

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE AKLI MOHAND OULHADJ-BOUIRA-



Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées
Département : **Génie Electrique**

Mémoire de fin d'étude

Présenté par :

SADAoui KENZA

MENNI Nouara

En vue de l'obtention du diplôme de **Master 02** en :

Filière : TELECOMMUNICATION
Option : Systèmes de télécommunications

Thème :

**Modélisation et caractérisation des canaux
millimétriques mmWave (28 - 80Ghz).**

Devant le jury composé de :

Ameziane S.	MAA	UAMOB	Président
Djeddou M.	MCA	ENP	Encadreur
Boucenna M. E. A.	MCB	UAMOB	Examinateur
Ayad M.	MCA	UAMOB	Examinateur

Remerciements

Nous remercions dieu le tout puissant pour le courage et la force qu'il nous a donné pour mener ce travail jusqu' à la fin.

Au terme de ce travail, nous exprimons nos vifs remerciements à notre encadreur, Dr Mustapha Djeddou pour sa compréhension et ses conseils, la confiance et le soutien dans les moments difficile, ses encouragements ainsi que sa disponibilité durant toute la période de préparation de ce modeste travail.

Nous tenons à remercier la co-encadrante madame Smaili Nessrine pour nous avoir aidé de son côté.

Nous remercions les membres de jury qui ont bien voulu nous faire l'honneur d'accepter de juger ce travail.

Nous remercions ainsi tout les enseignants et professeurs de département de génie électrique.

Un grand remerciement en particulier à nos parents pour leur patience et leurs soutien affectif et psychologique.

Nous remercions également tous les étudiants et les amis pour leur encouragement.

Remerciement enfin à toute personne ayant contribué de près ou loin à la réalisation de ce travail.

Je dédie ce modeste travail

À mon cher père,

La source de mon inspiration, la personne qui a su m'inculquer la bonne éducation, le sens de la responsabilité, la forte personnalité, l'optimisme et la confiance en soi face aux difficultés de la vie.

À ma très chère maman,

Tu m'as comblé avec ta tendresse et affection tout au long de mon parcours. Tu as toujours été présente à mes côtés.

À mes sœurs,

Samia, Tinhinane, Noura, Hanane et sans oublier mon petit frère Nassim.

À mes chers amis,

Abdalilah Mebarki, Harrous Lounis, Boukhal Zakaria.

À mes amis de l'université,

Zarkani Kahina, Tounssi Zoulikha, Boulila Nedjma, Choubanne Lidia, Amour Saida, Allouache Lyes, Louggani Yanis.

À mon binôme,

Menni Nouara.

À toutes les familles 'Sadaoui et Saidi 'pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire'.

À toutes mes amies.

KENZA

*Je dédié ce modeste
travail
À la mémoire de ma chère sœur
« Repose en paix »
À mes très chers
parents surtout ma mère
À mes chères sœurs
À mon frère Med et
sa femme et leur fils "ADEM"
À mon binôme Sadaoui Kenza
À mes très chères amies
À toute la promot 2019*

NOUARA

Table des matières

Liste des figures	iv
Liste des tableaux	v
Abréviations	vi
Introduction Générale	1
I GENERALITES, MODELISATION ET CARACTERISATION D'UN CANAL MMWAVE	3
I.1 Introduction	4
I.2 Evolution de réseaux sans fil	4
I.3 C'est quoi une bande millimétrique dans la 5G ?	6
I.4 Les ondes millimétriques une solution pour les futurs réseaux cellulaires 5G	7
I.5 Canal de propagation	8
I.6 Multi-trajets	9
I.6.1 Mécanismes de propagation	9
I.6.1.1 Réflexion	9
I.6.1.2 Diffusion	10
I.6.1.3 Pénétration	10
I.6.1.4 Pertes de végétation	11
I.6.1.5 Diffraction	12
I.7 Modélisation du canal mmWave	12
I.7.1 Modèle du path loss	12
I.7.2 Modèles pour le canal mmWave	13
I.7.2.1 Modèle géométrique	13
I.7.2.2 Modèle de Saleh-Valenzuela (SV)	14

I.8	Caractéristiques fondamentales de l'onde millimétrique	15
I.8.1	Une large bande passante	15
I.8.2	Courte longueur d'onde	15
I.8.3	Perte de propagation	16
I.8.4	Perte de pénétration	17
I.8.5	Absorption atmosphérique	18
I.8.6	Atténuation par la pluie	19
I.8.7	Directivité	20
I.8.8	Sensibilité au blocage	20
I.9	Bandes de fréquences et applications existantes de l'onde millimétrique . .	22
I.9.1	Capteurs radar pour l'automobile	22
I.9.2	60GHz pour les appareils et réseaux radio Gb/s	22
I.10	Conclusion	24
 II SOLUTIONS TECHNOLOGIQUES POUR UN RESEAU MMWAVE		25
II.1	Introduction	26
II.2	Architectures possibles pour un système 5G	26
II.2.1	Système MU-MIMO massif	28
II.2.2	Système cellulaire mmWave	29
II.3	Dencification de cellule	32
II.4	Antennes à ondes millimétriques pour les communications sans fil de l'ordre Gigabit	34
II.5	Etalement de retard	34
II.6	Effet de doppler	35
II.7	Diversité	37
II.7.1	Diversité temporelle	37
II.7.2	Diversité de fréquence	37
II.7.3	Diversité spatiale	37
II.7.4	Diversité de polarisation	38
II.8	Allocation du puissance	38
II.9	Modèle de canal dans le MIMO massif	39
II.9.1	L'importance d'amélioration d'efficacité spectral	41
II.10	Conclusion	42

III Simulations et discussion des résultats	44
III.1 Introduction	45
III.2 Présentation de simulateur NYUSIM	45
III.2.1 Paramètres d'entrées	45
III.2.1.1 Les paramètres de canal	46
III.2.1.2 Propriétés d'antennes :	48
III.2.2 Figures de sorties	49
III.3 Applications de NYUSIM pour l'analyse de systèmes MIMO à ondes milli- métriques	52
III.3.1 Modèle de perte du trajet (path loss)	52
III.3.1.1 Atténuation	53
III.3.1.2 Analyse et interprétation des résultats	54
III.3.2 Conditionnement du canal MIMO	55
III.3.2.1 Fonction de répartition cumulative (CDF)	58
III.3.2.2 Résultats de la simulation	58
III.3.3 Analyse d'efficacité spectrale d'un beamforming hybride et le BER en mmWaves	61
III.3.3.1 Système modèle	61
III.3.3.2 Conception de précodage hybride	63
III.3.3.3 Description de simulation	65
III.4 Conclusion	70
Conclusions et perspectives	71
Références bibliographiques	74

Table des figures

I.1	Evolution des réseaux mobiles.	6
I.2	Plage de fonctionnement des applications sans fil existantes [3].	6
I.3	Architecture potentielle de réseau 5G basée sur le MIMO massif mmWave [4].	7
I.4	Canal de propagation et de transmission.	8
I.5	Canal de propagation avec trajets multiples [9].	9
I.6	Illustration de l'atténuation du feuillage imposée par la présence de plusieurs arbres, où l'épaisseur des lignes montrées illustre la puissance du signal [14].	11
I.7	Perte de feuillage à l'onde millimétrique avec différentes profondeurs de feuillage [15].	12
I.8	Représentation schématique du modèle SV [21].	15
I.9	Atténuation spécifique de $l'O_2$, de $l'H_2O$ et de la pluie au niveau de la mer [12].	18
I.10	Illustration des longueurs d'onde d'un signal de $60GHz$ et de $3GHz$ par rapport à une goutte de pluie du $2mm$ de diamètre [14].	19
I.11	Atténuation des ondes millimétriques par pluie [27].	20
I.12	Blocage humain de la communication entre un émetteur et le récepteur [14].	21
I.13	Mesure du canal intérieur à $60GHz$ pour NLOS, antennes émettrices et réceptrices ont un gain de $10dB$ [28].	21
I.14	Attribution des fréquences et limitation de la puissance rayonnée à $60GHz$ dans différents pays [29].	23
II.1	Migration graduelle vers une architecture centrée autour de l'utilisateur [30].	27
II.2	MIMO massif vs système mmWave [31].	27
II.3	MU-MIMO massif [33].	28
II.4	Architectures possibles d'un réseau cellulaire mmWave [30].	30

II.5	Beamforming numérique et analogique en réception [38].	31
II.6	Schéma bloc du beamforming hybride appliqué dans un système mmWave [39].	32
II.7	Illustration du concept de densification de réseau à petites cellules [9]. . .	33
II.8	Exemple d'architecture cellulaire sans fil hétérogène [4].	33
II.9	Un exemple de modèle de réponse impulsionnelle variant dans le temps pour un trajet multiple d'un canal radio [24].	35
II.10	Illustration de l'effet de Doppler [42].	36
II.11	Signal transmis sur plusieurs intervalles temporelles [44].	37
II.12	Signal transmis sur plusieurs intervalles fréquentielles [44].	38
II.13	Illustration de la transmission massive MIMO de la liaison montante dans la j -ème cellule et la K -ème enter utilisateur. Le vecteur de canal entre la j -ème BS et la K -ème MS est appelé $h_{l,K,j}$ [34].	39
II.14	Illustration de la transmission MIMO massive de la liaison descendante dans la j -ème cellule et la l -ème cellule. Le vecteur de canal entre le j -ème BS et le K -ème MS s'appelle $h_{l,k,j}$ [34].	40
III.1	Interface graphique de NYUSIM [45].	46
III.2	Spectre de puissance tridimensionnel généré par NYUSIM [45].	50
III.3	Spectre de puissance tridimensionnel généré par NYUSIM [45].	50
III.4	Profil de puissance directionnelle générée par NYUSIM [45].	50
III.5	Profil de puissance omnidirectionnelle générée par NYUSIM [45].	51
III.6	Perte de trajets pour les antennes directionnelle et omnidirectionnelle généré par NYUSIM [45].	51
III.7	Profil de puissance sur déférentes antennes de réception générée par NYUSIM [45].	51
III.8	Atténuation de propagation due à l'air sec, à la vapeur, à la brume et à la pluie aux fréquences mmWave, avec une pression barométrique de $1013.25mbar$, une humidité relative de 80%, une température de $20^{\circ}C$ t un taux de pluie de $5mm/h_r$	53
III.9	Les coefficients de la matrice de canal MIMO sont des coefficients pour les sous-porteurs de l'OFDM avec deux éléments d'antenne de transmission et deux pour les canaux MIMO-OFDM en une seule simulation.	58

III.10 CDF du conditionnement des matrices de canaux pour les sous-porteuses OFDM avec plusieurs configurations d'antennes d'émission et de réception N_t et N_r et pour différentes fréquences (28,37, 64, 71GHz) pour les canaux MIMO-OFDM en simulation.	59
III.11 Histogramme de conditionnement de matrice du canal pour $f = 28GHz$, $N_t = 8, 16$; $N_r = 8, 32$	61
III.12 Histogramme de conditionnement de matrice du canal pour $f = 37GHz$, $N_t = 8, 16$; $N_r = 8, 32$	61
III.13 Histogramme de conditionnement de matrice du canal pour $f = 64GHz$, $N_t = 8, 16$; $N_r = 8, 32$	62
III.14 Histogramme de conditionnement de matrice du canal pour $f = 71GHz$, $N_t = 8, 16$; $N_r = 8, 32$	62
III.15 Schéma fonctionnel de l'émetteur-récepteur BS-MS qui utilise des formules de faisceau RF et en bande de base aux deux extrémités [47].	64
III.16 Comparaison entre deux formation de faisceaux optimal et hybride en terme d'efficacité spectrale et taux d'erreur pour un système de 32×64 à $28GHz$ pour des puissances $10dBm$, $20dBm$ et $50dBm$ à une distance de $100m$ entre T_x et R_x	66
III.17 Comparaison entre deux formation de faisceaux optimal et hybride en terme d'efficacité spectrale et taux d'erreur pour un système de 32×64 à $28GHz$ dans les environnements LOS et NLOS à une distance de $100m$ entre Tx et Rx.	67
III.18 Comparaison entre deux formation de faisceaux optimal et hybride en terme d'efficacité spectrale et taux d'erreur pour un système de 32×64 à $60GHz$ dans les environnements LOS et NLOS à une distance de $100m$ entre Tx et Rx.	68
III.19 Comparaison entre deux formation de faisceaux optimal et hybride en terme d'efficacité spectrale et taux d'erreur pour un système de 32×64 à $28GHz$ dans l' environnement LOS macro cellule à une distance de $70m, 100m$ et $200m$ entre Tx et Rx.	69

Liste des tableaux

I.1	Comparaisons entre les performances de 4G et du la 5G [5].	8
I.2	Comparaison de la réflectivité pour différents matériaux à $28GHz$ [11]. . .	10
I.3	Mesure de PL pour les systèmes cellulaire, wifi, et système on onde millimétrique à $460MHz$, $2.4GHz$, et $60GHz$ respectivement à un mètre [24].	16
I.4	Mesure de PL pour les systèmes cellulaire, wifi, et système on onde millimétrique à $460MHz$, $2.4GHz$, et $60GHz$ respectivement à un $100m$ [24].	17
I.5	Comparaison des pertes de pénétration pour différents environnement à $28GHz$, épaisseur de différents matériaux de construction sont inscrits, les deux antennes à cornet ont un gain de $24.5dB$ avec 10° demi-largeur de faisceau de puissance [11].	17
I.6	Situation des bandes de fréquences des radars automobiles dans différents pays [29].	22
I.7	Les applications des ondes millimétriques [26].	23
III.1	NYUSIM V1.6 réglages de simulation utilise dans cette étude.	56
III.2	Les différences de la conditionnement du canal dans les Environnements LOS et NLOS pour les différentes fréquences étudiées et nombre d'antennes.	59
III.3	Paramètres de NYUSIM utilisé dans la simulation 1.	65
III.4	Paramètres de NYUSIM utilisé dans la simulation 2.	67
III.5	Paramètres de NYUSIM utilisé dans la simulation 3.	69

Abréviations

1G	1ere Génération
2G	2ème Génération
3G	3ème Génération
4G	4ème Génération
5G	5ème Génération
ABF	Analog Beam Forming
ADC	Analog to Digital Converter
AOA	Angle Of Arrival
AOD	Angle Of Departure
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bite Error Rate
BS	Base Station
CDF	Cumulative Distribution Function
CI	Close In
CIR	Channel Impulse Reponse
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
DBF	Digilat Beam Forming
D2D	Device-To-Device
FM	Frequency Modulation
FSPL	Free Space Path Loss
HD	Heigh Definition
HetNet	Heterogeneous Networks
HPBW	Half Power Bandwidth
HSPA	Heigh Speed Packet Access
IMT	Inernationnal Mobile Télécommunication
LTE	Long Term Evolution

LOS	Line Of Sight
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MS	Mobile Station
MTC	Metro Tech Center
MU-MIMO	Multiple USER Multiple Input Multiple Output
M2M	Machine To Machine
NLOS	Non Light Of Sight
NR	New Radio
OFDM	Orthogonal Frequency Devision Multiplexing
ORH	Othmer Residence Hall
PL	Path Loss
PLE	Path Loss Exponent
QOS	Quality Of Service
RF	Radio Frequency
RMS	Root Mean Square
SDMA	Spatial Devision Multiple Access
SNR	Signal Noise Ration
SVD	Singular Value Decomposition
SV	Saleh Valenzuela
TDD	Time Devision Duplex
UCA	Uniform Circular Array
ULA	Uniform Linear Array
UMa	Urbain Macro
URa	Urbain Rural
UMi	Urbain Micro
UPA	Uniform Planar Array
UWB	Ultra Wide Bande
VGA	Variable Gain Amplifer
WIFI	IEEE.802.11
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
W-CDMA	Wide Code Devision Multiple Access
WWH	Warren Weaver Hall

INTRODUCTION

Introduction

Le domaine de télécommunication a été marqué par son évolution depuis une communication par téléphonie à travers un support de transmission filaire à un supports de transmissions radio. La demande des données d'utilisateurs et la faible capacité des canaux ont encouragé les chercheurs à employer une technologie qui sera plus différente que celle d'aujourd'hui, en améliorant l'efficacité et la capacité des réseaux. La 5G une prochaine génération qui sera introduite et déployée à partir de 2020. Parmi ces objectifs principaux, est l'utilisation des nouvelles bandes de fréquences dites millimétriques qui offrent une opportunité en termes de disponibilité spectrale qui apparaissent comme le principal moteur des futur réseaux 5G. Cette nouvelle génération, est en cours de préparation dans la réglementation et standardisation de ce spectre qui sera capable de transmettre des Gbps à cause d'une large bande de fréquence. La transmission des données à des ondes millimétriques permet d'offrir un débit élevé en raison d'énorme bande passante, cependant elle souffre de mauvais bilan de liaison, une forte atténuation de signal et une grande sensibilité aux blocages qui limitent la portée de transmission. Pour surmonter ce problème et améliorer la puissance de signal, la petite longueur d'onde nous permet d'intégrer des dizaines et des centaines d'antennes sur la station de base et sur un terminal mobile. Un réseau d'antenne avec un nombre élevé d'antennes directionnels est utilisé pour exploiter la technique de formation de faisceau pour augmenter la directivité de l'antenne, connu sous le nom MIMO massif. La notion de MIMO massif qu'est apparu en 2011, qui connaît une forte augmentation du nombre l'antennes à l'émission et à la réception, pour réduire toutes les interférences et améliorer considérablement la qualité de transmission et le gain de liaison, donc c'est l'un des clés pour une meilleure efficacité spectrale et robustesse de transmission. L'augmentation d'antennes rend le système couteux et une infrastructure plus complexe, pour cela l'architecture hybride sera une solution pour réduire la consommation d'énergie en optimisant le nombre d'antennes et chaînes RF. Pour former un faisceau adapté et acheminer le maximum d'énergie utile à l'utilisateur, il nécessite une connaissance de l'état d'un canal pour concevoir un précodage efficace à l'émission et la combinaison des signaux à l'émission et réception. Pour cela, nous avons besoin d'étudier et modéliser le canal à ce spectre, pour évaluer ces performances dans une interface radio pour divers scénarios d'usage essentiellement dans les bandes $28GHz - 80GHz$. Dans le chapitre 1, on va présenter des notions et des généralités sur les réseaux de communications en introduisant le passage vers la nouvelle génération de la téléphonie 5G. Nous

présentons la technologie des bandes millimétriques et le canal mmWave. Nous parlons également de la modélisation de Path Loss et les modèles qui peuvent être appliqués pour l'étude dans les bandes millimétriques, les caractéristiques de l'onde millimétriques et nous terminons par leurs applications.

Dans le chapitre 2, nous citons les architectures possibles pour un système 5G, ainsi la technique de densification des cellules et les antennes millimétriques. Nous parlons également sur l'étalement de retard et l'effet de Doppler en mmWave, les différentes diversités, et voir un modèle MIMO massif dans une liaison de communication montante et descendante, et nous finissons pour dire pourquoi on cherche à améliorer l'efficacité spectrale.

Dans le chapitre 3, on va présenter les résultats de simulation des performances d'une transmission dans un canal millimétrique.

Enfin, une conclusion générale qui englobe les principaux aspects abordés dans ce mémoire et des perspectives futures de ce travail sont formulées.

Chapitre I

GENERALITES, MODELISATION ET CARACTERISATION D'UN CANAL MMWAVE

I.1 Introduction

Avec l'évolution remarquable sur les technologies cellulaires sans fil, la communication par onde millimétrique sera la prochaine frontière de la technologie sans fil. Selon la commission fédérale de la communication, la distribution des bandes fréquentielles est comme suit :

La bande $38.6 - 40.0GHz$, sous licence, offre $1.4GHz$ de largeur de bande qui est adaptée aux communications de moyennes distances (quelques centaines de mètres) de type point à multipoints et est actuellement à l'étude.

La bande $57 - 64GHz$, sans licence, offre $7GHz$ de largeur de bande adaptée aux communications courtes portées (une dizaine de mètres). Cette bande sera d'ailleurs utilisée par la prochaine norme WIFI (802.11ad) permettra d'atteindre des débits de plusieurs Gbits/s qui étaient jusqu'à présent réservés aux communications filaires.

Les bandes $71 - 76GHz$, $81 - 86GHz$ et $92 - 95GHz$, sous licence, offrent entre 3 et $5GHz$ de largeur de bande. Elles sont adaptées aux transmissions très hauts débits de type point à point sur de longues distances (plusieurs kilomètres). Elles peuvent être très utiles dans les environnements où il est difficile de déployer de la fibre optique [1].

Dans ce chapitre on va présenter des généralités sur les réseaux de communications sans fil et introduire les bandes millimétriques : Evolutions de 1G jusqu'à la 5G, canal mmWave et leur caractéristiques, un modèle Path Loss et les principaux modèles utilisés dans le mmWave et leurs applications.

I.2 Evolution de réseaux sans fil

Quatre générations de systèmes de communication cellulaire ont été adoptés, et chaque nouvelle génération de mobiles émergeant tous les 10 ans environ depuis 1980, la première génération de systèmes cellulaires FM analogiques en 1981, technologie numérique de deuxième génération en 1992, 3G en 2001 et 4G LTE-A en 2011.

Les réseaux cellulaires de première génération étaient des systèmes analogiques destinés pour les communications vocales, pour améliorer l'efficacité spectrale on est passé vers les systèmes 2G basés sur les services de données qui utilisent les modulations numériques et l'accès multiple par répartition dans le temps ou par code. Ensuite, l'utilisation de technologies comme l'accès multiple par répartition en code à large bande (W-CDMA) et l'accès haute vitesse par paquets (HSPA) ont été introduites pour les systèmes 3G qui se caractérisent avec un accès internet haute vitesse, très amélioré comme les capacités de

streaming vidéo et audio. HSPA évolué (également connu sous le nom de HSPA+), a été libéré à la fin de 2008 et l'utilisation à l'échelle mondiale a commencé par la suite en 2010, HSPA a été déployé dans plus de 150 pays dans le monde.

Afin d'offrir un service complet et de qualité, la 4G technologie d'accès radio LTE a été développée ensuite, une technologie d'accès qui prend en charge une bande passante de transmission évolutive jusqu'à 20MHz qui se caractérise par l'utilisation de multiplexage par répartition en fréquence et une transmission multi-antenne avancée qui permet d'améliorer les liaisons et atténuer les interférences.

Comme la demande de capacité dans le domaine des communications mobiles à large bande augmente de façon spectaculaire chaque année, les fournisseurs de services sans fil doivent être prêts à supporter jusqu'à un millier de fois l'augmentation de trafic mobile total.

Afin d'améliorer le réseau LTE, la carte routière technologique du sans-fil s'étend maintenant aux IMT évoluées avec LTE-A advanced qu'est capable d'un débit qui dépassent 1 Gigabit par seconde (Gbps), qui prend en charge des réseaux hétérogènes avec d'autres réseaux grandes cellules macro, micro et pico, et Wi-Fi.

Au fur et à mesure que la cinquième génération (5G) est développée et mise en œuvre, une technologie qui utilise un spectre beaucoup plus important à l'onde millimétriques non exploitée : bandes de fréquences, antennes de formation de faisceau hautement directionnelles à la fois sur l'appareil mobile et sur la station de base, une batterie plus longue durée de vie, débits binaires beaucoup plus élevé, une réduction des coûts d'infrastructure, et une capacité plus élevée pour de nombreux utilisateurs.

Les réseaux de la 5G seront passés du cuivre et de la fibre optique aux connexions sans fil à ondes millimétriques, permettant un déploiement rapide et une connectivité de type maillage avec la coopération entre les stations de base [2].









1G	2G	3G	4G	5G
1981	1992	2001	2010	2020(?)
2 Kbps	64 Kbps	2 Mbps	100 Mbps	10 Gbps
Basic voice service using analog protocols	Designed primarily for voice using the digital standards (GSM/CDMA)	First mobile broadband utilizing IP protocols (WCDMA / CDMA2000)	True mobile broadband on a unified standard (LTE)	'Tactile Internet' with service-aware devices and fiber-like speeds
				?
				?
THE	NEED	FOR	THE	SPEED

Figure I.1 — Evolution des réseaux mobiles.

I.3 C'est quoi une bande millimétrique dans la 5G ?

Toutes les communications mobiles aujourd'hui se font dans la gamme de $300MHz - 3GHz$ (voir la figure I.2) du spectre, mais avec l'augmentation de la croissance des données mobiles et la demande d'une meilleure capacité, de la fiabilité et de débit, cette gamme de spectre, déjà est encombrée, n'offre pas de conditions du fonctionnement.

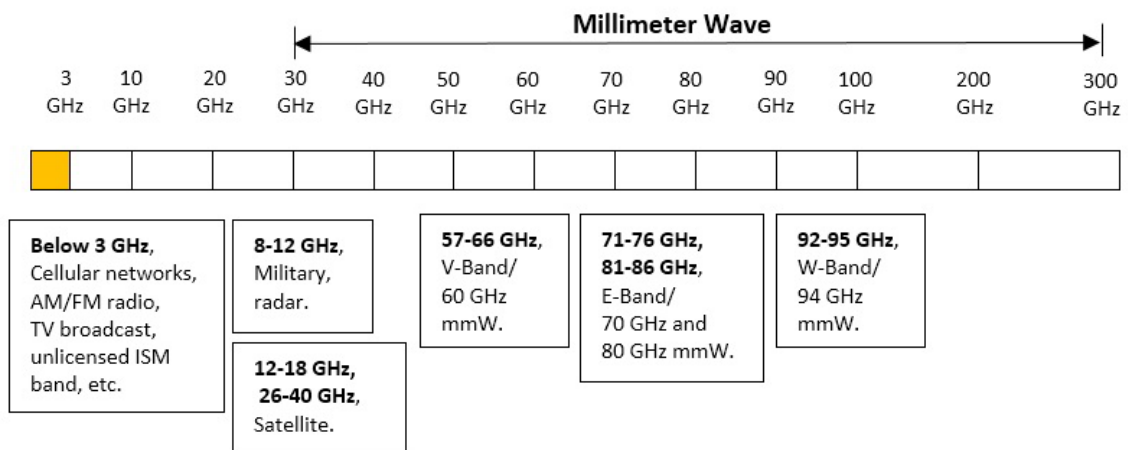


Figure I.2 — Plage de fonctionnement des applications sans fil existantes [3].

Pour réaliser ces exigences, les systèmes 4G actuels sont proches aux limites théoriques en termes de débit de données par cellule. Ainsi, l'utilisation d'une bande d'ondes millimétriques définie comme une gamme de $30 - 300GHz$ peut être la réponse à ces exigences. La 5G peut tirer parti de la large bande passante disponible à des fréquences d'ondes millimétriques pour fournir un débit de données de l'ordre du gigabit par seconde pour les systèmes sans fil [4].

I.4 Les ondes millimétriques une solution pour les futurs réseaux cellulaires 5G

Plusieurs travaux de recherches qui sont en cours d'études pour les futurs réseaux cellulaires 5G ont pour objectif d'atteindre des débits de données du multi gigabit par seconde, par l'utilisation de la technologie des antennes et spectre d'ondes millimétriques qui pourraient simultanément soutenir les communications.

Un spectre qui se caractérise par l'élargissement de bande des canaux par rapport aux canaux actuels de $20MHz$ qui permet une communication à grande portée.

Pour une meilleure fiabilité des communications sans fil à onde millimétriques, une technologie CMOS qui sera fonctionner dans cette gamme de fréquence avec des antennes orientables à gain élevé à la station mobile et la station de base.

L'augmentation des chaînes RF pour les canaux de radiocommunication mobile, permet d'augmenter la capacité, tandis que le temps de latence pour le trafic numérique est diminuer, ce qui a permis d'améliorer considérablement l'accès à l'internet et les applications qui nécessitent une latence minimale [2].

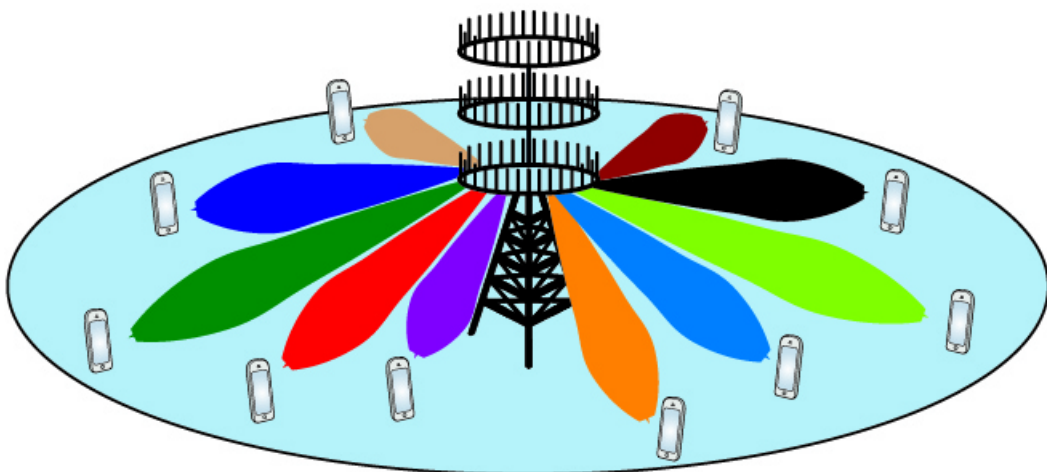


Figure I.3 — Architecture potentielle de réseau 5G basée sur le MIMO massif mmWave [4].

Dans les fréquences des ondes millimétriques, les longueurs d'ondes sont beaucoup plus petites, ce qui permet d'exploiter les nouvelles techniques de traitement spatial, telles que MIMO massif et formation de faisceau adaptative, et l'augmentation significative de la bande passante et des nouvelles capacités offertes qui sera supérieure à celle des réseaux 4G d'aujourd'hui dans les pays à forte croissance. Les opérateurs continuent de réduire le nombre de cellules dans les zones peuplées afin d'exploiter la réutilisation spatiale et de mettre en œuvre de nouvelles architectures coopératives telles que les MIMO coopératifs, les relais, et l'atténuation des brouillages entre stations de base, le coût par la station de base diminuera et à mesure qu'ils deviendront plus nombreux (figure I.3) [2].

Le tableau (I.1) résume les performances attendues de la 5G qui utilise des ondes millimétrique et celles qui sont actuellement disponibles avec la 4G :

Table I.1 — Comparaisons entre les performances de 4G et du la 5G [5].

Paramètres	4G	5G
Débit maximal (Gbs/s)	1	20
Débit perçu par utilisateur ($Mbit/s$)	10	100
Efficacite spectrale	$1\times$	$3\times$
Vitesse (Km/h)	350	500
Latence (ms)	10	1
Nombre d'objets connectes sur une zone	10^5	10^6
Efficacite énergétique du réseau	$1\times$	$100\times$
Débit sur une zone ($Mbit/s/m^2$)	0.1	10

I.5 Canal de propagation

Un canal de propagation est un endroit qui fait passer le signal émit $e(t)$ au signal reçue $s(t)$ à travers des ondes électromagnétiques par l'utilisation des antennes à l'émission et réception (fig I.4) [6].

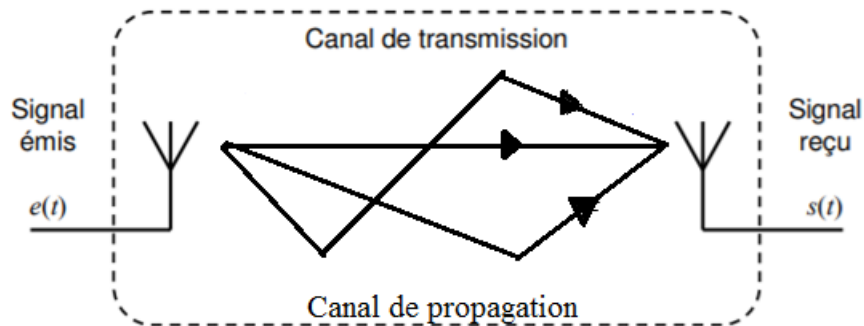


Figure I.4 — Canal de propagation et de transmission.

I.6 Multi-trajets

Dans un système sans fil, un récepteur peut capter le même signal provenant de multiples trajets différents selon plusieurs mécanismes causé par l'interaction de l'onde avec des objets, puisque les signaux transmis peuvent se réfléchir sur une surface comme le sol, les bâtiments [7]. Si le canal radio intérieur à ondes millimétriques, est considéré comme un canal à trajets multiples, et si on transmet une seule impulsion sur ce canal, le signal reçu apparaîtra sous la forme d'un train d'impulsions [8], c'est une somme de tous les trajets arrivants au récepteur et cette somme peut être constructive ou bien destructive [7].

I.6.1 Mécanismes de propagation

Le mécanisme de propagation d'onde décrit un trajectoire dans l'environnement lors de sa propagation. Des objets et obstacles de dimension et natures différentes influent sur l'onde et qui créent des phénomènes physiques (fig I.5), dans les ondes millimétriques des longueurs d'ondes varient entre $10\text{mm} - 1\text{mm}$, qui seront soigneusement étudiés pour comprendre le canal millimétrique [9] :

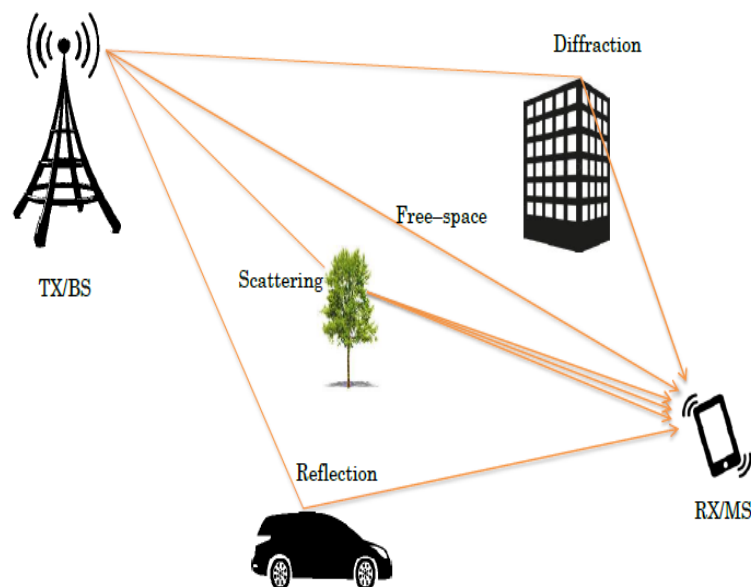


Figure I.5 — Canal de propagation avec trajets multiples [9].

I.6.1.1 Réflexion

Lorsqu'une onde atteint un obstacle ayant une grande dimension par rapport à la longueur d'onde, elle se réfléchit. Il existe deux types de réflexion selon la surface réflé-

chissante. Si elle est petite devant la longueur d'onde dans ce cas le rayon incident est réfléchi en un seul rayon c'est une réflexion spéculaire. Si elle est grand par rapport à la longueur d'onde, dans ce cas le rayon incident est réparti en plusieurs directions c'est une réflexion diffusion. Dans les fréquences des ondes millimétriques, la rugosité de la surface peut avoir un effet, la réflexion diffusion sera la plus dominante par rapport à la réflexion spéculaire mais avec des puissances généralement faibles [10].

Pour voir l'effet de réflexion dans les ondes millimétriques, le tableau I.2 montre des mesures faites à $28GHz$ pour différents matériaux et angles d'incidences pour les deux environnements intérieur et extérieur :

Table I.2 — Comparaison de la réflectivité pour différents matériaux à $28GHz$ [11].

Environnement	Location	Matériel	Angle (°)	Coefficient de réflexion (Γ)
Extérieur	ORH	verre en teinte	10	0.896
		béton	10	0.815
			45	0.623
Intérieur	MTC	verre clair	10	0.740
		plaque de plâtre	10	0.704
			45	0.628

A l'extérieur les coefficients de réflexion sont plus élevés de 0.896 pour les matériaux teintés et 0.815 pour le béton à un angle d'incidence de 10° , par rapport au verre clair non teinté et aux cloisons sèches, qui sont dotés des coefficients de réflexion inférieurs de 0.740 et 0.704, respectivement [11].

I.6.1.2 Diffusion

Lorsque l'onde rencontre des objets dont les dimensions sont comparables à la longueur d'onde en fonction de la forme des objets, elle entre et répart en de nombreuses directions.

Les obstacles, par exemple le feuillage des arbres, dans les modèles d'affaiblissement sur le trajet, seul les pertes causées par le feuillage sont prises en compte. En conjonction avec les modèles de canaux basés sur la géométrie, la diffusion est considérée comme un facteur aléatoire supplémentaire sur les trajets multiples spéculaires [10].

I.6.1.3 Pénétration

Les pertes de pénétration sont très importantes à des fréquences d'ondes millimétriques, qui ne peuvent pas se propager correctement dans les matériaux solides comme le mur,

porte, meubles de chambre et les signaux sont fortement obstrués en particulier dans les zones à forte densité urbaines ou il ya beaucoup de bâtiments [12]

I.6.1.4 Pertes de végétation

La végétation est un facteur important pour les liaisons extérieures, il permet d'atténuer, de diffuser et de dépolariiser un signal. Les feuilles des arbres peut aussi causer un évanouissement variable dans le temps, lorsqu'il y a un vent, elles bloquent le signal. L'atténuation augmente généralement de $4 - 7dB$.

$$L = 0.2F^{0.3}R^{0.6}dB \quad (I.1)$$

Où F : fréquence en MHz

R : profondeur du feuillage transversale en mètres, et s'applique pour $R < 400$ mètres. Cette relation (I.1) s'applique aux fréquences comprises entre $200MHz$ et $95GHz$. Par exemple, la perte de feuillage à $40GHz$ pour une pénétration de 10 mètres, (ce qui équivalent à peu près à un grand arbre ou à deux arbres) est d'environ $19dB$, cette valeur n'est évidemment pas négligeable [13]. La figure (I.6) illustre le phénomène de végétation et ces effets en fréquences d'ondes millimétriques :

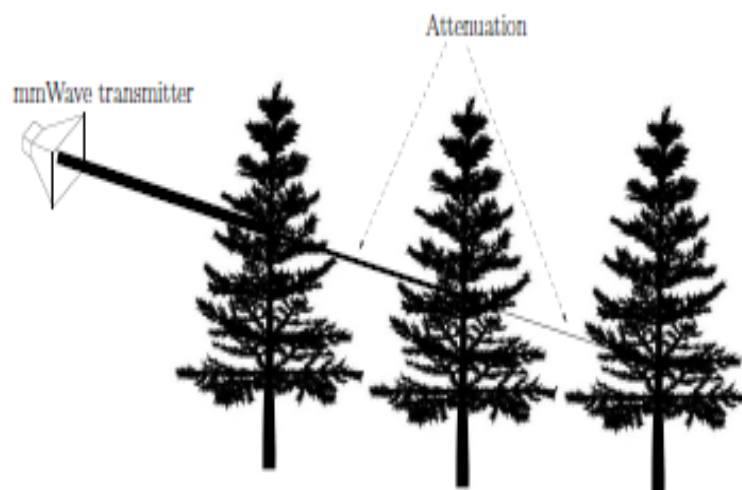


Figure I.6 — Illustration de l'atténuation du feuillage imposée par la présence de plusieurs arbres, où l'épaisseur des lignes montrées illustre la puissance du signal [14].

Pour voir l'effet des profondeurs de feuillage à des ondes millimétriques, la figure (I.7) mesure les pertes de feuillages pour différentes fréquences :

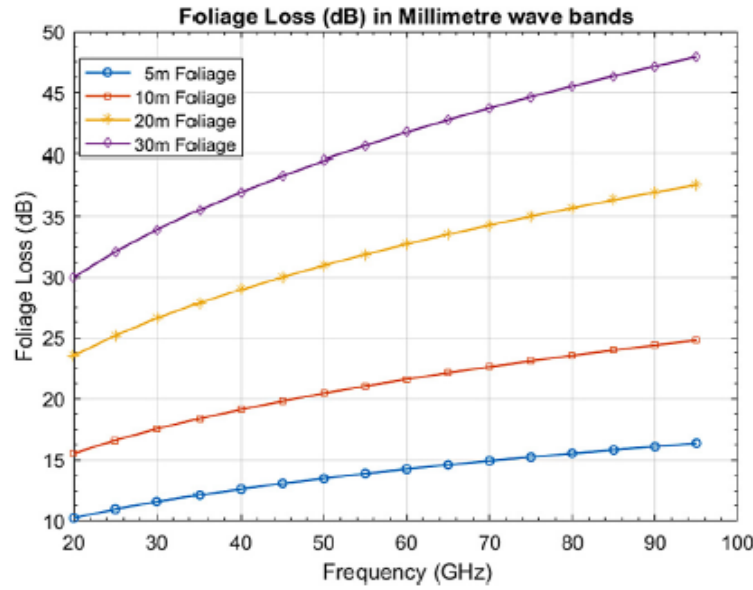


Figure I.7 — Perte de feuillage à l'onde millimétrique avec différentes profondeurs de feuillage [15].

D'après les résultats de mesure, on constate que les pertes de feuillage augmentent et sont plus élevées pour les grandes profondeurs et à des hautes fréquences.

I.6.1.5 Diffraction

Lorsqu'une onde radio rencontre des irrégularités aigues, comme les bords et les coins et des objets de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde, par conséquent, le signal radio peut être reçu derrière l'obstacle même s'il est complètement impénétrable. Les effets de la diffraction aux fréquences des ondes millimétriques sont néanmoins importants à prendre en compte avec la présence de corps humain [10].

I.7 Modélisation du canal mmWave

I.7.1 Modèle du path loss

Afin de créer des outils fiables pour la conception des systèmes d'onde millimétrique, des modèles de path loss doivent être déterminés pour l'établissement du bilan de liaison et la prédiction du niveau du signal reçu en prenant en compte l'utilisation des réseaux d'antennes hautement directionnels et les techniques de beamforming et de codages [16].

Le modèle de perte de trajet en espace libre proche (CI) est un modèle bien connu de perte de trajet. Le modèle d'affaiblissement sur le trajet évalue le paramètre d'atténuation

de la puissance, appelé comportement d'évanouissement, qui est fonction de la distance et de la fréquence. Le modèle d'affaiblissement du chemin en espace libre proche (CI) est noté comme suit (I.2) :

$$PL^{CI}(f, d)[dB] = FSPL(f, d_0)[dB] + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + AT[dB] + X_\sigma^{CI} \quad (I.2)$$

Où n représente le PLE, X_σ^{CI} représente une variable aléatoire gaussienne, σ symbolise l'écart type en dB et $d_0 = 1$ indique la distance de référence physique.

I.7.2 Modèles pour le canal mmWave

Il y a un besoin dans le domaine de recherche et le secteur industriel de caractériser précisément le canal mmWave. Même s'il y a beaucoup de groupes travaillant actuellement sur des mesures et la modélisation du canal mmWave. Plusieurs de ces travaux sont concentrés sur le développement des modèles pour des systèmes spécifiques. Les travaux ont commencé en juillet 2015. Jusqu'à maintenant, on trouve peu de standard dédiés pour les bandes des ondes millimétriques. Par exemple, le standard IEEE 802.15.3c qui est le premier standard pour les systèmes fonctionnant à 60 GHz avec des débits supérieurs à 1 Gb/s. Parmi les modèles les plus utilisées en mmWave sont modèle géométrique et Saleh-Valenzulela (SV) [17].

I.7.2.1 Modèle géométrique

C'est un modèle qui représente un canal MIMO à plusieurs trajets. Il fait sortir un lien entre les directions de départ et celles d'arrivée pour chaque trajet de propagation. Puisque le canal mmWave possède un nombre limité des trajets, on peut utiliser le modèle géométrique du canal avec L diffuseurs. Chaque diffuseur contribue avec un seul trajet de propagation entre l'émetteur et le récepteur [18]. Sous ce modèle, la matrice du canal H peut être exprimée par :

$$H = \sqrt{\frac{MN}{\rho}} \sum_{l=1}^L \alpha_l a_{R_X}(\theta_l) a_{T_X}(\phi_l)^H \quad (I.3)$$

Avec ρ représente le path loss moyen entre l'émetteur et le récepteur, α est le gain du l -ème trajet. L'amplitude des trajets suit la distribution de Rayleigh $\alpha_l \sim N(0, P_r)$, $l = 1, 2, \dots, L$ avec P_r le gain moyen en puissance. Les variables $\phi_l \in [0, 2\pi]$ sont les angles azimut de

départ et d'arrivée du l -ème trajet respectivement.

La matrice du canal est donnée alors sous une forme plus compacte par :

$$H = A_{R_X} \text{diag}(\alpha) A_{T_X}^H \quad (\text{I.4})$$

Avec A_{T_X} et A_{R_X} sont deux matrices qui contiennent les vecteurs de réponse des réseaux d'antenne :

$$A_{T_X} = [a_{T_X}(\phi_1^{T_X}), a_{T_X}(\phi_2^{T_X}), \dots, a_{T_X}(\phi_L^{T_X})] \quad (\text{I.5})$$

$$A_{R_X} = [a_{R_X}(\phi_1^{R_X}), a_{R_X}(\phi_2^{R_X}), \dots, a_{R_X}(\phi_L^{R_X})] \quad (\text{I.6})$$

On suppose que A_{T_X} est considéré connue pour l'émetteur et A_{R_X} est connue pour le récepteur.

I.7.2.2 Modèle de Saleh-Valenzuela (SV)

C'est un modèle statistique proposé par Saleh et Valenzuela en 1987. Il a été prolongé au domaine angulaire par Spencer en 2000 [19]. Pour le cas du canal mmWave, Il est utilisé surtout dans les systèmes fonctionnant dans la bande de 60 GHz après avoir montré sa convenance à cette bande par les mesures effectuées par IEEE TG3c [20]. Ce modèle est basé sur le concept des « clusters », c'est-à-dire des groupes des rayons proches en domaine temporel et angulaire. Le phénomène de « clusterization » est dû à la dispersion par les différents objets. Dans ce modèle, les composants multi-trajets arrivent par cluster. La puissance moyenne du cluster est exponentiellement décroissante en fonction du temps selon une certaine constante du temps. La représentation schématique d'un modèle du canal basé sur les clusters est représentée dans la figure (I.8). La variable τ représente l'étalement du retard alors que ω représente la coordonnée angulaire.

Selon ce modèle, la matrice du canal est écrite comme :

$$H = \sqrt{\frac{N_t N_r}{N_{cl} N_{ray}}} \sum_{i=1}^{N_{cl}} \sum_{l=1}^{N_{ray}} \alpha_{il} a_r(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r) a_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)^H \quad (\text{I.7})$$

Avec N_{cl} et N_{ray} représentent le nombre des clusters et le nombre des rayons dans chaque cluster, et α_{il} est le gain du l -ème rayon dans le i -ème cluster. On suppose que les α_{il} sont indépendants et identiquement distribués et suivent une distribution normale complexe $CN(0, \theta_{\alpha,i}^2)$ avec $\sum_{i=1}^{N_{cl}} \theta_{\alpha,i}^2 = \hat{\gamma}$ est le facteur de normalisation pour satisfaire $E[||H||_F^2] = N_t N_r$.

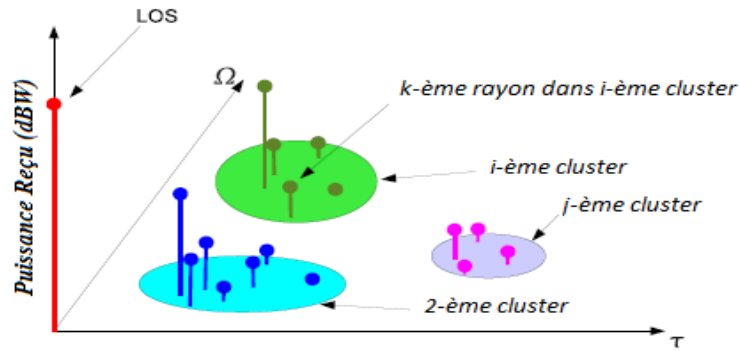


Figure I.8 — Représentation schématique du modèle SV [21].

$a_r(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r)$ et $a_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$ représentent les vecteurs de réponse du réseau d'antenne en réception et en émission avec $\phi_{il}^r(\phi_{il}^t)$ et $\theta_{il}^r(\theta_{il}^t)$ sont les angles d'arrivé et de départ en azimut et en élévation respectivement.

I.8 Caractéristiques fondamentales de l'onde millimétrique

Dans la communication mmWave, ou la longueur d'onde est à l'ordre du millimètre, elle possède plusieurs caractéristiques fondamentales :

I.8.1 Une large bande passante

La bande passante totale disponible actuellement pour les réseaux mobiles, y compris les réseaux 2G, 3G et 4G, est inférieure à 780MHz , certains appareils nécessitent un débit élevé par rapport à la communication traditionnelle avec les micro-ondes, dans les ondes millimétriques ont les bandes passantes nettement plus larges. Même s'il existe des bandes défavorables, telles que $57 - 64\text{GHz}$, $164 - 200\text{GHz}$, qui sont facilement absorbées par l'oxygène et la vapeur d'eau, respectivement, la bande passante appropriée pour les communications mmWave peuvent encore être supérieures à 150GHz , et plus de 150Gbps peuvent être atteints sur tout le spectre [22].

I.8.2 Courte longueur d'onde

Le signal mmWave a une longueur d'onde beaucoup plus courte, qui est à l'ordre de millimètre par rapport au signal micro-onde. Par conséquent, le MIMO massif est considéré comme essentiel pour les communications mmWave, puisque la courte longueur d'onde à des fréquences d'ondes millimétriques est avantageuse donc c'est une façon pour améliorer

l'accès sans fil et la performance du débit [22].

I.8.3 Perte de propagation

La perte de trajet en espace libre est proportionnelle au carré de la fréquence porteuse selon la formule de transmission Friis [23]. l'espace libre reçoit de l'énergie à un récepteur séparée de l'émetteur par une distance d_x est déterminée par :

$$P_r(d_x) = \frac{P\Omega_t\Omega_r}{A} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_x}\right)^2 \quad (\text{I.8})$$

Où P_r et P : sont respectivement la puissance reçue et la puissance émise.

Ω_r, Ω_t : est le gain d'antenne du récepteur et de l'émetteur respectivement.

λ : est la longueur d'onde de fonctionnement du transmission.

Le facteur sans unité A : les pertes d'antenne et de composants (perte non liées à la propagation).

D'après le modèle de l'équation (I.8) d'espace libre, il nous montre que la puissance reçue diminue en fonction de la longueur d'onde.

Pour voir l'effet des fréquences sur l'affaiblissement de trajet, nous comparons l'affaiblissement sur le trajet spatial entre les systèmes cellulaires qui fonctionnent à $460MHz$, système WiFi à $2.4GHz$, et mmWave fonctionnant à $60GHz$, en supposant qu'il n'y ait pas de pertes supplémentaires ($A = 1$), les antennes omnidirectionnelles et le même niveau de puissance d'émission, pour une distance d'un mètre, les résultats sont montrés dans ce tableau (I.3) suivant :

Table I.3 — Mesure de PL pour les systèmes cellulaire, wifi, et système on onde millimétrique à $460MHz$, $2.4GHz$, et $60GHz$ respectivement à un mètre [24].

Systèmes	Fréquence de fonctionnement	Path loss (dB)
Système cellulaire	$460MHz$	-25.7
WIFI	$2.4GHz$	-40
Systèmes mmWave	$60GHz$	-68

Pour une distance de $100m$ entre l'émetteur et le récepteur, les pertes en espace libre pour les mêmes systèmes précédents sont résumées dans ce tableau (I.4) [24] :

Table I.4 — Mesure de PL pour les systèmes cellulaire, wifi, et système on onde millimétrique à $460MHz$, $2.4GHz$, et $60GHz$ respectivement à un $100m$ [24].

Systèmes	Fréquence de fonctionnement	PL (dB)
Système cellulaire	$460MHz$	-65.7
WIFI	$2.4GHz$	-80
Systèmes mmWave	$60GHz$	-108

Ces estimations indiquent qu'un système pour les antennes omnidirectionnel sont pas favorable aux fréquences d'ondes millimétriques [24].

Cependant, l'utilisation d'une antenne directionnelle à gain élevé peut être appliquée pour compenser les pertes de propagation, bien que la perte de trajectoire soit un des inconvénients de mmWave, le coté positif [22], qu'on peut améliorer le signal à la réception par l'utilisation des antennes de petite taille à gain élevée [23].

I.8.4 Perte de pénétration

Pour voir l'effet de pertes de pénétration de signal dans les ondes millimétriques, des mesures ont été effectués à $28GHz$ en 2012 à New York, pour la conception et le déploiement des réseaux de communication de la 5G.

Les matériaux de construction testés pour les pertes de pénétration comprennent : verre teinté, brique, verre transparent, mur.

Le tableau (I.5) résume les résultats trouvés pour ces différents matériaux de construction.

Table I.5 — Comparaison des pertes de pénétration pour différents environnement à $28GHz$, épaisseur de différents matériaux de construction sont inscrits, les deux antennes à cornet ont un gain de $24.5dB$ avec 10° demi-largeur de faisceau de puissance [11].

Environnement	Location	Matériel	Epaisseur (cm)	La puissance reçue (dBm)		Perte de pénétration (dB)
				Espace libre	matériel	
Extérieure	ORH	verre teinté	3.8	-34.9	-75.0	40.1
	WWH	brique	185.4	-34.7	-63.1	28.3
Intérieur	MTC	verre transparent	<1.3	-34.7	-59.2	24.5
	WWH	verre transparent	<1.3	-34.7	-38.3	3.6
		mur		38.1	-34.0	-40.9

Le verre teinté et le brique ont des pertes de pénétration élevés de $40.1dB$ et $28.3dB$ respectivement [11].

Pour l'intérieur si les utilisateurs se connectent à des stations de base extérieurs, les signaux doivent passer à travers les murs de bâtiment. Cela peut subir une perte de pénétration très élevée, ce qui entraîne une dégradation significative de débit de données, de la qualité d'efficacité spectral et l'efficacité énergétique. Plus la fréquence porteuse est élevée plus la situation est grave. Par conséquent, on s'attend à ce que les scénarios extérieur et intérieur soient séparés dans la futur architecture cellulaire 5G [22].

I.8.5 Absorption atmosphérique

L'existence de lignes d'absorption dans les éléments composant les gaz atmosphériques qui absorbent l'énergie de signal comme la vapeur d'eau et l'oxygène. Ce sont parmi les gaz importants qui atténuent les signaux radio notamment aux fréquence des ondes millimétriques ou la propagation doit être limités à des très courtes distances [25].

Cette atténuation limite la portée des communications en mmWave, des cellules de plus petite taille appliquées pour améliorer l'efficacité spectrale aujourd'hui, c'est pourquoi les communications mmWave sont principalement utilisées pour les environnements intérieurs, l'accès aux petites cellules et le backhaul avec des cellules de l'ordre de 200m [26].

La figure I.9 montre les pertes des molécules de H_2O et O_2 :

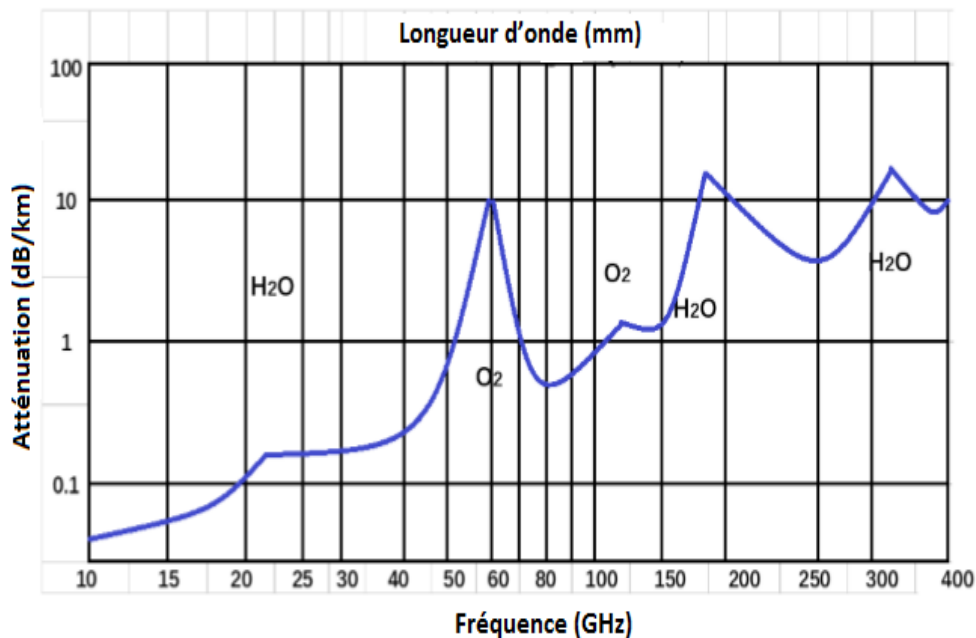


Figure I.9 — Atténuation spécifique de O_2 , de H_2O et de la pluie au niveau de la mer [12].

On constate que les pertes à 23GHz et 183GHz sont d'environ 0,18dB/Km,

$28.35dB/Km$ respectivement, et de $38.6dB/Km$ maximum à $60GHz$, $183GHz$ et $323GHz$ [12].

I.8.6 Atténuation par la pluie

Les conditions météorologiques ont un impact considérable dans la dégradation du puissance de signal reçu dans les ondes millimétriques en raison que les gouttes de pluies et les flocons de neige ont à peu près une même dimension de la longueur d'onde comme la figure (I.10) nous montre [23] :

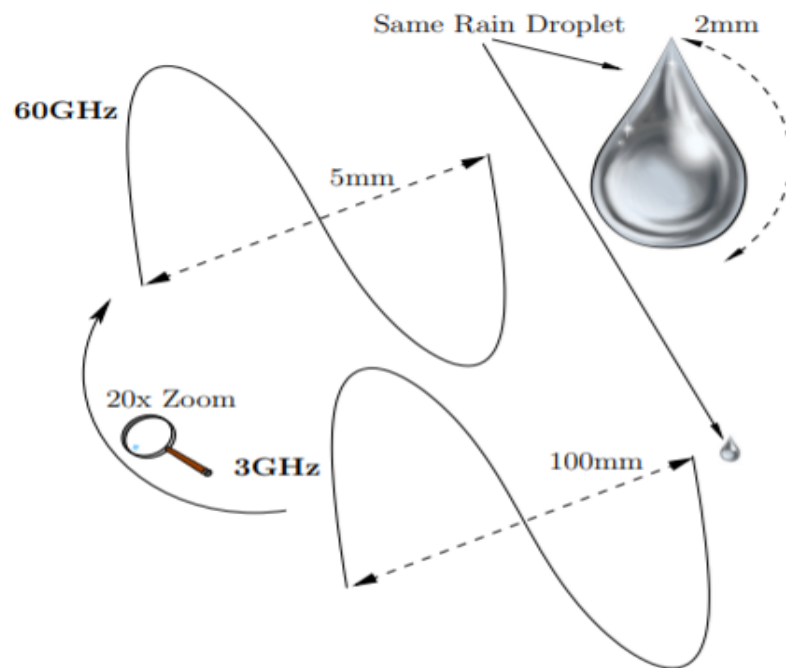


Figure I.10 — Illustration des longueurs d'onde d'un signal de $60GHz$ et de $3GHz$ par rapport à une goutte de pluie de $2mm$ de diamètre [14].

Pour voir l'effet de taux de pluie sur le signal dans les ondes millimétriques, la figure (I.11) illustre l'atténuation de signal en fonction de la fréquence pour différentes situation de pluie.

Nous pouvons voir que pour une forte pluie de $25mm/h$, l'atténuation est d'environ $7dB/km$ à $28GHz$ et d'environ $10dB/km$ à $73GHz$. Cependant, si l'on considère le fait que les dimensions des cellules d'aujourd'hui dans les milieux urbains sont de l'ordre de $200m$, il devient clair que les ondes millimétriques peuvent surmonter ces problèmes.

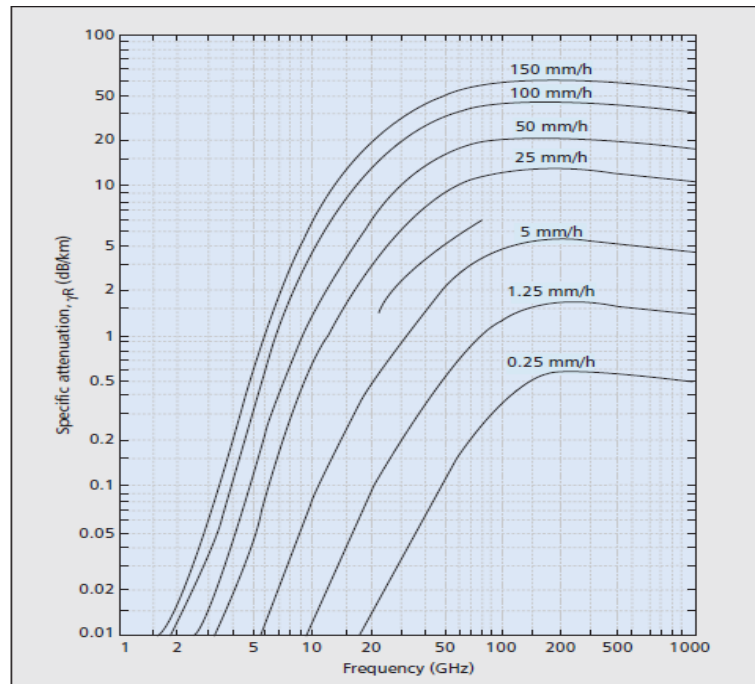


Figure I.11 — Atténuation des ondes millimétriques par pluie [27].

I.8.7 Directivité

Avec une petite longueur d'onde, les réseaux d'antennes électroniquement orientables peuvent être réalisés sous forme de motifs du métal sur des circuits imprimés, ensuite, en contrôlant la phase du signal transmis par chacun d'eux, le réseau d'antennes dirige son faisceau vers n'importe quelle direction électroniquement et d'atteindre un gain élevé dans cette direction, tout en offrant un gain très faible dans toutes les autres directions. Pour que l'émetteur et le récepteur dirigent leurs signaux faisceaux l'un vers l'autre, la procédure d'entraînement des faisceaux est nécessaire, et plusieurs algorithmes d'apprentissage du faisceaux ont été mis au point [26].

I.8.8 Sensibilité au blocage

Les ondes électromagnétiques ont une faible capacité de diffraction autour des obstacles dont la taille est nettement supérieure à la longueur d'onde. Avec une petite longueur d'ondes, les liaisons dans la bande des $60GHz$ sont sensibles aux blocages causés par des obstacles.

Par exemple, le blocage par un humain (fig I.12) pénalise le budget de liaison de 20 à 30dB, la propagation dans un environnement intérieur en présence de l'activité humaine, le canal est bloqué pendant environ 1 % ou 2 % du temps pour une à cinq personnes [26].

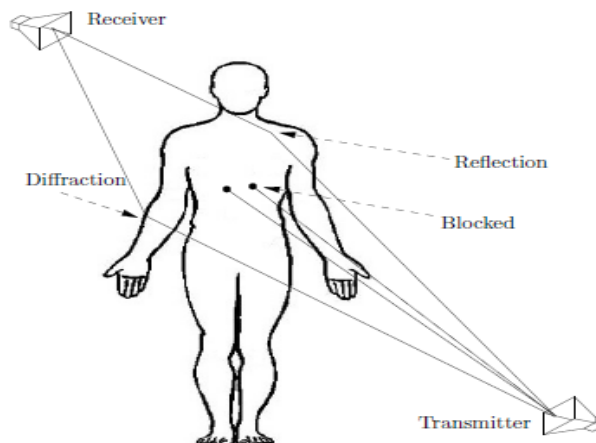


Figure I.12 — Blocage humain de la communication entre un émetteur et le récepteur [14].

Dans un environnement de bureau, les caractéristiques de réflexion des structures dans les environnement intérieurs et observation humaine ont été étudiées, les résultats typiques sont montrées dans la figure (I.13).

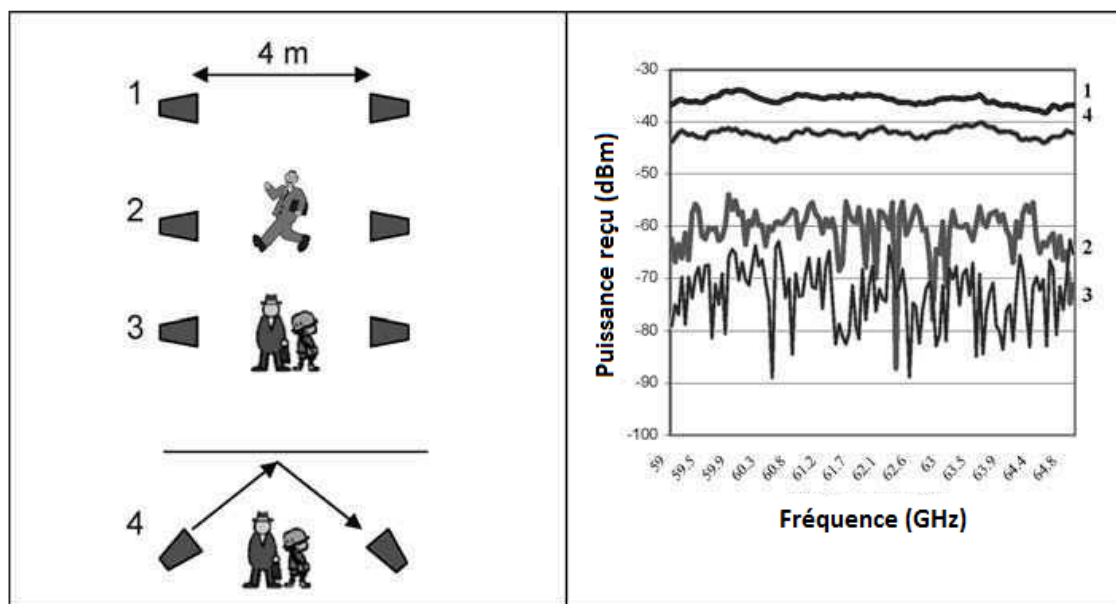


Figure I.13 — Mesure du canal intérieur à $60GHz$ pour NLOS, antennes émettrices et réceptrices ont un gain de $10dB$ [28].

Ce spectre (I.13) indique que la puissance reçue est d'environ $-35dBm$ lorsqu'il n'y a pas d'ombrage humain pour le cas 1. S'il y a un corps humains entre deux antennes, le signal est réduit à l'état compris entre -55 et $-65dBm$ (cas 2). S'il y a deux corps humains entre deux antennes, le signal est réduit à une valeur comprise entre -65 et $-80dBm$ (cas 3). Si la direction du faisceau de l'antenne d'émission $10dB$ est modifiée de manière à ce que le signal puisse rebondir d'un plafond en béton à une hauteur de $2m$

et être réfléchi vers le récepteur, le signal reçu augmente à $-42dBm$ (cas 4). Cela montre que la propagation réfléchie à $60GHz$ peut être utilisés pour les communications sans fil sans visibilité directe [28].

I.9 Bandes de fréquences et applications existantes de l'onde millimétrique

I.9.1 Capteurs radar pour l'automobile

Actuellement, des bandes de fréquences du $24GHz$ et $77GHz$ ont été proposées ou attribuées dans différents pays pour la bande étroite et la bande ultra-large (UWB) courte portée et longue portée qui sont utilisés dans les applications automobiles. Ce tableau (I.6) montre l'état de la fréquence des radars de voiture :

Table I.6 — Situation des bandes de fréquences des radars automobiles dans différents pays [29].

	24 GHz (bande étroite)	24 GHz UWB Courte portée Radar	26 GHz UWB Courte portée Radar	77 GHz Longue portée radar	79 GHz Longue portée radar
Europe	200 MHz	5 GHz Jusqu'à 2013	4 GHz proposé	4 GHz	4 GHz
USA/Canada	100/250 MHz	7 GHz 22-29 GHz		1 GHz	Aucune activité
Japon	76 MHz	En cours d'étude	proposé	0.5 GHz	En cours d'étude

$24GHz$ est alloué pour les radars automatiques à courte portée pour la détection de spots et aide au stationnement. La bande des 76 à $77GHz$ est utilisée pour les radars de véhicules orientés vers l'avant. Les radar qui fournissent les informations utiles sur la présence des obstacles appelés "régulateur de vitesse adaptatif" ou "radar d'évitement des collisions". Ce type de radar serait une étape d'évolution vers des systèmes de circulation intelligents [29].

I.9.2 60GHz pour les appareils et réseaux radio Gb/s

Les bandes dans la gamme de fréquences comprise entre 57 et $66GHz$ (fig I.14) ont été allouées aux communications sans fil sans licence à l'échelle mondiale. Une liaison $60GHz$ peut être utilisée pour remplacer divers câbles utilisés à la maison ou au bureau. Il peut

également être déployé pour une utilisation rapide comme le transfert de données entre appareils portables. La fréquence $60GHz$ semble être la solution plus fiable pour le réseau WPAN qui est de l'ordre du $10m$, qui permet de relier divers appareils électroniques, y compris les ordinateurs portatifs, les appareils photo, les téléphones cellulaires, les assistants numériques personnels et les moniteurs [29].

	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66 GHz
										TX Power/Ant. Gain
Australia				←→						Pmax: 10 mW EIRP=51.8dBm(150W)
Canada/USA	←→									Pmax: 500 mW EIRP=40dBm(10W)
Japan				←→						Pmax:10mW EIRPmax: 57 dBm
Europe				←→						EIRPmax: 43 dBm
Korea	←→									Pmax:10 mW

Figure I.14 — Attribution des fréquences et limitation de la puissance rayonnée à $60GHz$ dans différents pays [29].

Le tableau I.7 résume les travaux typiques en fonction de l'ordre du priorité suivant la bande de fréquences, le scénario et l'application principale [26].

Table I.7 — Les applications des ondes millimétriques [26].

Bande de fréquence (GHz)	Scénario	Application
60	Bureau intérieur	Accès Internet
60	WPAN	Transmission entre appareils
60	WPAN	Les flux avec l'exigences QOS
60	WLAN	Accès au canal de liaison montante
28, 38, 71 – 76, 81 – 86	Rue urbaine	Accès et backhaul
60	WPAN	Vidéo HD
60, 70	Intérieur	Multimédia
28	Cellule extérieur	Liaison backhaul
60	Petites cellules dans HetNets	Accès, backhaul, D2D
Non spécifié	Cellule extérieur	Accès, backhaul, D2D

Nous pouvons observer qu'il y a beaucoup de travaux et applications sur l'intérieur WPAN/WLAN dans la bande des $60GHz$.

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a introduit les bandes de fréquences millimétriques qui seront une solution pour les futures générations de réseaux des radiocommunication sans fil et leurs applications. On a vu quelques inconvénients de ces bandes millimétriques tels que l'atténuation forte de signal et le blocage causé par le corps humain en raison de la courte longueur d'onde. Comme on a tiré les avantages et les points d'une transmission à base des ondes millimétrique

Chapitre II

SOLUTIONS TECHNOLOGIQUES POUR UN RESEAU MMWAVE

II.1 Introduction

L'augmentation considérable de volume de trafic, et la saturation de la couche physique qui a touché la capacité de Shannon a permis d'introduire l'utilisation d'un spectre millimétrique d'une large bande dans les futures communications sans fil 5G, comme une solution pour connecter des milliards d'appareils avec des cellules densifiées.

Pour cela, une analyse de canal doit être faite pour extraire les caractéristiques de propagation afin de proposer des scénarios de déploiement de réseaux, le choix d'antenne, type de diversité et prédire les conditions de l'établissement d'une liaison radio entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.

La propagation de l'onde à des hautes fréquences signifie que l'atténuation sera très élevée et un path loss très important par conséquent une technique MIMO massif qui sera adoptée pour réduire les évanouissements rapides et améliorer l'efficacité spectrale et un traitement cohérent des signaux sur les réseaux d'antennes BS et un précodage hybride à l'émission peut être utilisé et un combineur à la réception, des multiples BS qui permettent de planifier les utilisateurs ce qui augmente la densité de connexion.

II.2 Architectures possibles pour un système 5G

Les chercheurs développent maintenant les diverses technologies qui pourraient être employées dans les systèmes 5G mais rien n'est déterminé en ce moment. Quelques technologies probables incluent des ondes millimétriques, MIMO massif, des réseaux basés sur le cloud, des modulations autres que l'OFDM, communications équipement à équipement (D2D), communications machine à machine (M2M) et autres. Avec l'exigence des latences de plus en plus faibles et les limitations de la bande dans le spectre traditionnel des systèmes cellulaires, les réseaux mobiles sont portés à migrer d'un réseau centré par la BS vers un réseau centré par le terminal de l'utilisateur. Ce changement d'architecture est représenté dans la figure (II.1). La croissance dans le trafic a motivé le développement des réseaux cellulaires vers le déploiement des cellules plus petites que les macros cellulaires hexagonales utilisées avant. On cherche à concevoir des réseaux où l'utilisateur n'est plus le dernier élément récepteur du réseau mais plutôt un participant dans le stockage, le relais et la livraison des données dans le réseau [30].

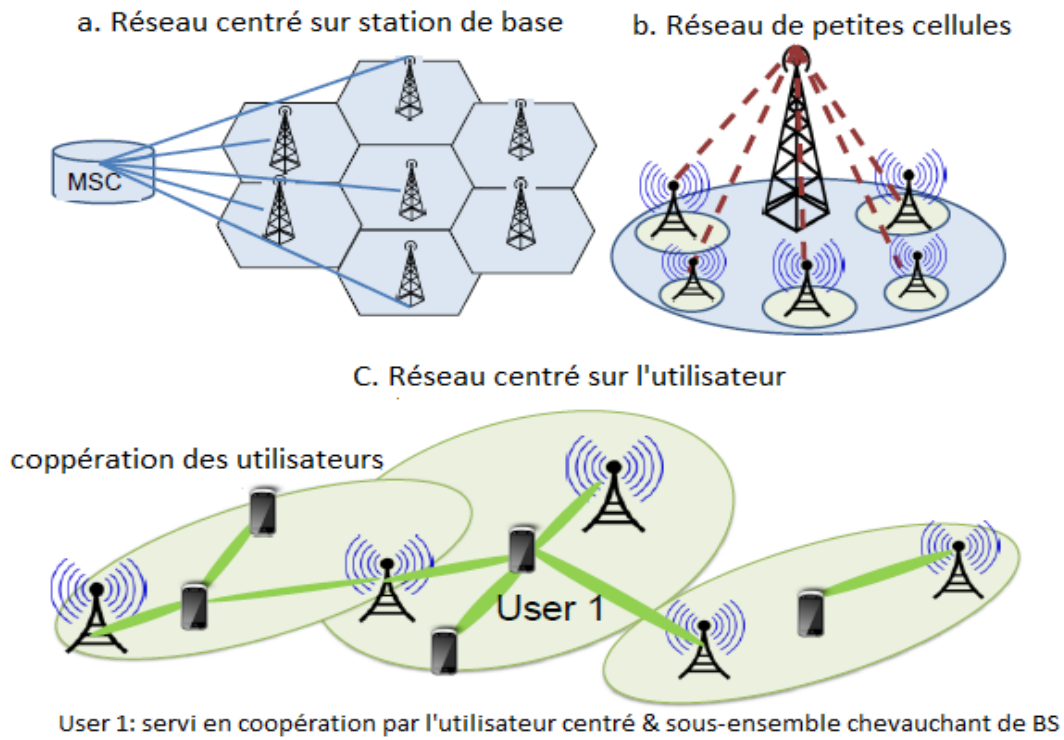


Figure II.1 — Migration graduelle vers une architecture centrée autour de l'utilisateur [30].

La figure (II.2) présente deux systèmes fortement recommandés pour les réseaux cellulaires 5G : le système MIMO massif à 6GHz et le système mmWave.

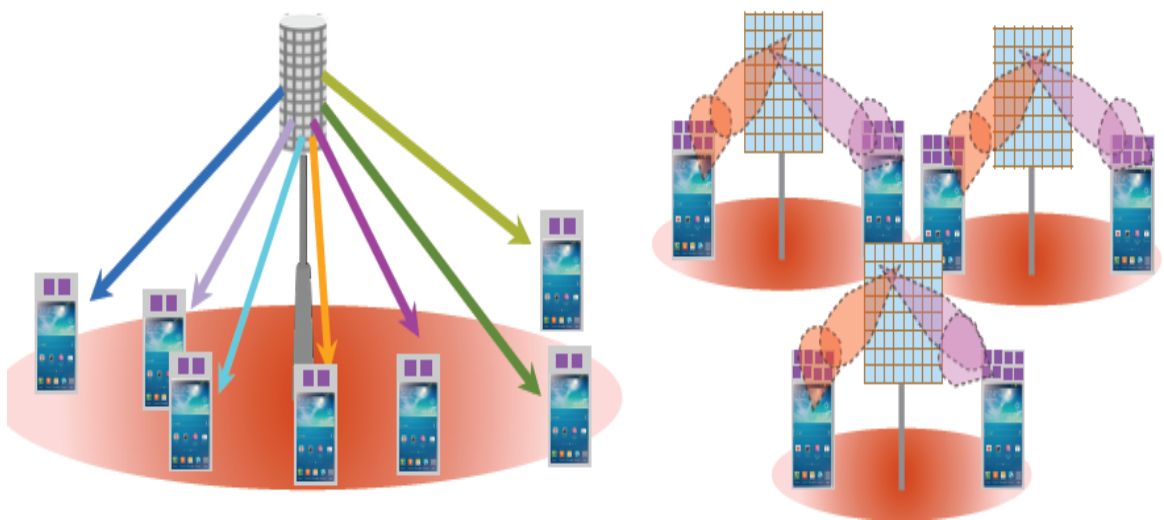


Figure II.2 — MIMO massif vs système mmWave [31].

II.2.1 Système MU-MIMO massif

C'est un système à multiples antennes M avec K utilisateur par station de base qui se caractérise par $M \gg K$ et qui fonctionne dans le mode TDD, qui utilise un processus linéaire pour la voie montante et descendante (fig II.3). C'est une stratégie de transmission multi antenne afin de supporter plusieurs utilisateurs actifs simultanément et traiter les techniques d'émission et réception très simple pour être presque optimal avec suffisamment d'antennes [32].

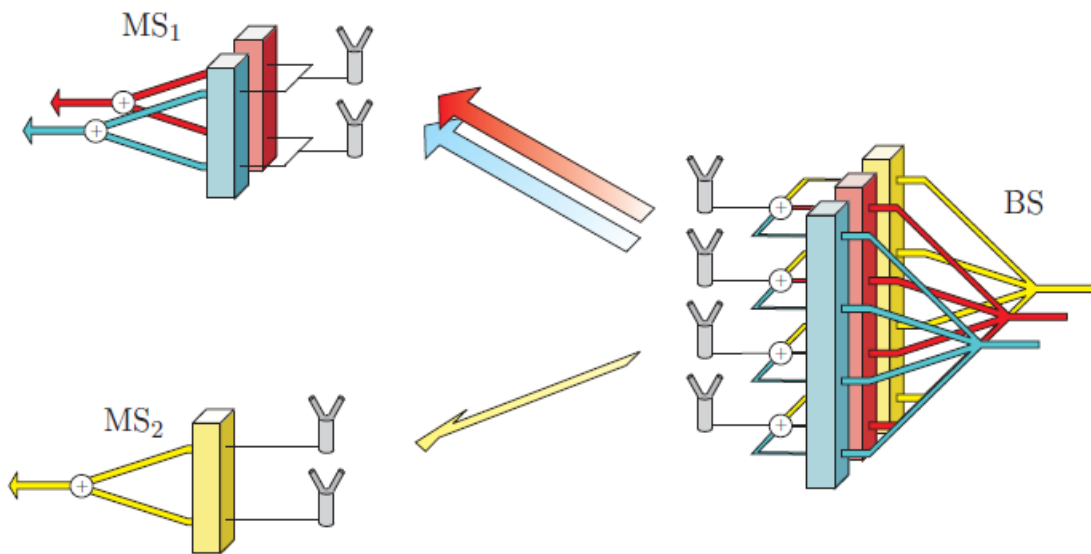


Figure II.3 — MU-MIMO massif [33].

1. Caractéristiques de MIMO massif

- Il utilise un multiplexage par répartition spatiale (SDMA) qui utilise un gain de multiplexage qui serve plusieurs utilisateurs en même temps et même fréquence.
- Le nombre d'antennes d'une station de base BS sera supérieurs à celui des utilisateurs pour la suppression efficace des interférences.
- Il fonctionne en mode TDD [34].

2. Avantage de MIMO massif

- **Gain d'efficacité spectrale élevée** : Avec l'utilisation de M antennes à la station de base et qui communique avec K utilisateurs à une seule antenne, c'est une amélioration d'efficacité spectral du réseau.
- **Gain d'efficacité énergétique élevé** : L'utilisation de plusieurs antennes permet de réduire la puissance d'émission, un gain énergétique plus élevé.

- **Traitement simple** : L'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et réception, et un précodage linéaire permet de simplifier le traitement de signal.
- **Robustesse et fiabilité accrues** : L'envoi de flux de données simultanément avec multiples antennes c'est une amélioration de la diversité, et une réduction des interférences cellulaires, alors il y a une meilleure fiabilité de liaison.
- **Réduction des coûts dans les composants RF** : Une puissance réduite grâce un traitement cohérent de signal, et l'utilisation des amplificateurs bas prix dans la gamme milli-Watt [35].

II.2.2 Système cellulaire mmWave

Ce système est basé sur une architecture hybride analogique/numérique. Il peut être considéré comme un système MIMO massif qui fonctionne dans la bande des ondes millimétriques. Les utilisateurs communiquent avec la BS à travers des faisceaux directifs tout comme le premier système. Il existe trois grandes différences entre ce système et le système précédent. La première est que l'équipement utilisateur est muni d'un grand nombre des antennes grâce aux faibles dimensions des antennes dans le cas des ondes millimétriques. La deuxième différence réside dans le fait que la taille des cellules est plus petite que celle des cellules du premier système et le nombre des utilisateurs servi par chaque cellule et qui partagent les mêmes ressources est réduit. Enfin, le premier système n'utilise pas une architecture hybride de beamforming. Le grand souci actuel est l'intégration des nouvelles stations de base 5G dans le réseau actuel (4G, 3G et 2G). La figure (II.4(a)) montre un réseau hybride qui combine le système mmWave et le réseau 4G actuel. On propose un modèle qui permet à l'utilisateur de commuter entre les deux réseaux pour une meilleure expérience. Alternativement, le spectre d'onde millimétrique peut également être employé seulement pour la communication des données, alors que l'information de contrôle du système peut être transmise en employant les réseaux 4G traditionnels [36]. D'autre part, la figure (II.4(b)) montre un réseau opérant uniquement par les ondes millimétriques. Le concept des faisceaux étroits offre un chevauchement acceptable et améliore également la qualité du lien entre la BS et l'utilisateur. Ainsi, on s'attend à ce que la gestion du réseau radio et l'interface air du réseau dans les communications 5G soient différentes. Le système mmWave est basé essentiellement sur les techniques de beamforming hybride pour compenser les pertes de propagation des ondes millimétriques. Il y a également une proposition pour employer des faisceaux étroits pour les données et plus larges faisceaux pour

les canaux de contrôle [37]. Le beamforming est une technique classique du traitement de signal où plusieurs éléments d'antenne sont utilisés pour favoriser le signal dans la direction désirée. Le beamforming peut être utilisé à la fois à l'émetteur et au récepteur pour obtenir des gains significatifs, fournissant ainsi une amélioration du rapport signal-sur-bruit (SNR). Aussi, le beamforming réduit les interférences grâce à la sélectivité spatiale des antennes directionnelles. Pour les systèmes aux ondes millimétriques, le beamforming offre de grandes promesses puisque les petites longueurs d'onde permettent l'usage d'un grand nombre d'éléments d'antenne dans des réseaux d'antennes de petite taille capables de créer des faisceaux hautement directionnels avec des gains importants et dirigés vers diverses directions afin d'exploiter les réflexions et la diffusion des ondes. Selon l'architecture du système de beamforming, les coefficients de pondération nécessaires pour former le faisceau peuvent être appliqués dans le domaine numérique (Digital Beamforming : DBF) ou analogique (Analog Beamforming : ABF).

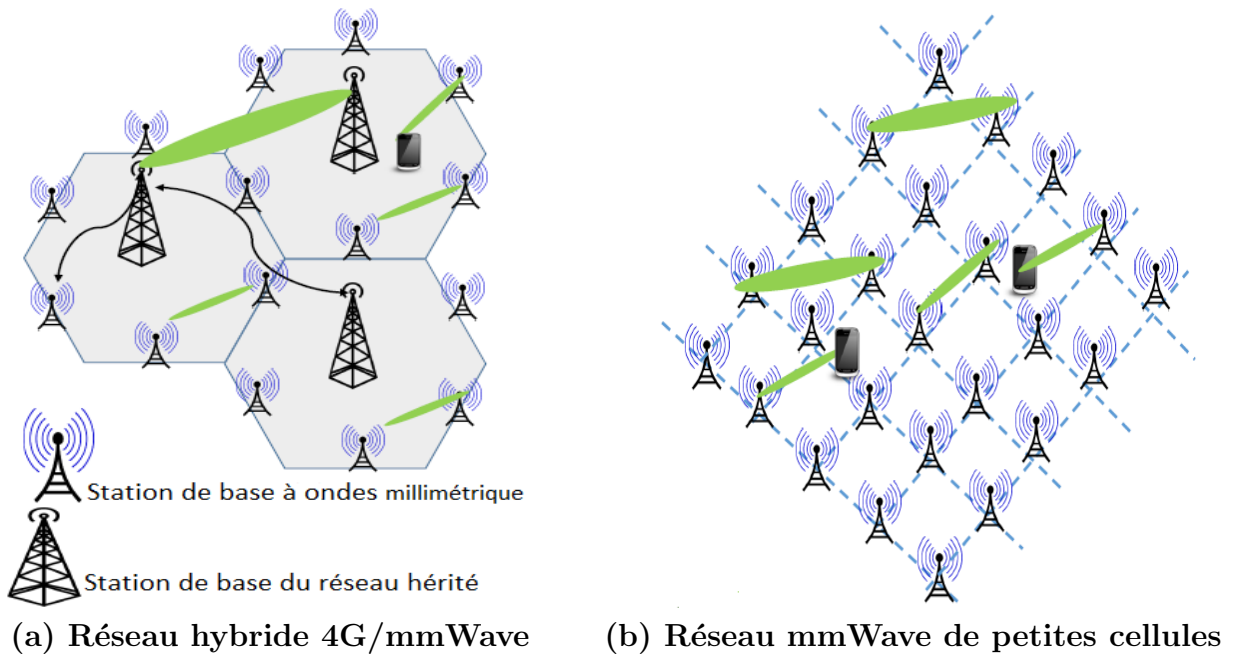


Figure II.4 — Architectures possibles d'un réseau cellulaire mmWave [30].

1. Beamforming numérique

Le beamforming numérique est effectué sous forme de précodage numérique dont on multiplie le signal modulé en bande de base de chaque chaîne RF à l'émetteur ou au récepteur par un coefficient particulier. Le beamforming numérique offre une flexibilité et de bonnes performances au détriment d'une complexité du système (indésirable surtout pour le récepteur) et un coût élevé dû au fait que chaque antenne

nécessite une chaîne RF complète (amplificateur à faible bruit (LNA), oscillateur local, convertisseurs analogique – numérique,...) ce qui augmente énormément le cout et la consommation de puissance. Ainsi, le beamforming numérique n'est pas pratique pour le système mmWave.

2. Beamforming analogique

L'idée fondamentale du beamforming analogique est d'appliquer des coefficients complexes pour manipuler le signal de chacune des antennes d'émission et de réception en utilisant des déphaseurs contrôlés et des amplificateurs à gain variable (VGA). Le beamforming analogique présente les avantages suivants :

- L'architecture du système est moins complexe par rapport à celle d'un système numérique et permet de générer un gain plus important en utilisant un grand nombre d'antennes.
- Le système analogique est moins couteux et consomme moins de puissance par rapport au cas numérique dont chaque antenne est liée à une chaîne RF dédiée.

La figure (II.5) représente un schéma bloc d'un système de beamforming numérique II.5(a) et un système de beamforming analogique II.5(b).

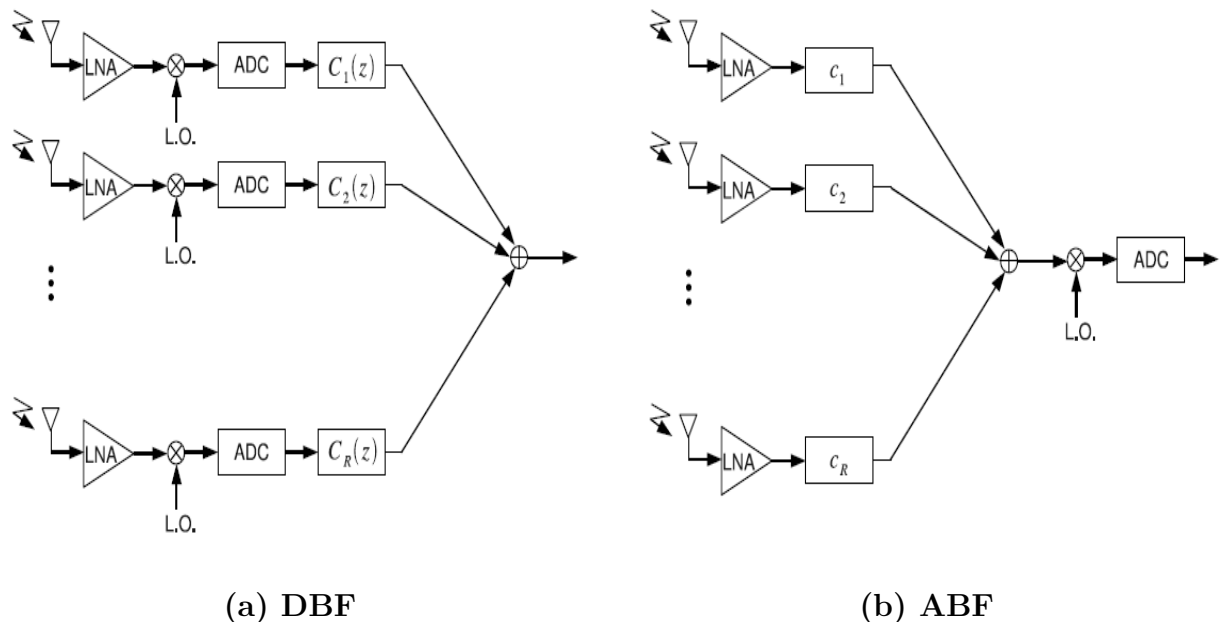


Figure II.5 — Beamforming numérique et analogique en réception [38].

3. Beamforming hybride

Dans les bandes millimétriques, nous avons besoin de MIMO massif pour une forte directivité, l'architecture hybride (analogique/numérique) a été proposée pour le

système MIMO. L'architecture hybride qui offre un déphaseur dans le domaine analogique et une flexibilité dans le domaine numérique. L'augmentation de la consommation d'énergie pour la technologie MIMO massif est due à l'augmentation de nombre d'antenne et chaines RF [12], pour cela nous cherchons un principal critère qui est la limitation d'utiliser le nombre de chaîne RF et le rendre inférieur au nombre d'antennes. La figure II.6 montre l'architecture hybride d'un ensemble émetteur-récepteur du système mmWave.

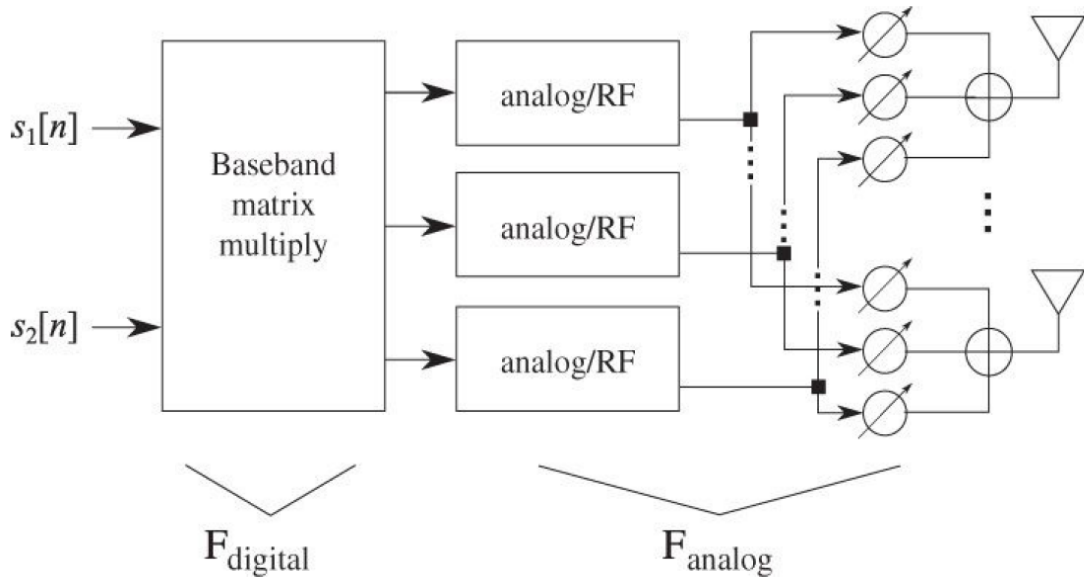


Figure II.6 — Schéma bloc du beamforming hybride appliqué dans un système mmWave [39].

II.3 Dencification de cellule

Dans les futurs réseaux 5G, il est souhaitable de fournir des données de plusieurs gigabits par seconde pour la communication en utilisant MIMO massif et les ondes millimétriques plus petite qui peuvent être intégré avec des antennes directionnelles. Les réseaux 5G seront des réseaux très denses, donc afin d'augmenter l'efficacité, des architectures à faible coût appelées HetNet. On pense que les petites cellules (fig II.7) joueront un rôle très important en matière de volume du trafic, d'efficacité des fréquences et de réduction de la consommation d'énergie et des coûts. La couverture des données à haut débit est améliorée et la diversité du réseau augmente.

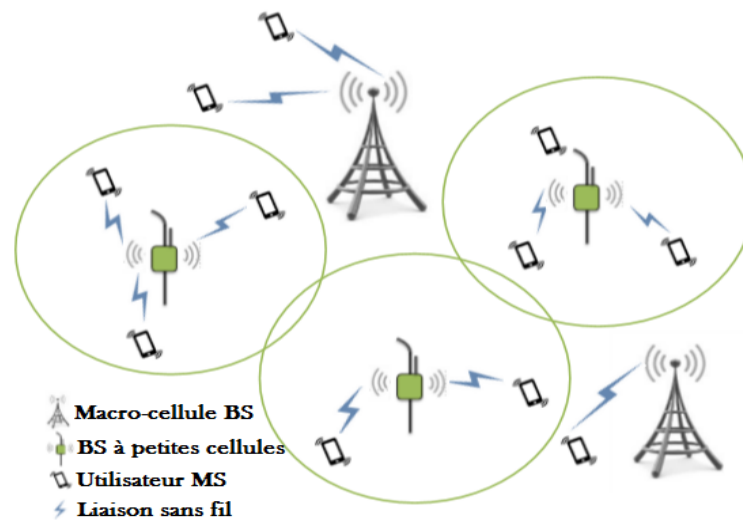


Figure II.7 — Illustration du concept de densification de réseau à petites cellules [9].

Des distances plus courtes entre les stations de base et les terminaux est une meilleure visibilité directe, le déploiement de petites cellules à l'intérieur utilisera probablement plus d'espace c'est une amélioration pour les réseaux locaux sans fil (fig II.8). La communication D2D (Devide-To-Device) dans le 5G HetNet, où l'ensemble de dispositifs coopèrent entre eux peut augmenter considérablement la capacité du réseau et qui permet l'échange de trafic du données directement entre les équipements d'utilisateurs sans l'utilisation de stations base. C'est une évolution vers l'efficacité des réseaux avec des systèmes 5G basés sur des réseaux denses [4].

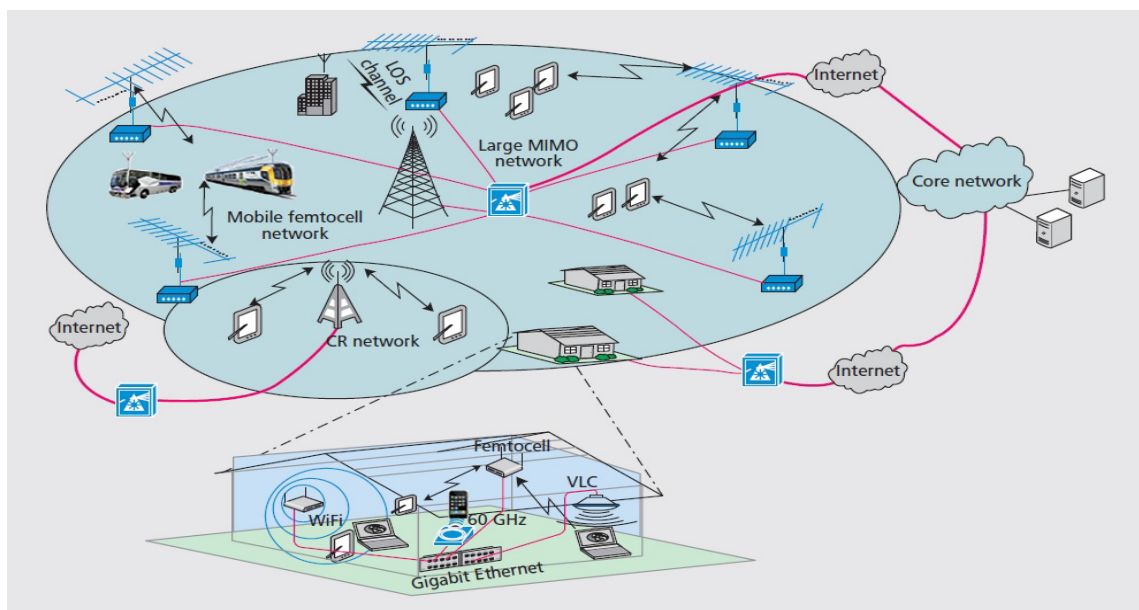


Figure II.8 — Exemple d'architecture cellulaire sans fil hétérogène [4].

II.4 Antennes à ondes millimétriques pour les communications sans fil de l'ordre Gigabit

Parmi les avantages d'une radio de $60GHz$ est la petite surface de l'antenne par rapport aux systèmes à basse fréquence, il devient possible d'intégrer des réseaux d'antennes dans équipements mobiles et la directivité de l'antenne peut être améliorée.

Par exemple, un système à $60GHz$ avec un réseau d'antennes à 16 éléments a un gain de $30dB$, par rapport à système omnidirectionnel à $5GHz$ qui occupe 10% de la surface de l'antenne.

Pour un élément d'antenne simple avec un gain d'antennes supérieur à $30dB$ à une demi-puissance (HPBW) d'environ 6.5° , il est difficile d'établir une liaison de communication fiable, même dans un état de visibilité directe à $60GHz$. Un réseau d'antennes à faisceau commuté ou un réseaux d'antenne adaptatives peut être mis en œuvre afin de capturer le signal disponible. Pour une antenne omnidirectionnelle, faut jusqu'à 100 réseaux d'éléments omni élémentaires pour obtenir un gain de seulement $23dB$, ce qui est loin de l'exigence évoquée précédemment, [40] d'où vient l'importance des antennes directives en onde millimétrique.

II.5 Etalement de retard

L'évanouissement à petite échelle décrit l'évanouissement rapide et fluctuation du signal sur des courtes distances, les ondes à trajets multiples produisent de petits effets d'évanouissement supplémentaires tels que le temps, dispersion due aux retards et aux trajets multiples et à la modulation aléatoire de fréquence provoquée par le Doppler [24].

Il existe trois paramètres qui entraînent une évolution de la dispersion temporelle :

- La géométrie de l'environnement de propagation
- Les positions de l'émetteur (Tx) et du récepteur (Rx)
- Les obstacles physiques contenus dans l'environnement de propagation [41].

Dans les ondes millimétriques, l'utilisation des antennes orientables avec des largeurs de faisceaux plus large offrent des trajets multiples plus importants, une meilleure couverture de signal en raison des valeurs d'exposant d'affaiblissement sur le trajet plus faibles, mais sur des courtes distances par rapport aux antennes à faisceau plus étroit, cela signifie que les largeurs de faisceau plus larges peuvent ne pas être efficaces sur de plus longues distances [23].

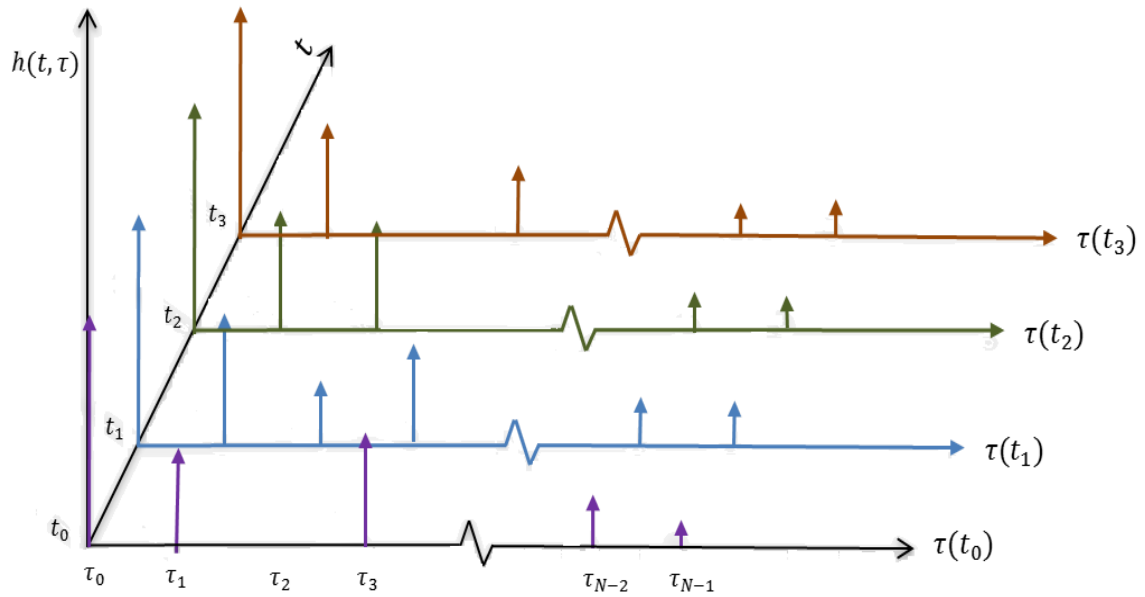


Figure II.9 — Un exemple de modèle de réponse impulsionnelle variant dans le temps pour un trajet multiple d'un canal radio [24].

II.6 Effet de doppler

L'impact de la largeur du faisceau de l'antenne promet d'être un facteur important pour réduire l'évanouissement du signal et augmenter la cohérence temporelle [23]. Le décalage de Doppler se produit avec le mouvement d'un émetteur qui se déplace par rapport au récepteur, ce mouvement relatif fait varier la fréquence du signal, ce qui le rend différent au récepteur et à l'émetteur. Dans ce cas, l'émetteur s'est déplacé d'une distance d vers le récepteur entre les émissions, le signal arrive avec une fréquence supérieure à la fréquence d'émission. L'inverse s'applique lorsque l'émetteur s'éloigne, la distance augmente, le récepteur constate la fréquence a diminué.

$$f = \left[\frac{V \mp V_r}{V \mp V_s} \right] f_0 \quad (\text{II.1})$$

Où

f : est la fréquence observée.

f_0 : est la fréquence émise.

V : est la vitesse des ondes dans le milieu.

V_s : est la vitesse de la source par rapport au milieu.

V_r : est la vitesse du récepteur par rapport au milieu.

Considérons un mobile se déplaçant à une vitesse constante v , le long d'un segment

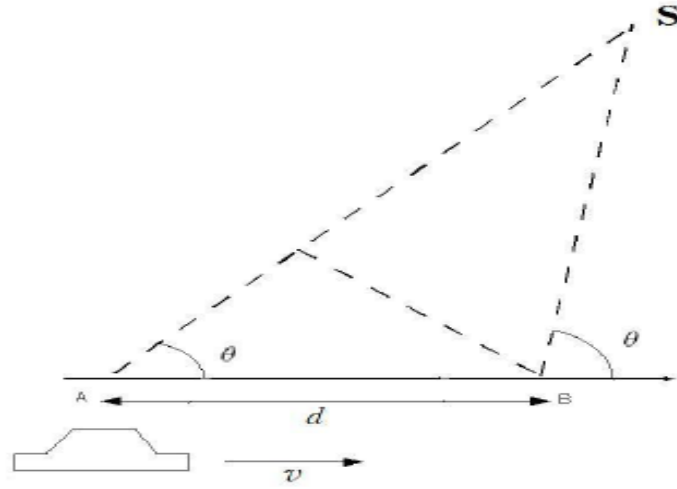


Figure II.10 — Illustration de l'effet de Doppler [42].

de trajet d entre les points A et B , alors qu'il reçoit des signaux d'une station de base distante vers la source S indiquée sur la figure (II.10), la différence entre les longueurs de trajet parcourus par l'onde de la source S vers le mobile aux points A et B est $\Delta l = d \cos(\theta) = v \Delta t \cos \theta$, où Δt est le temps nécessaire au mobile pour se déplacer de A à B , et θ est supposé être le même aux points A et B puisque la source est supposée très lointaine. Le changement de phase du signal reçu dû à la différence de longueur de trajet est donc [42] :

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (\text{II.2})$$

Où décalage Doppler (f_d) est :

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (\text{II.3})$$

L'impact de l'étalement Doppler sur les canaux mmWave c'est que si la fréquence porteuse augmente, donc la fréquences Doppler augmente d'un facteur 10 alors le canal change 10 fois plus vite. Par conséquent, la nature variable dans le temps est plus importante.

Les systèmes à ondes millimétriques seront plus petits que les systèmes d'aujourd'hui, et les étalements Doppler en fréquences d'onde millimétriques sont encore lents pour des dispositifs modernes de traitement du signal [23].

II.7 Diversité

C'est une technique qui fait répéter la même information sur différentes liaisons de transmission pour réduire les atténuations de signal et les évanouissements à petite échelle en supposant qu'il existe une forte probabilité d'avoir au moins l'une de ces liaisons qui ne subisse pas de forte atténuation et l'évanouissement d'un canal devrait être non corrélé avec les autres canaux. Il existe quatre types de diversité exploitées dans la transmission [43] :

II.7.1 Diversité temporelle

C'est une répétition de l'information dans le temps à intervalle plus grand que le temps de cohérence du canal. Son désavantages est évidemment le retard induit par la diversité, ce qui réduit le débit de transmission [43].

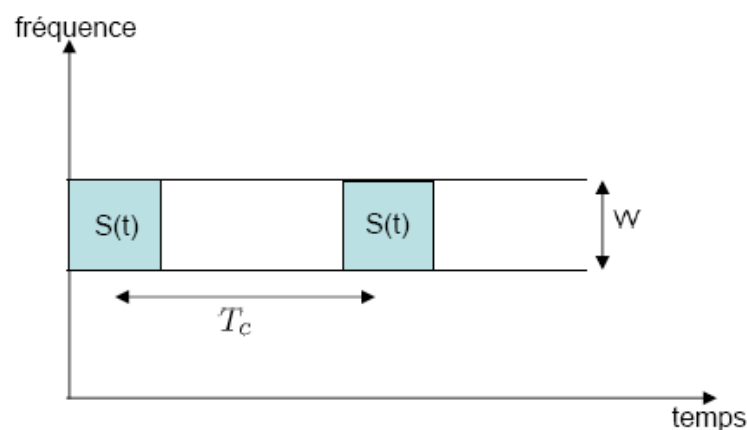


Figure II.11 — Signal transmis sur plusieurs intervalles temporelles [44].

II.7.2 Diversité de fréquence

Le même signal est retransmis sur plusieurs fréquences porteuses, son désavantage est que on perd l'efficacité spectrale qui est liée au débit de transmission [43].

II.7.3 Diversité spatiale

Le récepteur traite des versions indépendantes du signal obtenues à partir des capteurs. Contrairement à la diversité temporelle et de fréquence, la diversité spatiale ne réduit pas le débit de transmission mais elle requiert plus de complexité et d'espace. On utilise des antennes multiples à l'émission, à la réception ou à la fois à l'émetteur et au récepteur. Les

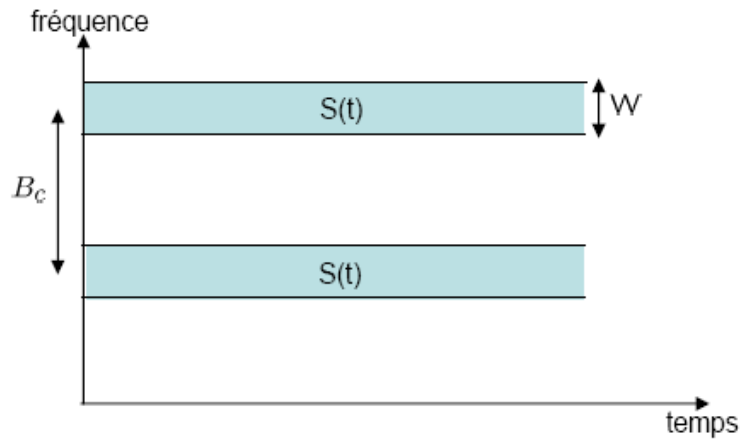


Figure II.12 — Signal transmis sur plusieurs intervalles fréquentielles [44].

systèmes MIMO par exemple nous permettent non seulement de réduire l'effet de fading mais atteindre des capacité plus élevée [43].

II.7.4 Diversité de polarisation

C'est d'introduire une paire d'antennes verticale et horizontale au récepteur afin de capter le signal radio électrique qui contient les deux composantes de polarisation. L'avantage se trouve dans le fait qu'il n'est pas nécessaire d'espacer les deux antennes pour avoir deux canaux à évanouissement indépendant [43].

II.8 Allocation du puissance

La puissance moyenne d'émission d'un utilisateur K dans une cellule j est notée par $P_{j,k}$ pour une liaison montante et descendante, c'est un paramètre de conception très important qui détermine l'efficacité spectrale des utilisateurs. Dans un MIMO massif à plusieurs utilisateurs, il est très nécessaire de faire la sélection de coefficient de puissance d'émission notamment à l'intérieur d'une cellule et entre cellules voisines en raison que chaque coefficient de puissance d'émission influe non seulement sur l'intensité du signal à l'utilisateur désiré, mais tous les utilisateurs de réseau. La modification du répartition de puissance se fait seulement lorsque on a des changements de longues variations. L'amélioration de l'efficacité spectrale des utilisateurs permet d'optimiser et coordonner l'allocation de puissance entre les cellules [32].

II.9 Modèle de canal dans le MIMO massif

La réponse de canal dans un système MIMO massif entre la k -ème antennes de MS dans la l -ème cellule et BS dans la j -ème cellule est noté par $h_{l,k,j} \in \mathcal{C}^{M_j}$ qui correspond à la réponse de MS à la BS' M_j antennes qui sera la même pour les voies montantes et descendantes $h_{l,k,j}, h_{l,k,j}^H$ respectivement. Chaque vecteur espace est caractérisée par sa norme et par sa direction [34].

Système modèle d'un massive MIMO dans les deux liaisons montantes et descendantes :

1. **Transmission de données dans la voie montante :** La transmission des données dans le massive MIMO dans la voie montante est illustrée dans cette figure (II.13) :

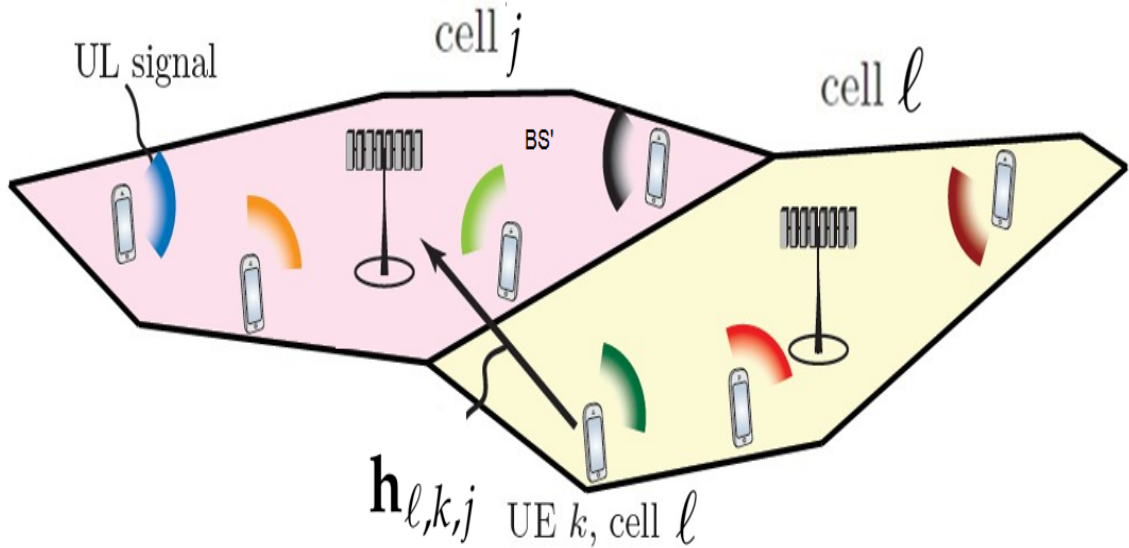


Figure II.13 — Illustration de la transmission massive MIMO de la liaison montante dans la j -ème cellule et la K -ème entre utilisateur. Le vecteur de canal entre la j -ème BS et la K -ème MS est appelé $h_{l,K,j}$ [34].

Le signal reçu peut être modélisé comme suit (II.4) :

$$\begin{aligned}
 Y_j &= \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{K_l} \sqrt{p_{l,k}} h_{l,k,j} s_{l,k} + \omega_j \\
 &= \underbrace{\sum_{k=1}^{K_j} \sqrt{p_{j,k}} h_{j,k,j} s_{j,k}}_{\text{signal désiré}} + \underbrace{\sum_{l=1, l \neq j}^L \sum_{i=1}^{K_l} \sqrt{p_{l,i}} h_{l,i,j} s_{l,i}}_{\text{interférence inter-cell}} + \underbrace{\omega_j}_{\text{bruit}}
 \end{aligned} \tag{II.4}$$

ω_j : bruit additif de moyenne zero et de variance σ^2 .

$\sqrt{p_{l,k}}$: la puissance transmis de k -ème MS dans la l -ème cellule.

$s_{l,k}$: le signal de la voie montante de k -ème MS et l -ème cellule.

Pendant la transmission des données, la station de base dans la j -ème cellule sélectionne la fonction d'un vecteur codage désigné, notée par $d_{j,k}$ le signal de son k -ème MS désiré à partir de l'interférence est donné par (II.5) :

$$\begin{aligned}
 d_{j,k}^H Y_j &= \underbrace{\sqrt{p_{j,k}} d_{j,k}^H h_{j,k,j} s_{j,k}}_{\text{signal désiré}} + \underbrace{\sum_{i=1}^{K_j} \sqrt{p_{j,i}} d_{j,k}^H h_{j,i,j} s_{j,i}}_{\text{interférence inter-cell}} \\
 &+ \underbrace{\sum_{l=1, l \neq j}^L \sum_{i=1}^{K_l} \sqrt{p_{l,i}} d_{j,k}^H h_{l,i,j} s_{l,i}}_{\text{interférence inter-cell}} + \underbrace{d_{j,k}^H \omega_j}_{\text{bruit}}
 \end{aligned} \tag{II.5}$$

2. **Transmission de données pour la voie descendante** : La transmission des données dans le MIMO massif dans la voie descendante est illustrée dans la figure (II.14) :

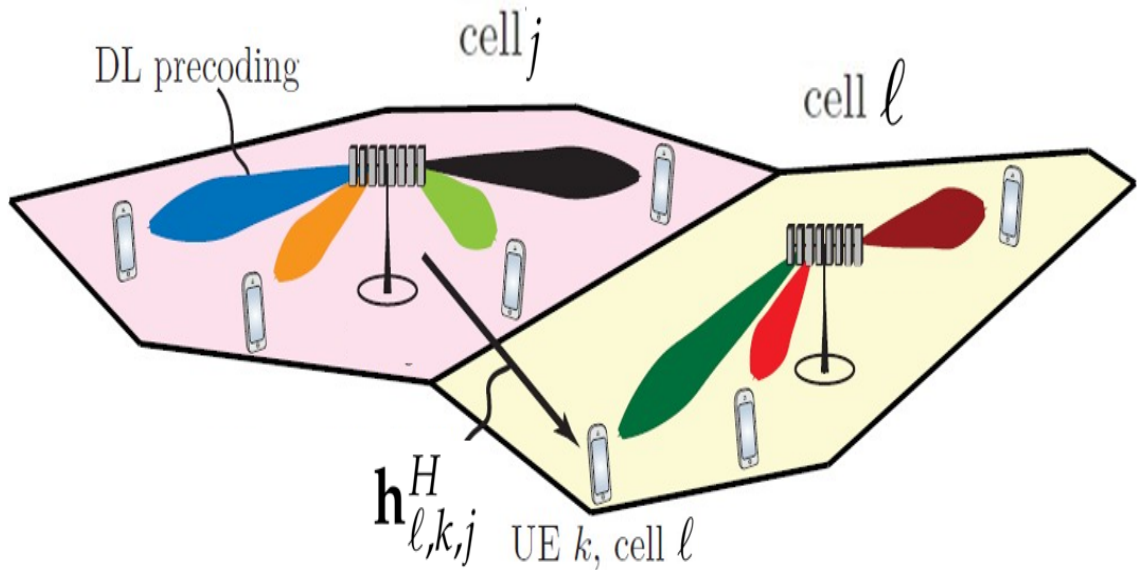


Figure II.14 — Illustration de la transmission MIMO massive de la liaison descendante dans la j -ème cellule et la l -ème cellule. Le vecteur de canal entre le j -ème BS et le K -ème MS s'appelle $h_{l,k,j}$ [34].

Le signal transmis de BS de l -ème cellule est comme suit (II.6) [34] :

$$x_l = \sum_{i=1}^{K_l} \sqrt{p_{l,i}} q_{l,i} \zeta_{l,i} \tag{II.6}$$

$\zeta_{l,i}$: les données de transmissions à la liaison descendante de K -ème MS et l -ème cellule.

ρ : c'est la puissance moyenne.

q : vecteur de précodage.

Le signal reçu peut être modélisé comme suit (II.7) [34] :

$$\begin{aligned}
 Y_{j,k} &= \sum_{l=1}^L h_{j,k,l}^H x_l + \omega_{j,k} \\
 &= \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{k_l} \sqrt{\rho_{l,i}} h_{j,k,l}^H q_{l,i} \zeta_{l,i} + \omega_{j,k} \\
 &= \underbrace{\sqrt{\rho_{j,k}} h_{j,k,j}^H q_{j,k} \zeta_{j,k}}_{\text{signal désiré}} + \underbrace{\sum_{i=1, i \neq k}^{k_j} \sqrt{\rho_{j,i}} h_{j,k,j}^H q_{j,i} \zeta_{j,i}}_{\text{interférence inter-cell}} \\
 &\quad + \underbrace{\sum_{l=1, l \neq j}^L \sum_{i=1}^{k_l} \sqrt{\rho_{l,i}} h_{j,k,l}^H q_{l,i} \zeta_{l,i}}_{\text{interférence inter-cell}} + \underbrace{\omega_{j,k}}_{\text{bruit}}
 \end{aligned} \tag{II.7}$$

$\omega_{j,k}$: le bruit additif reçu avec une variance de (σ^2) DL.

II.9.1 L'importance d'amélioration d'efficacité spectral

L'un des objectifs de la 5G est de trouver une solution pour cette rapide croissance par l'amélioration de débit de surface par des ordres de grandeur de 100 et 1000 fois. Le débit de la surface ($bit/s/Km^2$) est donné par (II.8) :

$$W(Hz) \times cell \ density \ (cell/Km^2) \times SE \ (bit/s/Hz/cell) \tag{II.8}$$

Où SE est l'efficacité spectral.

D'après cette équation (II.8), y a trois composantes principales pour améliorer le débit de surface : La bande passante, le réseau peut être densifié en ajoutant des cellules supplémentaires, efficacité de transmission de donné.

Le SNR est exprimée par (II.9) [24] :

$$\gamma_r = E \left[\frac{|\sqrt{\rho} w^* H f s|^2}{|w^* n|^2} \right] \tag{II.9}$$

H : matrice de canal.

S : flux de donnés.

f : vecteur de precoding.

w : vecteur de combinig.

ρ : la puissance moyenne.

n : bruit.

Le SNR de réception en utilisant un beamforming optimal est donné par (II.10) :

$$\gamma_r(f^{opt}, w^{opt}) = \gamma_t \Omega_{max} \quad (\text{II.10})$$

Ω_{max} : le gain max.

L'expression de l'efficacité spectral est donné par (II.11) :

$$\begin{aligned} \eta &= \left(\frac{T - T_L}{T} \right) E[\log_2 1 + \gamma_t \Omega_{max}] \\ &= \left(\frac{T - T_L}{T} \right) \frac{1}{\ln 2} \int_0^\infty \ln(1 + \gamma_t X) f_X(x) dx \\ &= \left(\frac{T - T_L}{T \ln 2} \right) \int_0^\infty \left(1 - \prod_{n=1}^{T_L} 1 - \mathcal{P}(\Omega_n > x) \right) \frac{\gamma_t}{1 + \gamma_t x} dx \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

T : duré d'un slot.

T_L : la durée de l'entraînement de la chaîne.

$\mathcal{P}(\Omega_n > x)$: distribution de gain.

Dans les environnements urbains, ou les réseaux des trafics sont plus importants, les réseaux cellulaires de demain nécessitent de déployer des réseaux locaux un peu partout. Aux ondes millimétriques, les bandes de fréquence fonctionnent à des courtes distances. Pour les générations précédentes, l'efficacité spectrale n'a pas connu une amélioration majeure, mais pour les ondes millimétriques avec le déploiement de massive MIMO, il pourrait s'agir d'un facteur important et le moyenne principal pour atteindre des niveaux d'émission très élevés dans les réseaux 5G [32].

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a vu que l'amélioration de l'efficacité spectrale est un facteur très important pour diminuer les atténuations de signal causées par les conditions météo-

rologiques et atmosphériques en raison de la courte longueur d'onde $10 - 1mm$. D'après l'expression d'efficacité spectrale surfacique ils nous apparaissent que trois techniques fondamentales permettent d'atteindre des débits très élevés : L'utilisation d'un large spectre millimétrique définit dans la gamme $30 - 300GHz$, des cellules plus denses macro, micro, rural cellule ainsi le MIMO massif. Ces techniques sont les solutions clés pour une transmission parfait de média dans la future génération.

Chapitre III

SIMULATIONS ET DISCUSSION DES RÉSULTATS

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va faire une étude et analyse d'une propagation à des fréquences des ondes millimétriques dans la gamme $28GHz - 80GHz$ dans différents environnements de cellules pour évaluer les performances de la communication de ce système :

- Une analyse de l'atténuation de signal dans les hautes fréquences dans les différents conditions atmosphériques (la pluie, air sec, vapeur d'eau et le brouillard).
- Conditionner le nombre des canaux MIMO pour caractériser sa qualité dans une communication sans fil, pour une éventuelle utilisation de plusieurs canaux de communications en parallèle (multi-streaming).
- Une analyse d'efficacité spectrale d'un beamforming hybride et leur performance en terme de taux d'erreur binaire.

Nous avons généré les échantillons des coefficients du canal par le simulateur NYUSIM.

III.2 Présentation de simulateur NYUSIM

Nyusim est un simulateur qui a été développé et basé sur des mesures étendues de canaux de propagation à large bande pour des fréquences millimétriques dans différents scénario d'environnement. Dans lequel on utilise des fréquences porteuse à partir de $500MHz$ à $100GHz$ et une largeur de bande RF de 0 à $800MHz$ pour générer, un canal temporel et spatial réaliste des réponses pour soutenir des simulations réalistes de couches physiques et de couches de liaison et la conception de communications cellulaires de cinquième génération (5G).

Les chercheurs et l'industrie ont étudié des modèles des canaux omnidirectionnels pour la conception de système sans fil, mais avec un canal directionnel pour bien concevoir et mettre en ouvre les modèles de réseaux d'antennes pour exploiter la diversité spatial et /ou formation de faisceaux MIMO [45].

III.2.1 Paramètres d'entrées

Le simulateur comporte 28 paramètres d'entrée qui sont regroupés en deux principales catégories : Paramètre de canal qui contient 16 paramètres d'entrée et propriété d'antenne avec 12 paramètres d'entrée relatifs à l'émetteur (Tx) et récepteur (Rx), comme montré dans la figure (III.1).

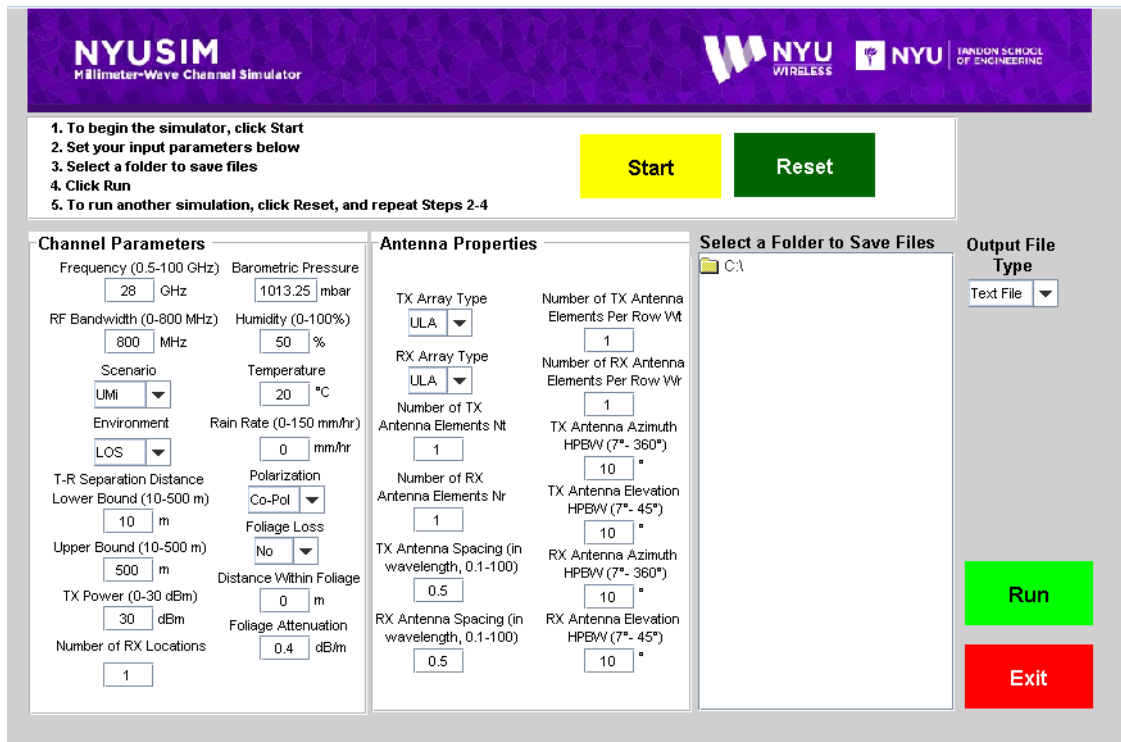


Figure III.1 — Interface graphique de NYUSIM [45].

Une variété de fréquences porteuses, de largeurs de bande RF d'antennes, les largeurs de faisceau, les scénarios d'environnement et les conditions atmosphériques, et est équipé d'une interface graphique qui rend le simulateur plus conviviale [46].

III.2.1.1 Les paramètres de canal

1. **Frequency (GHz)** : paramètre modifiable indiquant la fréquence porteuse en GHz . La valeur par défaut est $28GHz$, et elle peut varier de 0.5 à $100GHz$.
2. **RF bandwidth (MHz)** : paramètre modifiable indiquant la largeur de bande RF du signal transmis en MHz . La valeur par défaut est $800MHz$, et il peut varier de 0 à $800MHz$.
3. **Scenario** : un paramètre sélectionnable indiquant le scénario. Trois options "UMi", "UMa" et "RMa" sont applicables.
4. **Environnement** : un paramètre sélectionnable indiquant l'environnement, soit en visibilité directe (LOS) ou non visibilité directe (NLOS).
5. **T-R (m) separation distance lower bound** : un paramètre modifiable désignant la plus petite distance entre l'émetteur (TX) et receptrer (RX) en mètres. La valeur par défaut est de $10m$ et peut varier de $10m$ à $500m$.

6. **T-R (m) separation distance upper bound** : un paramètre modifiable indiquant la plus grande distance entre le TX et le RX en mètres La valeur par défaut est $500m$ et peut être modifiée de $10m$ à $500m$ pour la portée standard.
7. **TX Power(dBm)** : paramètre modifiable indiquant la puissance d'émission en dBm la valeur par défaut est $30dBm$ et peut être réglée sur n'importe quelle valeur allant de 0 à $50dBm$.
8. **Base station height (m)** : un paramètre modifiable indiquant la hauteur de la station de base, la valeur par défaut est $35m$, et peut être réglée sur toute valeur comprise entre 10 et $150m$. Cette hauteur de station de base est ne s'applique qu'à la modélisation RMa et est ignorée pour les autres scénarios.
9. **Barometric Pressure** : un paramètre modifiable indiquant la pression barométrique en $mbar$ utilisée pour l'évaluation de l'affaiblissement sur le trajet de propagation induit à l'air sec la valeur par défaut et typique est $1013.25mbar$ (millibar), et peut varier de 105 à $1013.25mbar$.
10. **Humidity** : paramètre modifiable indiquant l'humidité relative de l'air en pourcentage (%) utilisé dans l'évaluation de l'affaiblissement de propagation induit par la vapeur. La valeur par défaut est 50% , et peut être réglée à n'importe quel nombre entre 0 et 100% .
11. **Temperature** : paramètre modifiable indiquant la température en degrés Celsius ($^{\circ}C$) utilisé pour évaluer l'affaiblissement sur le trajet de propagation induit par brume/brouillard la valeur par défaut et typique est $20^{\circ}C$, et peut varier de $-100^{\circ}C$ à $50^{\circ}C$.
12. **Rain Rate** : paramètre modifiable indiquant le taux de pluie en (mm/h) utilisé dans l'évaluation de l'affaiblissement du trajet de propagation induit par la pluie. La valeur par défaut est $0mm/h$ et la plage typique est de 0 à $150mm/h$.
13. **Polarisation** : paramètre sélectionnable indiquant la relation de polarisation entre les antennes TX et RX ou les réseaux d'antennes. Le réglage par défaut, est Co-Pol (copolarisation), et peut être changé en X-Pol (polarisation croisée).
14. **Atténuation du feuillage** : paramètre modifiable indiquant la perte de propagation induite par le feuillage en (dB/m). La valeur par défaut est $0,4dB/m$ sur la base des résultats de la mesure , et peut être réglé sur n'importe quelle valeur entre 0 et $10dB/m$.

15. **Distance Within Foliage** : un paramètre modifiable représentant la distance en mètres (m) que le signal transmis se déplace à l'intérieur du feuillage. La valeur par défaut est 0, et peut être réglée sur n'importe quel valeur non négatif ne dépassant pas la limite inférieure de la distance de séparation T-R.
16. **Number of RX locations** : un paramètre modifiable indiquant le nombre d'emplacements RX, Il peut s'agir de n'importe quel nombre entier positif la valeur par défaut est 1, et peut être réglé sur n'importe quel nombre entier de 1 à 10000 [46].

III.2.1.2 Propriétés d'antennes :

1. **TX Array Type** : un paramètre sélectionnable indiquant le réseau d'antennes TX, par défaut est ULA (uniform linear array), et peut être changé en URA (tableau rectangulaire uniforme).
2. **RX Array Type** : un paramètre sélectionnable indiquant le réseau d'antennes RX type le réglage par défaut est ULA et peut être modifié en URA.
3. **Number of Tx antenna elements N_t** : un paramètre modifiable indiquant le nombre total d'éléments d'antenne TX dans le réseau la valeur par défaut est 1, et peut être réglé sur n'importe quel entier de 1 à 128.
4. **Number of Rx antenna elements N_r** : un paramètre modifiable indiquant le nombre total d'éléments d'antenne RX dans le réseau la valeur par défaut est 1, et peut être réglé sur n'importe quel entier de 1 à 64.
5. **TX Antenna Spacing (en longueur d'onde)** : un paramètre modifiable indiquant l'espacement entre les antennes TX adjacentes dans le réseau en termes de la longueur d'onde de la porteuse. La valeur par défaut est 0.5, et peut être réglée sur n'importe quelle valeur positive jusqu'à une décimale de 0.1 à 100.
6. **RX Antenna Spacing (en longueur d'onde)** : un paramètre modifiable indiquant l'espacement entre les antennes RX adjacentes dans le réseau en termes de la longueur d'onde de la porteuse, la valeur par défaut est 0.5 et peut être réglée sur n'importe quelle valeur positive avec jusqu'à une décimale de 0.1 à 100.
7. **Number of Tx antenna elements per row W_t** : paramètre modifiable indiquant le nombre d'antennes TX dans une dimension lorsque le type de tableau - ULA ou URA, qui devrait diviser le nombre de TX éléments d'antenne. La valeur par défaut est 1.

8. **Number of Rx antenna elements per row W_r** : un paramètre modifiable indiquant le nombre d'antennes RX dans une dimension lorsque le type de tableau - ULA ou URA, qui devrait diviser le nombre de RX éléments d'antenne. La valeur par défaut est 1.
9. **TX Antenna Azimuth HPBW (degrés)** : un paramètre modifiable indiquant la demi-largeur de faisceau en azimute (HPBW) de l'antenne TX en degrés. La valeur par défaut est 10 et peut être réglée sur n'importe quelle valeur de 7 à 360.
10. **TX Antenna Elevation HPBW (degrés)** : un paramètre modifiable indiquant l'élévation HPBW de l'antenne TX (réseau) en degrés. La valeur par défaut est 10, et peut être réglée sur n'importe quelle valeur de 7 à 45.
11. **RX Antenna Azimuth HPBW (degrés)** : un paramètre modifiable indiquant l'azimut HPBW de l'antenne RX (réseau) en degrés. La valeur par défaut est 10, et peut être réglée sur n'importe quelle valeur de 7 à 360.
12. **RX Antenna Elevation HPBW (degrés)** : un paramètre modifiable indiquant l'élévation HPBW de l'antenne RX (réseau) en degrés la valeur par défaut est 10, et peut être réglée sur n'importe quelle valeur de 7 à 45 [46].

III.2.2 Figures de sorties

Pour chaque simulation cinq fichiers .txt et cinq fichiers .mat correspondants sont générés "AODLobePowerSpectrumnLobex.txt", "AODLobePowerSpectrumn.mat", "AOALobePowerSpectrumn Lobex.txt", "AOALobePowerSpectrumn.mat", "OmniPDPn.txt", "OmniPDPn.mat", "DirectionalPDPn.txt", "DirectionalPDPn.mat", "SmallScalePDPn.txt" et "SmallScalePDPn.mat", Après N simulations continue trois autres fichiers .txt et trois fichiers .mat correspondants "BasicParameters.txt", "BasicParameters.mat", "OmniPDPInfo.txt", "OmniPDPInfo.mat", "DirPDPInfo.txt" et "DirPDPInfo.mat". Les fichiers "BasicParameters.txt". et "BasicParameters.mat" qui regroupent toutes les valeurs des paramètres d'entrée comme indiqué sur l'interface graphique lors de l'exécution de la simulation [45].

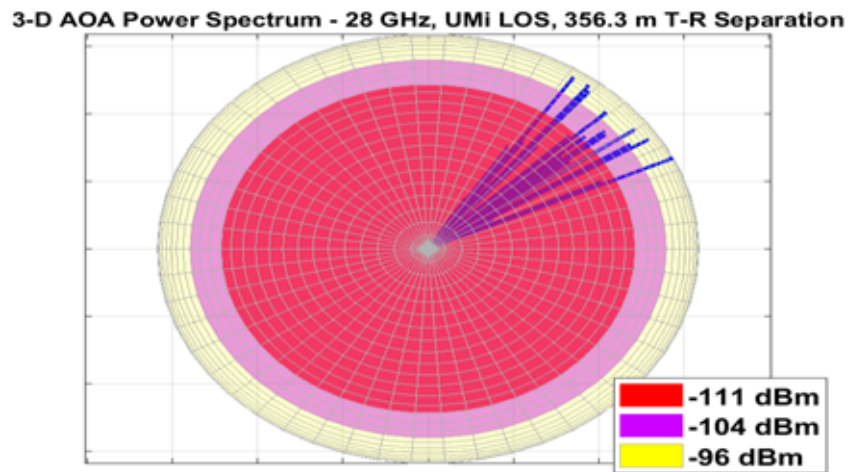


Figure III.2 — Spectre de puissance tridimensionnel généré par NYUSIM [45].

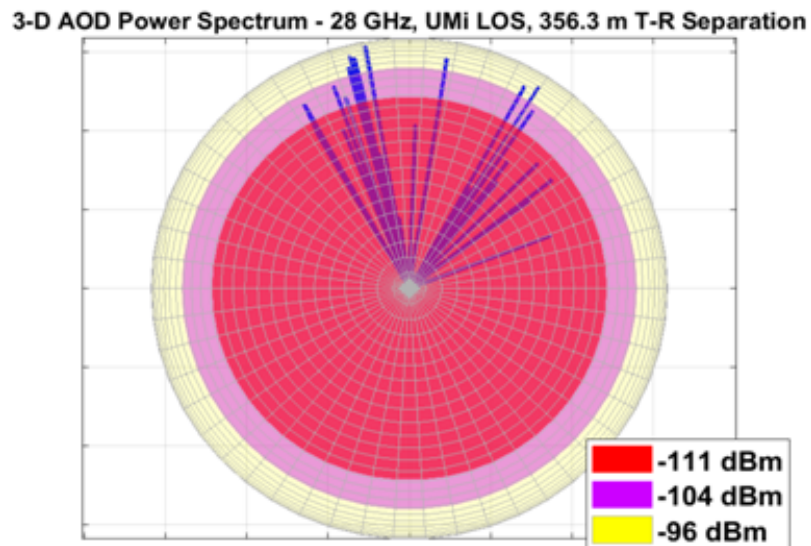


Figure III.3 — Spectre de puissance tridimensionnel généré par NYUSIM [45].

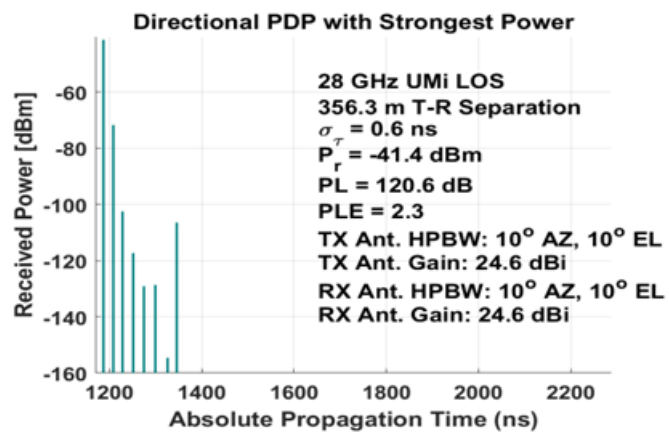


Figure III.4 — Profile de puissance directionnelle générée par NYUSIM [45].

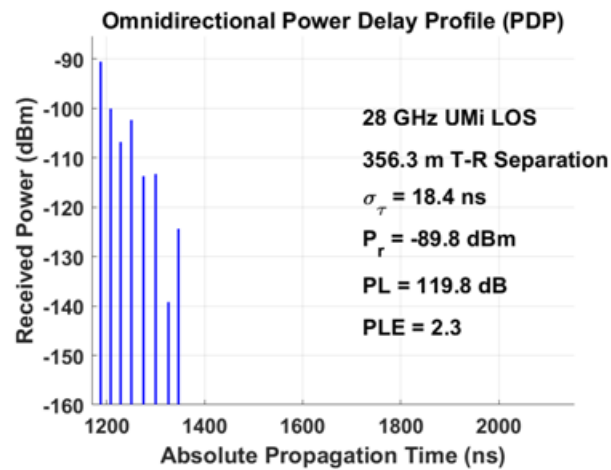


Figure III.5 — Profil de puissance omnidirectionnelle générée par NYUSIM [45].

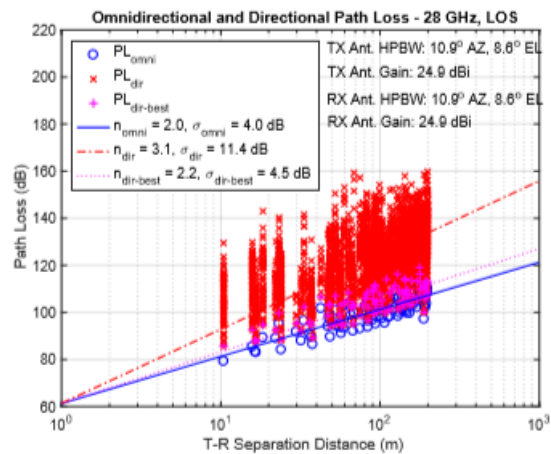


Figure III.6 — Perte de trajets pour les antennes directionnelle et omnidirectionnelle générée par NYUSIM [45].

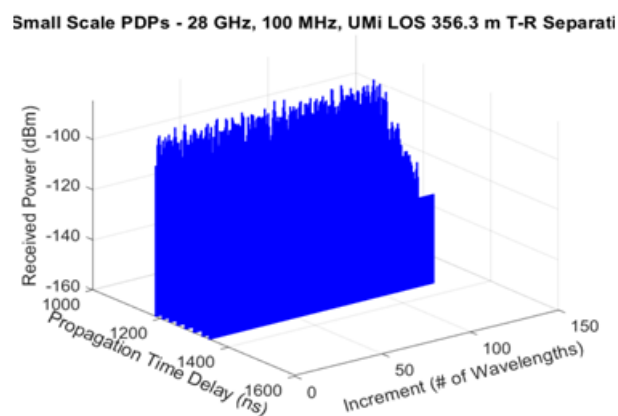


Figure III.7 — Profil de puissance sur différentes antennes de réception générée par NYUSIM [45].

III.3 Applications de NYUSIM pour l'analyse de systèmes MIMO à ondes millimétriques

Les fichiers de sortie et les fichiers de données générés à partir de NYUSIM peuvent être utilisés de différentes manières en fonction des besoins des utilisateurs, par exemple pour : simuler des CIR pour des systèmes mmWave, pour étudier MIMO la qualité du canal et la simulation du BER.

III.3.1 Modèle de perte du trajet (path loss)

Le principal avantage de NYUSIM est qu'il génère des fonctions de CIRs spatiaux et temporels. Cette section décrit le modèle de perte de trajet (PL) utilisé dans NYUSIM.

Le modèle de distance de référence de l'espace libre Close In (CI) avec une distance de référence de 1m et une atténuation supplémentaire due à diverses conditions atmosphériques, est employé dans NYUSIM, qui est exprimé comme :

$$PL^{CI}(f, d)[dB] = FSPL(f, 1m)[dB] + 10n \log(d) + AT[dB] + X_{\sigma}^{CI} \quad (III.1)$$

Avec :

f : Fréquence de la porteuse en GHz .

d : distance de séparation T-R 3D.

n : L'exposant sur affaiblissement de trajet (PLE).

AT : Terme d'atténuation induit par l'atmosphère.

X_{σ}^{CI} : variable gaussienne aléatoire de moyenne Zéro avec une déviation standard en dB .

$FSPL(f, 1m)$: Perte de trajectoire d'espace libre en dB à une distance de séparation T-R de 1 mètre et une fréquence porteuse f .

$$\begin{aligned} FSPL(f, 1m)[dB] &= 20 \log_{10}\left(\frac{4\pi f 10^9}{C}\right) \\ &= 32.4[dB] + 20 \log_{10}(f) \end{aligned} \quad (III.2)$$

Avec :

C : la vitesse de la lumière.

$$AT[dB] = \alpha[dB/m] \times d(m) \quad (III.3)$$

Où α est le facteur d'atténuation en dB/m [$1GHz$ à $100GHz$] qui comprend les effets d'atténuation collective de l'air sec (y a compris l'oxygène), la pluie de vapeur d'eau et la brume.

d : distance de séparation.

Comme premier travail, nous avons implémenté les équations ci-dessus pour évaluer l'atténuation observée dans différents scénario. La figure (III.8) permet de mieux comprendre les valeurs d'atténuation de propagation dues à l'air sec, à la vapeur, à la brume et à la pluie aux fréquences mmwave ($1GHz$ à $100GHz$), avec une pression barométrique de 1013.25 m de barre, une humidité relative de 50% , une température de $20^{\circ}C$ et un taux de pluie de $5mm/hr$.

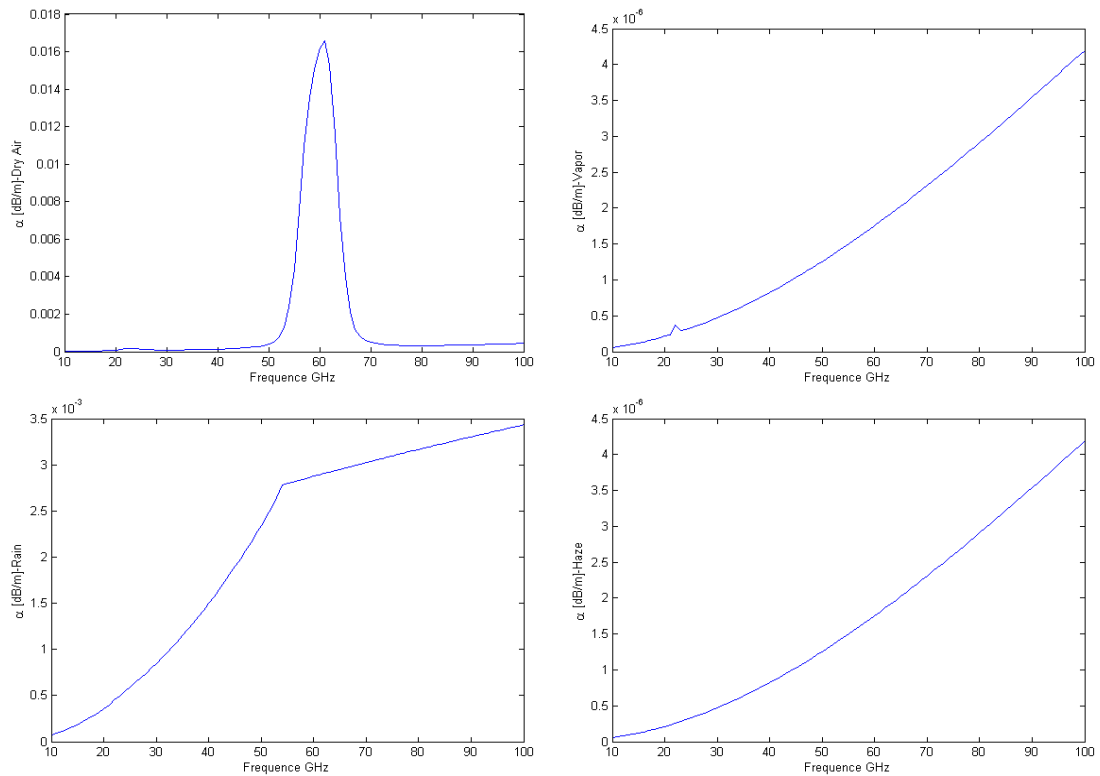


Figure III.8 — Atténuation de propagation due à l'air sec, à la vapeur, à la brume et à la pluie aux fréquences mmWave, avec une pression barométrique de $1013.25mbar$, une humidité relative de 80% , une température de $20^{\circ}C$ et un taux de pluie de $5mm/hr$.

III.3.1.1 Atténuation

l'atténuation est un effet qui se traduit par une perte du signal reçu en raison d'un phénomène d'absorption dû à la présence de particules gazeuses ou d'hydrométéores le long de la liaison.

Aux fréquences comprises entre 1 et $1000GHz$, les constituants gazeux qui interviennent sont l'air sec (essentiellement l'oxygène moléculaire) et la vapeur d'eau. Les hydrométéores qui atténuent les signaux reçus sont principalement les nuages et les précipitations (pluie, neige).

III.3.1.2 Analyse et interprétation des résultats

Dans cette partie, nous avons implémenté les équations qui génèrent l'évolution du path loss en tenant compte du modèle proposé par les développeurs du simulateur NYUSIM. Ce modèle repose sur des campagnes de mesures réelles de situations réelles dans des conditions d'environnement réelles.

1. **Air sec (Dry air)** : aux fréquences inférieures à $100GHz$, l'atténuation due à l'air sec est essentiellement provoquée par l'oxygène moléculaire présent dans l'atmosphère. L'atténuation causée par les gaz atmosphériques peut être négligée jusqu'à $50GHz$ - elle reste inférieure ou proche de $0dB/m$. Entre 50 et $70GHz$, l'absorption d'oxygène atteint un pic important. Son maximum est atteint à 60 GHz et affiche $0.016dB/m$ dans les conditions de simulation fixées.
2. **Vapeur (Vapor)** : l'atténuation due à la vapeur d'eau se caractérise également par l'apparition d'un pic réduit d'absorption en $20GHz$. L'atténuation suit une évolution exponentielle dans l'intervalle des fréquences.
3. **Brume (Haze)** : les nuages et les brouillards sont constitués de gouttes d'eau en suspension qui peuvent être considérées comme de taille négligeable par rapport à la longueur d'onde millimétriques. La figure (III.8) présente la variation en fréquence du coefficient d'affaiblissement presque linéaire due aux nuages.
4. **Pluie (Rain)** : la longueur d'onde des signaux mmWave varie entre $10mm$ et $1mm$, tandis que la taille d'une goutte de pluie est généralement de l'ordre de quelques mm . L'atténuation α spécifique de la pluie (rain) a un taux de pluie $R = 5mm/h$ augmente de façon exponentielle jusqu'à la fréquence critique ($60GHz$), au-delà de cette fréquence l'atténuation commence à monter légèrement à un taux de $2.8dB/Km$.

III.3.2 Conditionnement du canal MIMO

Le conditionnement d'une matrice $K(H)$ est défini comme le rapport de la valeur singulière la plus grande (σ_{max}) à la valeur singulière la plus petite (σ_{min}) de la décomposition de la valeur singulière d'une matrice (équation III.4), est une métrique pour caractériser la qualité des canaux MIMO dans le contexte du communication sans-fil.

$$K(H) = \frac{\sigma_{max}}{\sigma_{min}} \geq 1 \quad (\text{III.4})$$

Le conditionnement être élevé (p. ex., supérieur à $20dB$) si la valeur singulière minimale est proche de zéro, et sera de $0dB$ si les valeurs singulières sont égales.

Physiquement, une faible valeur numérique de conditionnement (p. ex. moins de $20dB$) indique une bonne orthogonalité des différents sous-canaux (habituellement une direction spatiale distincte), et les sous-canaux sont comparables dans différentes directions spatiales.

Le rang d'une matrice est la dimension de l'espace vectoriel généré par ses colonnes (ou lignes), et qu'elle détermine le nombre de flux de données qui peuvent être multiplexés dans la chaîne du contexte des communications MIMO.

Le conditionnement est lié au rang d'une matrice : la matrice a un rang complet (le rang le plus élevé) lorsque le nombre de conditions $K(H)$ est égal ou proche de $0dB$ (le plus faible nombre de conditions théoriques).

Dans ce travail, nous avons montré un exemple de la façon d'obtenir le conditionnement d'un canal MIMO, le fichier de données de sortie "DirPDPInfo.mat" généré par NYUSIM, contient les paramètres utile pour générer le coefficient de canal MIMO pour une modulation avec sous-porteuses OFDM.

Les réglages du simulateur pour les paramètres de canal et les propriétés d'antenne utilisées pour les simulations sont répertoriés dans le tableau III.1 :

Table III.1 — NYUSIM V1.6 réglages de simulation utilise dans cette étude.

Paramètres	Valeur	Commentaires
Fréquence (0.1–100 GHz)	28, 37, 64, 71	Fréquences clés étudiées
Largeur de bande RF (0–800 MHz)	800	Bande passante typique qui est prévu pour mmWave 5G, et aussi la bande passante maximale que NYUSIM prend en charge
Scenario (UMi/UMa/RMa)	UMi	Microcellulaire urbaine, comme nous envisageons l'environnement extérieur urbain.
Environnement (LOS/NLOS)	LOS, NLOS	Pris en compte dans cette étude
Séparation Tx Rx (10–500 m)	500	La distance maximale compte tenu du pire scénario. La taille de la cellule dans mmWave 5G est peu susceptible d'être supérieure à 500 m en raison de l'atténuation élevée du coefficient de perte du trajet en espace libre. Par conséquent, il s'agit également de la limite supérieure pour NYUSIM v.1.6.
Puissance Tx (0–30 dBm)	30	Une station de base cellulaire normale à 30 dBm de transmission de puissance
Nombre de positions Rx	100	Étant donné que les valeurs de sortie de simulation sont aléatoires, 100 valeurs sont prises en compte pour obtenir des valeurs médianes. Les simulations montrent que toute augmentation au-delà de 100 exécutions n'apporte qu'une contribution marginale
Pression barométrique (mbar)	1013.25	Conditions atmosphériques normales
Humidité (0–100%)	50	Conditions atmosphériques normales
Température °C	20	Conditions atmosphériques normales
Taux de pluie (0–150 mm/hr)	8	Conditions atmosphériques normales
Polarisation (Co/Cross)	Co	Co antennes de polarisation sont considérés dans cette étude
Perte feuillage	No	La perte de feuillage nul est considérée

Paramètres	Valeur	commentaires
Distance avec végétation (m)	0	Distance nul dans le feuillage
Atténuation feuillage (dB/m)	0.4	Atténuation normale du feuillage
Configuration du réseau d'antennes Tx (ULA/URA)	ULA	Les ULA horizontales sont prises en compte dans cette étude
Type du réseau (ULA/URA)	ULA	Les ULA horizontales sont prises en compte dans cette étude
Nbre d'éléments Tx (sous-réseaux)	8, 16	Paramètre pertinent
Nbre d'éléments Rx (sous-réseaux)	8, 32	Paramètre pertinent
Espacement inter-sous-réseau Tx (en λ , 0.1–100)	0.5	Paramètre pertinent
Espacement inter-sous-réseau Rx (en λ , 0.1–100)	0.5	Paramètre pertinent
Azimute de l'antenne Tx HPBW ($7^\circ - 360^\circ$)	10	Utilisation de l'antenne directionnelle pour l'orientation des faisceaux à l'azimute émission
Élévation de l'antenne Tx HPBW ($7^\circ - 45^\circ$)	10	Utilisation de l'antenne directionnelle pour l'orientation des faisceaux à l'élévation émission
Azimute de l'antenne Rx HPBW ($7^\circ - 360^\circ$)	10	Utilisation de l'antenne directionnelle pour l'orientation des faisceaux à l'azimute réception
Élévation de l'antenne Rx HPBW ($7^\circ - 45^\circ$)	10	Utilisation de l'antenne directionnelle pour l'orientation des faisceaux à l'élévation réception

Pour la simulation, en supposant que l'intervalle de fréquence entre sous-porteuses adjacentes est de $500kHz$, ce qui correspond à $800MHz/500kHz + 1 = 1601$ sous-porteuses, nous avons effectué une simulation pour obtenir les coefficients de matrice du canal MIMO avec les paramètres d'entrée ci-dessous et toutes les autres valeurs de paramètres d'entrée restant le même :

- Fréquence : $28GHz$
- Environnement : LOS
- Nombre d'éléments d'antenne d'émission N_t : 2
- Nombre d'éléments d'antenne de réception N_r : 2

III.3.2.1 Fonction de répartition cumulative (CDF)

Dans cette étude on a utilisé la fonction de répartition (CDF) pour déterminer le conditionnement du matrice de canal.

La fonction de répartition (CDF) calcule la probabilité cumulée d'une valeur de x donnée. Utilisez la CDF pour déterminer la probabilité qu'une observation aléatoire extraite de la population soit inférieure ou égale à une certaine valeur. Egalement, on peut utiliser cette fonction pour déterminer la probabilité qu'une observation soit supérieure à une certaine valeur, ou comprise entre deux valeurs.

III.3.2.2 Résultats de la simulation

La figure III.9 montre que le signal à large bande transmis subit un évanouissement sélectif en fréquence et que l'amplitude de l'évanouissement varie pour différentes combinaisons de sous-réseaux d'antennes $T_x - R_x$, les phases des trajets multiples changent sur les sous-porteuses, ce qui conduit à des coefficients de canaux différents, à des matrices de canaux différentes des sous-porteuses. Par conséquent, le conditionnement de la matrice du canal sur différentes sous-porteuses varie considérablement.

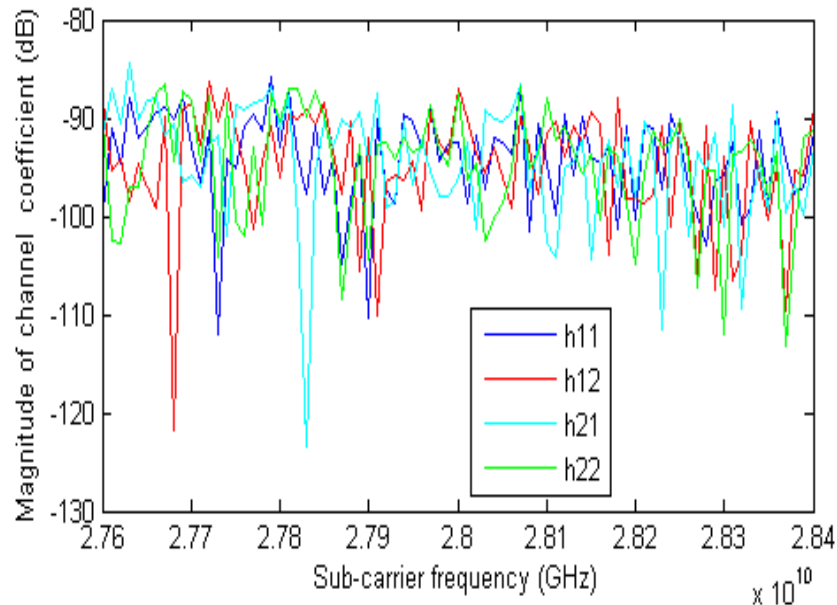


Figure III.9 — Les coefficients de la matrice de canal MIMO sont des coefficients pour les sous-porteurs de l'OFDM avec deux éléments d'antenne de transmission et deux pour les canaux MIMO-OFDM en une seule simulation.

La figure (III.10) illustre la fonction de distribution Dcumulative empirique (CDF) du conditionnement des matrices de canal pour les sous-porteuses OFDM avec les ensembles de paramètres d'entrée ci-dessus de la simulation.

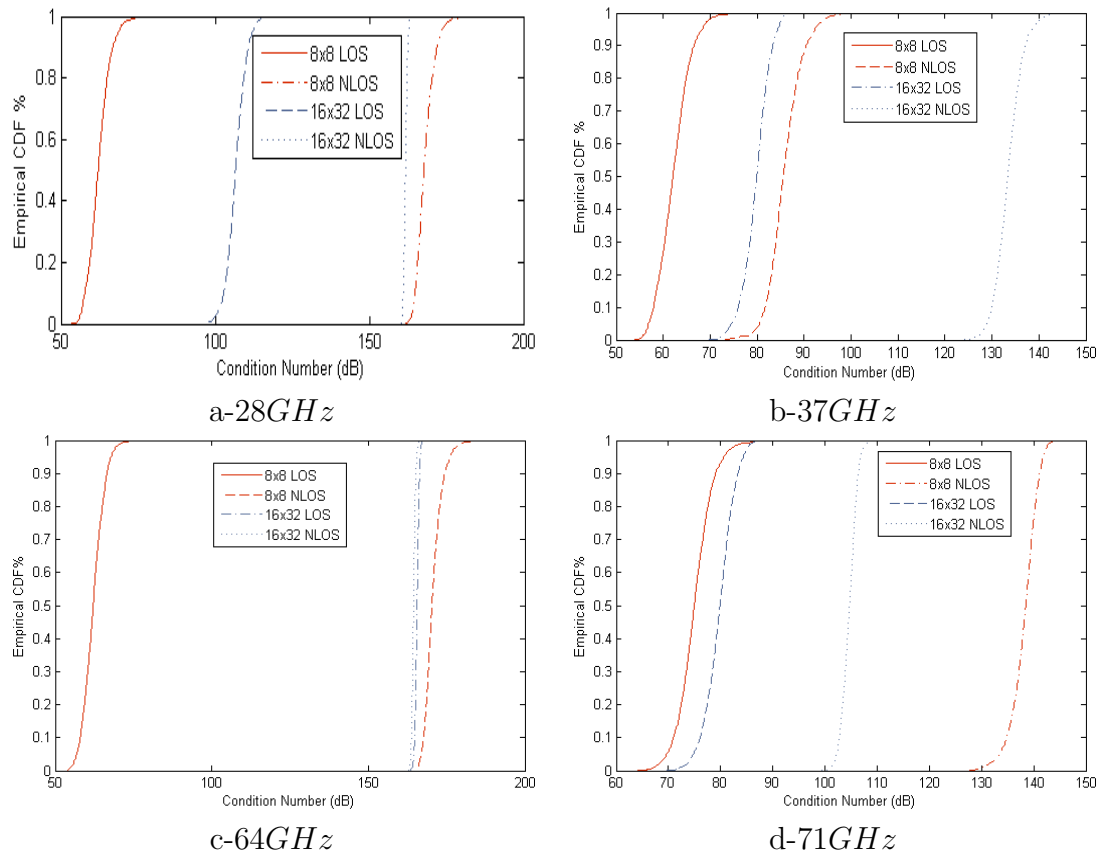


Figure III.10 — CDF du conditionnement des matrices de canaux pour les sous-porteuses OFDM avec plusieurs configurations d’antennes d’émission et de réception N_t et N_r et pour différentes fréquences (28,37, 64, 71GHz) pour les canaux MIMO-OFDM en simulation.

Dans le tableau (III.2), nous avons reporté les différences de conditionnement du canal, dans les environnements LOS et NLOS pour les différentes fréquences étudiées et nombre d’antennes.

Table III.2 — Les différences de la conditionnement du canal dans les Environnements LOS et NLOS pour les différentes fréquences étudiées et nombre d’antennes.

Fréquence (GHz)	8x8		16x32	
	LOS (dB)	NLOS (dB)	LOS (dB)	NLOS (dB)
28	23.9542	17.3784	18.3064	3.0312
37	24.6883	24.8998	15.8832	17.5598
64	19.7459	18.1696	3.7508	2.6082
71	28.3438	15.7273	16.3691	9.9189

Les résultats de ce tableau sont obtenus par la projection de deux valeurs max et min de la fonction de la CDF par rapport aux valeurs de conditionnement du matrice qui est

donnée mathématiquement par cette formule :

$$K(H)_{max}[dB] - K(H)_{min}[dB] \quad (III.5)$$

Discussion :

D'après ce tableau (III.2), on constate qu'il y a un écart différent dans les valeurs de conditionnement des sous-porteuses OFDM qui dépend de la configuration d'antennes, de l'environnement, et de la fréquence porteuse.

Selon la configuration des antennes, les valeurs de l'écart de conditionnement entre la valeur maximal et minimal dans un canal MIMO 8×8 sont plus élevées par rapport à ceux de massive MIMO 16×32 . L'utilisation d'une configuration plus grande en nombre d'antennes permet d'améliorer la stabilité de la matrice du canal et ainsi permettre de véhiculer plus de canaux de transmission en parallèle.

Selon l'environnement, on observe la différence d'écart entre la valeur maximale et minimale plus réduite dans l'environnement NLOS que LOS sauf dans la bande $37GHz$ l'environnement NLOS se trouve plus riche en multi trajets d'où cette différence avec le cas LOS.

Selon la fréquence porteuse, la différence de condition de canal varie d'une fréquence à une autre mais la variation n'obéit aucune loi claire.

D'après les histogrammes on remarque que lorsque le chemin LOS est absent, les valeurs du conditionnement, qui sont évaluées en utilisant les valeurs singulières de la matrice du canal est bien décrit par une distribution de Rayleigh.

Néanmoins, on remarque une tendance vers la distribution Gaussienne dans la configuration 16×32 , ceci peut être expliqué par l'augmentation de nombre de trajets (donc de path loss) reliant l'émetteur et le récepteur et on peut évoquer le théorème de la limite centrale qui stipule que la superposition de plusieurs distributions différentes conduit à une distribution Gaussienne.

L'utilité de cette étude de conditionnement du canal, est de déterminer si la matrice de canal H est bien conditionnée ou mal conditionnée par l'indication de nombre de flux de données qui peuvent être multiplexés spatialement sur le canal MIMO afin de tester la diversité spatiale pour améliorer la qualité de transmission.

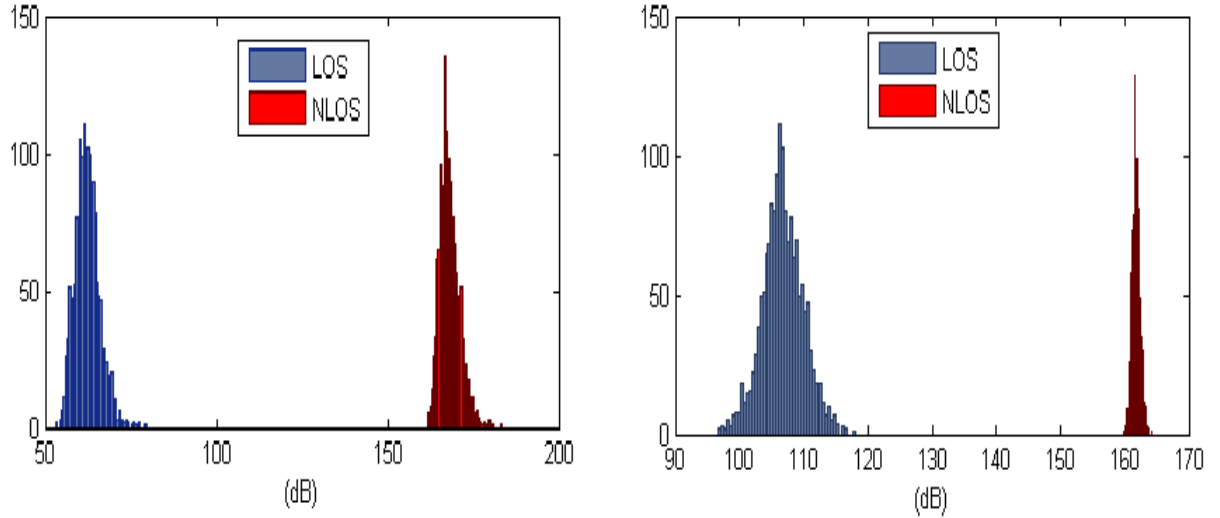


Figure III.11 — Histogramme de conditionnement de matrice du canal pour $f = 28\text{GHz}$, $N_t = 8, 16$; $N_r = 8, 32$.

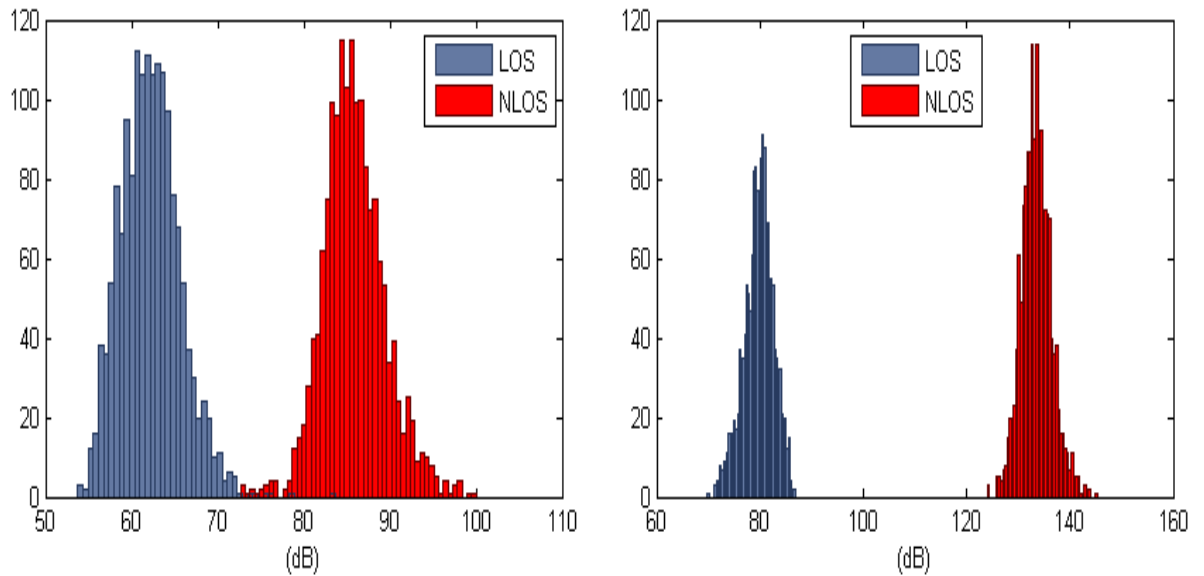


Figure III.12 — Histogramme de conditionnement de matrice du canal pour $f = 37\text{GHz}$, $N_t = 8, 16$; $N_r = 8, 32$.

III.3.3 Analyse d'efficacité spectrale d'un beamforming hybride et le BER en mmWaves

III.3.3.1 Système modèle

Dans cette étude, nous allons appliquer des réalisations réelles de matrice de canal l'une des techniques de beamforming hybride proposé dans la littérature [Khateeb] (fig III.15).

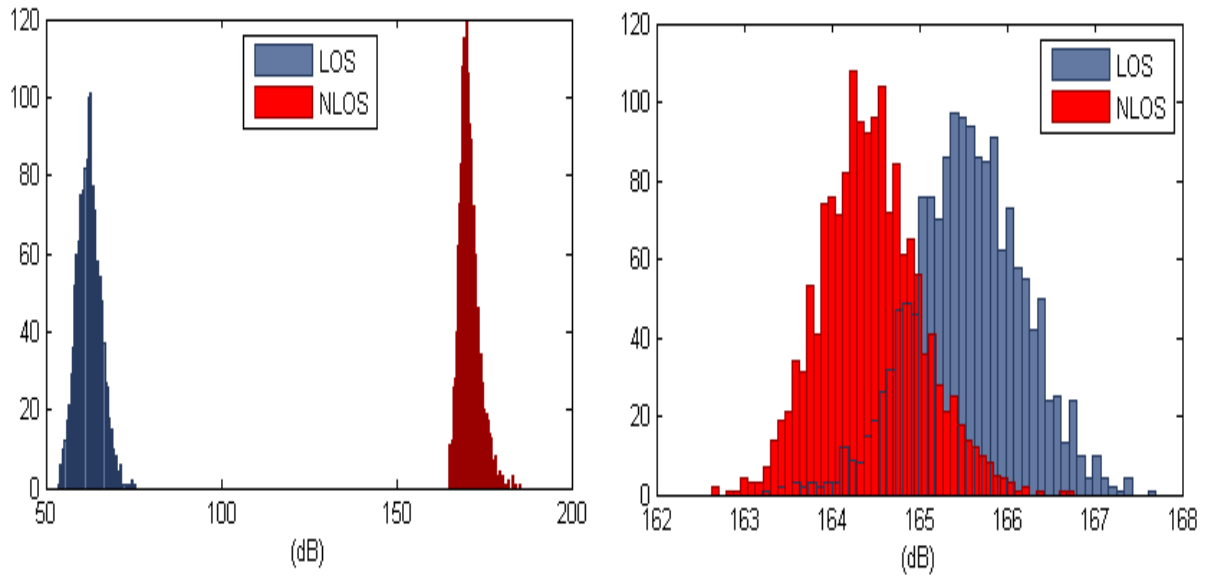


Figure III.13 — Histogramme de conditionnement de matrice du canal pour $f = 64GHz$, $N_t = 8, 16$; $N_r = 8, 32$.

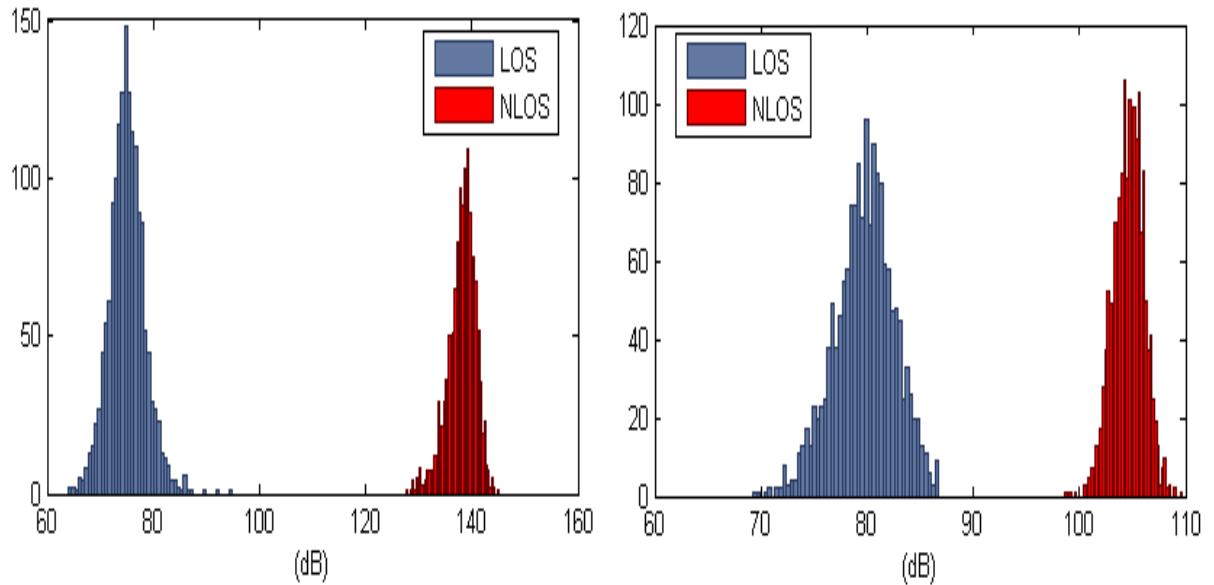


Figure III.14 — Histogramme de conditionnement de matrice du canal pour $f = 71GHz$, $N_t = 8, 16$; $N_r = 8, 32$.

Cette formation de faisceau est une combinaison de formation de faisceau analogique et numérique pour les canaux mmWaves, nous évaluons les performances de précodage proposé par des simulations réalisé avec NYUSIM.

On faisons une étude comparatif de deux systèmes de précodages optimal et hybride dans un canal de communication sans fil à onde millimétriques en termes d'efficacité spectrale et taux d'erreur binaire en fonction de SNR.

Nous proposons d'étudier un scénario micro cellule dans un système mmWave. Nous considérons une station de base BS équipés de 256 antennes avec 16 chaines RF et qui communique avec une station terminale MS qui se compose de 32 antennes et possède 8 chaines RF , tels que $N_S \preceq N_{RF} \preceq N_{BS}$ et $N_S \preceq N_{RF} \preceq N_{MS}$.

Dans cette partie, on va effectuer une transmission dans la voie descendante, on va supposer que la BS applique $N_{RF} \times N_S$ précodeur F_{BB} en bande de base, suivi d'un $N_{BS} \times N_{RF}$ RF précodeur F_{RF} , si $F_T = F_{RF}F_{BB}$ est la matrice de précodage de la BS combinée, le signal transmit en temps discret est [47] :

$$X = F_T S \quad (\text{III.6})$$

S : Vecteur de symbole transmit.

La MS observe un signal reçue :

$$r = H F_T S + n \quad (\text{III.7})$$

H : Matrice de canal mmWave.

n : Bruit gaussienne de moyenne zéro et variance σ^2 .

Dans la station MS , le combineur W_T qui se compose de RF et combineur en bande de base W_{RF} et W_{BB} est utilisés pour traiter le signal reçue r , ce qui traduit par :

$$y = W_T^H H F_T S + W_T^H n \quad (\text{III.8})$$

On va adopter la méthode géométrique cité dans l'équation (I.3) pour estimer la matrice H , nous exploitons un MIMO massif avec un réseau linéaire uniforme ULA ou la matrice H s'écrit avec une forme compacte (I.4) [47].

III.3.3.2 Conception de précodage hybride

Nous cherchons à appliquer les précodeurs/combineurs hybrides (F_{RF} , F_{BB} , W_{RF} , W_{BB}) à la fois sur la station de base et le terminal pour maximiser l'efficacité spectrale sur la liaison mmWave.

Pour que les précodeurs se rapprochent aux valeurs singulières optimales de la matrice H notée par F^{opt} , l'optimisation des précodeurs peut être formulée comme suit [47] :

$$(F_{RF}^{opt}, F_{BB}^{opt}) = \arg \max \log_2 \left(|I_{N_S} + \frac{\rho}{N_s \sigma_n^2} H F_{RF} F_{BB} F_{BB}^* F_{RF}^* H^*| \right) \quad (\text{III.9})$$

On décompose H en valeurs singulières SVD, l'expression d'efficacité spectrale devient :

$$I(F_{RF}, F_{BB}) = \log_2(|I_{rank(H)} + \frac{\rho}{N_s \sigma_n^2} \sum V^* F_{RF} F_{BB} F_{BB}^* F_{RF}^* V|) \quad (\text{III.10})$$

Le précodeur et le combineur optimal pour H est donné par :

$$\begin{aligned} (F_{RF}^{opt}, F_{BB}^{opt}) &= \arg \min \|F_{opt} - F_{RF} F_{BB}\|_F \\ (W_{RF}^{opt}, W_{BB}^{opt}) &= \arg \min E[\|S - W_{BB}^* W_{RF}^* y\|_2^2] \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

W_{RF} : matrice de combinaison.

W_{BB} : matrice de combinaison en bande de base.

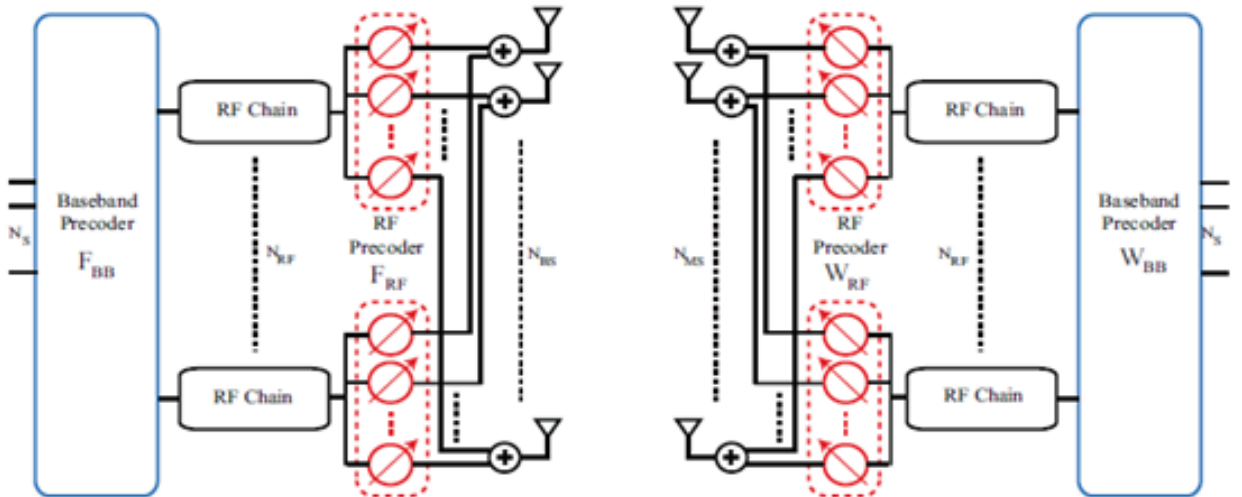


Figure III.15 — Schéma fonctionnel de l'émetteur-récepteur BS-MS qui utilise des formules de faisceau RF et en bande de base aux deux extrémités [47].

III.3.3.3 Description de simulation

Simulation 1 :

La liaison entre l'émetteur et récepteur est supposé en visibilité directe (LOS) à $28GHz$ à une distance de séparation de $100m$ entre Tx et Rx, avec un massive MIMO 32×64 , à chaque fois on fait varier la puissance d'émission $10dBm$, $20dBm$ et $50dBm$.

Les détails sont résumés dans le tableau III.3 :

Table III.3 — Paramètres de NYUSIM utilisé dans la simulation 1.

Paramètres de canal	Valeurs	Paramètres d'antenne	Valeurs
Fréquence ($0.1 - 100GHz$)	28	Configuration du réseau d'antennes Tx (ULA/URA)	ULA
Largeur de bande RF ($0 - 800MHz$)	100	Configuration du réseau d'antennes Rx (ULA/URA)	ULA
Scenario (UMi/UMa/RMa)	UMi	Nbre d'éléments Tx (sous-réseaux)	32
Environnement (LOS/NLOS)	LOS	Nbre d'éléments Rx (sous-réseaux)	64
Distance de séparation Tx-Rx (m)	100	Espacement inter-sous-réseau Tx (en λ , $0.1 - 100$)	0.5
PuissanceTx ($0 - 30dBm$)	10, 20, 50	Espacement inter-sous-réseau Rx (en λ , $0.1 - 100$)	0.5
Température $^{\circ}C$	20	Azimute et Elévation de l'antenne Tx HPBW	10
Polarisation (Co/Cross)	Co	Azimute et Elévation de l'antenne Rx HPBW	10

Analyse des résultats et interprétation :

On remarque dans la figure (III.16) que l'efficacité spectrale de précodeur hybride augmente avec l'augmentation de SNR, mais le système est plus performant lorsque la puissance d'émission est augmentée, il est plus proche au précodage optimal dans le cas d'un signal transmis à $20dBm$ et $50dBm$, par contre à $10dBm$ l'efficacité de précodage hybride plus faibles et loin d'être optimal.

Les résultats montrent qu'une meilleure efficacité spectral pour un précodage hybride se produit lorsque on utilise des réseaux antennes (32×64). L'estimation du canal, se trouve améliorée en forte puissance et ainsi, les matrices de précodage sont assez efficaces.

Dans les faibles SNR, le taux d'erreur présente une stabilité pour les trois cas de puissance d'émissions, à partir d'un SNR de $-10dB$ le taux d'erreur commence de s'améliorer tel que à une puissance d'émission de $20dBm$ il va jusqu'à 10^{-7} , cependant à $10dBm$ et $50dBm$ le système est moins performant.

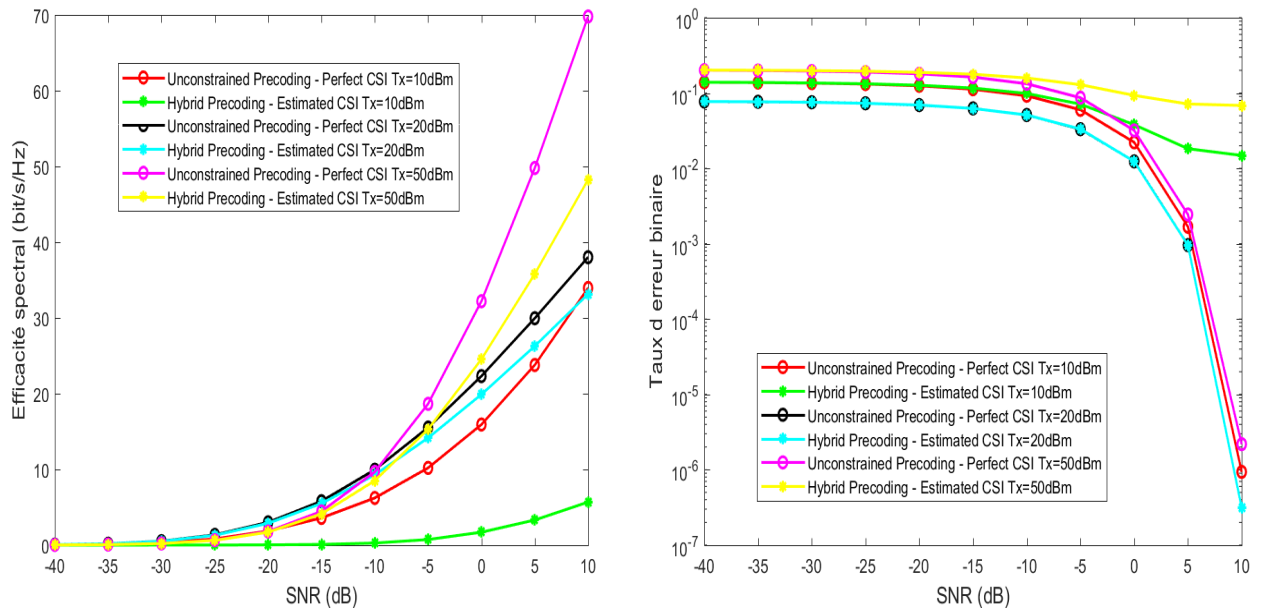


Figure III.16 — Comparaison entre deux formation de faisceaux optimal et hybride en terme d'efficacité spectrale et taux d'erreur pour un système de 32×64 à $28GHz$ pour des puissances $10dBm$, $20dBm$ et $50dBm$ à une distance de $100m$ entre T_x et R_x .

Les résultats montrent que si nous voulons avoir minimum d'erreur à SNR de $10dB$, il faut avoir une efficacité spectrale qui est équivalent $35bit/S/Hz$ à une puissance de $20dBm$ pour le précodeur hybride et une efficacité de $39bit/S/Hz$ pour l'optimal.

Simulation 2 :

Le signal est transmis à $30dBm$, avec un massive MIMO 32×64 , la distance de séparation est $100m$ entre Tx et Rx, l'étude faite dans deux environnements LOS et NLOS à $28GHz$ puis à $60GHz$. Les détails sont résumés dans le tableau III.4 :

Analyse des résultats et interprétation :

L'efficacité spectrale s'améliore à partir d'un SNR égal à $-20dB$ (fig III.17), qui plus performante dans le cas d'une liaison en visibilité directe (LOS).

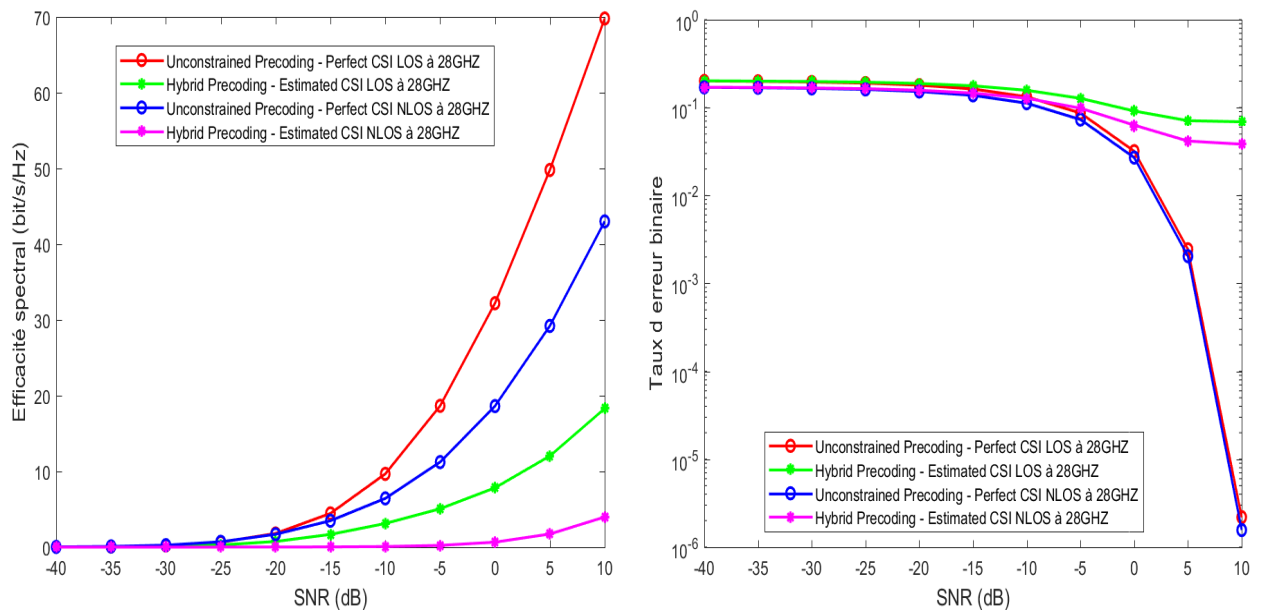
Les résultats montrent que l'efficacité spectrale offre un meilleur résultat à $28GHz$, lorsque la liaison est en visibilité directe (LOS) entre la station de base et le terminal, l'utilisation des multiples antennes permet d'offrir des canaux majoritaires en LOS donc le débit des données augmente.

Un taux d'erreur faible pour les deux cas LOS et NLOS pour la voie hybride, cependant la voie optimal permet d'avoir un taux d'erreur de 10^{-6} à SNR de $10dB$, la liaison en non visibilité directe (NLOS) observée comme la meilleure par rapport à LOS.

Les résultats montrent que la liaison en non visibilité directe (NLOS) à $28GHz$ présente

Table III.4 — Paramètres de NYUSIM utilisé dans la simulation 2.

Paramètres de canal	Valeurs	Paramètres d'antenne	Valeurs
Fréquence (0.1 – 100GHz)	28, 60	Configuration du réseau d'antennes Tx (ULA/URA)	ULA
Largeur de bande RF (0 – 800MHz)	100	Configuration du réseau d'antennes Rx (ULA/URA)	ULA
Scenario (UMi/UMa/RMa)	UMi	Nbre d'éléments Tx (sous-réseaux)	32
Environnement (LOS/NLOS)	LOS, NLOS	Nbre d'éléments Rx (sous-réseaux)	64
Distance de séparation Tx-Rx (m)	100	Espacement inter-sous-réseau Tx (en λ , 0.1 – 100)	0.5
PuissanceTx (0 – 30dBm)	30	Espacement inter-sous-réseau Rx (en λ , 0.1 – 100)	0.5
Température°C	20	Azimute et Elévation de l'antenne Tx	10
Polarisation (Co/Cross)	Co	Azimute et Elévation de l'antenne Rx	10


Figure III.17 — Comparaison entre deux formation de faisceaux optimal et hybride en terme d'efficacité spectrale et taux d'erreur pour un système de 32×64 à 28GHz dans les environnements LOS et NLOS à une distance de 100m entre Tx et Rx.

minimum d'erreur par rapport au LOS qui atteint une valeur de 0.08 et une efficacité spectrale de 5 bit/s/Hz à SNR de 10dB pour la voie hybride, pour le cas optimal, l'efficacité vaut 19 bit/s/Hz .

L'efficacité spectrale s'améliore avec le SNR, mais le signal à 60GHz présente une performance dans le cas NLOS par rapport au LOS.

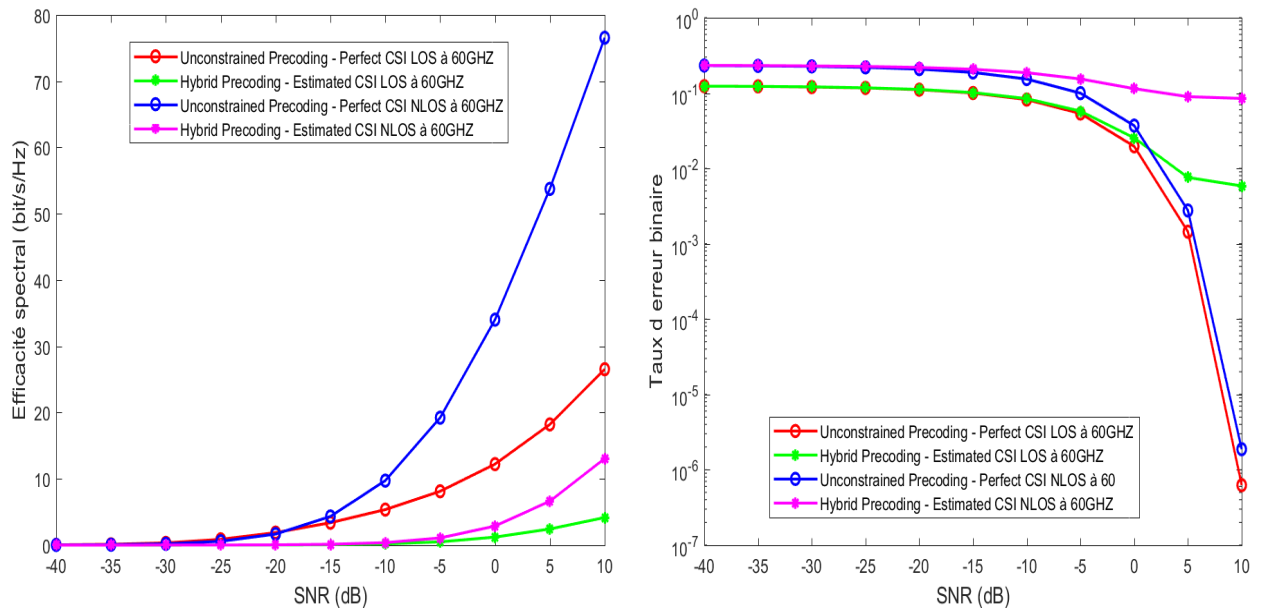


Figure III.18 — Comparaison entre deux formation de faisceaux optimal et hybride en terme d'efficacité spectrale et taux d'erreur pour un système de 32×64 à $60GHz$ dans les environnements LOS et NLOS à une distance de $100m$ entre Tx et Rx.

Les résultats montrent que lorsque la distance de séparation entre Tx et Rx est très importante notamment dans la bande $60GHz$, la liaison en non visibilité directe permet d'améliorer l'efficacité spectrale, les liaisons NLOS deviendront plus efficaces dans les systèmes mmWaves, elles permettent d'assurer une continuité de signal jusqu'à récepteur, vu qu'on ai dans le scénario UMi.

Nous constatons que le taux d'erreur s'améliore dans la liaison en visibilité directe.

Les résultats montrent que le minimum d'erreur est obtenu à $60GHz$ lorsque la liaison est en visibilité directe tel que la voie hybride vaut 0.009 et une efficacité de $5bit/s/Hz$ à SNR de $10dB$ et la voie optimal peut aller jusqu'à 10^{-6} avec une efficacité de $28bit/s/Hz$.

Simulation 3 :

Le signal est transmis à $30dBm$ à $28GHz$, avec un massive MIMO 32×64 , on fait varier la distance de séparation à $70m$, $100m$ et $200m$ entre Tx et Rx. Les détails sont résumés dans le tableau III.5 :

Analyse des résultats et interprétation :

Une efficacité spectrale plus amélioré est observée lorsque la distance de séparation entre Tx et Rx est $70m$, lorsque on augmente la distance jusqu'à $100m$ ou $200m$, l'efficacité pour un précodeur hybride se dégrade par rapport à l'optimal (fig III.19).

Les résultats montrent que la communication dans les systèmes mmwaves sera plus efficace dans les petites distances, la technique de densification des cellules est l'un des

Table III.5 — Paramètres de NYUSIM utilisé dans la simulation 3.

Paramètres de canal	Valeurs	Paramètres d'antenne	Valeurs
Fréquence ($0.1 - 100GHz$)	28	Configuration du réseau d'antennes Tx (ULA/URA)	ULA
Largeur de bande RF ($0 - 800MHz$)	100	Configuration du réseau d'antennes Rx (ULA/URA)	ULA
Scenario (UMi/UMa/RMa)	UMi	Nbre d'éléments Tx (sous-réseaux)	32
Environnement (LOS/NLOS)	LOS	Nbre d'éléments Rx (sous-réseaux)	64
Distance de séparation Tx-Rx (m)	70, 100, 200	Espacement inter-sous-réseau Tx (en λ , $0.1 - 100$)	0.5
PuissanceTx ($0 - 30dBm$)	30	Espacement inter-sous-réseau Rx (en λ , $0.1 - 100$)	0.5
Température $^{\circ}C$	20	Azimute et Elévation de l'antenne Tx	10
Polarisation (Co/Cross)	Co	Azimute et Elévation de l'antenne Rx	10

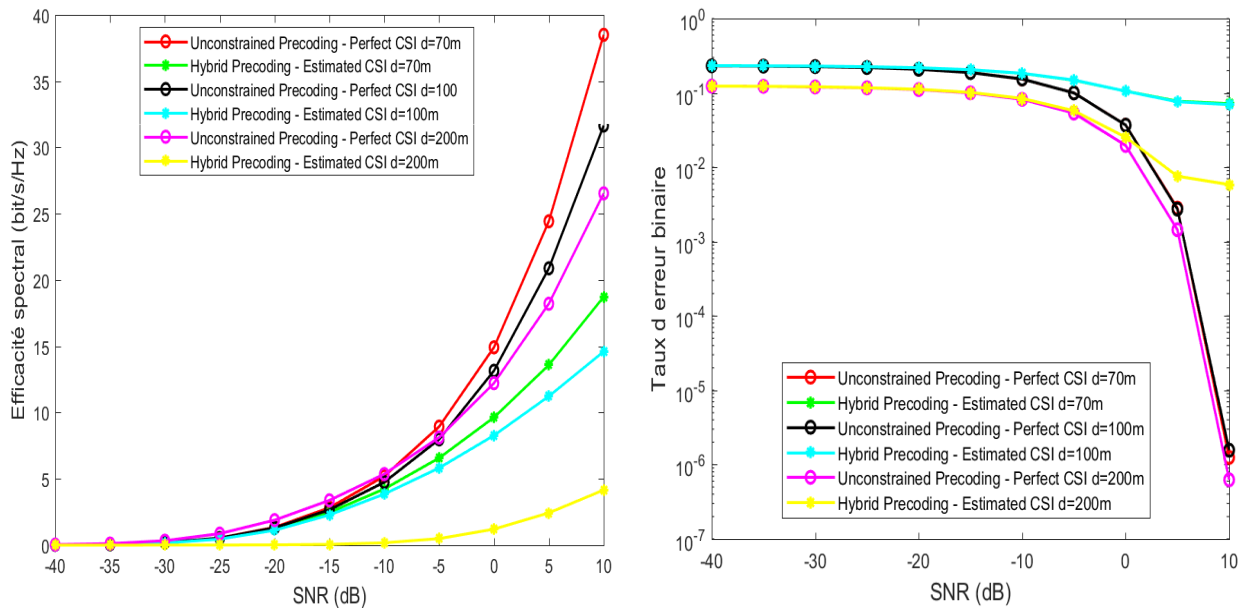


Figure III.19 — Comparaison entre deux formation de faisceaux optimal et hybride en terme d'efficacité spectrale et taux d'erreur pour un système de 32×64 à $28GHz$ dans l'environnement LOS macro cellule à une distance de $70m, 100m$ et $200m$ entre Tx et Rx.

techniques proposées pour avoir une petite zone de couverture qui sera proche aux utilisateurs donc on aura un faible affaiblissement de trajet, par conséquent, des débits de données peuvent être atteints, et la puissance d'émission peut être abaissée.

Une amélioration constatée pour le taux d'erreur à partir d'un SNR de $-10dB$, dans une voie hybride, lorsque la distance de séparation est à $200m$, le BER diminue à 10^{-2} à

10dB, cependant qu'il est faible pour la même valeur de SNR à 70m et 100m, pour une voie optimal, le taux d'erreur vaut à 10^{-6} .

Les résultats montrent que le taux d'erreur est plus performant lorsque la distance de séparation est à 200m à un SNR de 10dB qui est équivalent d'une efficacité de 4bit/s/Hz.

Remarque 1 : les résultats obtenus du BER sans obtenus sont utilisation d'un code correcteur d'erreurs.

Remarque 2 : Souvent, il faut faire un compromis entre l'efficacité spectrale et le débit binaire achevée dans une communication.

III.4 Conclusion

On a vu dans ce chapitre, les effets atmosphériques et météorologiques dans les ondes millimétriques, les résultats montrent que les gouttes de pluie et la présence des gaz comme la vapeur d'eau et l'oxygène ont un impact sur l'atténuation de signal et l'affaiblissement de trajets est plus élevé aux fréquences mmWaves qu'aux basses fréquences.

Ensuite, on a utilisé un outil très efficace pour évaluer la qualité des techniques multi-antennes en MIMO et MIMO massif canal à travers une mesure de conditionnement de matrice et avec une modulation OFDM montre que des antennes hautement directionnelles joueront un rôle clé pour la réduction des pertes qui offriront un gain très élevé qui améliorent la qualité d'une liaison notamment dans les environnements NLOS.

Enfin, on a testé un précodeur hybride en massive MIMO canal pour les canaux mm-Waves, les résultats montrent que ce type de précodage est quasi optimal et permet d'offrir des gains raisonnables qui s'adaptent avec l'environnement pour les futurs communications sans fil 5G.

**CONCLUSIONS
ET
PERSPECTIVES**

CONCLUSIONS

Le travail de ce mémoire est consacré à l'étude des canaux mmWaves.

Dans le chapitre 1, nous avons vu l'historique d'évolution des réseaux cellulaires. Nous avons justifié le passage vers la 5G et le besoin d'utiliser un spectre millimétrique. Nous avons décrit le canal mmWave et les principales caractéristiques de propagation. Nous avons cité quelques domaines d'applications.

Dans le chapitre 2, nous avons résumé les architectures possibles qui seront utilisé dans la future génération et une description de la technique de densification de cellule, et nous avons montré un modèle MIMO massif qui sera déployé avec le spectre millimétrique.

Dans le chapitre 3, on a mesuré l'atténuation de signal dans ces bandes millimétriques et voir l'effet de condition météo sur la qualité de signal lors de sa propagation. Les mesures montrent que l'atténuation atmosphérique de signal est causée par la nature vibrante des molécules d'air lorsqu'elles sont exposées aux ondes radio, les molécules absorbent une certaine partie de l'énergie de l'onde radio et vibrent avec une force proportionnelle à la fréquence porteuse, et les deux principaux gaz absorbants aux fréquences mmWave sont le gaz d'oxygène (O_2), et le gaz de vapeur d'eau (H_2O), l'intensité de l'absorption gazeuse dépend de plusieurs facteurs, telque la température, la préssion, l'altitude et surtout la fréquence porteuse.

Donc, les ondes sont fortement atténuées dans ces régions de spectre, par conséquent les transmissions seront susceptibles d'avoir une faible portée et une grande sensibilité aux obstacles.

Pour résoudre ce problème, on a testé la fiabilité de la technique multi-antennes à travers la mesure de conditionnement de la matrice de canal, et on a démontré qu'un système MIMO massif 16×32 permet d'avoir des performances supérieurs à celle de MIMO 8×8 , donc la qualité de signal est amélioré grâce à un multiplexage spatial.

Donc, on note que les antennes directionnelles à gain très élevé joueront un rôle clé dans la réduction des pertes, est basé sur les largeurs de faisceau très étroites utilisées pour la transmission (ou la réception) des signaux mmWave.

L'application de la technologie MIMO massif en mmWaves rend le système couteux et plus complexe, le précodage hybride été proposé pour réaliser des formations de faisceaux avec peu de chaines RF pour réduire la consommation d'énergie mais notamment améliorer l'efficacité spectral, pour cela nous avons évalué ce type de précodage pour savoir leur comportement par rapport à un réseau d'antennes, les résultats montrent que le précodage

hybride permet de donner des meilleurs résultats et nous pouvons le développer mieux avec des méthodes et des algorithmes plus efficaces pour ces larges bandes permettant ainsi d'améliorer les débits de transmission.

Comme perspectives au travail entrepris dans ce mémoire, nous souhaitons :

- Chercher des solutions efficaces pour l'application de mmwaves permettant d'offrir des hautes qualités et une meilleure distance de transmission.
- Chercher des techniques de précodage peu complexe qui améliore l'efficacité spectrale.
- Appliquer les différents résultats à une zone géographique réelle.
- Application des techniques de deep learning pour la prédiction de la matrice du canal.

Bibliographie

- [1] Eddy Dailleux, *Le multiplexage spatial à 60 GHz en environnement interne : critères de faisabilité et analyse de performance*, Ph.D. thesis, École Polytechnique de Montréal, 2015.
- [2] Theodore S Rappaport, Shu Sun, Rimma Mayzus, Hang Zhao, Yaniv Azar, Kevin Wang, George N Wong, Jocelyn K Schulz, Mathew Samimi, and Felix Gutierrez, “Millimeter wave mobile communications for 5g cellular : It will work!,” *IEEE access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013.
- [3] Nor Aishah Muhammad, “Millimeter wave outdoor cellular networks : Stochastic geometry channel modeling and performance analysis,” 2018.
- [4] Rui Miguel Fernandes Caseiro, *Performance Evaluation of Hybrid Millimeter Wave Systems Under Limited Information*, Ph.D. thesis, Universidade de Aveiro, 2016.
- [5] Amira Meriem Bendahmane and Rania Ghermoul, *Etude de méthodes de beamforming à maximisation du rapport signal sur bruit pour des systèmes FBMC.*, Ph.D. thesis.
- [6] Pascal Pagani, *Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande*, Ph.D. thesis, 2005.
- [7] Hamou Chehri, *Étude et caractérisation d’un canal de propagation pour les réseaux VANET*, Ph.D. thesis, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2014.
- [8] Achala Deshmukh, “Performance evaluation of ofdm based wireless system working in the frequency band of 60 ghz,” 2012.
- [9] Cheikh Diakhate, *Propagation channel modeling at centimeter–and–millimeter–wave frequencies in 5G urban micro–cellular context*, Ph.D. thesis, Paris Saclay, 2019.
- [10] Michael Peter, “Measurement, characterization and modeling of millimeter-wave channels,” 2017.

- [11] Hang Zhao, Rimma Mayzus, Shu Sun, Mathew Samimi, Jocelyn K Schulz, Yaniv Azar, Kevin Wang, George N Wong, Felix Gutierrez, and Theodore S Rappaport, “28 ghz millimeter wave cellular communication measurements for reflection and penetration loss in and around buildings in new york city,” in *2013 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. IEEE, 2013, pp. 5163–5167.
- [12] Ahmad Shahpoor Seraj, “Study on propagation characteristics of 5g millimeter-wave wireless communication systems for dense urban environments,” *Research on Ubiquitous Communication System*, p. 52, February 2019.
- [13] Michael Marcus and Bruno Pattan, “Millimeter wave propagation : spectrum management implications,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 6, no. 2, pp. 54–62, 2005.
- [14] Ibrahim A Hemadeh, Katla Satyanarayana, Mohammed El-Hajjar, and Lajos Hanzo, “Millimeter-wave communications : Physical channel models, design considerations, antenna constructions, and link-budget,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 20, no. 2, pp. 870–913, 2017.
- [15] Naser Al-Falahy and Omar YK Alani, “Millimetre wave frequency band as a candidate spectrum for 5g network architecture : a survey,” *Physical Communication*, vol. 32, pp. 120–144, 2019.
- [16] Daniel S Baum, Jan Hansen, Jari Salo, Giovanni Del Galdo, Marko Milojevic, and Pekka Kyösti, “An interim channel model for beyond-3g systems : extending the 3gpp spatial channel model (scm),” in *2005 IEEE 61st Vehicular Technology Conference*. IEEE, 2005, vol. 5, pp. 3132–3136.
- [17] Adel AM Saleh and Reinaldo Valenzuela, “A statistical model for indoor multipath propagation,” *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, 1987.
- [18] Vasanthan Raghavan and Akbar M Sayeed, “Multi-antenna capacity of sparse multipath channels,” *IEEE Transactions on Information Theory*, under revision, 2009.
- [19] Quentin H Spencer, Brian D Jeffs, Michael A Jensen, and A Lee Swindlehurst, “Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel,” *IEEE Journal on Selected areas in communications*, vol. 18, no. 3, pp. 347–360, 2000.
- [20] CJ Gibbins, “Millimetre-wave propagation studies over a 500 m path,” in *IEE Colloquium on Exploiting the Millimetric Wavebands*. IET, 1994, pp. 2–1.

- [21] Lorenzo Carlo Pansana et al., “Transmit-receive beamforming for 60 ghz indoor wireless communications,” 2010.
- [22] Zhijian Lin, Xiaojiang Du, Hsiao-Hwa Chen, Bo Ai, Zhifeng Chen, and Dapeng Wu, “Millimeter-wave propagation modeling and measurements for 5g mobile networks,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 26, no. 1, pp. 72–77, 2019.
- [23] Theodore S Rappaport, Robert W Heath Jr, Robert C Daniels, and James N Murdock, *Millimeter wave wireless communications*, Pearson Education, 2014.
- [24] Hatem H Abbas, *Beamforming Techniques for Millimeter Wave Relay Networks*, Ph.D. thesis, The University of Manchester (United Kingdom), 2017.
- [25] Prof. Sean Victor Hum, *Atmospheric Effects*, Ph.D. thesis.
- [26] Yong Niu, Yong Li, Depeng Jin, Li Su, and Athanasios Vasilakos, “A survey of millimeter wave (mmwave) communications for 5g : Opportunities and challenges,” *Wireless Networks*, vol. 21, 02 2015.
- [27] Lili Wei, Rose Qingyang Hu, Yi Qian, and Geng Wu, “Key elements to enable millimeter wave communications for 5g wireless systems,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 21, no. 6, pp. 136–143, 2014.
- [28] Kao-Cheng Huang and David J Edwards, *Millimetre wave antennas for gigabit wireless communications : a practical guide to design and analysis in a system context*, John Wiley & Sons, 2008.
- [29] Nezhad Ahmadi Mohabadi and Mohammad Reza, “Integrated circuit and antenna technology for millimeter-wave phased array radio front-end,” 2010.
- [30] Mamta Agiwal, Abhishek Roy, and Navrati Saxena, “Next generation 5g wireless networks : A comprehensive survey,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 3, pp. 1617–1655, 2016.
- [31] R. W. Jr, *Comparing massive mimo at sub 6 ghz and millimeter wave using stochastic geometry*, Ph.D. thesis, The University of Texas at Austin, 2015.
- [32] Wei Xiang, Kan Zheng, and Xuemin Sherman Shen, *5G mobile communications*, Springer, 2016.
- [33] Giovanni Del Galdo, “Geometry based channel modeling for multi-user mimo systems and applications,” ISLE, 2007.
- [34] Carmen Dandrea, “Massive mimo technologies for 5g and beyond-5g wireless networks,” January 2019.

- [35] Salah Eddine Hajri, *L'amélioration des performances des systèmes sans fil 5G par groupements adaptatifs des utilisateurs*, Ph.D. thesis, 2018.
- [36] Zhouyue Pi and Farooq Khan, "System design and network architecture for a millimeter-wave mobile broadband (mmb) system," in *34th IEEE Sarnoff Symposium*. IEEE, 2011, pp. 1–6.
- [37] Sridhar Rajagopal, "Beam broadening for phased antenna arrays using multi-beam subarrays," in *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. IEEE, 2012, pp. 3637–3642.
- [38] Lorenzo Carlo Pansana et al., "Transmit-receive beamforming for 60 ghz indoor wireless communications," 2010.
- [39] Theodore S Rappaport, Robert W Heath Jr, Robert C Daniels, and James N Murdock, *Millimeter wave wireless communications*, Pearson Education, 2015.
- [40] Kao-Cheng Huang and David J Edwards, *Millimetre wave antennas for gigabit wireless communications : a practical guide to design and analysis in a system context*, John Wiley & Sons, 2008.
- [41] Friedman Tchoffo Talom, *Modélisation déterministe du canal de propagation Indoor dans un contexte Ultra Wide Band*, Ph.D. thesis, 2005.
- [42] Aung Aye, Saw Lin, and Khet Win, "Study on indoor rf propagation model with doppler effect," *International Journal of Scientific and Research Publications (IJSRP)*, vol. 8, 12 2018.
- [43] Nuttapol Prayongpun, *Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation*, Ph.D. thesis, Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2009.
- [44] Saliha Azzedine et al., *Association MIMO et Accès Multiples Avancés pour Réseaux Sans Fil*, Ph.D. thesis, 2018.
- [45] Shu Sun, George R MacCartney, and Theodore S Rappaport, "A novel millimeter-wave channel simulator and applications for 5g wireless communications," in *2017 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. IEEE, 2017, pp. 1–7.
- [46] Shu Sun, "Nyusim user manual," 2017.
- [47] Ahmed Alkhateeb, Omar El Ayach, Geert Leus, and Robert W Heath, "Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 8, no. 5, pp. 831–846, 2014.

Résumé : Les demandes croissantes en matière de trafic de donnée nécessite l'utilisation d'un spectre étendu. L'un des objectifs de la génération 5G, est d'assurer un débit de transmission élevé, l'une des solutions proposées est l'utilisation d'ondes millimétriques comprise entre [30-300GHz] pour accroître la capacité mobile. Le problème majeur de ces ondes est la faible portée d'une communication par conséquent on aura une courte couverture, la solution proposée pour surmonter les difficultés de transmission et améliorer la qualité de signal est l'utilisation de la technologie massive MIMO avec des antennes directives pour réduire les pertes de trajectoire, et augmenter le gain qui assure une continuité d'une liaison.

Le travail réalisé dans ce mémoire est exploratoire et consiste en l'étude d'un canal millimétrique dans la bande de fréquences 28-80GHZ pour extraire les caractéristiques de propagation des ondes dans l'environnement. Ainsi, une étude du pathloss, des conditions météo et l'étude du conditionnement de la matrice du canal a été menée. Aussi, l'étude de l'efficacité spectrale d'une chaîne de communication MIMO massif avec une formation de voies hybride est faite et taux d'erreur a été étudié.

Nous avons généré les coefficients du canal par le logiciel NYUSIM pour évaluer les performances d'une communication à des ondes millimétriques.

Mots clés : 5G, ondes millimétriques, massive MIMO, Path loss, Efficacité spectrale, Formation de voies, NYUSIM.

Abstract: The growing demands for data traffic require the use of an extended spectrum. One of the objectives of the 5G generation is to ensure a high transmission rate. One of the proposed solutions is the use of millimeter waves between [30-300GHz] to increase the mobile capacity. The major problem of these waves is the short range of a communication so we will have a short coverage, the solution proposed to overcome the transmission difficulties and improve the signal quality is the use of massive MIMO technology with directional antennas to reduce path losses, and increase the gain that ensures continuity of a link. The work in this project is exploratory and consists of the study of a millimetric channel in the frequency band 28-80GHZ to extract the propagation characteristics of the waves in the environment. Thus, a study of the path loss, the weather conditions and the study of condition number of the channel matrix was conducted. Also, the study of the spectral efficiency of a Massive MIMO communication channel with a hybrid beamforming is done and error rate has been evaluated. We generated the channel coefficients with the NYUSIM software to evaluate the performance of a millimeter wave communication.

Key words: 5G, millimeter waves, massive MIMO, Path loss, spectral efficiency, beamforming, NYUSIM.

ملخص : تستوجب الطلبات المتزايدة على حركة البيانات استخدام طيف ممتد. أحد أهداف الجيل 5 هو ضمان معدل تدفق مرتفع. أحد الحلول المقترحة هو استخدام الموجات المليمترية بين [30-300 غيغاهرتز] لزيادة سعة القناة. تكمن المشكلة الرئيسية لهذه الموجات في المدى القصير للاتصال، لذا سيكون لدينا تغطية قصيرة، والحل المقترح للتغلب على صعوبات الإرسال وتحسين جودة الإشارة هو استخدام تكنولوجيا MIMO الضخمة مع هوائيات اتجاهية لتقليل خسائر المسار، وزيادة الربح الذي يضمن استمرارية الرابط. العمل في هذا المشروع استكشافي ويتألف من دراسة قناة مليمترية في نطاق التردد 28-80 جيجا هرتز لاستخراج خصائص انتشار الأمواج في البيئة. وهكذا، أجريت دراسة لفقدان المسار، والظروف الجوية، ودراسة حالة مصفوفة القناة. أيضاً، يتم إجراء دراسة الكفاءة الطيفية لقناة اتصال ضخمة MIMO مع تكوين الشعاع المختلط ومعدل الخطأ. لقد أنشأنا معاملات القناة باستخدام برنامج NYUSIM لتقييم أداء اتصال موجة مليمتر.

الكلمات المفتاحية : 5G، موجات المليمتر، MIMO الضخمة، فقدان المسار، الكفاءة الطيفية، تشكيل الشعاع، NYUSIM.

