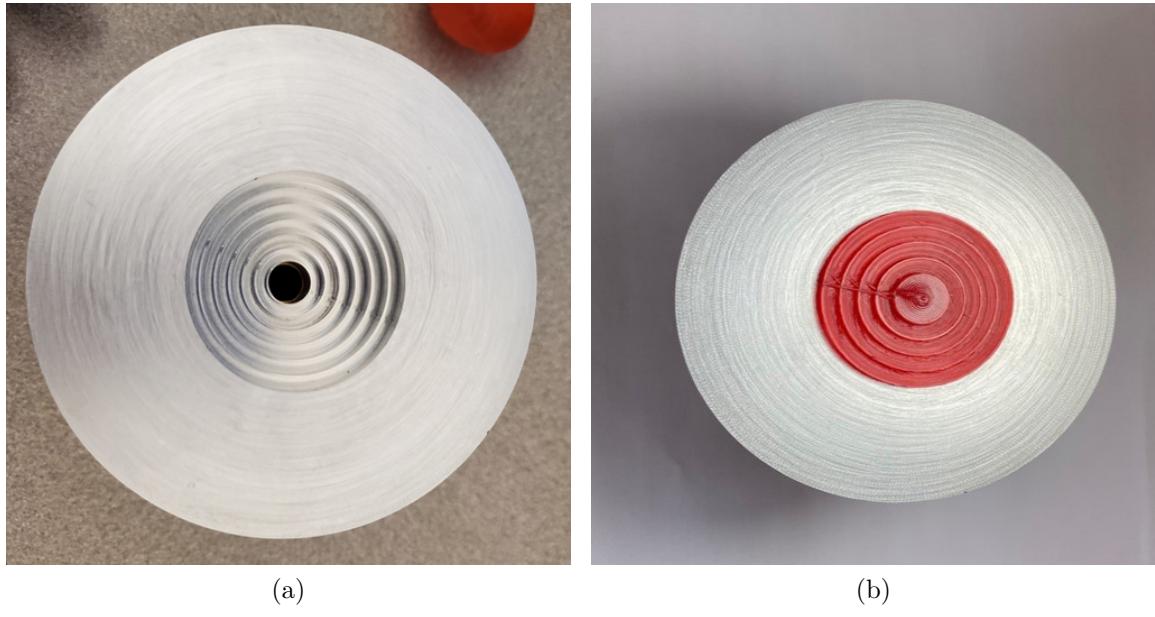


Figure 4.12 Structure de l'antenne fabriquée (a) Vue des corrugations (b) avec lentille périodique à l'ouverture

4.6.2 Les diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés sont montrés sur les figures 4.13, 4.14 et 4.15 qui représentent respectivement, l'antenne cornet seule, l'antenne cornet avec la lentille double surface conçue, et l'antenne avec la lentille périodique. Il convient toutefois de mentionner que deux transitions, des guides d'ondes circulaires à rectangulaires (QWC-29RRLA) et rectangulaires à rectangulaires (WR-28), ont été utilisés pour acquérir les diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne.

La figure 4.13 montre le diagramme de rayonnement à 28 GHz de l'antenne cornet seule sans lentille montée à son ouverture. Elle montre une bonne harmonie entre la simulation et la mesure. Le profil de l'antenne cornet produit des motifs symétriques autour de l'axe de visée (l'axe de gain maximal de l'antenne directionnelle), et un très faible niveau des lobes secondaires, inférieurs à -30 dB, a été observé dans les plans E et H pour les données simulées et mesurées. Les diagrammes de polarisation croisée simulés montrent une bonne performance autour de -35 dB bien qu'avec quelques écarts par rapport à la polarisation croisée mesurée. Ce décalage pourrait s'expliquer par l'utilisation des deux transitions dans les mesures.

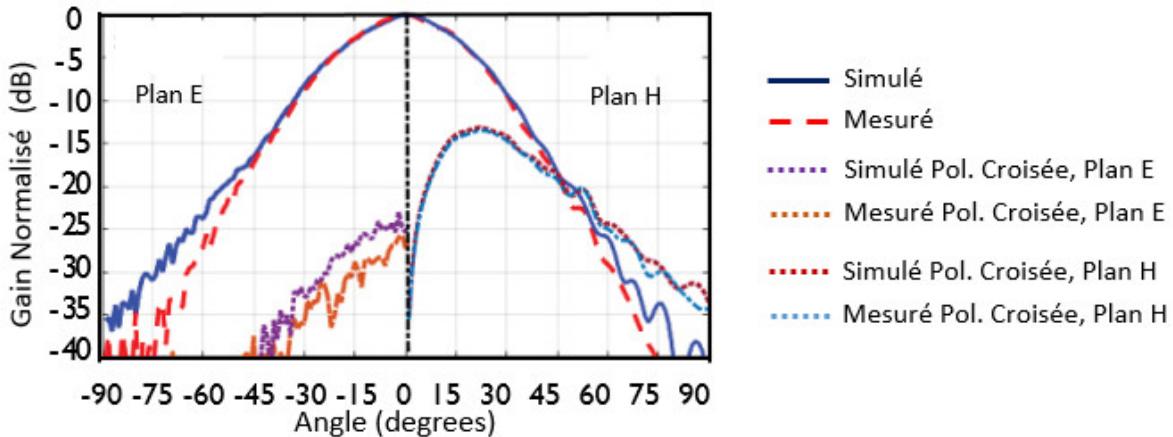


Figure 4.13 Diagramme de rayonnement simulé et mesuré normalisé de l'antenne corrugée seule dans les plans E et H

Comme le montrent les figures 4.14 et 4.15, lorsque les lentilles diélectriques sont montées sur l'ouverture de l'antenne, l'énergie rayonnée se concentre dans un faisceau étroit et l'empêchent de se propager dans des directions indésirables avec plus d'avantages tels qu'une bonne perte de retour, un gain élevé et de faibles niveaux de lobes secondaires (SSL). La largeur de faisceau à mi-puissance (HPBW) simulée et mesurée de l'antenne est approximativement 10° dans les plans E et H. Cependant, le prix à payer pour cette configuration est l'augmentation du niveau des lobes secondaires. La polarisation croisée reste tout de même assez acceptable.

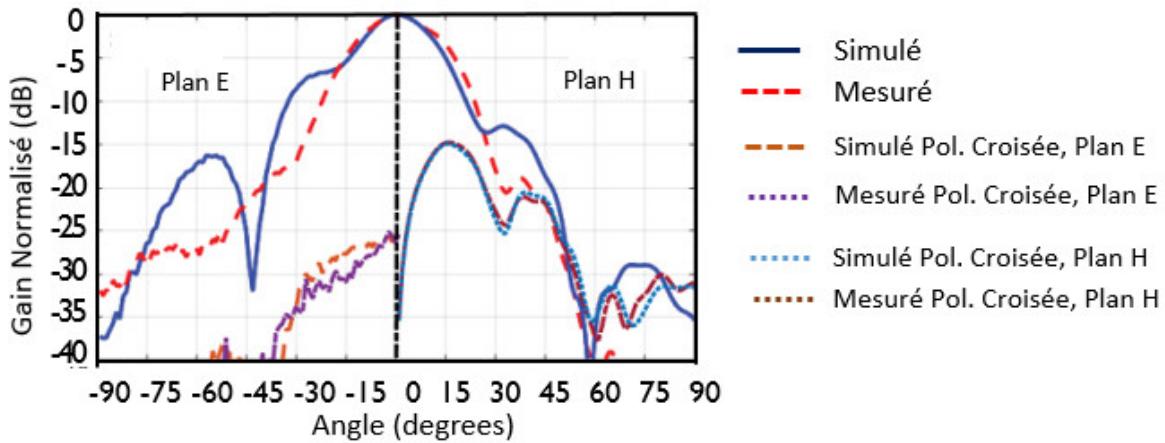


Figure 4.14 Diagramme de rayonnement simulé et mesuré normalisé de l'antenne corrugée avec la lentille HMFE dans les plans E et H

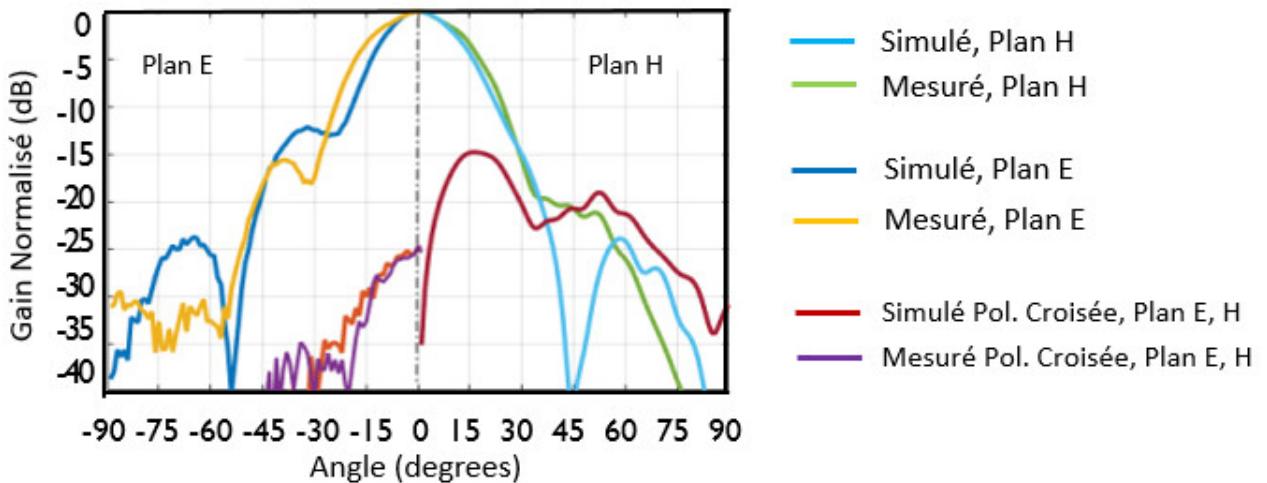


Figure 4.15 Diagramme de rayonnement simulé et mesuré normalisé de l'antenne corrugée avec la lentille périodique dans les plans E et H

Les résultats de la figure 4.15 représentent l'antenne lorsque celle-ci porte à son ouverture la lentille périodique conçue et montrée sur la figure 4.11 b. La largeur de faisceau à mi-puissance (HPBW) simulée et mesurée de l'antenne est meilleure que la lentille à double

surface. Elle est inférieur à 10° dans le plan E.

Cela démontre que l'antenne peut obtenir un diagramme de faisceau plus directif lorsqu'elle est utilisée avec une lentille. Les performances d'amélioration du gain par la lentille sont extraites du diagramme de rayonnement, ce qui donne 2 à 3 dBi.

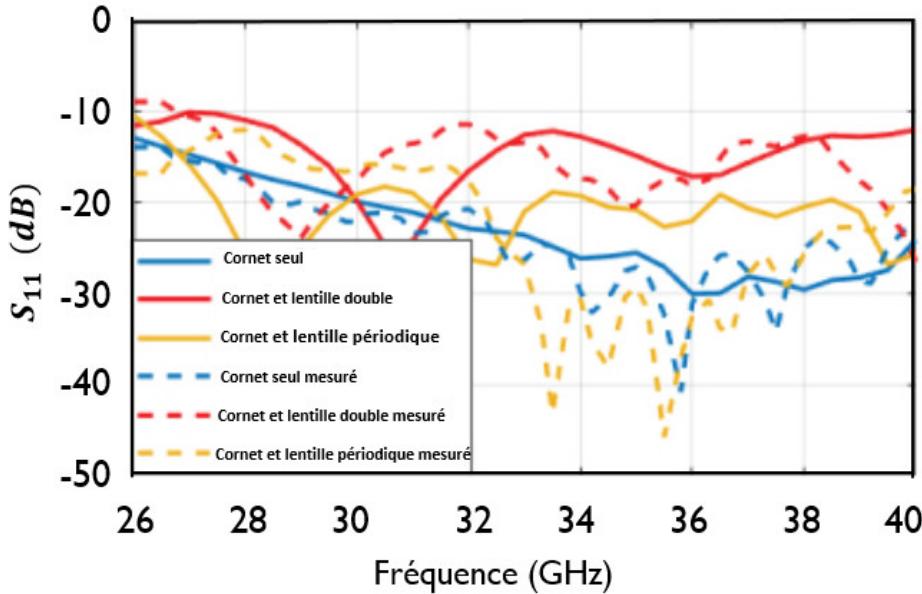


Figure 4.16 Paramètres du coefficient de réflexion S_{11} simulés et mesurés de l'antenne à lentille intégrée

La figure 4.16 est une représentation des paramètres S_{11} du coefficient de réflexion mesurés et simulés. On constate que les coéfficients de réflexions mesurés et simulés concordent assez bien sur toute la bande de fréquences. On observe les S_{11} mesurés et simulés sont inférieurs à -10 dB pour toute la gamme de fréquences d'intérêt, et bien inférieurs à -20 dB de 30 GHz à 40 GHz. D'autre part, lorsque la lentille à PLA est installée sur l'ouverture de l'antenne, cela affecte l'adaptation d'impédance du cornet, mais il se situe toujours dans la limite acceptable en dessous de la ligne de correspondance de -10 dB. Avec la lentille à double surface montée sur l'antenne, on observe un petit décalage entre la mesure et le diagramme simulé, mais celui-ci est de -12 dB de 28 GHz à 40 GHz. Le paramètre S mesuré pour la lentille périodique avec l'antenne est aussi bas que -25 dB pour les hautes fréquences où nous observons également un petit décalage avec la simulation. Cette dernière nous donne d'ailleurs une meilleur adaptation d'impédance, car les pertes de retour sont aussi mieux que l'antenne cornet sans lentille aux alentours de 28 GHz.

L'utilisation des lentilles périodiques permet de reduire les réflexions, tout en maintenant un

profil acceptable, un faible coût et une facilité de fabrication. Le matériau de fabrication doit toute fois être à faible pertes car les pertes de retour augmentent avec la fréquence dans les ondes millimétriques.

4.6.3 Double polarisation

Concept

Vu l'intérêt croissant pour les systèmes de communications millimétriques à double polarisation, nous avons considéré dans ce mémoire de concevoir une transition guide d'ondes intégré au substrat à un guide d'onde circulaire (SIW-CWG) comme source de notre antenne. Cette transition nous permet de passer d'une structure planaire à une intégration 3D.

L'alimentation à double polarisation pourrait doubler la capacité des systèmes de communication au moyen de la réutilisation des fréquences. Elle permet également de réduire l'évanouissement par trajets multiples des signaux reçus dans les systèmes de communication mobiles et donc améliorer les performances de ceux-ci.

Structure de la transition proposée

La figure 4.17 ci-dessous montre la structure générale de la transition SIW-CWG proposée, dans laquelle le guide d'onde circulaire et le guide d'onde intégré sur substrat se coupent en géométrie.

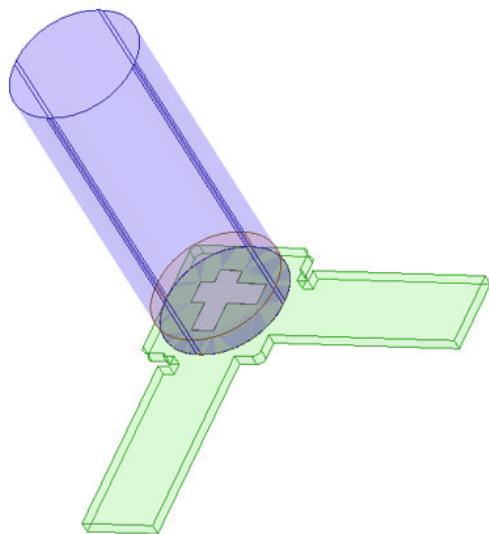


Figure 4.17 Structure générale de la transition dans HFSS

Un avantage des transitions à double polarisation est leur capacité à exciter différentes ondes dans les deux polarisations en même temps. Par conséquent, dans les systèmes à débit de données élevé qui utilisent des ondes millimétriques, le débit de données pourrait théoriquement être doublé en transmettant des données dans les deux polarisations simultanément. Pour coupler l'énergie entre les deux lignes de transmission, une fenêtre à fente longitudinale est gravée sur la surface supérieure de la large paroi des deux ports (double polarisation) du SIW.

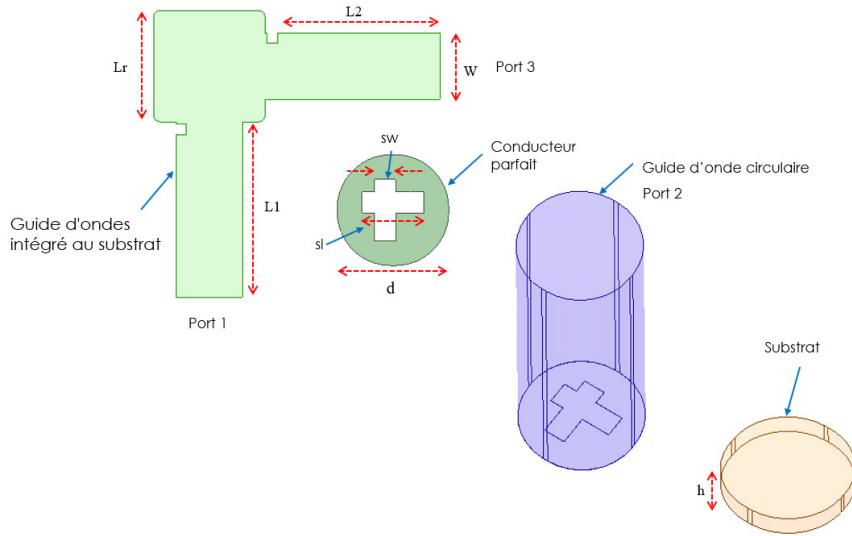


Figure 4.18 Assemblage général de la transition SIW-CWG

Les structures SIW présentent des caractéristiques de propagation semblables à celles des guides d'ondes métalliques rectangulaires. Elles sont donc conçues à partir de la stratégie de conception du guide d'onde rectangulaire par sa structure remplie de diélectrique. La configuration de la transition permet au SIW d'être facilement monté en surface sur la bride standard du guide d'ondes en créant une bride sur le substrat.

La fréquence de coupure du guide d'onde est donnée par :

$$f_c = \frac{c}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.25)$$

Où W est la largeur du guide d'onde, f_c la fréquence de coupure et ϵ_r la constante diélectrique.

La figure 4.18 présente la structure générale de la transition double polarisation ainsi que les paramètres simulée dans HFSS.

La transition proposée est réalisée à une fréquence de coupure de 30 GHz. Le substrat est un *RT/Duroid 6002* d'une constante diélectrique $\epsilon=2.94$ et un épaisseur de 0.762 mm. Le tableau 4.3 montre les paramètres de la transition.

Tableau 4.3 Paramètres et dimensions de la transition proposée dans HFSS

Paramètre	Description	Valeur [mm]
L1	Longueur L1 du SIW	13.21
L2	Longueur L2 du SIW	12.27
W	Largeur du port du SIW	5.03
sl	Longueur de la fente	4.68
sw	Largeur de la fente	1.58
d	Diamètre du guide d'onde circulaire	8.39
Lr	Longueur du rectangle du support du CWG	7.46
h	Épaisseur du substrat $\lambda/4$	1.382

Les deux fentes orthogonales ont une longueur de $\lambda/2$ et un petit décalage par rapport à la ligne centrale du SIW pour avoir une meilleure adaptation d'impédance. D'autre part, un substrat quart longueur d'onde ($\lambda / 4$) est utilisé entre le CWG et le SIW pour améliorer l'isolation entre les ports.

Le champ E simulé dans HFSS est montré sur la figure 4.19 sur laquelle le mode fondamental TE_{10} est excité à travers le port 1.

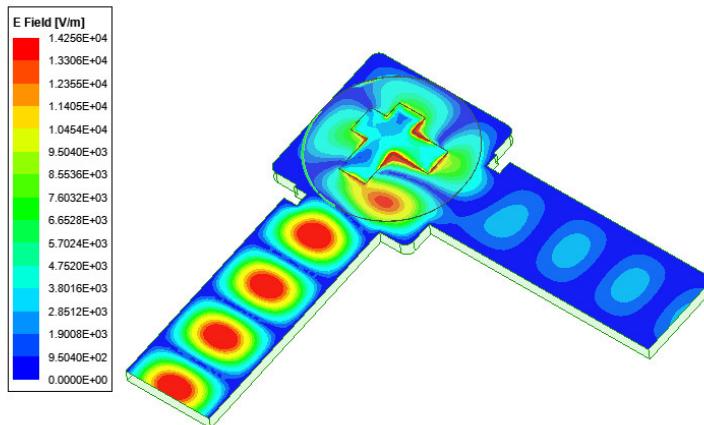


Figure 4.19 Champ électrique et isolation du mode TE_{10}

Sur la figure 4.19, on peut observer une bonne isolation entre les ports 1 et 3 du SIW lorsque le port 1 est excité. L'objectif principal est d'avoir une bonne isolation entre les différents ports et une convergence du mode fondamental.

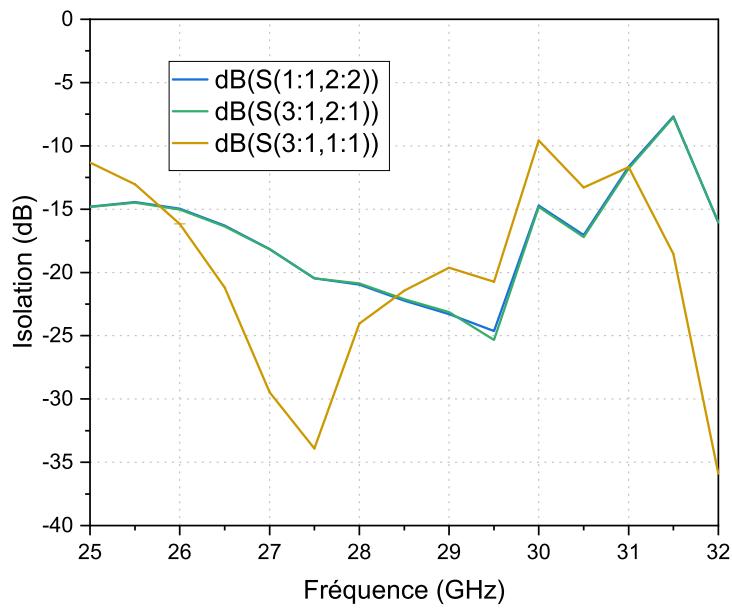


Figure 4.20 Isolation entre les ports simulé dans HFSS

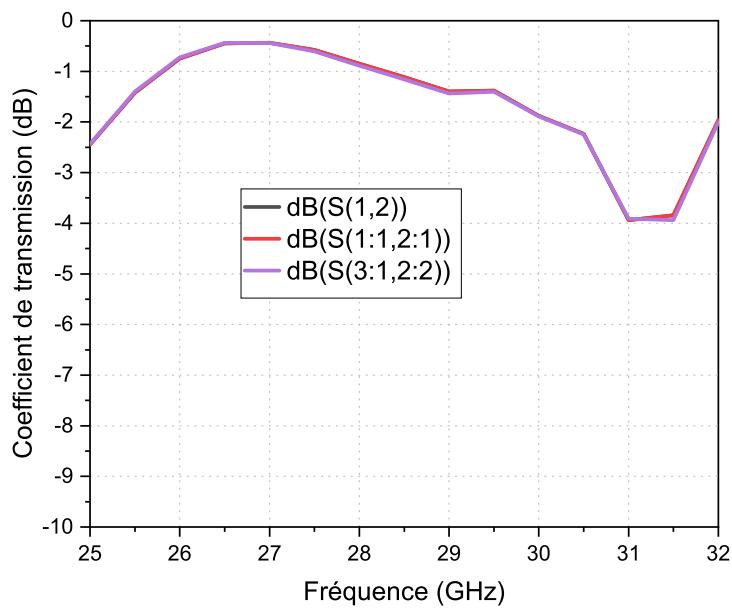


Figure 4.21 Coefficients de transmission entre les ports simulés dans HFSS

Les résultats simulés des isolations entre les ports de la transition sont donnés sur la figure 4.20. On peut constater une bonne isolation entre les port 1 et 2 inférieure à -15 dB sur une bande de fréquences allant de 26 à 30 GHz, ainsi un faible couplage entre les deux ports est atteint. Le même résultat est obtenu entre les ports 3 et 2. D'autre part, l'isolation entre les ports 1 et 3 donne un meilleur résultat car celle-ci se situe en dessous de -20 dB entre la bande de fréquences de 26.5 dB et 29 dB, et inférieure à -15 dB entre 25.8 et 29.8 GHz.

La figure 4.21 représente les coefficients de transmission de la transition. Les pertes d'insertion (Insertion Loss, IL) du port 2 (CWG) au port 1 et 3 (SIW) sont meilleures que 1 dB pour la bande de fréquence de 26 à 28 GHz et un peu moins de 1.5 dB de 28 à 30 GHz.

4.7 Implémentation du générateur de séquence PN

La technique de mesure basée sur le corrélateur glissant fourni une référence pour la modélisation précise de la propagation du canal [54]. Introduite pour la première fois par D. Cox [24] de Bell Labs, la technique de sondage de canal à corrélateur glissant peut être construite à partir de composants prêts à l'emploi à un coût relativement faible et effectue des mesures de canal dans le domaine temporel en transmettant une porteuse RF modulée avec un code PN à débit élevé.

Comme décrit dans le chapitre précédent, une séquence PN peut être générée à l'aide d'un registre à décalage à rétroaction linéaire maximale, et la séquence générée est déterminée par le nombre d'étages dans le registre à décalage et une combinaison spécifique de prises de rétroaction, figure 3.3. Par conséquent, la conception et la simulation de différents générateur de codes PN ont été réalisées à l'aide du logiciel Advanced Design System (ADS).

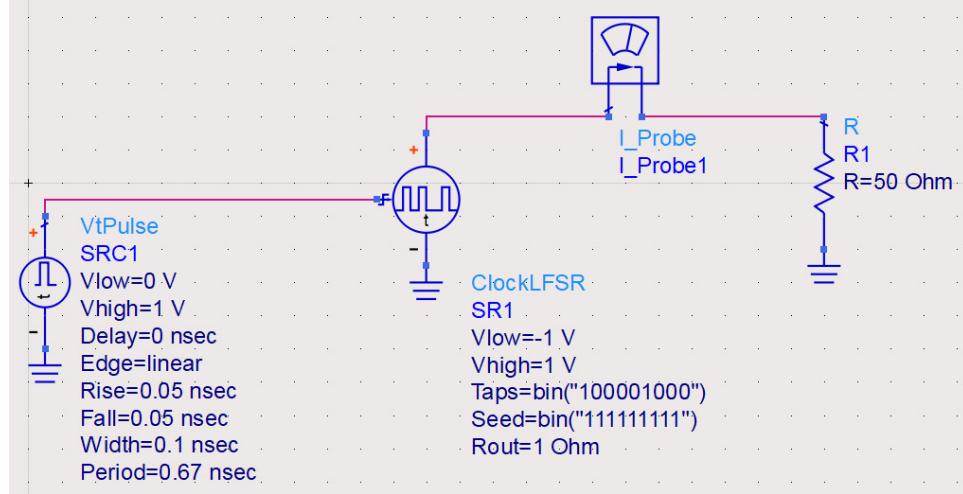


Figure 4.22 Générateur de code PN avec des blocs ADS contrôlables en terme de longeur de séquences et la bande

La figure 4.22 montre un générateur de code PN où l'état initial de chaque registre est à "1" pour éviter une condition initiale du PN=0.

4.7.1 Capacités du sondeur de canal basé sur le code PN

Le sondage de canal temporel basé sur le code pseudo-aléatoire (PN) requiert un signal de l'émetteur connu a priori au récepteur. Ainsi, la performance du système TX-RX dépend des capacités du PN, qui, fondamentalement dépend aussi des trois paramètres suivants : le taux de chips f_c du PN, la séquence maximale L , et du facteur de corrélation glissant γ .

Le générateur de code PN génère des séquences binaires pseudo aléatoires en utilisant des registres à décalage à rétroaction linéaires. Dans le processus d'utilisation de la modulation BPSK, les codes binaires 0 et 1 sont convertis en -1 et +1, respectivement.

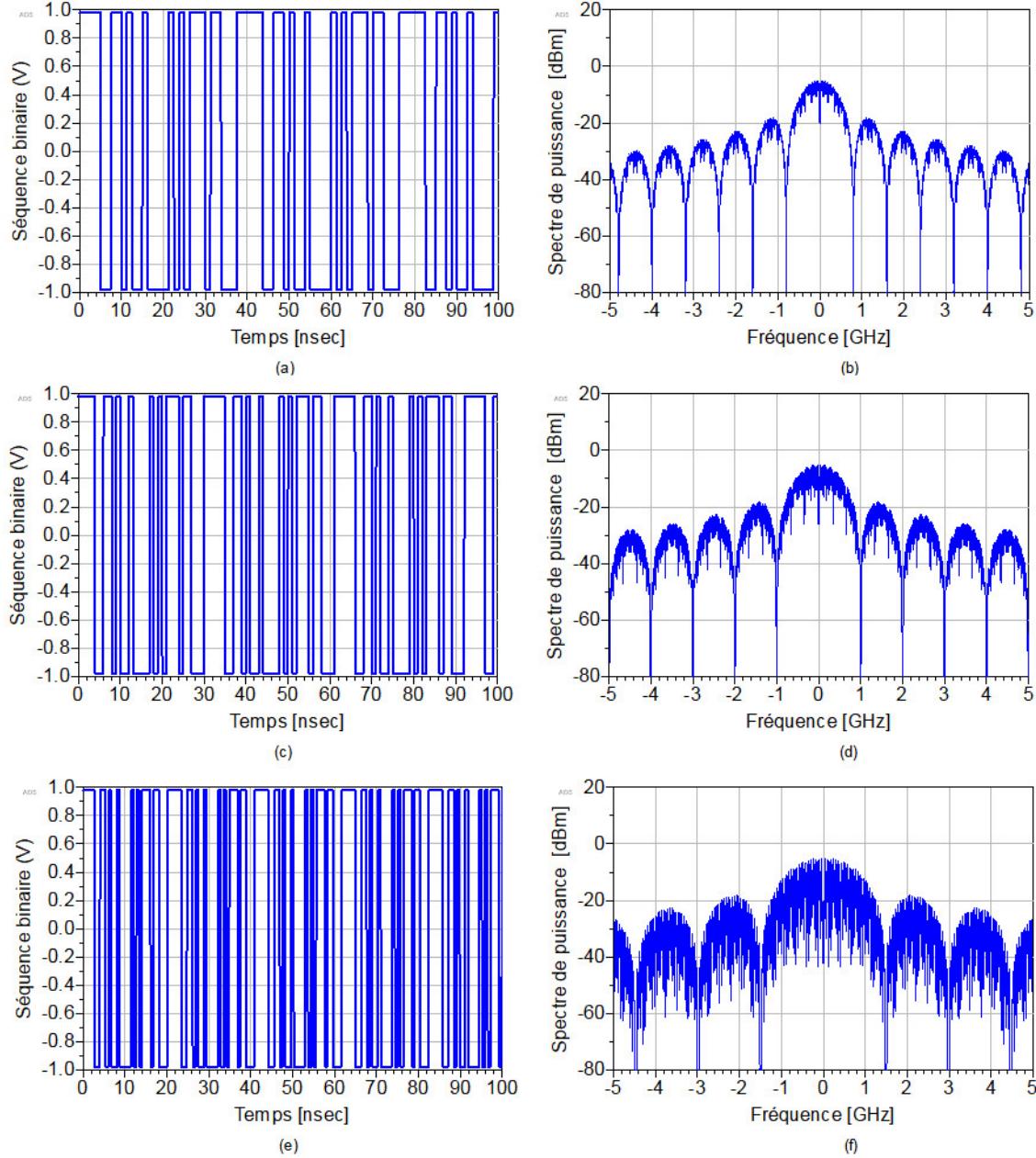


Figure 4.23 PN5 avec des taps [5,2] (a) Domaine temporel 1.25 ns chips(b) Spectre de puissance à 800 MHz d'horloge, (c) Domaine temporel 1 ns chips(d) Spectre de puissance à 1 GHz d'horloge, (e) Domaine temporel 0.67 ns chips (f) Spectre de puissance à 1.5 GHz d'horloge

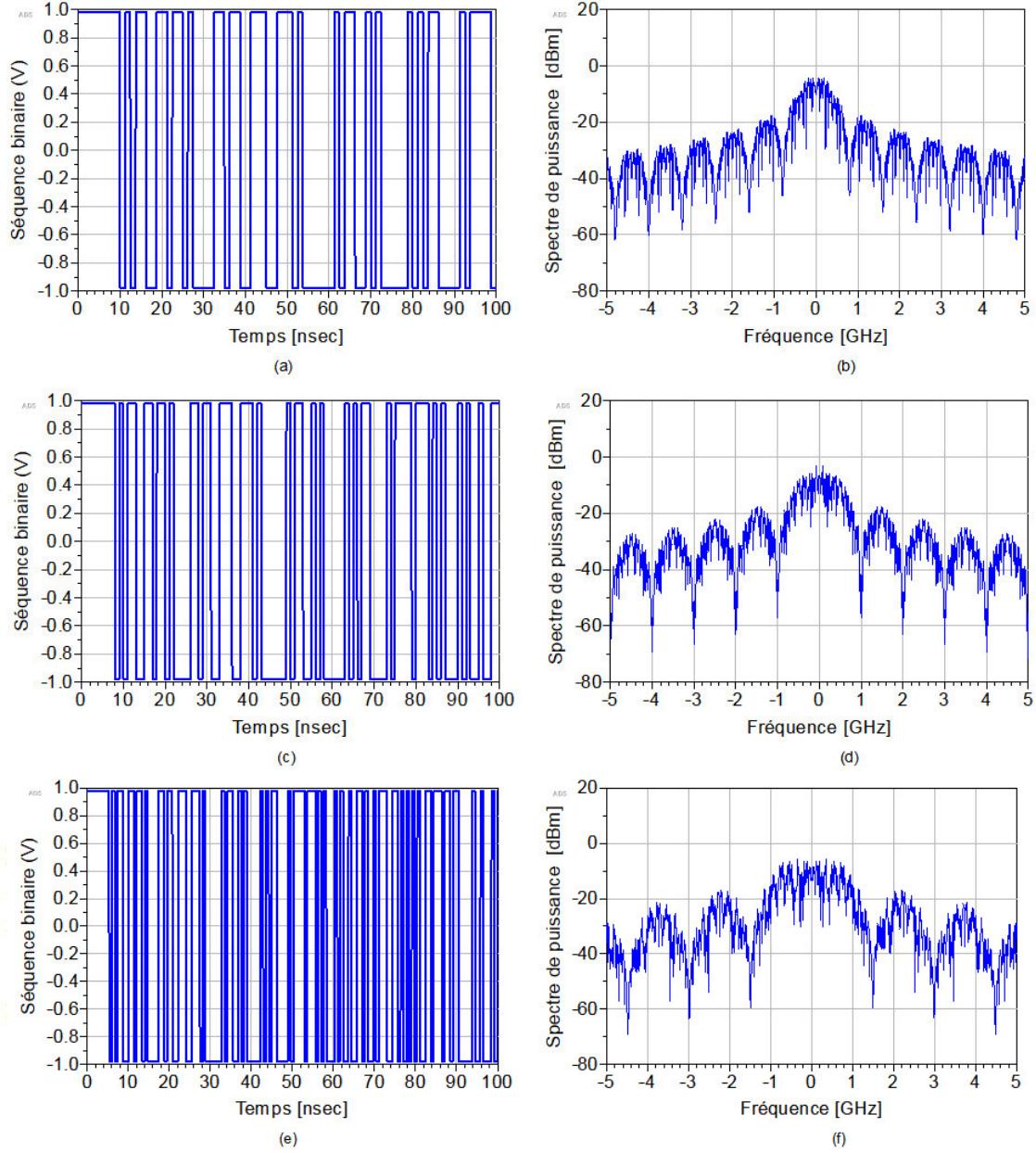


Figure 4.24 PN9 avec des taps [9,8,4,1] (a) Domaine temporel 1.25 ns chips(b) Spectre de puissance à 800 MHz d'horloge, (c) Domaine temporel 1 ns chips(d) Spectre de puissance à 1 GHz d'horloge, (e) Domaine temporel 0.67 ns chips (f) Spectre de puissance à 1.5 GHz d'horloge

Comme montré sur les figures 4.23 et 4.24 , le générateur de séquences PN (PNSG) fonctionnant aux fréquences de $f_c = 800$ MHz, $f_c = 1$ GHz, et $f_c = 1.5$ GHz a été exploité pour générer une séquence PN de longueur maximale de 32 et 512 chips à transmettre, respectivement. Les spectres simulés de la séquence PN résultante ont montré le profil attendu

$\text{sinc}^2(x)$ avec un creux distinct aux fréquences mentionnées. Le niveau des premiers lobes latéraux dépend de la séquence de rétroaction et du taux de chips R_c choisis. Les résultats de la simulation sur *ADS* montrés sur les figures 4.23 b, d, et f correspondent à une séquence PN5 (5 registres à décalage) avec comme boucles de rétroaction situées aux registres 5 et 2. Nous pouvons aussi constater que le niveau des premiers lobes latéraux se situe à -13 dB en dessous du lobe principal, indiquant aussi une bande passante RF nulle à nulle de 1.6 GHz, 2 GHz et 3 GHz, respectivement. Nous pouvons également constaté que le niveau maximum des lobes contenant le maximum de puissance est limité par l'expression $\frac{L+1}{L^2}$ définie sur la figure 3.5 de la densité spectrale de puissance. Ceux-ci dépendent donc de la longueur maximale de la séquence PN.

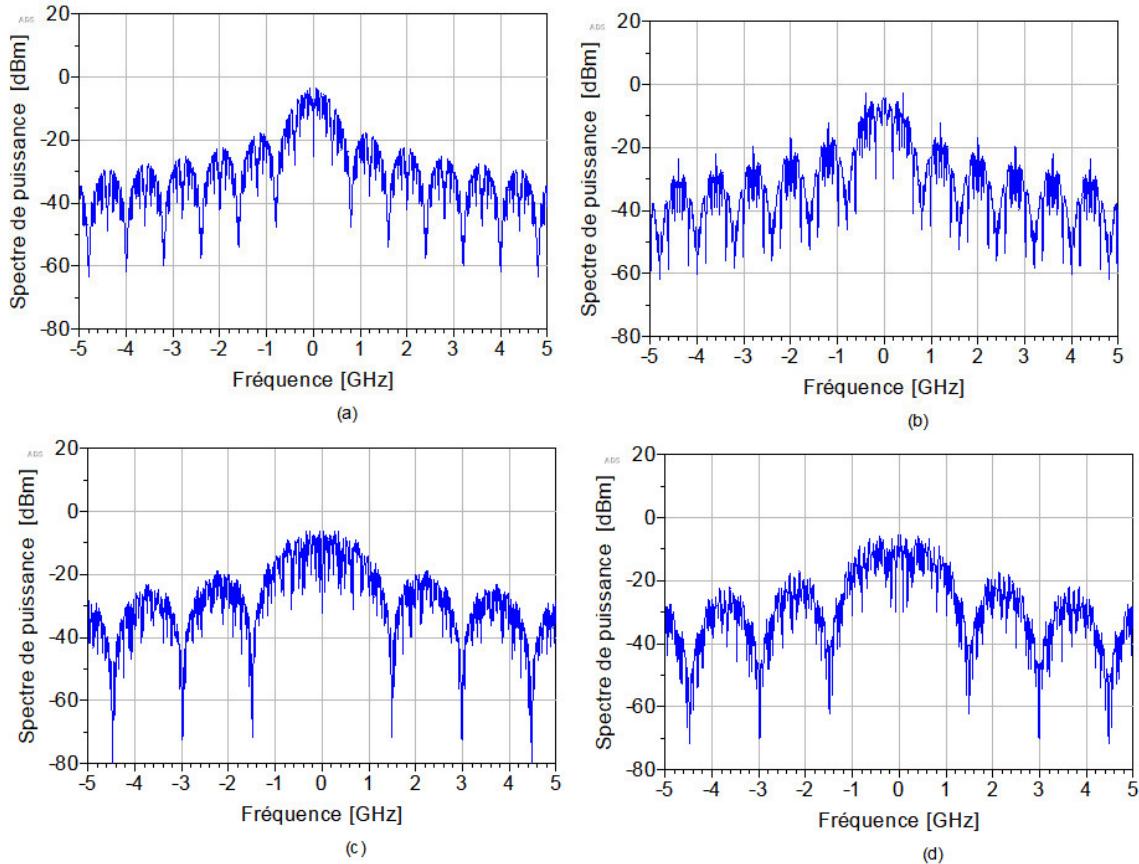


Figure 4.25 Spectre de puissance PN pour des taps (a) [9,4] à 1.25 ns chips (b) [9,6,4,3] 1.25 ns chips, (c) [9,4] à 0.67 ns chips (d) [9,6,4,13] 0.67 ns chips

La figure 4.25 est une représentation de la densité spectrale simulée pour différentes séquences PN avec des boucles de rétroactions situées à différents taps. Plus on augmente la fréquence d'horloge, donc un temps de chips plus petit, nous constatons l'apparition de plusieurs pics.

Cela est due au changement rapide des (1) et (0) du générateur de code aléatoire. Cependant, le choix d'une séquence *optimale* dépend de facteurs qui ne sont pas l'objectif de ce présent mémoire. Des informations utiles pourront, par contre, être trouvées dans [55].

Implémentation du générateur de code PN

La figure 4.26 ci-dessous est une illustration du schéma du générateur de code PN proposé. Les composants (l'horloge, les logiques OR et XOR) pourront être ajoutés à cette structure dans le cadre de l'implémentation générale du système.

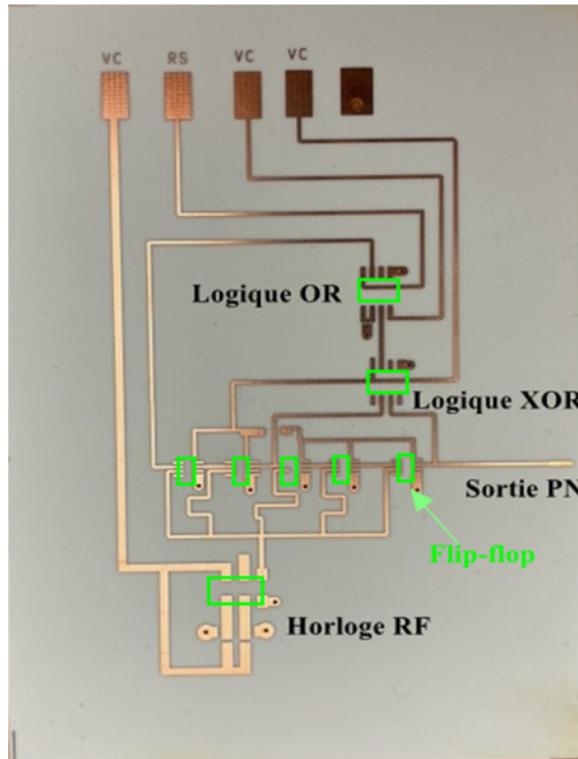


Figure 4.26 Schéma du générateur de code PN proposé

4.8 Conclusion

Ce chapitre a étudié et implémenté la notion d'antennes à lentilles intégrées. D'abord, nous avons expliqué des concepts de base des lentilles et proposé deux types de lentilles (double surface et périodique) qui seront ensuite intégrés à l'antenne. Une antenne à corrugation est proposée, simulée et mesurée, fonctionnant aux ondes millimétriques. L'intégration faible coût de la lentille permet un gain de dimension de 100 % pour des gains comparables. Ensuite, nous avons proposé une nouvelle conception d'une transition à double polarisation sur un SIW. Cette transition permettra l'intégration de l'antenne développée au système planaire

avec une possibilité de supporter une double polarisation. Un générateur PN a été étudié, les éléments de base comme l'horloge, les logiques OR et XOR pourront être sélectionnés sur le marché. L'implémentation du système complet pourra faire l'objet de travaux futurs.

CHAPITRE 5 CONCLUSION

Ce chapitre se propose de faire une synthèse des travaux menés le long de ce mémoire tout en exposant ces limitations et les recommandations futures pour d'éventuelles possibilités d'améliorations.

5.1 Synthèse des travaux

Le but principal de cette recherche a porté sur l'étude des futurs systèmes de communications sans fil en termes des potentialités à connectivité qu'ils offrent aux usagers. En effet, en dépit des standards établis, les scénarios envisagés n'ont pas été assez clair. On sait peu de choses sur les caractéristiques de propagation des canaux pour le réseau d'accès mobile dans des environnements intérieurs et extérieurs à intérieurs. Pour atteindre ces objectifs, le mémoire s'est basé sur les éléments suivants :

- simuler un sondeur de canal à corrélateur glissant et envisager différents scénarios,
- dimensionner le sondeur en considérant environnements de mesures en fonction de la puissance reçue,
- caractériser les canaux et mesurer les paramètres sous-jacents,
- concevoir une antenne répondant aux exigences des systèmes de communications présent et futurs,
- concevoir une transition SIW-CWG à double polarisation.

Les sondeurs de canal permettent des mesures de propagation qui génèrent les connaissances et la compréhension nécessaires pour caractériser le canal sans fil. C'est pourquoi dans un premier temps, nous avons proposé une architecture d'un générateur de code PN basé sur un corrélateur glissant. Le corrélateur glissant est le moyen le plus simple de mettre en œuvre un système de sondeur à large bande, car il élimine le besoin d'un échantillonnage et d'un traitement numérique rapides. Des sondeurs de canaux plus avancés avec des capacités de bande passante beaucoup plus larges sont nécessaires pour la modélisation de canaux millimétriques par rapport aux systèmes à fréquence inférieure et à bande passante plus étroite qui étaient utilisés pour les canaux inférieurs à 6 GHz. Notre générateur de code conçu produit une séquence PN numérique utilisant une carte de circuits imprimés personnalisées qui abritaient des registres à décalage pour produire un code de longueur maximale exploités aux 2e et 5e sorties de bascule. Les PRBS produits sont transmis pour les bandes autour de 28 GHz avec une largeur de bande nulle de 1, 6 GHz, 2 GHz et 3 GHz.

D'autre part, dans le souci d'obtenir un système complet et compact de mesure de canaux, nous nous sommes penchés sur des nouvelles structures d'antennes à large bande. Premièrement, les antennes cornets sont très populaires et largement utilisées dans le domaine des ondes millimétriques grâce à leur simplicité, faible coût de production et à leur gain élevé. Ce qui leur donne la capacité d'être essentiels avec des caractéristiques clés requises pour la 5G et futures. Afin d'améliorer les performances de rayonnement des antennes cornets, une lentille peut être ajoutée à leur ouverture. Ceci permet non seulement de corriger les erreurs de phase mais aussi d'améliorer significativement leur directivité. Dans ce rapport, nous avons donc conçu et fabriqué une antenne cornet intégrée à corrugation, très petite, avec une longueur totale de 26.5 mm et un diamètre d'ouverture de 39.2 mm. En plus, comme mentionné ci-haut, nous avons conçu et fabriqué deux types de lentilles diélectriques, notamment une lentille HFME à double surface et une lentille périodique.

Nous étudions ensuite le canal sans fil à 28 GHz d'un environnement intérieur et extérieur à intérieur en utilisant le traçage de rayons (SRT) de *Feko - WinProp* et des simulations de chemin dominant (DPM). Mener des campagnes de mesure dans tous les types de cas d'utilisation est chronophage et coûteux. Par conséquent, une autre approche pour comprendre le canal sans fil consiste à utiliser la méthode de SRT. Les modèles de SRT utilisés pour la modélisation déterministe du canal multi-trajets sont basés sur l'évaluation de données de la structure 3D représentant l'environnement. Les modèles de propagation WinProp sont entièrement en trois dimensions, calculant ainsi tous les rayons en 3D. La prédition de l'affaiblissement sur le trajet le long du rayon est calculée en utilisant les calculateurs GO et UTD. Considérant les diagrammes d'antennes, notre simulateur a calculé les pertes de trajets, les interactions multi-trajets avec l'étalement du délai RMS, les directions d'arrivées et de départs des rayons. Il est évident que plus de 90 % des délais efficaces du retard τ_{RMS} est en dessous de 20 ns, 25 ns et 25 ns pour les sites 2 et 1,3, respectivement. Ce qui équivaut à dire que 90 % de l'énergie arrivant au récepteur est inférieur à 25 ns à 28 GHz. Il faut aussi noter le phénomène de compression de la bande dû à l'utilisation d'un générateur de code PN, donc de l'étalement spectral dans le système. Ceci peut aussi être très efficace dans le cadre d'une communication verte (green communication) et des communications Wi-Fi millimétriques.

Enfin, nous avons conçu une transition double polarisation d'un SIW à un guide d'ondes circulaire.

5.2 Travaux futures

Dans l'optique de l'amélioration et de la continuité de ce projet, plusieurs pistes peuvent être explorées.

Tout d'abord, se référant aux figures 3.6, 3.7 et 3.8, des composants commerciaux existants, comme décrits précédemment, peuvent être intégrés au système.

Pour une meilleure adaptabilité du système, il est aussi important de construire des générateurs de code PN flexibles pouvant être adaptés à plusieurs longueurs de séquences. La figure 4.26 ci-dessus représente la structure du générateur de code à 5 registres proposé. Ensuite, avec la transition double polarisation conçue, des études peuvent être ménées afin de caractériser le système à double polarisation pour les communications futures. Avec un système complet, des mesures peuvent être faites pour évaluer tous les paramètres de propagation étudiés dans ce mémoire. Ainsi, il serait aussi possible d'envisager d'étudier un sondeur de canal MIMO dans un environnement intérieur.

Articles en cours d'écriture ou de soumission

1. *Corrugated horn Antenna with low-cost on contacted 3D printed dielectric lens.*
2. *Ka Band Dual-Polarized Substrate Integrated Waveguide to Circular Waveguide*
3. *Study of a mmWave Indoor Channel Characteristics using Pseudo-Noise Sequences*

RÉFÉRENCES

- [1] C. Netwok. (2020) 5g millimeter wave band. [En ligne]. Disponible : <https://www.5gmmwave.com/5g-mmwave-frequency-bands/5g-mmwave-band-n260-39ghz/>
- [2] S. Biswas, “Future cellular systems : fundamentals and the role of large antenna arrays,” 2017.
- [3] D. Torrieri, *Principles of spread-spectrum communication systems*. Springer, 2015.
- [4] L. D. N. H. Q. X. Z. T. Chen, Z.N., *Handbook of Antenna Technologies*. Springer Science+ Business Media Singapore, 2016.
- [5] HandWiki. Engineering :horn antenna. [En ligne]. Disponible : https://handwiki.org/wiki/Engineering:Horn_antenna
- [6] C. Umit Bas *et al.*, “Outdoor to indoor propagation channel measurements at 28 ghz,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, n°. 3, p. 1477–1489, 2019.
- [7] N. Bhushan *et al.*, “Network densification : the dominant theme for wireless evolution into 5g,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, n°. 2, p. 82–89, 2014.
- [8] T. L. Marzetta, *Fundamentals of massive MIMO*. Cambridge University Press, 2016.
- [9] D. Davies. (2019) 5g delivers extreme performance requires new spectrum. [En ligne]. Disponible : <https://www.rcrwireless.com/20191112/opinion/readerforum/5g-extreme-performance-new-spectrum-reader-forum>
- [10] J. G. Andrews *et al.*, “Are we approaching the fundamental limits of wireless network densification ?” *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, n°. 10, p. 184–190, 2016.
- [11] ISDE ;Canada. (2018) Gestion du spectre et télécommunications : Perspectives du spectre de 2018 à 2022. [En ligne]. Disponible : <https://www.ic.gc.ca/eic/site/smt-gst.nsf/fra/sf11403.html>
- [12] T. S. Rappaport *et al.*, “Millimeter wave mobile communications for 5g cellular : It will work !” *IEEE access*, vol. 1, p. 335–349, 2013.
- [13] MacCartney *et al.*, “Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design,” *IEEE transactions on Communications*, vol. 63, n°. 9, p. 3029–3056, 2015.
- [14] H.-K. Kwon, M.-D. Kim et Y.-j. Chong, “Implementation and performance evaluation of mmwave channel sounding system,” dans *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*. IEEE, 2015, p. 1011–1012.

- [15] M. Peter, W. Keusgen et R. J. Weiler, “On path loss measurement and modeling for millimeter-wave 5g,” dans *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE, 2015, p. 1–5.
- [16] J. Salo *et al.*, “Shadow fading revisited,” dans *2006 IEEE 63rd Vehicular Technology Conference*, vol. 6. IEEE, 2006, p. 2843–2847.
- [17] S. Sun *et al.*, “Propagation models and performance evaluation for 5g millimeter-wave bands,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, n°. 9, p. 8422–8439, 2018.
- [18] M. Series, “Guidelines for evaluation of radio interface technologies for imt-advanced,” *Report ITU*, vol. 638, p. 1–72, 2009.
- [19] T. A. Thomas *et al.*, “A prediction study of path loss models from 2-73.5 ghz in an urban-macro environment,” dans *2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. IEEE, 2016, p. 1–5.
- [20] S. Sun *et al.*, “Investigation of prediction accuracy, sensitivity, and parameter stability of large-scale propagation path loss models for 5g wireless communications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, n°. 5, p. 2843–2860, 2016.
- [21] E. Ben-Dor *et al.*, “Millimeter-wave 60 ghz outdoor and vehicle aoa propagation measurements using a broadband channel sounder,” dans *2011 IEEE Global Telecommunications Conference-GLOBECOM 2011*. IEEE, 2011, p. 1–6.
- [22] Z. Wen et H. Kong, “mmwave mimo channel sounding for 5g,” dans *1st International Conference on 5G for Ubiquitous Connectivity*. IEEE, 2014, p. 192–197.
- [23] T. Wu *et al.*, “A wideband sliding correlator-based channel sounder with synchronization in 65 nm cmos,” dans *2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*. IEEE, 2019, p. 1–5.
- [24] D. Cox, “Delay doppler characteristics of multipath propagation at 910 mhz in a suburban mobile radio environment,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 20, n°. 5, p. 625–635, 1972.
- [25] T. S. Rappaport *et al.*, *Millimeter wave wireless communications*. Pearson Education, 2015.
- [26] H.-K. Kwon, M.-D. Kim et Y.-j. Chong, “Implementation and performance evaluation of mmwave channel sounding system,” dans *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*. IEEE, 2015, p. 1011–1012.
- [27] A. F. Molisch, *Wireless communications*. John Wiley & Sons, 2012, vol. 34.

- [28] A. Garcia *et al.*, “60 ghz in-cabin real-time channel sounding,” dans *2009 Fourth International Conference on Communications and Networking in China*. IEEE, 2009, p. 1–5.
- [29] J. Kivinen, “60-ghz wideband radio channel sounder,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, n°. 5, p. 1831–1838, 2007.
- [30] T. Zwick, T. J. Beukema et H. Nam, “Wideband channel sounder with measurements and model for the 60 ghz indoor radio channel,” *IEEE transactions on Vehicular technology*, vol. 54, n°. 4, p. 1266–1277, 2005.
- [31] T. S. Rappaport *et al.*, “Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design,” *IEEE transactions on Communications*, vol. 63, n°. 9, p. 3029–3056, 2015.
- [32] A. Goldsmith, *Wireless communications*. Cambridge university press, 2005.
- [33] R. L. Cooper et D. D. Stancil, “Improved channel sounding using zero correlation zone sequences,” dans *GLOBECOM 2009-2009 IEEE Global Telecommunications Conference*. IEEE, 2009, p. 1–6.
- [34] S. Geng *et al.*, “Millimeter-wave propagation channel characterization for short-range wireless communications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, n°. 1, p. 3–13, 2009.
- [35] M. K. Samimi et T. S. Rappaport, “3-d millimeter-wave statistical channel model for 5g wireless system design,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, n°. 7, p. 2207–2225, 2016.
- [36] G. R. MacCartney, M. K. Samimi et T. S. Rappaport, “Omnidirectional path loss models in new york city at 28 ghz and 73 ghz,” dans *2014 IEEE 25th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIMRC)*, 2014, p. 227–231.
- [37] I. Roudas, “Modal dispersion characterization of multimode fibers,” dans *2017 IEEE Photonics Conference (IPC)*, 2017, p. 411–412.
- [38] M. Steinbauer, A. Molisch et E. Bonek, “The double-directional radio channel,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, n°. 4, p. 51–63, 2001.
- [39] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), “Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 ghz,” *Tech. Rep. TR 38.901*, vol. 16, n°. 1, p. Release 16, 2019.
- [40] S. Sun, G. R. MacCartney et T. S. Rappaport, “A novel millimeter-wave channel simulator and applications for 5g wireless communications,” dans *2017 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2017, p. 1–7.

- [41] J. L. Volakis, *Antenna engineering handbook*. McGraw-Hill Education, 2007.
- [42] R. K. Luneburg, *Mathematical theory of optics*. University of California press, 1964.
- [43] A. D. Greenwood et J.-M. Jin, “A field picture of wave propagation in inhomogeneous dielectric lenses,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 41, n°. 5, p. 9–18, 1999.
- [44] A. Petosa, N. Gagnon et A. Ittipiboon, “Effects of fresnel lens thickness on aperture efficiency,” dans *2004 10th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and URSI Conference*. IEEE, 2004, p. 1–4.
- [45] J. Thornton et K.-C. Huang, *Modern lens antennas for communications engineering*. John Wiley & Sons, 2013, vol. 39.
- [46] E. L. Holzman, “A highly compact 60-ghz lens-corrected conical horn antenna,” *IEEE antennas and wireless propagation letters*, vol. 3, n°. 1, p. 280–282, 2004.
- [47] G. Rebeiz, “Millimeter-wave and terahertz integrated circuit antennas,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, n°. 11, p. 1748–1770, 1992.
- [48] D. Filipovic, S. Gearhart et G. Rebeiz, “Double-slot antennas on extended hemispherical and elliptical silicon dielectric lenses,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, n°. 10, p. 1738–1749, 1993.
- [49] D. Ghodgaonkar, V. Varadan et V. Varadan, “Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, n°. 2, p. 387–394, 1990.
- [50] R. Vilar *et al.*, “Q-band millimeter-wave antennas : An enabling technology for multigigabit wireless backhaul,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, n°. 4, p. 121–130, 2014.
- [51] A. O. Diallo *et al.*, “Comparison between a thin lens antenna made of structured dielectric material and conventional lens antennas, in q-band in a compact volume,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, n°. 2, p. 307–310, 2017.
- [52] C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. John wiley & sons, 2015.
- [53] Z. Ni *et al.*, “A ku-band dual polarized corrugated horn,” dans *2018 International Conference on Electronics Technology (ICET)*. IEEE, 2018, p. 147–151.
- [54] R. J. Pirkle et G. D. Durgin, “Optimal sliding correlator channel sounder design,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, n°. 9, p. 3488–3497, 2008.
- [55] Y. Ashush et S. Engelberg, “Generation of “optimal” pn sequences for use in direct sequence spread spectrum,” dans *2018 IEEE International Conference on the Science of Electrical Engineering in Israel (ICSEE)*, 2018, p. 1–4.