

Remerciements

Je remercie 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 cette Mémoire, je tiens à remercier chaleureusement tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de mes travaux et à leur adresser mes plus vives et cordiales sympathies.

Je tiens tout d'abord à adresser mes remerciements sincères à Dr Smail Majdoub pour avoir dirigé cette mémoire et m'avoir permis de la réaliser dans les meilleures conditions et 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.

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

je remercie ainsi tout les enseignants et professeurs de département de génie électrique.

Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements à ma famille : Ma mère, et mon mari qui m'ont accompagné, aidé, soutenu et encouragé tout au long de mes études . Les rendre fiers est pour moi un grand accomplissement et c'est ce qui m'a aidé dans les moments difficiles. Je remercie aussi mes frère et ma sœur ainsi que tous mes proches .

Un grand remerciement en particulier à ma mère pour leur patience et leurs soutien affectif et psychologique.

je remercie mon frère Dr Lachabi Abdelhadi pour leur soutien et leur encouragement.

je remercie 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, le fruit de votre travail à moi, la prunelle de mes yeux, que j'ai
perdue. Mon père, que Dieu lui fasse miséricorde*

*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 mon mari qui m'a soutenu dans les moments difficiles et qui a toujours cru en moi.

À ma fil, et ma vie Louiza.

À ma sœur,

Yamna.

*Aucune dédicace, aucun mot ne pourrait exprimer à leur juste valeur la gratitude et
l'amour que je vous porte. C'est avec une immense joie que je vous dédie ce travail.*

YAMINA

Table des matières

Liste des figures	iii
Abréviations	v
Introduction Générale	1
I Généralités sur le canal de communication	3
I.1 Introduction	4
I.2 Généralité sur le canal de propagation	4
I.2.1 Phénomène de réflexion	4
I.2.2 Phénomène de diffusion	5
I.2.3 Phénomène de diffraction	5
I.2.4 Atténuation du signal	6
I.2.5 Phénomène de l'évanouissement	6
I.2.6 Trajets multiples et étalement de retard	7
I.3 Sélectivité du canal de propagation	9
I.3.1 Canal sélectif en temps et en fréquence	9
I.3.2 Bande de cohérence	10
I.3.3 Temps de cohérence	11
I.3.4 Type des canaux à évanouissement	12
I.3.4.1 Canal non sélectif en fréquence à évanouissement lent	12
I.3.4.2 Canal non sélectif en fréquence à évanouissement rapide	12
I.3.4.3 Canal sélectif en fréquence à évanouissement lent	12
I.3.4.4 Canal sélectif en fréquence à évanouissement rapide	12
I.4 Généralité sur les communications mobiles	13
I.4.1 Définition et concept de base	13
I.4.2 Présentation des cellules	14

I.4.3	Division cellulaire	15
I.4.4	Catégories des réseaux mobiles	17
	I.4.4.1 les Catégories des réseaux mobiles	17
I.4.5	GSM (Global System for Mobile Communication	18
I.4.6	Architecture du réseau du GSM	18
I.4.7	Troisième Génération 3G	19
I.4.8	Quatrième Génération 4G	20
I.4.9	Cinquième Génération 5G	21
I.4.10	Architecture du réseau 5G	22
I.5	Conclusion	23
II	Communication en bande millimétrique (mmWave)	24
II.1	Introduction	25
II.2	Modélisation du canal mmWave	25
	II.2.1 Modèle du pathloss	25
	II.2.2 Modèle du canal mm wave	26
	II.2.2.1 Modèle de saleh-valeuzuela (SV)	26
	II.2.2.2 Modèle géométrique	27
II.3	Caractéristiques fondamentales de l'onde mmWave	28
	II.3.1 Une large bande passante	28
	II.3.2 Courte longueur d'onde	28
	II.3.3 Perte de pénétration	29
	II.3.4 Absorption atmosphérique	29
	II.3.5 Atténuation par la pluie	30
	II.3.6 Directivité	31
	II.3.7 Sensibilité au blocage	31
II.4	mmWave dans la 5G+	34
	II.4.1 Définition la 5G	34
	II.4.2 Fonctionnement de la 5G	34
	II.4.2.1 Architectures possibles pour un système 5G	36
II.5	Système MIMO	37
	II.5.1 Modèle de canal MIMO	37
	II.5.1.1 Système cellulaire mmWave	38
	II.5.2 Diversités spatiale et temporelle	40

II.5.2.1	Principe de la diversité	40
II.5.3	Techniques de diversité des antennes	41
II.5.4	Diversité spatiale	41
II.5.4.1	Diversité de polarisation	42
II.5.4.2	Diversité angulaire	42
II.5.4.3	Diversité fréquentielle	42
II.5.4.4	Diversité de trajet	43
II.5.4.5	Diversité temporelle	43
II.5.4.6	Diversité spatio-temporelle	44
II.5.4.7	Diversité transformée	44
II.5.5	Beamforming	44
II.5.5.1	Beamforming numérique	44
II.5.5.2	Beamforming analogique	45
II.5.5.3	Beamforming hybride	45
II.6	Conclusion	46
III	Techniques d'estimation du canal de transmission en mmWave	47
III.1	Introduction	48
III.2	Estimation du canal	49
III.3	Contexte des Systèmes Hybrides Onde Millimétrique Massive MIMO	49
III.4	Précodage et combinaison	49
III.4.1	Avantage et limites	50
III.5	Estimation des canaux avec précodage hybride	51
III.6	Modèle du canal H	52
III.6.1	Méthode proposée pour estimer un canal mmWave à trajet unique	55
III.6.2	D'estimation de canal adaptatif pour les canaux Mm Wave multi-trajets	57
III.7	Resulta de simulation	58
III.8	Conclusion	60
	Conclusions et perspectives	61
	Références bibliographiques	63

Table des figures

I.1	Transmission multi trajets	5
I.2	Principaux mécanismes de propagation à trajets multiples. [4]	8
I.3	Représentation de la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile	10
I.4	Temps de cohérence	11
I.5	Sélectivité de canal de transmission	13
I.6	Division cellulaire et sa forme l'hexagonal	16
I.7	Architecture du réseau GSM.	19
I.8	Architecture du réseau 3G	20
I.9	Architecture du réseau 4G	21
I.10	Architecture du réseau 5G	23
II.1	Représentation schématique du modèle de saleh-valezuela	27
II.2	Atténuation spécifique que de $l'O_2$, de $l'H_2O$ et de la pluie au niveau de la mer	30
II.3	Illustration des longueurs d'onde d'un signal de $60GHz$ et de $3GHz$ par rapport à une goutte de pluie du $2mm$ de diamètre	31
II.4	Atténuation des ondes millimétriques par pluie	32
II.5	Blocage humain de la communication entre un émetteur et le récepteur	33
II.6	Mesure du canal intérieur à $60GHz$ pour NLOS, antennes émettrices et réceptrices ont un gain de 10dB	33
II.7	Spectre des fréquences 5G	35
II.8	Migration graduelle vers une architecture centrée autour de l'utilisateur	36
II.9	Modèle de MIMO	37
II.10	système de MIMO	38
II.11	Architectures possibles d'un réseau cellulaire mmWave	39
II.12	Transmission sur plusieurs intervalles fréquentiels	43

II.13	Transmission sur plusieurs intervalles temporels	44
II.14	Beamforming numérique et analogique en réception	45
II.15	Schéma bloc du beamforming hybride appliqué dans un système mmWave	46
III.1	Architecture hybride de précodage et de combinaison analogique/numérique	50
III.2	Efficacité spectral obtenue pour un canal multi trajet	59

Liste des tableaux

Abréviations

3G	3ème Génération
4G	4ème Génération
5G	5ème Génération
RTC	Réseau Téléphonique Commuté
ABF	Analog Beam Forming
ADC	Analog to Digital Converter
AOA	Angle Of Arrival
AOD	Angle Of Departure
GSM	Global System Mobile
BER	Bite Error Rate
BS	Base Station
TEB	Taux Ereur Binaire
CDF	Cumulative Distribution Function
CI	Close In
CIR	Channel Impulse Reponse
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
IMEI	International Mobile Equipement I Identity
GPP	Génération Partnership Project
GPRS	GPRSSystem
DBF	Digilat Beam Forming
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

NLOS	Non Light Of Sight
NR	New Radio
LTE	Long Terme Evolution
NG,RAN	NexteGénération RadioAccess
UPF	User PlanFunction
PL	Path Loss
PLE	Path Loss Exponent
ERO	European Radiocommunication Office
RF	Radio Frequency
RMS	Root Mean Square
NR	New Radio
FDMA	Frequency Devision Multiple Access
TDMA	Time Devision Multiple Access
SNR	Signal Noise Ration
SVD	Singular Value Decomposition
SV	Saleh Valenzuela
SDN	SofwareDefined Networking
RSB	Rapport Signal Bruit
DBF	Digital BearformingFrequency
ABF	Analog BearformingFrequency
RIF	Réponce ImpulsionnelleFinie
VGA	Variable Gain Amplifer

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. 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 réseaux 5G. Cette nouvelle génération, est en cour 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 pré-codage 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 . 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

GÉNÉRALITÉS SUR LE CANAL DE COMMUNICATION

I.1 Introduction

Ce chapitre décrit de façon générale le milieu de propagation. On sait que la performance de n'importe quel système de communication sans fil est affectée par le milieu de propagation, à savoir les caractéristiques du canal. Par conséquent, il est impératif de comprendre ce qui se passe dans le canal. Le canal de transmission peut être modélisé comme une entité physique qui exécute une opération sur le signal transmis, à partir d'un ensemble de règles bien définies pour produire le signal à la sortie. Un canal de transmission numérique est caractérisé par une probabilité de transition qui détermine la distribution conditionnelle de la sortie compte tenu de l'entrée. Ainsi, il assure le lien entre l'émetteur et le récepteur en permettant le transfert de l'information entre les deux. Pour cela, le canal de transmission joue un rôle majeur dans un système de communication, car il est l'un des obstacles à la transmission fiable de l'information. L'étude de la propagation des signaux se fait généralement à partir de la modélisation du canal de propagation [1]

I.2 Généralité sur le canal de propagation

Le support de propagation de l'onde est désigné par le terme canal, il constitue l'un des facteurs limitatif des performances du système. La propagation des ondes électromagnétiques est tributaire de la configuration du milieu de propagation entre l'émetteur et récepteur. Il s'agit entre autre de la distance, les objets d'environnement, de la fréquence, des antennes et autre. Pour une bonne détection du signal, le récepteur requiert une puissance nominal. On peut regrouper les différentes pertes sous deux rubriques qui sont l'atténuation et les évanouissements. Un canal de propagation est un endroit qui fait passer le signal émit au signal reçue à travers des ondes électromagnétiques par l'utilisation des antennes à l'émission et reception.

I.2.1 Phénomène de 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 réfléchissante, Si elle est petite devant la longueur d'onde dans ce cas le rayon incident est réfléchi en un seul rayonn c'est une réflexion spéculaire. Si elle est grande par rapport à la longueur d'onde, dans ce cas le rayon incident est repartit 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.

I.2.2 Phénomène de diffusion

Le phénomène de diffusion est le cas limite d'une réflexion pour la quelle aucune direction privilégiée ne peut être identifiée.

I.2.3 Phénomène de 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 direction aux fréquences des ondes millimétriques sont néanmoins importants à prendre en compte avec la présence de corps humain. [2]

Ce phénomènes est un événement majeur dans la propagation des signaux pour des communications sans fils en zone urbanisée, ou la vue directe (Line-Of-Sight :LOS) entre émetteur et récepteur est une situation exceptionnelle. Ce sont ces phénomènes de propagation des ondes qui introduisent les multitrajets du signal, qui sont illustré sur la figure I.1.

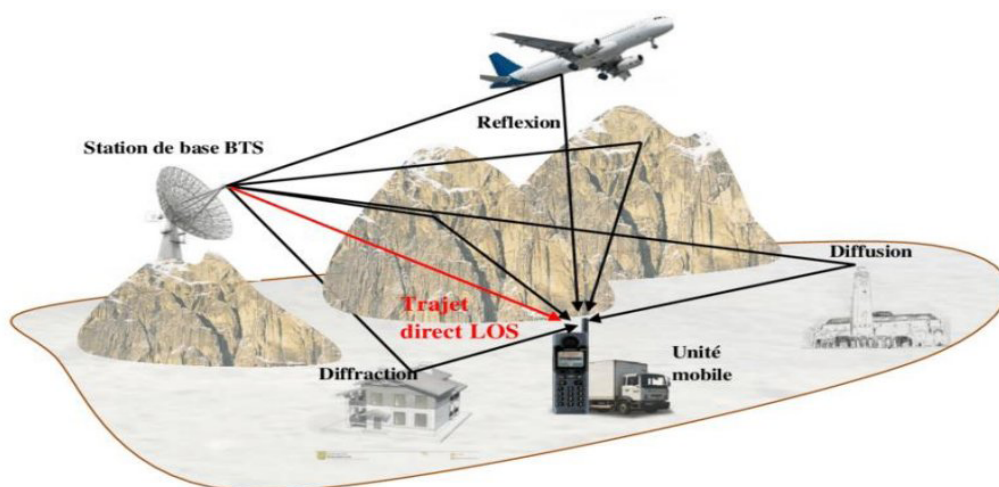


Figure I.1 — Transmission multi trajets

I.2.4 Atténuation du signal

Lorsque l'émetteur est suffisamment éloigné du récepteur ou en présence d'obstacle (montage forêt bâtiment....), La puissance de signal reçu est atténuée. On parle d'évanouissement à grande échelle qui traduit les fluctuations de la puissance reçu sur une grande distance ou sur l'intervalle du temps suffisamment grand. La fluctuation de la puissance du signal reçu à travers une propagation dans l'espace libre d'une distance d et son expression en fonction de la puissance d'émission P_{em} et de la forme :

$$P_r = \alpha d^{-v} P_{em} \quad (I.1)$$

ou α : un paramètre englobant trois autres facteurs.

v : est exposant d'atténuation liée à la distance calculée de manière empirique lors de la mesure pratique sur le terrain.

I.2.5 Phénomène de l'évanouissement

L'évanouissement désigne une forme de perte qui n'est pas attribuée à la distance mais plutôt aux phénomènes d'interférences. C'est le cas lorsque la perte, lié à la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur, et relativement négligeable devant ce phénomène dit à petit échelle. le phénomène d'interférences est causé par superposition de signaux différents, cette position est généralement due, dans le cas de système mono- antenne aux phénomènes de trajets multiples propre au liaison radio par présence d'obstacles qui font que le signal émis à un instant donné prenant plusieurs chemins possibles arrive à différents instants. Chaque trajet est représenté par une amplitude, une phase est un retard. Pour caractériser le canal d'impulsion est émise et l'on observe le signal reçu appelé réponse impulsionnelle du canal.

Étant donnée le caractère aléatoire de ces signaux, l'amplitude et la phase du signal résultants varient dans le temps et dans l'espace en fonction de la réponse impulsionnelle du canal et de la période d'émission des signaux ou encore le débit de transmission.

Pour modéliser le canal, nous sommes amenés à considérer le milieu de propagation puis l'émetteur et le récepteur. Le comportement de l'environnement ou la nature du canal dépend essentiellement de débit de transmission qui définit la durée d'un symbole et la vitesse de déplacement de récepteur ou de émetteur. Le débit de transmission comparé au paramètre du canal permet d'apprécier la sélectivité du canal. La mobilité du récepteur engendre l'effet doppler dont l'incidence est lié au rapport entre la vitesse du récepteur et

longueur d'onde du signal.

I.2.6 Trajets multiples et étalement de retard

Dans un système sans fil, un récepteur peut capter le même signal provenant de multiples trajets différents selon plusieurs mécanismes cause par l'interaction de l'onde avec des objets, puisque les signaux transmis peuvent se réfléchir sur une surface comme le sol, les bâtiments. 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, c'est une somme de tous les trajets arrivants au récepteur et cette somme peut être constructive ou bien destructive.

La propagation dans l'espace libre se produit sur une ligne directe comme la propagation de la lumière en absence d'obstacle. Cependant, dans un environnement urbain, à cause de la rugosité des murs, les phénomènes d'évanouissements à petite et à grande échelles sont présents dans le canal. De plus, la dispersion temporelle et la variation à petite échelle causés par le phénomène de propagation à trajets multiples sont présents. La transmission d'un signal se fait généralement en empruntant, en plus d'un trajet direct, d'autres trajets de propagation. Le nombre de ces trajets est variable. Ces trajets sont caractérisés par différents effets suivant la nature de l'interaction entre l'onde et les éléments de l'environnement. Le signal reçu au niveau du récepteur suit une distribution statistique, résultant de la combinaison de tous les signaux reçus par les trajets multiples qui varient en amplitude, en phase et dans le temps. Ces signaux subissent un affaiblissement et arrivent au récepteur avec un retard lié à la longueur du trajet de propagation. Plus particulièrement, dans un milieu urbain, un trajet en visibilité directe (line of sight, LOS) n'est pas toujours disponible. Dans ce cas, les trajets à visibilité indirecte (non line of sight, NLOS) permettent la communication radio. La figure 1.3 illustre le concept de propagation par trajets multiples, ainsi que les principaux phénomènes de propagation dans la sou milieu urbain. La figure 2.2 illustre le concept de propagation par trajets multiples, ainsi que les principaux phénomènes de propagation dans la mine souterraine. [3]

- Réflexion par de grands obstacles : la réflexion de l'onde électromagnétique du signal se produit lorsqu'elle rencontre une surface lisse dont les dimensions sont grandes par rapport à la longueur d'onde du signal. Selon l'application envisagée, ces obstacles peuvent être considérés comme un avantage ou un inconvénient. Par exemple, lorsque l'émetteur et le récepteur sont en vue directe (LOS), la réflexion peut perturber la liaison. Cependant,

dans le cas du canal NLOS, la réflexion assurent la continuité de la liaison. Dispersion par de petits obstacles : la dispersion de l'onde se produit lorsqu'elle rencontre un obstacle dont les dimensions sont petites par rapport à la longueur d'onde du signal. [4]

- Diffusion : la diffusion de l'onde se produit lorsqu'elle entre en collision avec une surface dont les dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde du signal. Ce phénomène engendre la diffusion de l'onde dans plusieurs directions.

- Diffraction : la diffraction se produit lorsque l'onde électromagnétique heurte une arête d'un corps volumineux dont les dimensions sont grandes par rapport à la longueur d'onde du signal. Ce phénomène cause l'apparition d'ondes secondaires.

L'énergie transmise par ces sources permet au signal de se propager dans les zones d'ombres. C'est ce qui explique l'arrivée d'ondes radio au niveau du récepteur en l'absence de visibilité directe et en présence de perturbation causées par les autres types d'interactions. [4]

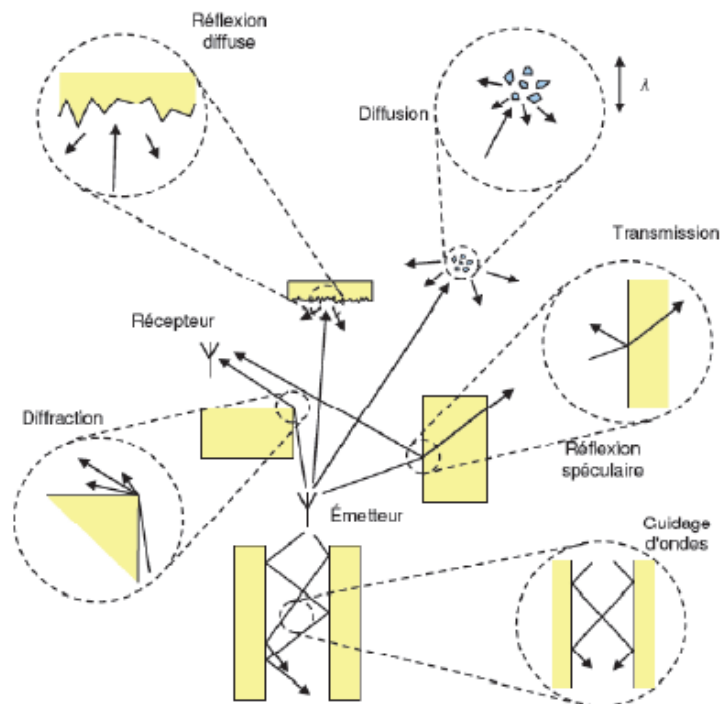


Figure I.2 — Principaux mécanismes de propagation à trajets multiples. [4]

Étalement 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.

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

La géométrie de l'environnement de propagation

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 faisceaux plus larges peuvent ne pas être efficaces sur de plus longues distances.

I.3 Sélectivité du canal de propagation

I.3.1 Canal sélectif en temps et en fréquence

L'évanouissement peut être exprimé en fonction de la distance de plus, la notion de mobilité du récepteur fait aussi appel à la notion du temps. Ainsi le canal est caractérisé par sa réponse à une impulsionnelle cet impulsion est reçue avec un décalage caractérisant le retard temporel ou fréquentiel qui pourrait causé des interférences entre les différents symboles à la réception. Si le gain du canal est constant et qui affecte la phase du signal à la réception d'un angle constant, la réponse impulsionnelle qui le caractérise est également variable dans le temps et permet d'évaluer l'influence des trajets multiples du canal sur un système de transmission. La réponse impulsionnelle est une fonction à la fois de la variable t , qui représente la variation du temps par rapport à une valeur de référence choisie, et de la variable τ qui représente le retard des trajets multiples du canal pour une valeur fixée de t . Si on observe la réponse impulsionnelle d'un canal, il est possible de différencier les différents trajets ainsi que l'amplitude relative de chaque trajet comme le montre la figure I.3 : [5] Le signal reçu est une somme de tous les signaux transmis ; il est donné par la convolution du signal transmis et de la réponse impulsionnelle du canal. L'équivalent en bande de base de la réponse impulsionnelle du canal est :

$$h(\tau, t) = \sum_k a_k(t) e^{2\pi f_c t_k(t)} \delta(t - \tau_k(t)) \quad (I.2)$$

Si chaque trajet caractérisé par son retard τ_i et sa puissance P_i le retard moyen sur T trajet est donné par :

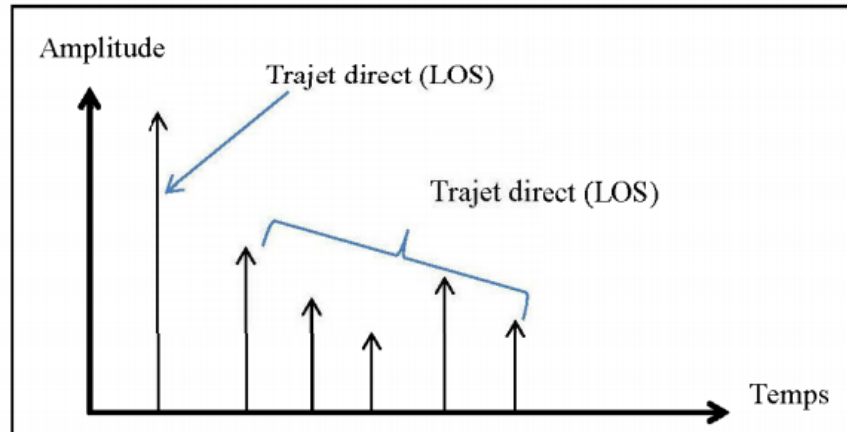


Figure I.3 — Représentation de la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^T P_i \tau_i}{\sum_{i=1}^T P_i} \quad (I.3)$$

L'étalement temporel de la réponse impulsionnelle du canal a pour écart type :

$$\sigma_r = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (I.4)$$

avec :

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{i=1}^T P_i \tau_i^2}{\sum_{i=1}^T P_i} \quad (I.5)$$

I.3.2 Bande de cohérence

Par définition la bande de cohérence est la bande de fréquence à l'intérieur de la quelle canal radio est considéré plat dans le domaine fréquentiel, il y a principalement, deux formules utilisés pour le calcul de la largeur bande de cohérence à partir de la dispersion moyenne du retard : [6]

$$B_C = \frac{1}{\alpha \sigma_t} \quad (I.6)$$

La valeur de B_c est généralement fonction de la corrélation fréquentielle. En particulier si on a une corrélation en amplitude $\rho_c(\text{le seuil}) = 50\%$ alors l'équation (1.6) devient :

$$B_C = \frac{1}{5\sigma_t} \quad (I.7)$$

I.3.3 Temps de cohérence

La cohérence temporelle T_c est le paramètre dual de l'étalement doppler dans le domaine temporel. Le temps de cohérence T_c de canal de propagation présente la durée pendant laquelle les caractéristiques du canal restent quasiment constant. Lorsque T_c est supérieur au temps symbole T_s le canal est dit "peu fluctuant", dans le cas contraire, le canal "fluctue" rapidement. Si le signal est émis en un train d'information constitué de blocs qui peuvent être définis par une durée T_s et une largeur de bande B_c l'étalement temporel ou le retard maximal T de la réponse impulsinnelle du canal permis de considéré deux cas possibles d'interaction de l'onde avec l'environnement : [7]

- le cas ou le retard T est négligeable devant la durée d'émission T_s des blocs émis : l'étalement temporel du canal est sans conséquence sur le système. Dans le domaine fréquentielle $B_s < B_c$ le canal dit non sélectif en fréquence ou flat fandig. Dans notre exemple, le troisième et le quatrième signal sont affectés différemment figure (I.4). [8]

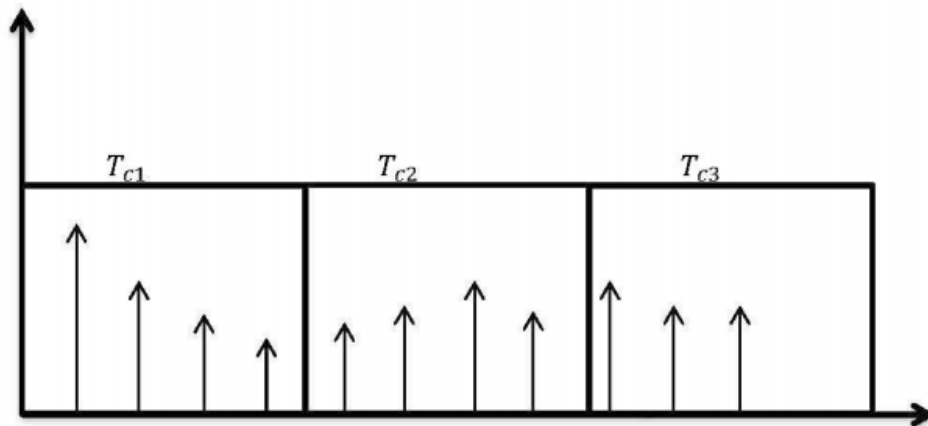


Figure I.4 — Temps de cohérence

- l'expression algébrique de la réponse impulsinnelle du canal présente sous la forme d'un train d'impulsion d'amplitude différentes correspondant aux différents trajets, dont le trajet direct. L'expression mathématique dans ce cas est donnée par :

$$h(t, \tau) = \sum_{j=1}^L \alpha_j(t) \sigma(t - \tau_j) \quad (\text{I.8})$$

ou $\alpha_j(t)$ et τ_j désigne l'amplitude complexe et le retard de j eme trajet. Les coefficients $\alpha(t)$ ne sont pas liés et montrent que les différents composantes de $h(t, T)$ s'évanouissent de manière indépendante. [7]

I.3.4 Type des canaux à évanouissement

Le phénomène de sélectivité a permis de répertorier deux types de canaux pour une transmission donnée : canal sélectif en fréquence et canal non sélectif en fréquence. L'effet doppler indépendamment de la sélectivité du canal agit sur la rapidité ou non d'évanouissement. Par combinaison de ces deux phénomènes, on répertorie quatre type de canaux :

I.3.4.1 Canal non sélectif en fréquence à évanouissement lent

Communément connu sur la terminologie flat slow fading ou frequency non sélective slow fading. La largeur du bande non cohérence du canal est supérieur à la largeur de bande de fréquence du signal et de temps de cohérence du canal est supérieur à la durée du signal.

I.3.4.2 Canal non sélectif en fréquence à évanouissement rapide

Appelé en anglais frequency non-sélective fast fading ou flat fast fading : la largeur de bande de cohérence est supérieur à la largeur de bande de signal mais le temps de cohérence est inférieur à la durée de signal.

I.3.4.3 Canal sélectif en fréquence à évanouissement lent

Connu sur la terminologie frequency sélective slow fading : la largeur de bande de cohérence est inférieur à la largeur de bande de signal mais le temps de cohérence est supérieur à la durée de signal.

I.3.4.4 Canal sélectif en fréquence à évanouissement rapide

Connu sur la terminologie frequency sélective fast fading : la largeur de bande de cohérence est inférieur à la largeur de bande du signal mais le temps de cohérence est inférieur à la durée du signal. la figure 1.5 résume les sélectivités des canaux. [9]

ou T_c est l'espace temporel nécessaire entre différentes versions d'un même signal pour que celle-ci soit d'corrélées.

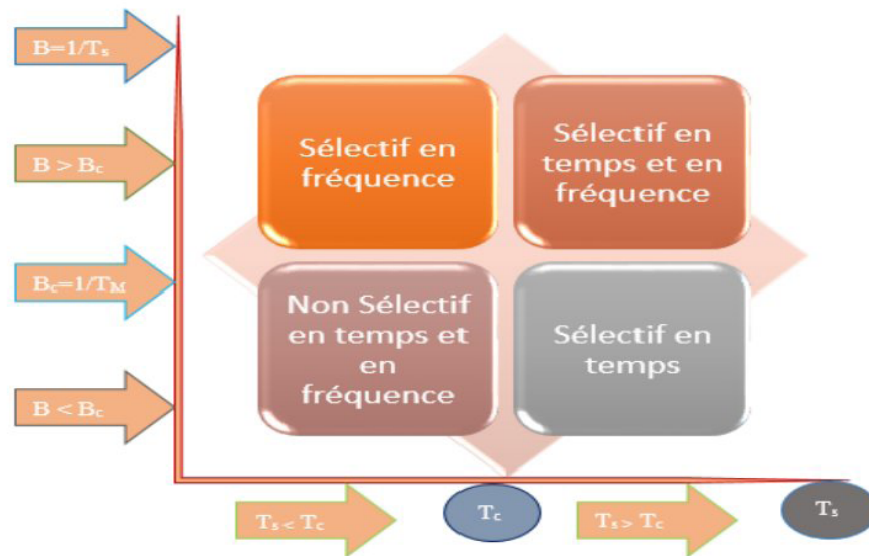


Figure I.5 — Sélectivité de canal de transmission

I.4 Généralité sur les communications mobiles

I.4.1 Définition et concept de base

Par définition, un réseau mobile est un système de réseau téléphonique qui fonctionne grâce à des fréquences formant un spectre hertzien. Ce réseau permet à des millions d'utilisateurs de téléphoner en même temps tout en étant en mouvement, sans aucune contrainte d'immobilité. Le premier réseau mis en service était déjà basé sur le concept de motif cellulaire, concept défini au sein des laboratoires « Bell Labs » au début des années 1970. Cette technique est une composante technologique clé des réseaux mobiles car elle permet de réutiliser les ressources du réseau d'accès radio sur plusieurs zones géographiques données appelées cellule. À une cellule est ainsi associée une ressource radio (une fréquence, un code...) qui ne pourra être réutilisée que par une cellule située suffisamment loin afin d'éviter tout conflit intercellulaire dans l'utilisation de la ressource. Conceptuellement, si une cellule permet d'écouler un certain nombre d'appels simultanés, le nombre total d'appels pouvant être supportés par le réseau peut être contrôlé en dimensionnant les cellules selon des tailles plus ou moins importantes. Ainsi, la taille d'une cellule située en zone urbaine est habituellement inférieure à celle d'une cellule située en zone rurale. Les réseaux mobiles sont tous basés sur ce concept de cellule, c'est pourquoi ils sont aussi appelés réseaux cellulaires. [10]

I.4.2 Présentation des cellules

Une cellule est contrôlée par un émetteur/récepteur appelé station de base, qui assure la liaison radio avec les terminaux mobiles sous sa zone de couverture. La couverture d'une station de base est limitée par plusieurs facteurs, notamment

- La puissance d'émission du terminal mobile et de la station de base ;
- La fréquence utilisée ;
- Le type d'antennes utilisé à la station de base et au terminal mobile ;
- L'environnement de propagation (urbain, rural, etc.) ;
- La technologie radio employée.

Une cellule est communément représentée sous la forme d'un hexagone ; en effet, l'hexagone est le motif géométrique le plus proche de la zone de couverture d'une cellule qui assure un maillage régulier de l'espace. Dans la réalité, il existe bien entendu des zones de recouvrement entre cellules adjacentes, qui créent de l'interférence intercellulaire. On distingue plusieurs types de cellules en fonction de leur rayon de couverture, lié à la puissance d'émission de la station de base, et de leur usage par les opérateurs.

- Les cellules macro sont des cellules larges, dont le rayon est compris entre quelques centaines de mètres et plusieurs kilomètres. Les cellules macro couvrent l'ensemble d'un territoire de manière régulière et forment ainsi l'ossature de la couverture d'un réseau mobile. Elles sont contrôlées par des stations de base macro dont la puissance est typiquement de 40 W (46 dBm) pour une largeur de bande de 10 MHz. Leurs antennes sont placées sur des points hauts, comme des toits d'immeubles ou des pylônes.

- Les cellules micro sont des cellules de quelques dizaines à une centaine de mètres de rayon, destinées à compléter la couverture des cellules macro dans des zones denses ou mal couvertes. Les stations de base associées sont appelées des stations de base micro et leur puissance est de l'ordre de 10 W (40 dBm). Leurs antennes sont typiquement placées sous le niveau des toits, généralement en façade de bâtiments.

Les cellules pico poursuivent le même but que les cellules micro, mais sont associées à des puissances plus faibles, de l'ordre de 0,25 à 5 W (24 à 37 dBm). Elles peuvent notamment servir à couvrir des hot spots, ou de grandes zones intérieures (indoor), tels que des aéroports ou des centres commerciaux. Les antennes des stations de base pico peuvent être placées comme celles des stations de base micro, ou au plafond ou contre un mur à l'intérieur des bâtiments.

- Les cellules femto sont de petites cellules d'une dizaine de mètres de rayon, principa-

lement destinées à couvrir une habitation ou un étage de bureaux. Elles sont associées à des puissances faibles, de l'ordre d'une centaine de mW (20 dBm), et sont généralement déployées à l'intérieur des bâtiments.

I.4.3 Division cellulaire

Les réseaux de première génération possédaient des cellules de grande taille (50 [km] de rayon) au centre desquelles se situait une station de base (antenne d'émission). Au tout début, ce système allouait une bande de fréquences de manière statique à chaque utilisateur qui se trouvait dans la cellule qu'il en ait besoin ou non. Ce système ne permettait donc de fournir un service qu'à un nombre d'utilisateurs égal au nombre de bandes de fréquences disponibles. La première amélioration consiste à allouer un canal à un utilisateur uniquement à partir du moment où celui-ci en avait besoin permettant ainsi d'augmenter statistiquement le nombre d'abonnés, étant entendu que tout le monde ne téléphone pas en même temps. Mais ce système nécessitait toujours des stations mobiles de puissance d'émission importante (8 [W]) et donc des appareils mobiles de taille et de poids conséquents. De plus, afin d'éviter les interférences, deux cellules adjacentes ne peuvent pas utiliser les mêmes fréquences. Cette organisation du réseau utilise donc le spectre fréquentiel d'une manière sous-optimale. C'est pour résoudre ces différents problèmes qu'est apparu le concept de cellule. Le principe de ce système est de diviser le territoire en de petites zones, appelées cellules, et de partager les fréquences radio entre celles-ci. Ainsi, chaque cellule est constituée d'une station de base (reliée au Réseau Téléphonique Commuté, RTC) à laquelle on associe un certain nombre de canaux de fréquences à bande étroite, sommairement nommés fréquences. Comme précédemment, ces fréquences ne peuvent pas être utilisées dans les cellules adjacentes afin d'éviter les interférences⁴. Ainsi, on définit des motifs, aussi appelés clustre, constitués de plusieurs cellules, dans lesquels chaque fréquence est utilisée une seule fois. C'est pour quoi l'utilisation d'un téléphone portable (portatif) n'est donc possible que sur la totalité de la surface d'une cellule rurale, La figure 1.6 présente la division cellulaire et sa forme hexagonale. [11]

Graphiquement, on représente une cellule par un hexagone car cette forme approche celle d'un cercle. Cependant, en fonction de la nature du terrain et des constructions, les cellules n'ont pas une forme circulaire. De plus, afin de permettre à un utilisateur passant d'une cellule à une autre de garder sa communication, il est nécessaire que les zones de couverture se recouvrent de 10 à 15%, ce qui renforce la contrainte de ne pas avoir une

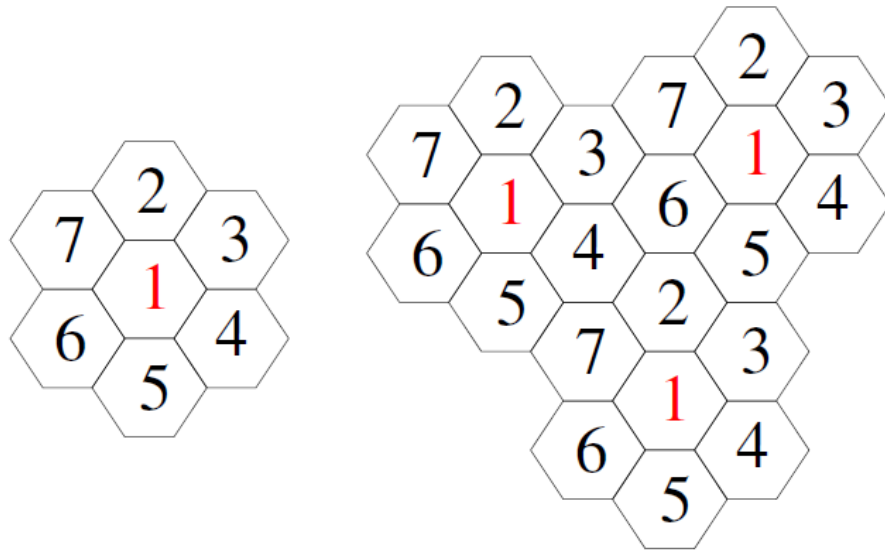


Figure I.6 — Division cellulaire et sa forme l'hexagonale
[11]

même bande de fréquences dans deux cellules voisines. Pour éviter les interférences à plus grande distance entre cellules utilisant les mêmes fréquences, il est également possible d'asservir la puissance d'émission de la station de base en fonction de la distance qui la sépare de l'utilisateur. Le même processus du contrôle de la puissance d'émission est également appliqué en sens inverse. En effet, pour diminuer la consommation d'énergie des mobiles et ainsi augmenter leur autonomie, leur puissance d'émission est calculée en fonction de leur distance à la station de base. Grâce à des mesures permanentes entre un téléphone mobile et une station de base, les puissances d'émission sont régulées en permanence pour garantir une qualité adéquate pour une puissance minimale.

En résumé, une cellule se caractérise :

- par sa puissance d'émission nominale ce qui se traduit par une zone de couverture à l'intérieur de laquelle le niveau du champ électrique est supérieur à un seuil déterminé,

- par la fréquence de porteuse utilisée pour l'émission radio-électrique et - par le réseau auquel elle est interconnecter. Il faut noter que la taille des cellules n'est pas la même sur tout le territoire. En effet, celle-ci dépend :

- du nombre d'utilisateurs potentiels dans la zone, de la configuration du terrain (relief géographique, présence d'immeubles, . . .), de la nature des constructions (maisons, buildings, immeubles en béton, . . .) et de la localisation (rurale, suburbaine ou urbaine) et donc de la densité des constructions. Ainsi, dans une zone rurale où le nombre d'abonnés est faible et le terrain relativement plat, les cellules seront plus grandes qu'en ville où

le nombre d'utilisateurs est très important sur une petite zone et où l'atténuation due aux bâtiments est forte. Un opérateur devra donc tenir compte des contraintes du relief topographique et des contraintes urbanistiques pour dimensionner les cellules de son réseau.

I.4.4 Catégories des réseaux mobiles

L'histoire de réseaux mobile est jalonnée par trois étapes principaux au quelle on donne couramment le non de génération. On parle la première, la deuxième, la troisième, quatrième et cinquième génération de réseaux mobiles, généralement abrégé respectivement 1G, 2G, 3G, 4G et 5G. L'évolution de ses techniques est guidée par la volonté d'accroître la capacité ainsi que le débit offert par le système dans une bande de fréquence restreinte. En effet, les fréquences sont des ressources très rares car convoitées par de multiple application (Télévision, radio, faisceau hertzien, liaison satellite, réseaux privée, communication militaire, etc...).

I.4.4.1 GSM (Global System for Mobile Communication)

Le GSM est une norme établie en commun par les opérateurs européens depuis 1982, ayant pour objectif le développement d'un système de téléphonie mobile permettant des communications outre-mer. Il s'agit d'un standard de téléphonie de deuxième génération (2G) où les communications fonctionnent selon un mode entièrement numérique. La communication en Europe se fait par une bande passante qui utilise les bandes de fréquences 900 MHz et 1800 MHz, et d'autre part aux États-Unis, la gamme de fréquences utilisée est de 1900 MHz. Ainsi, on qualifie de tri-bande les téléphones portable pouvant fonctionner en Europe et aux États-Unis et de bi-bande ceux fonctionnant uniquement en Europe. La norme GSM autorise un débit maximal de 9.6 Kbps, ce qui permet de transmettre la voix ainsi les données numériques de faible volume comme SMS et MMS. En industrie, le GSM est utilisé pour la commande, le contrôle et la télésurveillance des machines via l'émission et la réception de messages SMS. Le GSM se distingue par plusieurs spectres, le premier est l'aspect numérique du réseau, qui offre une qualité supérieure grâce à sa résistance aux interférences. [12]

I.4.5 Synthèse des principales caractéristiques du GSM

La norme GSM prévoit que la téléphonie mobile par GSM occupe deux bandes de fréquences aux alentours des 900 [MHz] :

la bande de fréquence 890 - 915 MHz pour les communications montantes (du mobile vers la station de base) et la bande de fréquence 935-960 MHz pour les communications descendantes (de la station de base vers le mobile). Comme chaque canal fréquentiel utilisé pour une communication a une largeur de bande de 200 kHz, cela laisse la place pour 124 canaux fréquentiels à répartir entre les différents opérateurs. Mais, le nombre d'utilisateurs augmentant, il s'est avéré nécessaire d'attribuer une bande supplémentaire aux alentours des 1800 [MHz]. On a donc porté la technologie GSM 900 [MHz] vers une bande ouverte à plus haute fréquence. C'est le système DCS-1800 (Digital Communication System) dont les caractéristiques sont quasi identiques au GSM en termes de protocoles et de service. Les communications montantes se faisant alors entre 1710 et 1785 [MHz] et les communications descendantes entre 1805 et 1880 [MHz]. Connaissant les différents canaux disponibles, il est alors possible d'effectuer un multiplexage fréquentiel, appelé Frequency Division Multiple Access (FDMA), en attribuant un certain nombre de fréquences porteuses par station de base. Un opérateur ne dédie pas pour autant une bande de fréquences par utilisateur, car cela conduirait à un gaspillage de ressources radio étant donné qu'un utilisateur émet par intermittence. De plus, avec un tel système, si une source parasite émet un bruit à une fréquence bien déterminée, le signal qui se trouve dans la bande de fréquence contenant le parasite sera perturbé. Pour résoudre ces problèmes, on combine le multiplexage en fréquence à un multiplexage temporel (appelé Time Division Multiple Access ou TDMA) consistant à diviser chaque canal de communication en trames de 8 intervalles de temps (dans le cas du GSM). Pour être complet, signalons qu'il existe encore une autre technique de multiplexage appelé Code Division Multiple Access (CDMA), utilisée dans la norme américaine IS-95 ou promue pour l'UMTS. Ainsi, avec le TDMA, il est par exemple possible de faire parler huit utilisateurs l'un après l'autre dans le même canal. On multiplie donc le nombre de canaux disponibles par unité de temps par huit. [12]

I.4.6 Architecture du réseau du GSM

L'architecture d'un réseau GSM peut être divisée en trois sous-systèmes :

- Le sous-système radio contenant la station mobile, la station de base et son contrôleur.
- Le sous-système réseau ou d'acheminement.

- Le sous-système opérationnel ou d'exploitation et de maintenance.

Les éléments de l'architecture d'un réseau GSM sont repris sur le schéma de la figure 1.7. Le Mobile équipement est identifié (exclusivement) à l'intérieur de n'importe quel réseau GSM par l'International Mobile Equipment Identity (IMEI). Les terminaux GSM sont divisés en cinq classes en fonction de leur puissance maximale de transmission sur le canal radio, qui varie entre un maximum de 20 Watt et un minimum de 0.8 watt. Les réseaux de téléphonie mobile ont subi une transformation profonde en passant de la deuxième génération (2G) (communication vocale), à la troisième génération (3G) (communication vocale et transfert de données), puis à la quatrième génération (4G) (communication et transfert haut débit). [13]

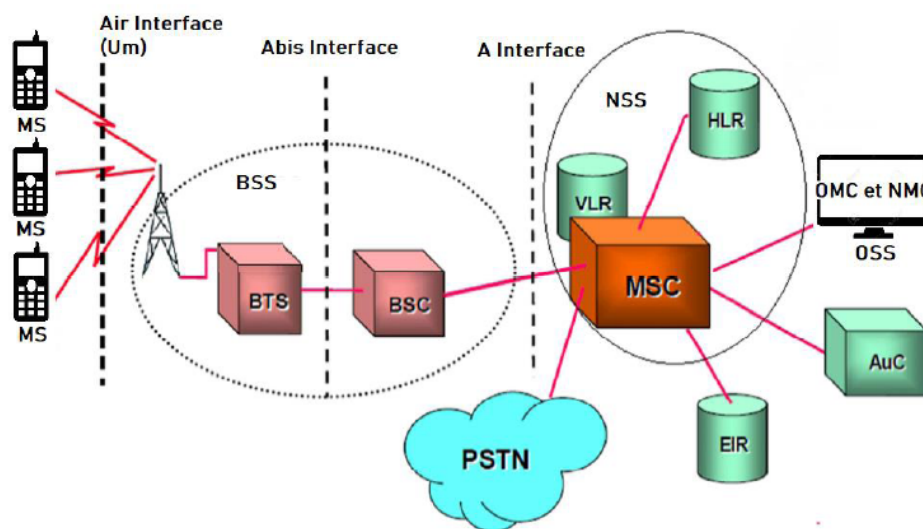


Figure I.7 — Architecture du réseau GSM.

Les systèmes mobiles comptent déjà un certain nombre d'évolution. Dans cette section, nous présentons ces différentes générations de réseaux mobiles.

I.4.7 Troisième Génération 3G

La troisième génération de réseaux mobiles (3G) regroupe deux familles de technologies ayant connu un succès commercial : l'UMTS (Universel Mobile Télécommunications System), issu du GSM et largement déployé autour du globe, et le CDMA 2000, issu de l'IS-95 et déployé principalement en Asie et en Amérique du Nord. Les interfaces radio de ces deux familles reposent sur des caractéristiques techniques proches, notamment un schéma d'accès multiples à répartition par les codes (CDMA). La 3G est caractérisée par la volonté des industriels de télécommunications de définir une norme au niveau mondial.

Les enjeux étaient d'offrir une itinérance globale aux utilisateurs, mais également de réduire les coûts unitaires des terminaux mobiles et des équipements de réseau grâce aux économies d'échelle. Dans cette perspective, ces entreprises, en particulier celles issues du monde GSM, se sont regroupées au sein du consortium 3 GPP. Cette démarche aboutit à l'élaboration de la norme UMTS à la fin des années 1990. Cette première version de la norme est appelée Release 99. Les innovations associées au système UMTS ont principalement trait au réseau d'accès, celui-ci s'interférant avec le réseau cœur GPRS. Les objectifs de l'UMTS étaient d'accroître la capacité du système pour le service voix mais surtout d'améliorer le support des services de données. La différence majeure avec le GSM vient de l'interface radio. Celle-ci repose sur l'étalement de spectre à séquence directe. Comme présente dans la figure 1.8, l'architecture du réseau 3G :

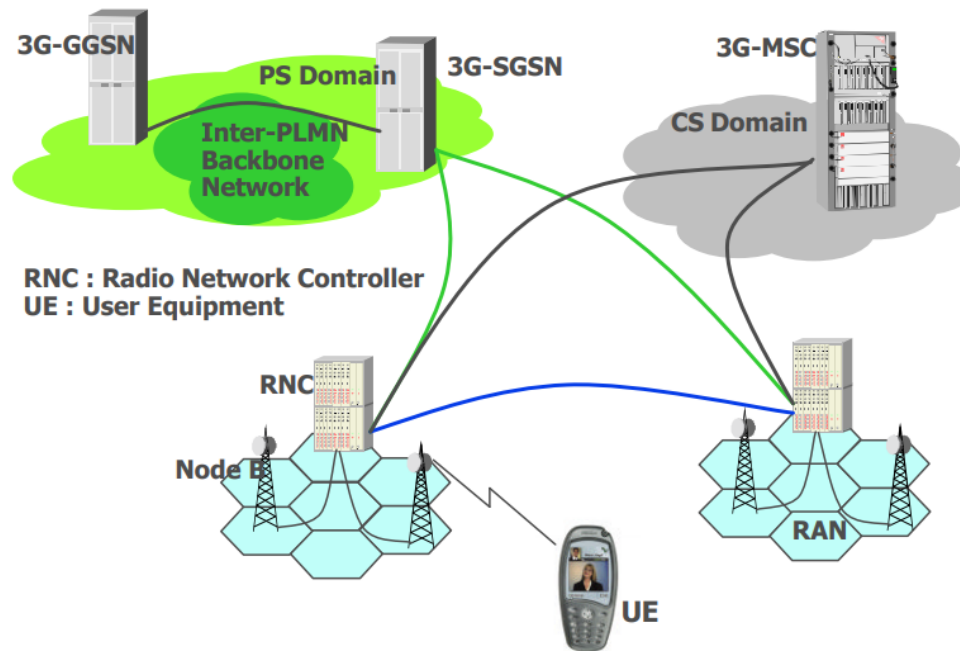


Figure 1.8 — Architecture du réseau 3G

I.4.8 Quatrième Génération 4G

En 2009, des débits de transferts des données beaucoup plus importants ceux de la 3G en pu être atteints avec la définition de la 4G permettant les appels vidéos et le transfert de fichier beaucoup plus volumineux. 4G constitué la quatrième génération des technologies de téléphone mobile. Elle repose sur la nouvelle norme (LTE) ou (Long Terme Evolution), et succède directement à la technologie 3G et à la 3G+ utilise une technique qui s'appel OFDM (orthogonal frequency division multiplexing). Cette technique permet

de lutter contre les canaux sélectifs en fréquence en permettant une égalisation de faible complexité. Cependant, le réseau 4G ne peut pas répondre à la demande croissante du nombre d'objet connectés. C'est pourquoi l'industrie du téléphone mobile a choisi de développer le réseaux de cinquième génération (5G) pour fournir une solution technique au problème que rencontre la 4G aujourd'hui. La figure 1.9 représente l'architecture du réseau 4G. [13]

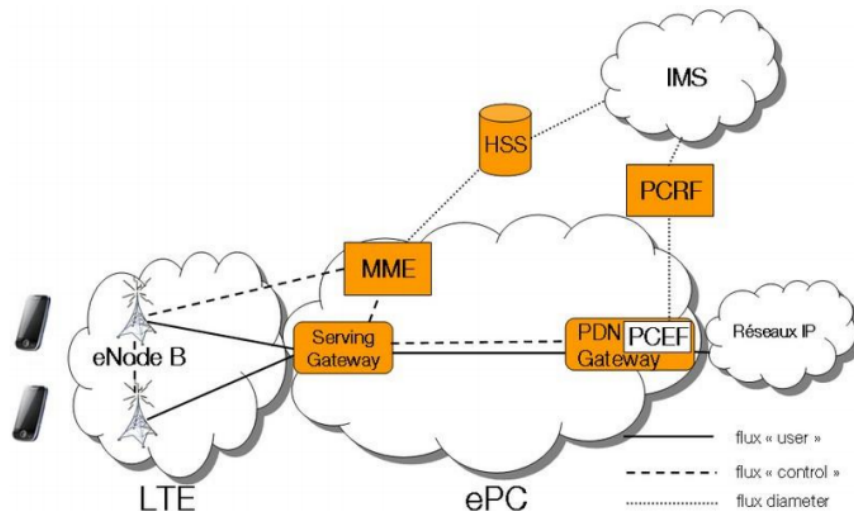


Figure 1.9 — Architecture du réseau 4G

I.4.9 Cinquième Génération 5G

La 5G est la première génération de téléphone mobile à être conçue pour des cas d'usage autres que la voix et la donnée. Elle est annoncée commercialement pour 2020. 5G prévoit ainsi des débits jusqu'à 10 fois supérieurs à la 4G notamment pour les applications très haute débit (eMBB), une latence (temps de réponse) de l'ordre de la milliseconde, soit 10 fois mieux que la 4G, pour les applications critique (uRLLC), et un nombre accru d'objets connectés pour l'internet des objets (mMTC). La 5G disposera d'une gamme élargie pour son déploiement : elle pourra réutiliser le spectre déjà alloué pour la téléphone mobile, notamment les bandes passe autour de 1GHZ , pour assurer une bonne couverture et se verra également attribué de nouvelles bandes de fréquences notamment dans la bande millimétrique, utilisé pour la première fois pour des services grand public, qui permettront d'augmenter la capacité. [14]

La 5G utilisera comme la 4G de l'OFDMA mais avec beaucoup plus de flexibilité et de souplesse dans le découpage en temps et en fréquence pour permettre de servir des

utilisateurs aux contraintes très variées.

Les cas d'usage de la 5G se définissent selon les trois catégories suivantes

- L'eMBB pour enhanced Mobile Broad Band, c'est-à-dire des communications mobiles ultra haut débit. Cet usage se trouve dans la continuité des précédentes générations de téléphonie mobile et permet de répondre à l'augmentation exponentielle de l'utilisation des données mobiles. Les applications de cette catégorie sont typiquement des flux vidéo de qualité de plus en plus grande et aussi des applications de réalité virtuelle et augmentée. L'objectif est donc de pouvoir répondre à une demande toujours plus grande en termes de quantité de données et de vitesse de transfert.

- Le mMTC pour massive Machine Time Communication, c'est-à-dire les communications entre objets. L'internet des objets rentre dans cette catégorie. Il s'agit dans cette catégorie de pouvoir gérer un nombre très important de connexions (jusqu'à un million par kilomètre carré). La quantité de données à transmettre par communication est en général limitée et la rapidité de transfert peu contraignante. Un domaine d'application typique est la ville intelligente avec des réseaux de capteurs pour gérer différents services.

- L'uRLLC pour ultra Reliable Low latency Communication, c'est-à-dire les communications dites critiques, pour lesquelles la fiabilité et le temps de réponse sont primordiaux. L'application phare de cette catégorie est le véhicule autonome mais les communications des services de sécurité et d'urgence sont également concernées. Il ne doit pas y avoir d'échec ou de coupure de communication et la transmission doit être le plus rapide possible.

I.4.10 Architecture du réseau 5G

Les stations de base sont soit des gNB fournissant des terminaisons de protocoles du plan utilisateur et du plan de contrôle, soit des ng-eNB. Les gNB sont les stations de base 5G natives supportant les fonctionnalités radio 5G par défaut alors que les stations de base ng-eNB sont des stations de base 4G mises à niveau pour supporter les services radio 5G dans le but d'assurer une migration progressive entre les deux standards. Les stations gNB et ng-eNB sont interconnectées via l'interface Xn. L'ensemble de ces stations constitue le réseau d'accès de nouvelle génération (NG-RAN, Next Generation-Radio Access Network). L'interconnexion des gNB et ng-eNB avec le réseau cœur (5GC, 5G Core) se fait avec les fonctions réseau AMF (Access and Mobility Management Function) et UPF (User Plane Function) du cœur à travers l'interface NG. Comme la montre la figure 1.10 architecture

du réseau 5G. [14]

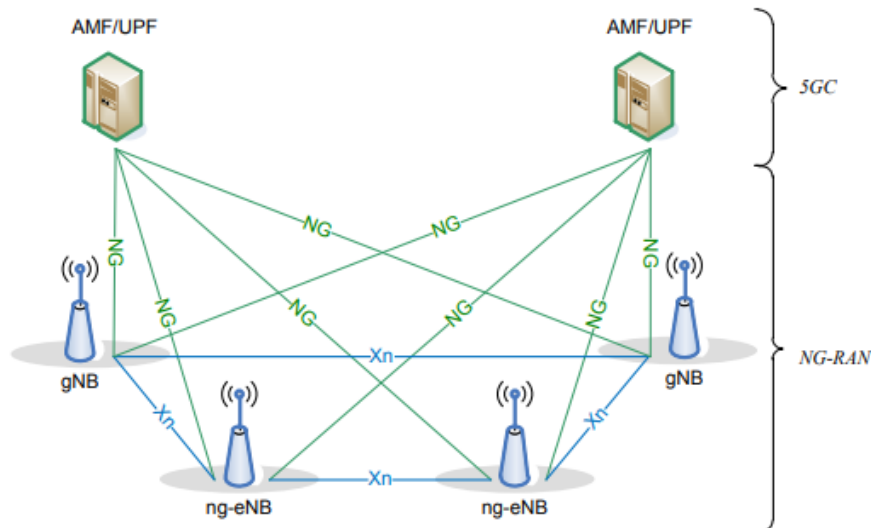


Figure I.10 — Architecture du réseau 5G

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les généralités d'un canal de propagation. Les phénomènes physiques affectant la propagation de l'onde radio ont également été définis, ainsi que les caractéristiques de propagation. L'évolution éclatante d'utilisation des systèmes de communication sans fil et le fort élargissement de l'Internet mobile dans le monde entier ont poussés les opérateurs à améliorer les performances de ces réseaux. Le développement des systèmes de communication sont marqué par l'apparition de nouveaux services. Les systèmes cellulaires ont connu la plus grande évolution ces dernières années. En effet, l'histoire des réseaux cellulaires est marquée par plusieurs générations de communications sans fil mobiles. Chaque génération successive, est plus performante que les précédentes. La première génération ne fournissait que des services de communication vocale, basée sur les systèmes analogiques tandis que la deuxième génération fournissait des services vocaux et de données, basée sur les systèmes numériques. De plus, avec plus de progrès dans la technologie mobile, la 3G nous a fourni des vidéo conférences. Avec une demande croissante, la 4G a vu le jour et nous à fourni un accès Internet à très haut débit. Avec la 5G, l'objectif sera de permettre un spectre d'utilisation beaucoup plus large et une plus grande diversité d'utilisateurs

Chapitre II

COMMUNICATION EN BANDE MILLIMÉTRIQUE (MMWAVE)

II.1 Introduction

Les systèmes de communications à ondes millimétriques apparaissent depuis une dizaine d'années comme une solution prometteuse pour de nouveaux types de réseaux sans fil. Ils ont fait leur début dans les années 90 grâce à la perspective de réseaux basés sur l'ATM (Asynchronous Transfer Mode). Au cours des dernières décennies, la technologie des systèmes à 60 GHz a été utilisée dans une grande variété d'applications, notamment pour la mise en place de réseaux d'accès. Dans le spectre des ondes millimétriques, trois bandes particulières ont été repérées, pour différents types d'applications : 30 GHz, 40 GHz et 60 GHz. Cependant, la bande autour de 60 GHz présente des avantages majeurs, surtout concernant les réglementations et l'allocation des fréquences. En Europe, la Recommandation T/R 22-03 de l'ERO (European Radiocommunications Office) propose de réserver la bande 59-62 GHz pour les applications WLAN. La bande 57.2-58.2 GHz est également proposée pour des applications à faible puissance et courte portée, fixes ou mobiles. Aux États-Unis, la bande 59-64 GHz peut être utilisée pour des applications "mobiles" sans disposer de licence. Au Japon, une bande allant de 59 à 66 GHz est prévue pour des applications sans fil générales avec ou sans licence. Par ailleurs, une bande ISM (applications Industrielles, Scientifiques et Médicales) est définie de 61 à 61.5 GHz. Les études antérieures sur les bandes autour de 60 GHz ont été commencées au début des années 90. Dans la même période, un projet de recherche portant sur les ondes millimétriques et leurs applications a été lancé au Japon, et un autre en Europe en 1996. Ce projet a porté sur l'utilisation des ondes millimétriques et a démontré la possibilité de réaliser des réseaux locaux sans fil à 60 GHz. [15]

II.2 Modélisation du canal mmWave

II.2.1 Modèle du pathloss

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. Le modèle de perte de trajet en espace libre proche 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 trajet en espace libre proche est note comme suit :

$$PL^{CI}(f, d)[dB] = FSPL(f, d_0)[dB] + 10n \log \frac{d}{d_0} + AT[dB] + x_{\sigma}^{CI} \quad (II.1)$$

Ou n représente le PLE (Path Loss Exponent), 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.

II.2.2 Modèle du canal mm wave

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 concentré sur le développement des modèles pour des systèmes spécifiques. Les travaux ont commence en juillet 2015. Jusqu'à maintenant, on trouve peu de standard dédiés pour les bandes des ondes millimétriques. Par exemple, le standard IEEE 802.15.3 c qui est le premier standard pour les systèmes fonctionnant à $60GHz$ avec des débits supérieurs à $1Gb/s$. Parmi les modèles les plus utilisées en mmWave sont modèle géométrique et Saleh-Valenzulela (SV).

II.2.2.1 Modèle de saleh-valezuela (SV)

C'est un modèle statistique proposé par Saleh et Valenzuela en 1987. Il a été prolongé au domaine angulaire par Spencer en 2000. 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. 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 (II.1). La variable τ représente l'étalement du retard . [16] Selon ce modèle, la matrice du canal est écrite comme :

$$H = \sqrt{\frac{N_T}{N_r}} N_d N_{ray} \sum_{i=1}^{N_d} \sum_{l=1}^{N_{ray}} \alpha_{il} a_r(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r) a_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)^H \quad (II.2)$$

Avec N_d et N_{ray} représente 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 $\mathcal{CN}(0, \theta_{\alpha,i}^2)$ avec $\sum_{i=1}^{N_d} \theta_{\alpha,i}^2 = \gamma$ est le facteur de normalisation pour satisfaire $E[\|H\|_f^2] = N_t N_r$. $a_r(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r)$ et $a_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$ représentent les vecteurs de réponse du réseau d'antenne en

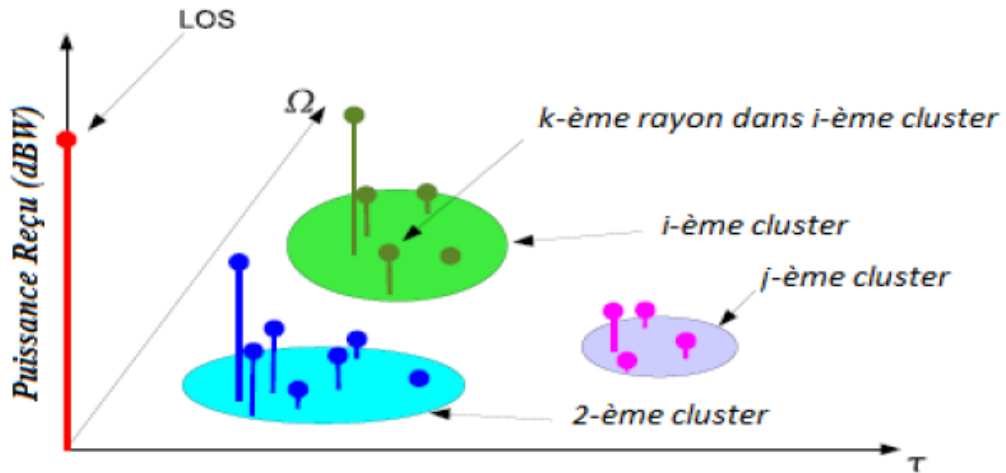


Figure II.1 — Représentation schématique du modèle de Saleh-ValeuZuella

réception et en émission avec $\phi_{il}^r(\phi_{il}^t)$ et $\theta_{il}^r(\theta_{il}^t)$ sont les angles d'arrivée et de départ en azimut et en élévation respectivement.

II.2.2.2 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. Sous ce modèle, la matrice du canal H peut être exprimée par :

$$H = \sqrt{\frac{MN}{P}} \sum_{l=1}^L \alpha_l a_{RX}(\theta_l) a_{TX}(\phi_l)^H \quad (\text{II.3})$$

Avec P représente la puissance moyenne entre l'émetteur et le récepteur, est le gain du l-ème trajet. L'amplitude des trajets suit la distribution de Rayleigh α_l , $N(0, P_r)$, $l = 1, 2, 3 \dots L$ 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 :

$$H = A_{RX} \text{diag}(\alpha) A_{TX}^H \quad (\text{II.4})$$

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

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

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

On suppose que A_{TX} est considéré connue pour l'émetteur et A_{RX} est connue pour le récepteur. [17]

II.3 Caractéristiques fondamentales de l'onde mmWave

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

II.3.1 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 traditionnels 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 – 64GHz, 164 – 200GHz, qui sont facilement absorbés 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.

II.3.2 Courte longueur d'onde

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

$$P_r(d_x) = \frac{P \omega_t \omega_r}{A} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_x} \right)^2 \quad (\text{II.7})$$

Ou 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).

II.3.3 Perte de pénétration

Pour voir l'effet de pertes de pénétration de signal dans les ondes millimétriques, des mesures ont été effectuées 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.

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.

II.3.4 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 fréquences des ondes millimétriques ou la propagation doit être limitée à des très courtes distances.

Cette atténuation limite la portée des communications en mm Wave, des cellules de plus petite taille appliquées pour améliorer l'efficacité spectrale aujourd'hui, c'est pourquoi les communications mm Wave sont principalement utilisées pour les environnements intérieurs, l'accès aux petites cellules et le backhaul avec des cellules de l'ordre de 200m. [18]

La figure (II.2) montre les pertes des molécules de H_2O et O_2 :

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 $323GHz$.

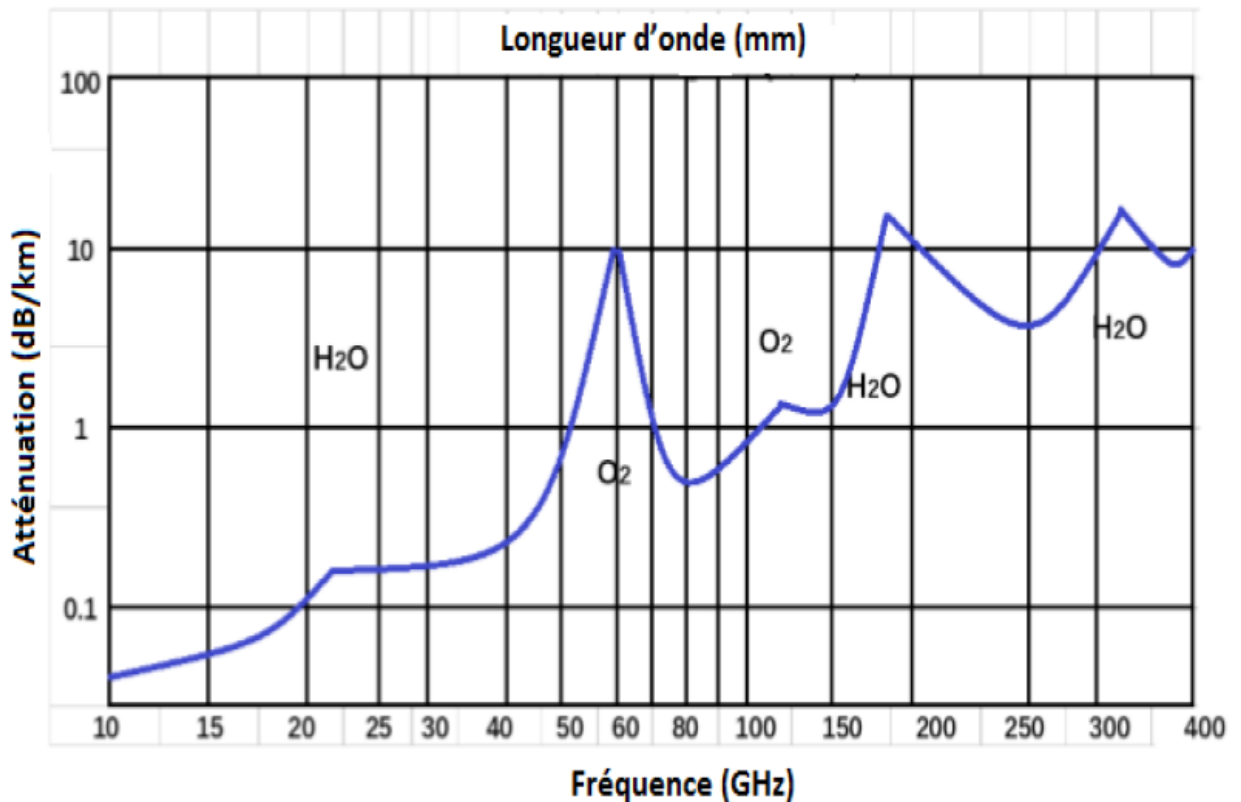


Figure II.2 — Atténuation spécifique que de l' O_2 , de l' H_2O et de la pluie au niveau de la mer

II.3.5 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 (II.3) nous montre : [18]

Pour voir l'effet et de taux de pluie sur le signal dans les ondes millimétriques, la figure (II.4) 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. [18]

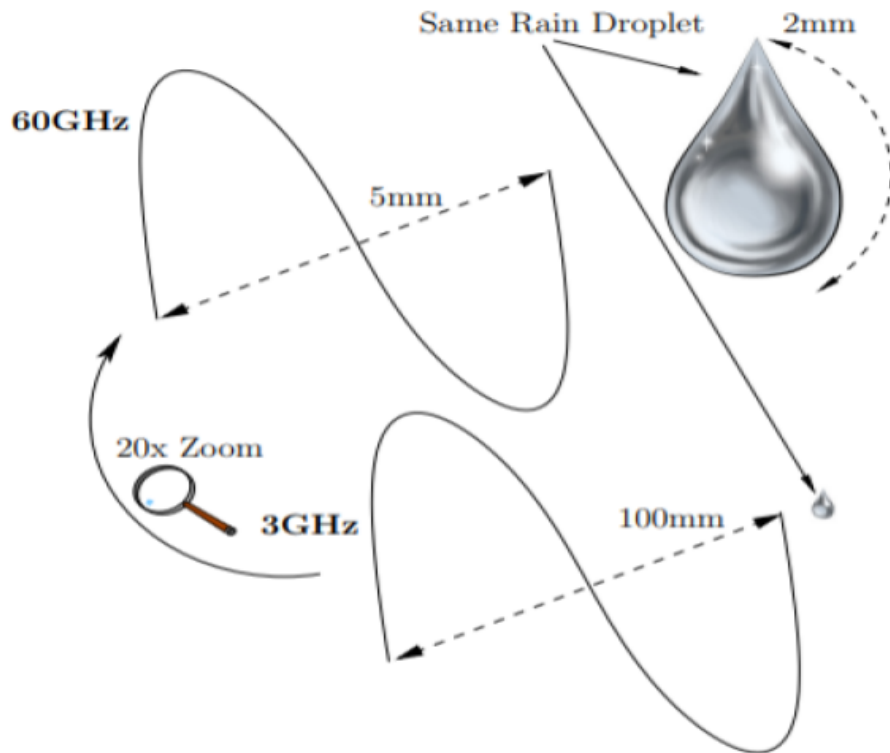


Figure II.3 — Illustration des longueurs d'onde d'un signal de $60GHz$ et de $3GHz$ par rapport à une goutte de pluie de $2mm$ de diamètre

II.3.6 Directivité

Avec une petite longueur d'onde, les réseaux d'antennes électriquement 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 électriquement 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.

II.3.7 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'onde, les liaisons dans la bande des $60GHz$ sont sensibles aux blocages causés par des obstacles. Par exemple, le blocage par un humain figure (II.5) pénalisé le budget de liaison

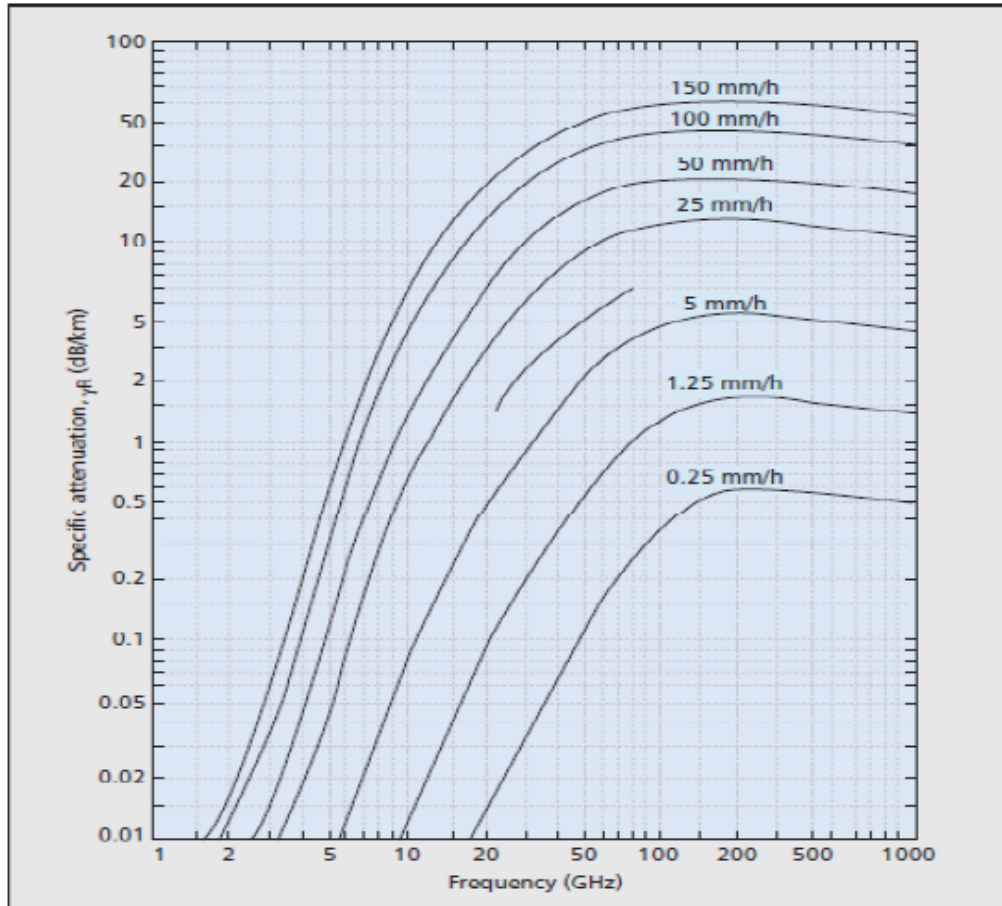


Figure II.4 — Atténuation des ondes millimétriques par pluie

de 20 à 30dB, la propagation dans un environnement intérieur en présence de l'activité humaine.

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 (II.6).

Ce spectre 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 réfléchi à 60GHz peut être utilisés pour les communications sans fil sans visibilité directe.

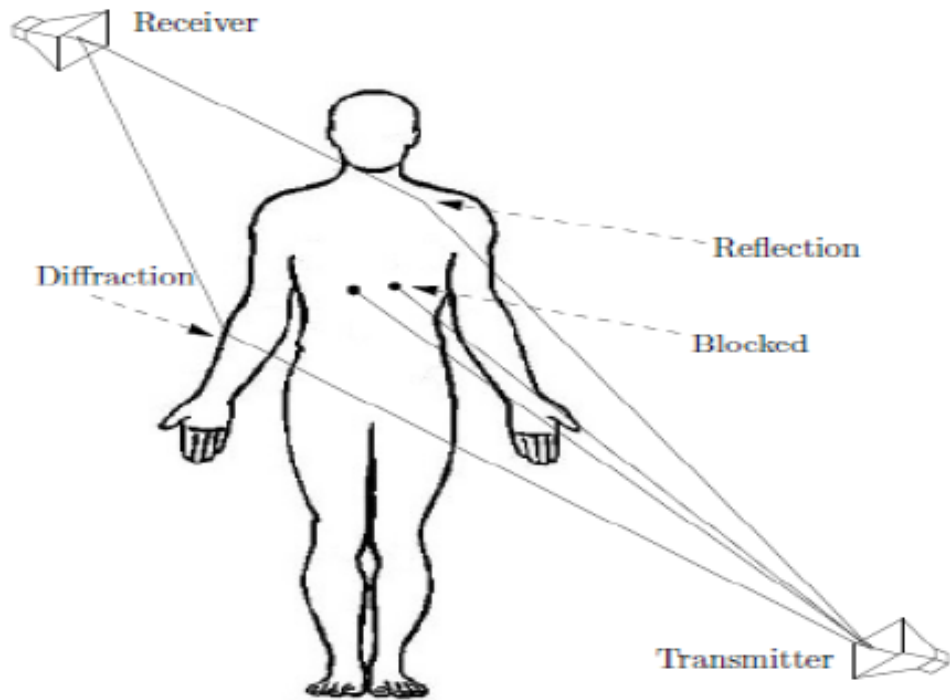


Figure II.5 — Blocage humain de la communication entre un émetteur et le récepteur

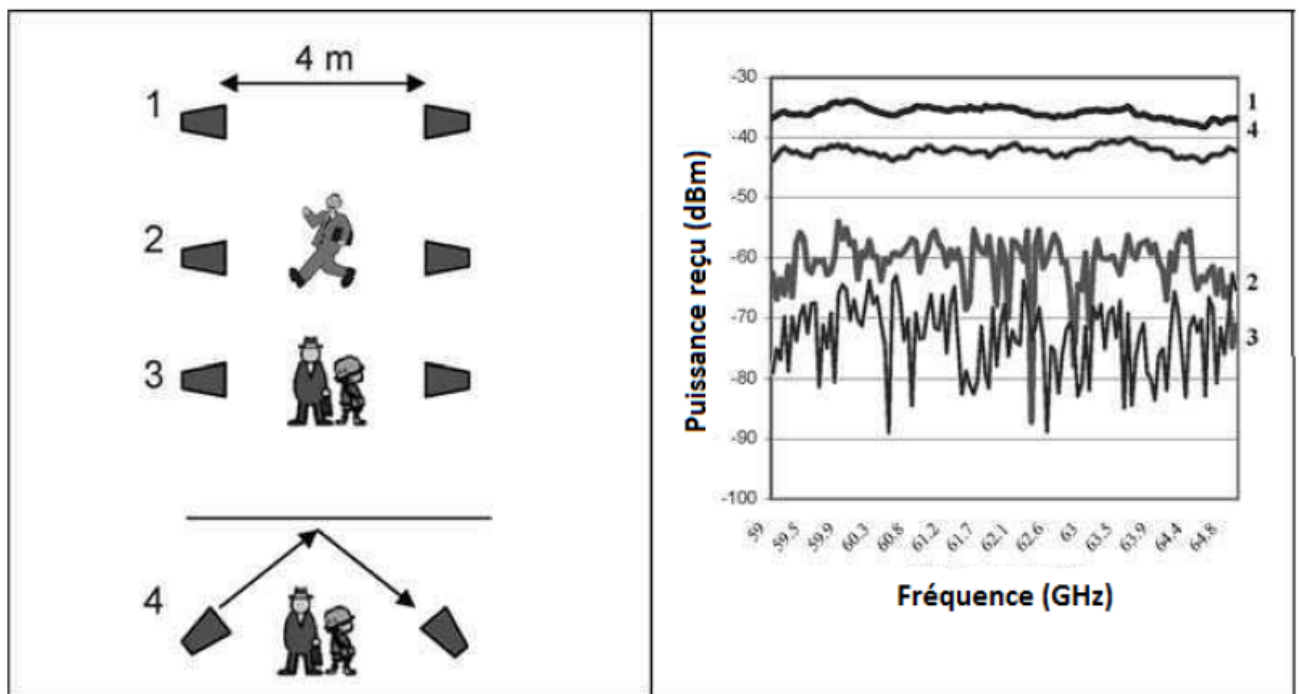


Figure II.6 — Mesure du canal intérieur à 60GHz pour NLOS, antennes émettrices et réceptrices ont un gain de 10dB

II.4 mmWave dans la 5G+

II.4.1 Définition la 5G

La 5G, ou 5G NR (New Radio) est, comme son nom l'indique, la 5e génération de communications mobiles qui a donc succédé à la 4G LTE, et avant elle la 3G et la 2G. Parmi les promesses phares de la 5G, on retrouve d'abord un débit multiplié par 10, mais aussi une latence fortement réduite. Elle serait divisée par 10. Surtout, la 5G devrait permettre de gérer le nombre toujours plus grand d'appareils connectés. On ne parle plus uniquement des smartphones, mais aussi des ordinateurs, des voitures et de tout un écosystème d'objets connectés, en particulier dans le monde professionnel. Derrière cette dernière notion se cache surtout l'idée que de plus en plus de machines autonomes seront connectées au réseau mobile : ville intelligente, sécurité, maison connectée, etc. [19]

II.4.2 Fonctionnement de la 5G

La 5G reprend les technologies déjà utilisées avec la 4G LTE, mais se différencie sur plusieurs points très importants. En premier lieu, la 5G est une mise à jour technologique de la 4G LTE et peut réutiliser les mêmes bandes de fréquences que cette dernière. Grâce à cette mise à jour, un smartphone 5G peut bénéficier d'un meilleur débit qu'un smartphone 4G pourtant connecté à la même antenne et en utilisant la même fréquence.

La 5G fait également appel à de nouvelles bandes de fréquences divisées en deux groupes. Le premier regroupe les bandes de fréquences 5G Sub-6. Le second, le groupe des ondes millimétriques, permet d'augmenter sensiblement le débit au détriment de la portée. En plus de cela, la 5G propose de nouvelles technologies : l'utilisation du MIMO massif, le passage d'un cœur de réseau EPS à la 5G, l'utilisation du SDN (software-defined networking) pour gérer logiciellement certaines fonctions comme le Network Slicing, qui permet de séparer le réseau en fonction des besoins en temps réel, et des techniques de transmission radio (Généralisation de la modulation 256 QAM et codage OFDM pour la connexion descendante et remontante).

Les ondes millimétriques, ou mmWave, de la 5G sont tout simplement des ondes ayant une longueur d'onde de l'ordre du millimètre, c'est-à-dire bien plus petites que les longueurs d'onde en mètres ou kilomètres utilisés classiquement pour les ondes radio. Dans ce contexte, la 5G disposera d'une gamme élargie pour son déploiement : elle pourra réutiliser le spectre déjà alloué pour la téléphonie mobile, notamment les bandes basses

autour de 1 GHz, pour assurer une bonne couverture et se verra également attribuer de nouvelles bandes de fréquences notamment dans les bandes millimétriques, utilisées pour la première fois pour des services grand public, qui permettront d'augmenter la capacité. La figure (II.7), du point de vue de l'exposition aux ondes radio fréquences, le recours à des largeurs de bandes plus grandes induira des puissances globales plus importantes. En effet, à densité spectrale de puissance égale (c'est-à-dire avec la même puissance par unité fréquentielle), si la 4G utilise typiquement 40 watts distribuée sur 20 MHz, la 5G avec un ordre de grandeur typique de 100 MHz de largeur de bande dans les nouvelles bandes de fréquences, émettra 200 watts. Il convient toutefois de noter que cet effet d'augmentation de puissance sera contrebalancé par des débits meilleurs et donc, à quantité de données transmises identique, par une durée d'exposition plus brève. Enfin, plus les fréquences utilisées sont hautes, plus les longueurs d'onde sont courtes et plus l'exposition devient superficielle. Au-delà de 10 GHz, la propagation dans le corps humain est ainsi limitée aux premières couches de la peau et l'exposition ne se quantifie plus par le débit d'absorption spécifique (exprimé en Watt par kilogramme) mais par une densité surfacique de puissance (exprimée en Watt par mètre carré). [20]

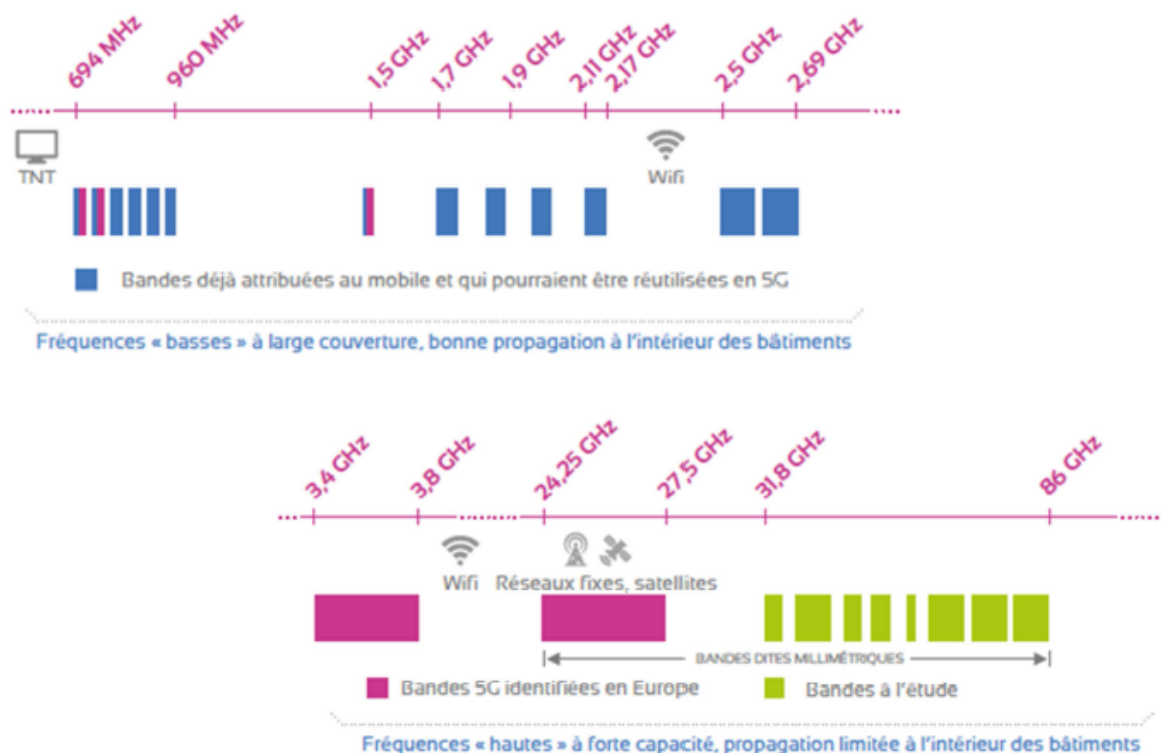


Figure II.7 — Spectre des fréquences 5G

II.4.2.1 Architectures possibles pour un système 5G

Les chercheurs développent maintenant les diverses technologies de la 5G. 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 centre par la BS vers un réseau centré par le terminal de l'utilisateur. Ce changement d'architecture est représenté dans la figure (II.8). La croissance dans le trafic a motivé le développement des réseaux cellulaires vers le déploiement des cellules plus petites que les macros cellules 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. [19]

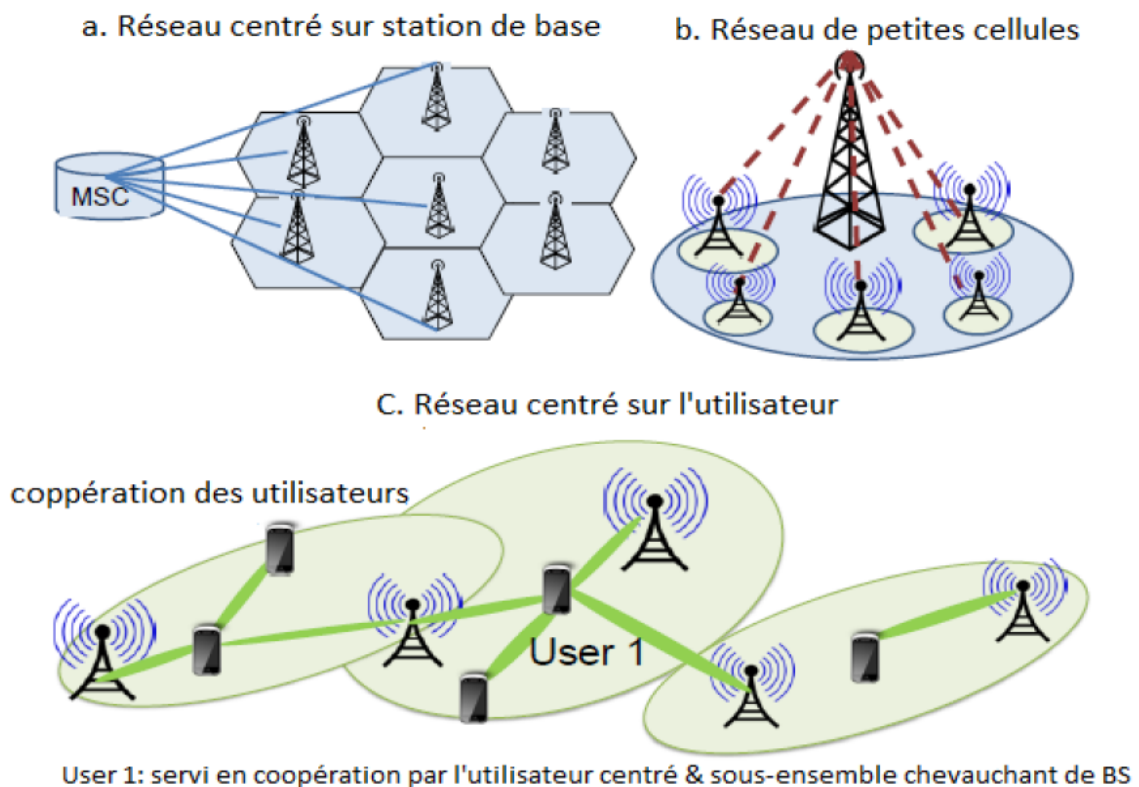


Figure II.8 — Migration graduelle vers une architecture centrée autour de l'utilisateur

II.5 Système MIMO

Un système MIMO "Multiple input/Multiple output" est caractérisé par les utilisation de plusieurs antennes à l'émission ainsi que la réception, comme represente la figure(II.9)



Figure II.9 — Modèle de MIMO

II.5.1 Modèle de canal MIMO

Soit un système MIMO à N_t antennes d'émission et N_r antennes de reception comme illustré sur la figure (II.10) [15]

On suppose que la bande de fréquence utilisée pour la transmission est assez étroit pour que le canal soit non sélectif en fréquence. A la reception chaque antenne reçoit la somme des symboles x_t transmis simultanément par des chaque des N_t antennes émettrice, le signal y_j reçu par la j^{eme} antenne peut s'écrire de manière discret :

$$y_j = \sum_{i=1}^{N_t} h_{ij}x_i + n_j \quad (II.8)$$

Ou h_{ij} est le gain (coefficient de évanouissement) de canal non sélectif en fréquence entre l'antenne d'émission i et antenne de reception j et le bruit additif qui est modélisé par des échantillons indépendants et suivant une loi gaussienne centré de variance $n_0/2$.

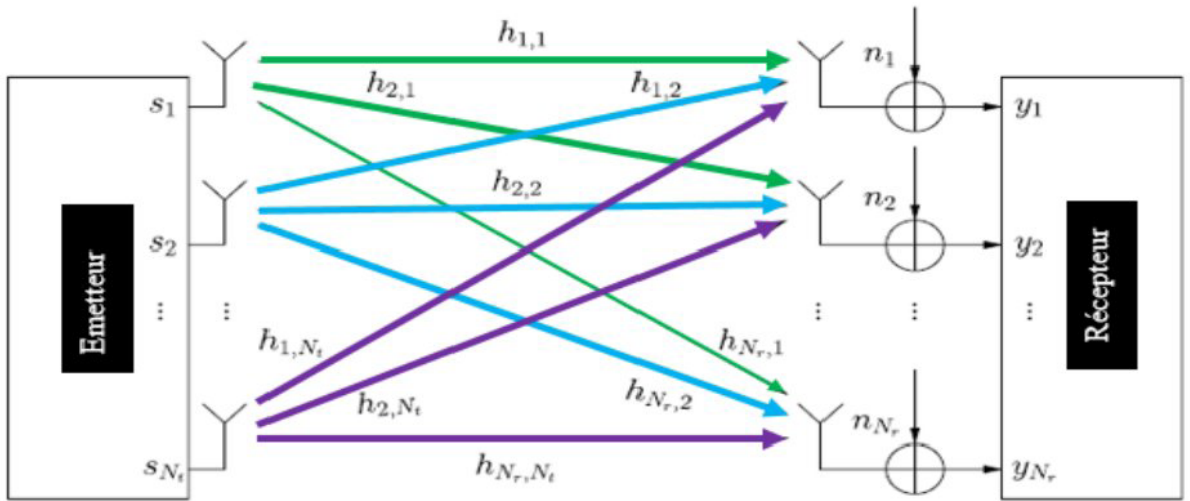


Figure II.10 — système de MIMO

Le rapport à bruit (RSB) par antenne de réception est défini par :

$$RSB = \frac{E_s}{N_0} \quad (\text{II.9})$$

II.5.1.1 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 directs tout comme le premier système. Il existe trois grandes différences entre ce système et le système MIMO. 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.11(a)) montre un réseau hybride qui combine le système mmWave et le réseau 4G actuel. 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. D'autre part, la figure (II.11(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. 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). [19]

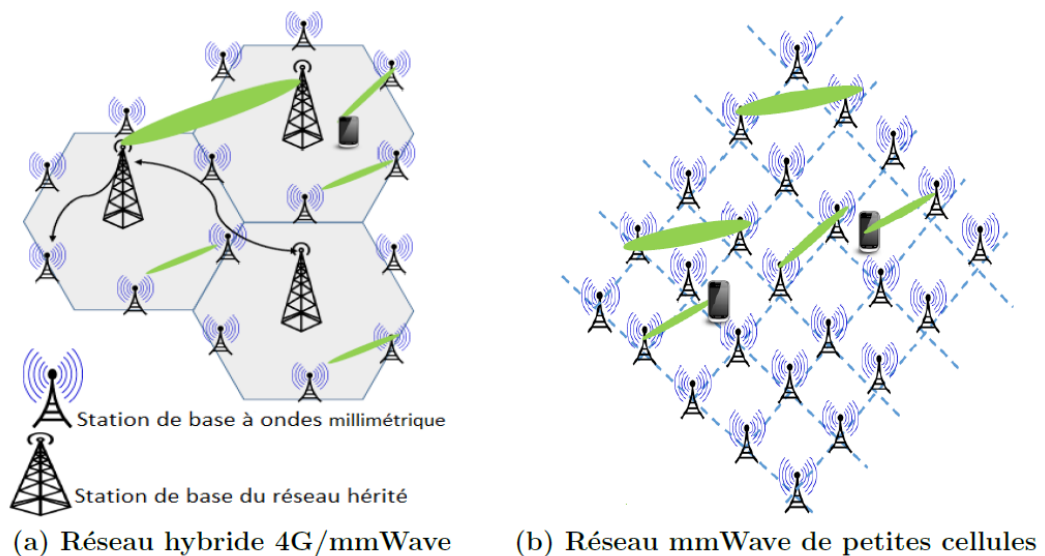


Figure II.11 — Architectures possibles d'un réseau cellulaire mmWave

II.5.2 Diversités spatiale et temporelle

La puissance d'un signal RF transmise entre deux antennes est atténuée à travers l'espace qui peut affecter considérablement les performances en réception. Cette atténuation de la puissance entre l'émetteur et le récepteur est due à plusieurs phénomènes parmi lesquels :

- L'affaiblissement de parcours ou slow fading qui caractérise l'affaiblissement que subit une onde lorsqu'elle parcourt la distance entre la station de base (émetteur) et le terminal portatif (récepteur). Cet affaiblissement est dû notamment à la dispersion de la puissance mais également aux obstacles rencontrés sur le chemin (immeubles, montagnes, ...). Donc, plus on s'éloigne de l'antenne émettrice, plus la puissance reçue est faible.

- L'évanouissement rapide ou fast fading qui est une atténuation variant entre une valeur maximale et minimale d'une façon irrégulière. L'utilisateur se déplace dans des zones avec des obstacles de tailles diverses, comme des montagnes, immeubles ou tunnels. Ces obstacles peuvent complètement atténuer le signal. Bien que les conséquences de tels effets d'ombrage dépendent de la taille de l'obstacle et de la distance, la puissance du signal reçue variera inévitablement. Ce type d'évanouissements est appelé shadow fading. Les effets du shadow fading peuvent être minimisés grâce à une planification adéquate du réseau c'est-à-dire en plaçant la station de base le plus haut possible. Cependant, ce n'est pas le shadow fading qui est le paramètre le plus imprévisible sur l'atténuation de la puissance. Le fading de Raleigh (Rayleigh fading), qui est une autre sorte d'évanouissement, entraîne des variations irrégulières du signal qui sont très problématiques à surmonter. Ainsi, l'onde qui se propage peut suivre divers trajets de telles sortes que différentes copies déphasées du même signal peuvent arriver au récepteur avec un effet cumulatif ou soustractif. Ce phénomène est à l'origine de variations continues et imprévisibles des phases des signaux suivant le temps, entraînant des évanouissements répétitifs. Le Rayleigh fading est plus perceptible dans les zones urbaines. Pour éviter ce problème, une technique de réception spéciale appelée combinaison de récepteurs multiples mais plus connu sous le nom de diversité est envisageable.

II.5.2.1 Principe de la diversité

Le principe de base de la diversité est que le récepteur doit disposer de plusieurs versions du signal transmis, reçues sur des canaux indépendants. La Figure (II.11) illustre deux signaux à évanouissements indépendants et le signal combiné en sortie du combineur. Si

les deux signaux sont indépendants, il y a alors peu de chance qu'ils s'évanouissent au même moment. Nous voyons bien que le signal combiné possède un rapport signal sur bruit (SNR) moyen supérieur comparé à celui reçu par chaque antenne : en d'autres termes les évanouissements sont moins importants. Pour réaliser une bonne diversité, il faudra une bonne combinaison d'antennes pour avoir des signaux à évanouissement indépendants, mais aussi une bonne technique de combinaison de signaux permettant de maximiser le SNR moyen à la sortie

II.5.3 Techniques de diversité des antennes

Pour obtenir une bonne diversité, les critères suivants doivent être respectés : il faut qu'il y ait une faible corrélation des signaux reçus sur chaque antenne et que la puissance moyenne sur chaque antenne soit la même. Si la corrélation est élevée, les évanouissements risquent d'arriver au même moment. De plus, même si les antennes ont une faible corrélation mais que les puissances moyennes reçues sur les antennes sont différentes, alors l'antenne ayant reçue la puissance moyenne la plus faible ne sera pas utile car elle ne participe pas efficacement à l'amélioration globale. Il existe plusieurs techniques de diversité des antennes.

II.5.4 Diversité spatiale

Le mécanisme le plus connu et probablement le plus simple pour réaliser de la diversité est la diversité spatiale. En utilisant deux antennes ayant des diagrammes de rayonnement identiques mais suffisamment espacées, la différence de phase fait que les signaux arrivant sur les antennes réceptrices ont peu de chance de s'évanouir en même temps. L'inconvénient majeur de la diversité spatiale est l'encombrement car en théorie les antennes doivent être espacées d'au moins $0,5\lambda$ pour que les signaux puissent être indépendants l'un de l'autre. Ce fait pose un problème dans le cas de la téléphonie mobile où l'encombrement est limité par la taille du plan de masse. Cependant, lorsque l'espacement entre les antennes est trop petit, d'autres mécanismes de diversité peuvent intervenir. La diversité spatiale en réception, c-à-d l'emploi d'antennes multiples du côté du récepteur uniquement est un sujet déjà bien présent dans la littérature. L'observation issue de capteurs étant par ailleurs un mélange de signaux inconnus, la multiplicité des antennes réceptrices permet aussi la séparation de sources. En revanche, la diversité d'émission est un domaine de recherche en pleine évolution depuis quelques années. L'idée de base est

ici d'envoyer l'information après un traitement spécifique à chaque antenne afin que le récepteur puisse combiner ces signaux pour obtenir de la diversité. La diversité d'émission est en fait une diversité de modulation, les symboles subissant un pré filtrage à réponse impulsionnelle finie (RIF) orthogonal introduisant de l'IES, avant leur émission sur les antennes. Le récepteur est alors confronté à un canal équivalent sélectif en fréquence avec des évanouissements indépendants. Cette idée fut reprise dans sous le nom de diversité de retard, et est l'expression la plus simple des récents codes spatio-temporels en treillis. La tendance actuelle est d'associer plusieurs antennes à la fois à l'émission et la réception, formant ainsi des systèmes multi antennaires plus connus sous le nom de MIMO (pour Multi Input Multi Output), et qui permettent d'atteindre de hauts degrés de diversité. [21]

II.5.4.1 Diversité de polarisation

Nous parlons de diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes. Contrairement à la diversité spatiale, il n'y a pas de contrainte sur l'écartement relatif des antennes, et une diversité d'ordre deux peut ainsi être facilement obtenue en utilisant une paire d'antennes de polarisations orthogonales

II.5.4.2 Diversité angulaire

C'est une technique reliée à la diversité spatiale, elle est utilisée par les réseaux Internet sans fil pour accroître la capacité en débit du réseau. Elle implique que lorsque les faisceaux émis par les antennes sont suffisamment séparés angulairement. Il est possible que le niveau de corrélation soit assez bas pour profiter de niveau de diversité.

II.5.4.3 Diversité fréquentielle

Elle est efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, la diversité fréquentielle revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c , figure (II.12). La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multiporteuse conjointement avec un entrelacé et un codage correcteur d'erreur. Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une source potentielle de diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux

perturbations et une grande discrétion de transmission. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires. L'étalement de spectre par séquence directe et l'étalement par sauts de fréquence sont les plus répandus.

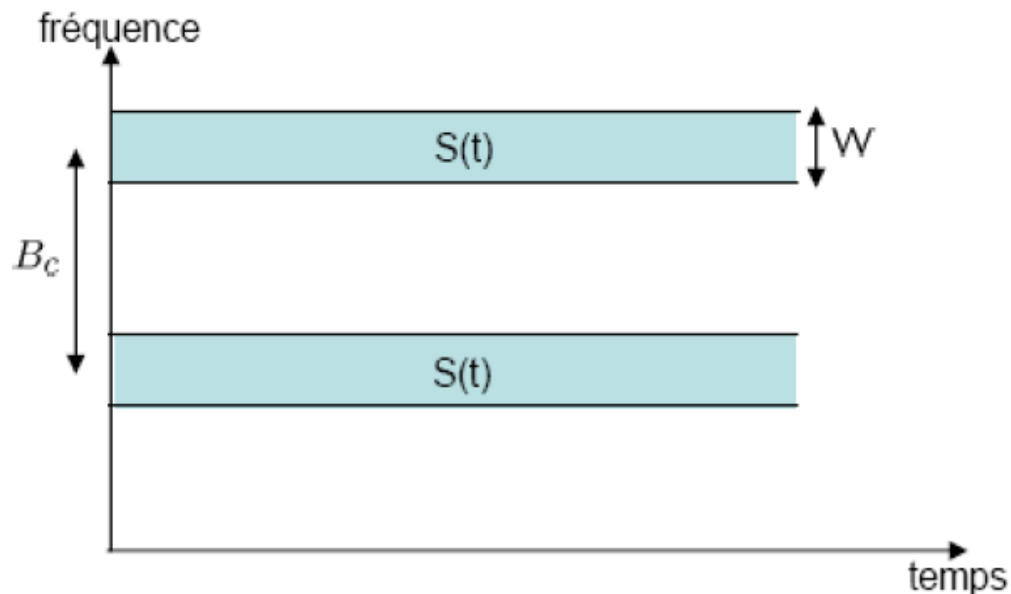


Figure II.12 — Transmission sur plusieurs intervalles fréquentiels

II.5.4.4 Diversité de trajet

C'est une technique implicite, utilisée lorsque la largeur de bande du signal est plus grande que la largeur de bande cohérente du canal. Le récepteur profite de la présence de plusieurs versions du signal pour obtenir un gain en diversité.

II.5.4.5 Diversité temporelle

Elle est utilisée pour combattre l'évanouissement sélectif en temps, la diversité temporelle consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c , Figure (II.13). Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur, ou encore par demande de répétition automatique. Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la baisse de débit correspondant. [21]

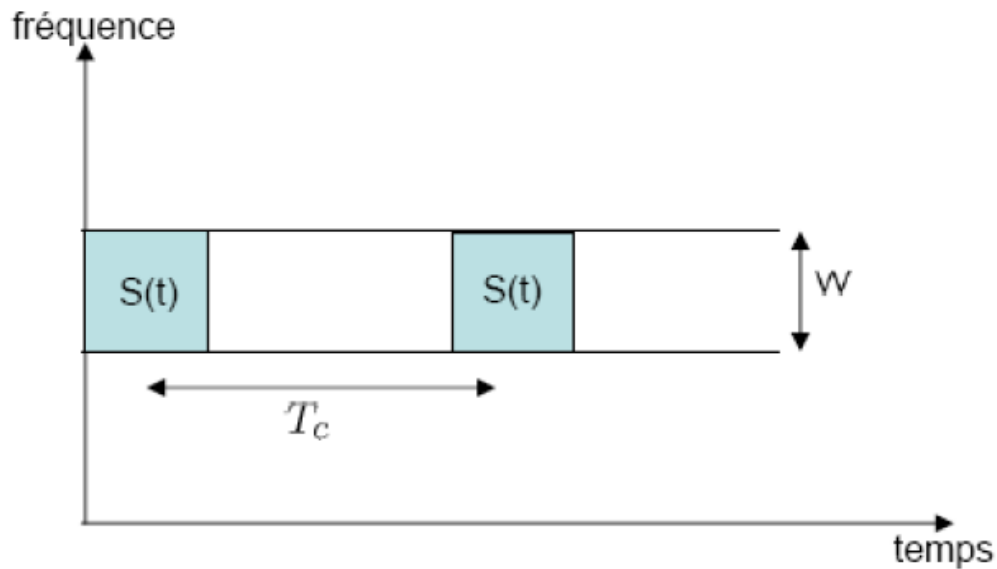


Figure II.13 — Transmission sur plusieurs intervalles temporels

II.5.4.6 Diversité spatio-temporelle

C'est une combinaison de deux techniques de diversité, elle permet d'envoyer deux versions du signal différées dans le temps via deux antennes transmetteurs.

II.5.4.7 Diversité transformée

Cette technique est utilisée lorsque le canal n'est pas connu au transmetteur, le problème est alors renvoyé au processus de combinaison qui devrait avoir connaissance du canal. Dans ce type, la diversité spatiale est convertit en diversité temporelle ou fréquentielle avec un codage à l'émission.

II.5.5 Beamforming

II.5.5.1 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 coût et la consommation de puissance.

Ainsi, le beamforming numérique n'est pas pratique pour le système mmWave.

II.5.5.2 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.14) représente un schéma bloc d'un système de beamforming numérique II.14(a) et un système de beamforming analogique II.14(b). [22]

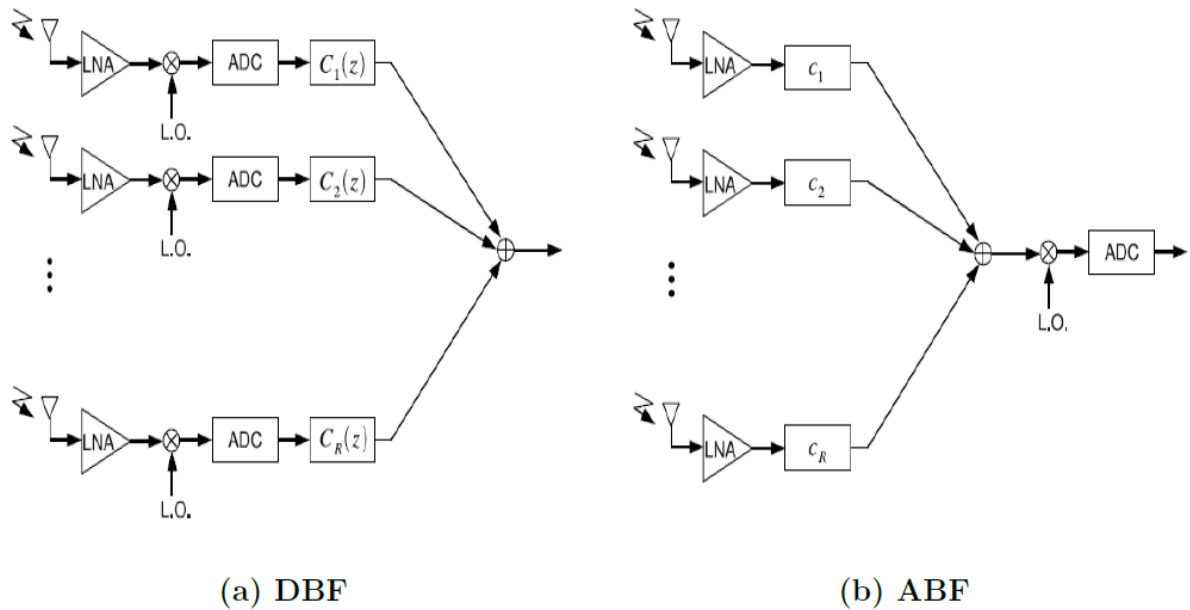


Figure II.14 — Beamforming numérique et analogique en réception

II.5.5.3 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, 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.15) montre l'architecture hybride d'un ensemble émetteur-récepteur du système mmWave. [23]

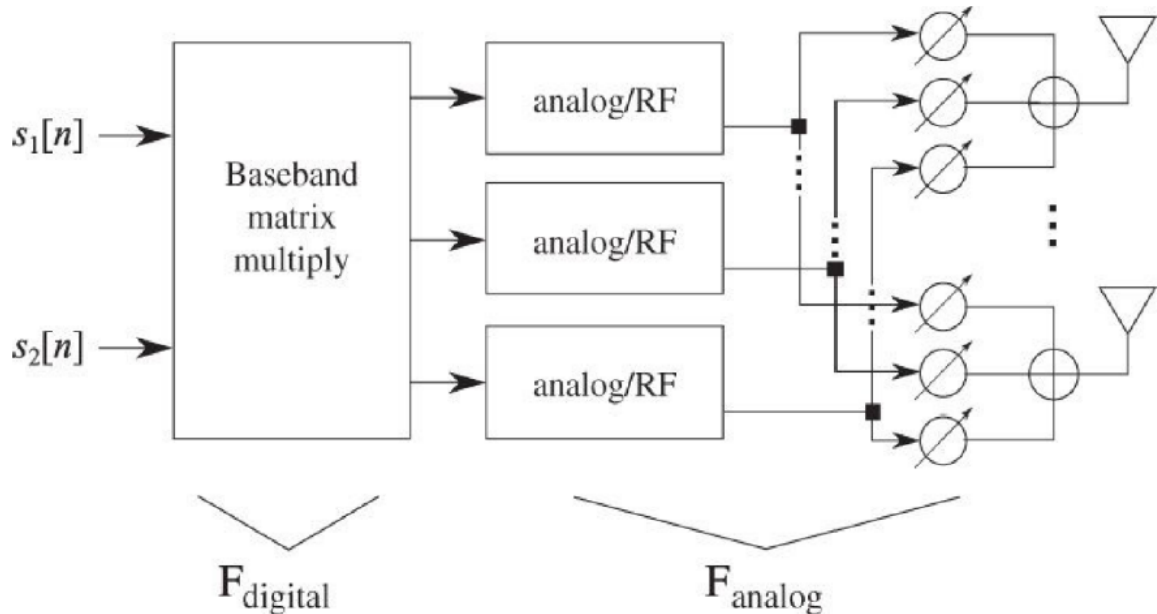


Figure II.15 — Schéma bloc du beamforming hybride appliqué dans un système mmWave

II.6 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. 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 météorologiques et atmosphériques en raison de la courte longueur d'onde. L'utilisation d'un large spectre millimétrique, 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. Dans la suite avons décrit le canal mmWave et les principales caractéristiques de propagation.

Chapitre III

TECHNIQUES D'ESTIMATION DU CANAL DE TRANSMISSION EN MMWAVE

III.1 Introduction

La technologie massive MIMO est considérée comme un acteur clé dans les transmissions Multi utilisateur (MU), du fait qu'avec un grand nombre d'antennes, des faisceaux quasi-orthogonaux peuvent être formés pour plusieurs utilisateurs (UEs). Désormais, il est possible de desservir plusieurs utilisateurs sur les mêmes ressources de temps et de fréquence et de les différencier dans l'espace, ce qui améliore considérablement l'efficacité spectrale (SE) et la couverture du réseau. Afin d'envisager la mise en œuvre concrète du MU massive MIMO, deux facteurs principaux doivent être pris en compte. Le premier facteur est le nombre d'antennes, car les études théoriques considèrent un très grand nombre d'antennes, c'est pratiquement impossible aux fréquences micro-ondes conventionnelles (< 6 GHz). De plus, même si la base station (BS) peut déployer un très grand réseau MIMO aux hyperfréquences, il n'est pas possible de déployer un grand nombre d'antennes coté UE à ces fréquences. Le deuxième facteur limitant pour MU massive MIMO est la complexité du matériel et la consommation d'énergie. Compte tenu du fait que, pour prendre en charge les scénarios MU avec un précodage numérique massive MIMO, il convient de prendre en compte le précodage [22]

Dans ce cas, une chaîne de radio fréquence (RF) dédiée est nécessaire par antenne d'émission, ce qui représente une complexité matérielle extrêmement élevée et une consommation énergétique importante, car les amplificateurs de puissance ne sont pas parfaits dans des scénarios réalistes. Contrairement aux systèmes à micro-ondes classiques (< 6 GHz), les systèmes mmWave exploitent la bande de 28 GHz à 300 GHz. Poussés par des ressources spectrales aussi vastes, les systèmes mmWave associés à un massive MIMO sont considérés comme l'un des principaux catalyseurs de la 5G. Dans les systèmes MU mmWave massive MIMO, le problème de perte de propagation sur les fréquences mmWave est résolu en utilisant le gain de transmission offert par le grand nombre d'antennes de transmission. En outre, le problème de la taille des massive MIMO est résolu aux fréquences millimétriques, car grâce à la faible longueur d'onde, le réseau d'antennes peut être déployé avec une taille acceptable. De plus, les problèmes de matériel et de consommation d'énergie des systèmes MIMO mmWave massifs de MU peuvent être résolus à l'aide de la technique de formation de faisceau récemment proposée, la formation de faisceau hybride (HBF). Contrairement au précodage numérique conventionnel utilisé pour les systèmes massive MIMO nécessitant une chaîne RF dédiée par antenne, le HBF n'a besoin que d'un réduit nombre de chaînes RF par rapport au nombre d'antennes d'émission.

sion. Malgré la réduction importante de la complexité matérielle et de la consommation d'énergie, le HBF peut toujours soutenir une SE proche par rapport aux solutions de precodage entièrement numériques aux fréquences mmWave. Cela est dû au fait que, en bandes millimétriques, le canal est clair (avec une composante dominante line of sight (LoS)). Désormais, quelques chaînes RF suffisent pour contrôler complètement les chemins dominants du canal [22]

III.2 Estimation du canal

L'estimation du canal de transmission est un point clé des communications numériques, permettant d'améliorer considérablement les échanges grâce à la connaissance de celui-ci. En Massive MIMO, cette information est très importante car elle permet d'effectuer les traitements dits de précodage dont le rôle est de former des faisceaux focalisant l'énergie vers, ou autour, des utilisateurs de la cellule. Une mauvaise estimation va donc provoquer une dégradation non négligeable de la capacité d'un tel système à focaliser l'énergie [24]

III.3 Contexte des Systèmes Hybrides Onde Millimétrique Massive MIMO

On considère un système à une seule cellule comportant un certain nombre des utilisateurs (MS) qui communiquent avec la station de base (BS) à travers des faisceaux directives en utilisant de larges réseaux d'antennes. La figure (III.1) explique l'architecture HBF est flexible, le traitement du signal est partagé entre les domaines analogique et numérique. Dans le domaine analogique, un réseau de phaseurs ou un réseau de formation de faisceaux analogique fixe peut être utilisé pour préformer des faisceaux physiques dans les directions des équipements d'utilisateur. Ensuite, les dimensions du canal sont compressées.

Dans ce modèle, le nombre d'antennes à la station de base et station mobile, N_{BS} , N_{MS} , sont beaucoup plus grands que le nombre de chaînes RF N_{BS} et N_{MS} , respectivement numérique. Le précodage et le traitement de combinaison est divisé entre les domaines analogique et numérique.

III.4 Précodage et combinaison

Le précodage et la combinaison numériques permettent des stratégies de transmission avancées, mais avec complexité et consommation électrique en mmWave systèmes. La forma-

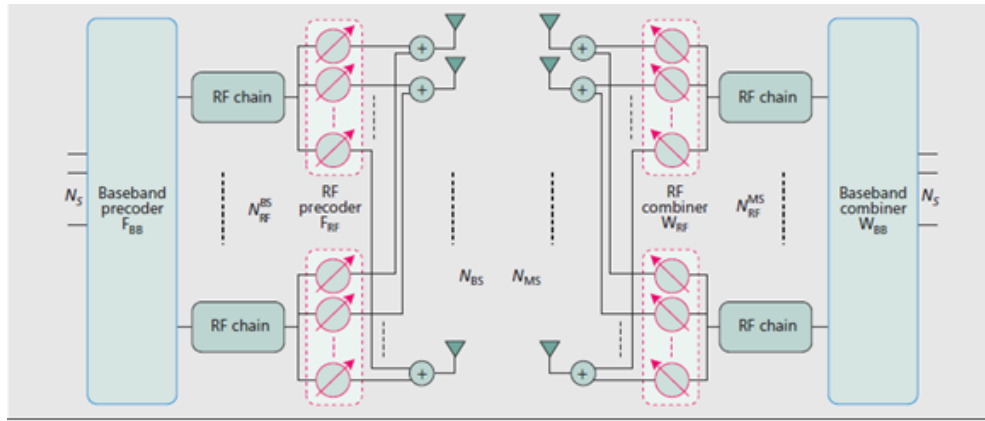


Figure III.1 — Architecture hybride de précodage et de combinaison analogique/numérique

[24]

tion de faisceau analogique est relativement simple, mais ne prend en charge que la transmission à flux unique. Un compromis sur les performances le compromis de complexité est un précodage hybride analogique/numérique et en combinant, le traitement du précodeur est divisé entre les domaines analogique et numérique, comme indiqué dans Figure (III.1), la BS a des antennes N_{BS} et N_{BS} chaînes RF, et la station mobile a N_{MS} antennes et N_{RF} Chaînes MS RF telles que $N_{BS} > N_{RF} < N_{BS}$ et $N_{MS} < N_{RF}$ MME. Le traitement de précodage est divisé entre la bande de base analogique et numérique matrices de précodage F_{RF}, F_{BB} , et la combinaison chez l'utilisateur mobile se fait à l'aide du matrices de combinaison analogique et bande de base W_{RF}, W_{BB} . Si H désigne la matrice de canal se représente le vecteur de signal transmis, et n représente le vecteur de bruit reçu, les signal après combinaison est écrit comme

$$y = W_{BB}^* W_{RF}^* H F_{RF} F_{BB} s + W_{BB}^* W_{RF}^* n \quad (\text{III.1})$$

La différence entre le signal reçu en équation (III.1) et le modèle de signal MIMO typique est le produit de matrices de précodage et de combinaison, chacun mis en œuvre dans un domaine différent et avec des contraintes structurelles différentes [25]

III.4.1 Avantage et limites

Le précodage hybride offre un compromis entre complexité matérielle et performances. Le nombre de chaînes RF complètes requis dans le précodage hybride est beaucoup plus faible que le nombre d'antennes, ce qui fait qu'il coûte et économie en énergie. Dans, les précodeurs hybrides sont été conçus et montrés pour atteindre un niveau presque optimal

débits de données par rapport au numérique. Grâce au supplément couche numérique, le précodage hybride a plus de liberté dans la conception de matrices de précodage analogiques formation de faisceau. Cela permet un précodage hybride d'effectuer un traitement plus compliqué, les performances du précodage /combinaison hybride est limité par le nombre de chaînes RF. Par exemple, le gain de multiplexage du lien (le nombre de flux de données pouvant être pris en charge) est supérieur limité par le minimum du nombre de chaînes RF à la station de base et à la station mobile. Dans les systèmes mmWave, cependant, les canaux devraient être clairsemés dans le domaine angulaire, qui peut être exploité pour réduire les performances écartes entre le précodage numérique et hybride. Par conséquent, le rang de la matrice de canal est moins supérieur ou égal au nombre de chemins significatifs, et on peut montrer qu'avec le nombre de RF chaînes égales au rang de canal, la performance de précodage hybride peut être la même que précodage numérique dans les systèmes mmWave mono-utilisateur. [25]

III.5 Estimation des canaux avec précodage hybride

Construire le précodage et combiner Matrices de la manière la plus simple nécessite une estimation de canal, ce qui est difficile dans systèmes mmWave.

- Premièrement, la matrice de canal est grande en raison de l'utilisation. Par conséquent, en utilisant des techniques traditionnelles d'estimation de canal qui estiment les entrées de la matrice..++

- Deuxièmement, le large bande passante du canal de communication mmWave augmente la puissance et rend le SNR reçu très faible.

- Troisièmement, dans le traitement traditionnel en bande de base, il y a un accès direct aux entrées du matrice de canaux. Dans le précodage hybride, cependant, le canal vu dans la bande de base passe par précodage RF et de la combinaison, qui complique encore le traitement d'estimation de canal et la conception du signal. I meuble matrices hybrides de précodage/combinaison, notamment les vecteurs d'orientation de faisceau RF, peuvent nécessiter des connaissances de la géométrie du réseau, qui peut ne pas être disponible en raison, par exemple, du blocage des antennes sur la station mobile, nous avons exploité les caractéristiques du canal mmWave pour réaliser une formation et une estimation efficaces algorithmes utilisant le précodage hybride/combinant des architectures. Grâce à des canaux mmWave dans l'angle domaine, la matrice de canaux peut être complètement défini en fonction d'un petit nombre de paramètres, à savoir : l'AoA/AoD et le gain de trajet de

chacun des quelques trajets de canal. Estimer un canal mmWave équivaut alors à estimer les paramètres de ce canal. Pour lequel les outils développés dans le cadre de détection compressé peut être utilisé pour estimer les paramètres. La formulation clairsemée fournit également un moyen d'estimer les canaux mmWave multi-trajets en supprimant de manière adaptative la contribution de chacun chemin du canal et estimer les autres chemins. À s'attaquer au problème du faible SNR, la station de base et les utilisateurs mobiles utilisent la formation de faisceaux et combiner des vecteurs dans l'estimation de canal phase. Les canaux mmWave peuvent être estimés efficacement à l'aide d'outils de détection compressés adaptatifs tout en nécessitant des frais généraux de formation relativement faibles par rapport aux dimensions de la matrice de canaux mmWave citechafaa2017improved

III.6 Modèle du canal H

Il est bien établi dans la littérature que le canal mmWave possède un nombre limité de trajets, on adopte le modèle géométrique du canal avec L_d diffuseurs. Chaque diffuseur contribue avec un seul trajet de propagation entre l'émetteur et le récepteur, le canal H peut être exprimé

$$H = \sqrt{\frac{MN}{P}} \sum_{l=1}^L \alpha_l a_{R_X}(\theta_l) a_{T_X}(\phi_l)^H \quad (\text{III.2})$$

Où H est la matrice $N_{MS} \times N_{BS}$ qui représente le canal mmWave entre la BS et la MS, et $n \sim N(0, \sigma^2)$ est le bruit gaussien altérant le signal reçu. Au MS, le combineur W_T composé des combineur RF et bande de base W_{RF} et W_{BB} est utilisé pour traiter le signal reçu qui se traduit par

$$Y = W_T^H H F_{T_S} + W_T^H n \quad (\text{III.3})$$

Étant donné que les canaux mmWave devraient avoir une diffusion limitée, nous adoptons une modèle de canal avec des diffuseurs L. Chaque diffuseur est en outre supposé contribuer à une seule propagation chemin entre la BS et la MS. Dans ce modèle, le canal H peut être exprimé comme :

$$H = \sqrt{\frac{N_{BS} N_{MS}}{\rho}} \sum_{l=1}^L \alpha_l a_{M_S}(\theta_l) a_{B_S}^H(\phi_l) \quad (\text{III.4})$$

où désigne l'affaiblissement de trajet moyen entre la BS et la MS, et α_l est le gain complexe du l ième trajet. Les amplitudes de trajet sont supposées être distribuées Rayleigh, c'est-à-dire $n \sim N(0; P_R)$, $l=1,2,3,\dots,L$. avec P_R le gain de puissance moyen. Les variables $\phi_l \in [0; 2\pi]$ et $\theta_l \in [0; 2\pi]$ sont les angles d'azimut du l ième chemin de départ ou d'arrivée (AoDs/AoAs) de la BS et de la MS, respectivement. Ne considérant que l'azimut, et en négligeant l'élévation, implique que toute la diffusion se produit en azimut et que la BS et la MS implémentent formation de faisceau horizontale (2-D) uniquement. Des extensions à la formation de faisceaux 3D sont possibles. Enfin, $a_{BS}(\phi_l)$ et $a_{MS}(\theta_l)$ sont les vecteurs de réponse du réseau d'antennes au niveau de la BS et de la MS, respectivement. Alors que les algorithmes et les résultats développés dans le document peuvent être appliqués à des réseaux d'antennes arbitraires, $a_{BS}(\phi_l)$ peut être écrit comme :

$$a_{BS}(\phi_l) = \frac{1}{\sqrt{N_{BS}}} [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\phi_l)}, \dots, e^{j(N_{BS}-1)\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\phi_l)}] \quad (\text{III.5})$$

Où λ est la longueur d'onde du signal, et d est la distance entre les éléments d'antenne. La réponse du tableau les vecteurs au MS, $a_{MS}(\theta_l)$, peuvent être écrits de la même manière. [26] Le canal en équation (III.6) est écrit sous une forme plus compacte comme

$$H = A_{MS} \text{diag}(\alpha) A_{BS}^H \quad (\text{III.6})$$

où

$$\alpha = \sqrt{\frac{N_{BS} N_{MS}}{\rho}} [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L]^T \quad (\text{III.7})$$

Les matrices

$$A_{BS} = [a_{BS}(\phi_1), a_{BS}(\phi_2), \dots, a_{BS}(\phi_L)] \quad (\text{III.8})$$

et

$$A_{MS} = [a_{MS}(\theta_1), a_{MS}(\theta_2), \dots, a_{MS}(\theta_L)] \quad (\text{III.9})$$

La MS utilise un vecteur f parmi les vecteurs possibles définis dans le livre de codes hiérarchique multi-résolution pour transmettre les pilotes s . Le signal transmis par une formation de faisceau le vecteur est donné par :

$$Y = \sqrt{p} H F S + n \quad (\text{III.10})$$

Où p représente la puissance moyenne du signal reçu. La BS applique tous les cas possibles du vecteur w de le livre de codes W . Le signal résultant peut s'écrire :

$$Y = \sqrt{p}W * HFS + W * n \quad (\text{III.11})$$

Ce processus est répété pour tous les vecteurs $f \in F$. On obtient, après concaténation de toutes les différentes mesures, les données matrice Y , en supposant que tous les symboles pilotes transmis sont égaux, peut s'écrire comme :

$$Y = \sqrt{p}W^H HF + N \quad (\text{III.12})$$

Où N est la matrice de bruit Pour aller plus loin, reformuler (III.12) en appliquant successivement la formule suivante fréquemment utilisée :

$$\begin{aligned} Y_v &= \text{vec}(Y) \\ &= \sqrt{p}\text{vec}(W^H HF) + \text{vec}(N) \\ &= \sqrt{p}(F^T \otimes W^H)\text{vec}(H) + n_q \\ &= \sqrt{p}(F^T \otimes W^H)\text{vec}(A_{R_X} \text{diag}(\alpha) A_{T_X}^H) + n_q \\ &= \sqrt{p}(F^T \otimes W^H)(A_{T_X}^* \circ A_{R_X})\alpha + n_q \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

En utilisant les valeurs quantifiées des AOD/AOA, on obtient :

$$Y = \sqrt{p}\Psi z + n \quad (\text{III.15})$$

Où Y sont les mesures disponibles et Ψ peut être considérée comme une matrice de détection connue donnée par $\Psi = (F^T \otimes W^H)A_D$ avec A_D est une matrice dictionnaire dont i ème colonne est donné par $a_{T_X}^*(i) \otimes a_{R_X}(i)$. Cette matrice de dictionnaire contient toutes les valeurs quantifiées possibles AOD/AOA. Le vecteur z correspond au gain de chemin des directions quantifiées. En raison de la rareté du canal mm Wave, le vecteur z contient un nombre limité d'éléments non nuls. Pour un seul canal mm Wave, il n'aurait qu'un seul élément non nul. La matrice de détection Ψ , on peut récupérer l'élément non nul

du vecteur z qui représente l'estimation gain du chemin de propagation. les AOD/AOA estimés sont les éléments de la matrice A_D qui correspondent à l'élément non nul du vecteur z .

III.6.1 Méthode proposée pour estimer un canal mmWave à trajet unique

Problème d'estimation précédent, un seul canal de chemin implique que le vecteur z n'a qu'un seul élément non nul . Ainsi, estimer le canal revient à déterminer la position de cet élément qui définit également l'AOD/AOA correspondant. Le module de cet élément détermine le gain du chemin de propagation du chemin de signal considéré. Dans la phase initiale de la phase d'apprentissage, la formation de faisceaux K on utilise les vecteurs du premier niveau du dictionnaire F et W pour établir la communication entre la BS et la MS. Après les opérations de précodage-combinaison K^2 , les auteurs de [1] proposent de comparer la puissance de tous les K^2 signaux reçus pour déterminer celui avec la puissance maximale reçue à considérer comme le signal pilote souhaité. Puisque chaque vecteur de formation de faisceau est associé à une certaine plage AOD/AOA quantifiée, cette première étape divise le vecteur z en partitions K^2 . Par conséquent, la sélection du signal de puissance maximale implique la sélection d'une certaine partition du vecteur z qui correspond à une plage d'AOD/AOA qui contient le chemin de propagation. [26] La méthode suggérée dans [1] est basée sur la sélection de la puissance maximale reçue du signal. Dans le cas des ondes millimétriques, le signal reçu est complètement immergé dans le bruit avant d'effectuer la formation de faisceau. Cela implique que la puissance maximale sélectionnée ne correspond pas toujours le signal pilote souhaité. Par conséquent, il y aura des erreurs dans l'estimation des paramètres du canal. Pour améliorer les performances de l'algorithme d'estimation de canal, nous proposons de modifier le critère utilisé pour choisir la partition du vecteur z qui correspond le plus vraisemblablement à le chemin de propagation souhaité. Pour chaque vecteur de formation de faisceau $f_p, p = 1, \dots, K$ du livre de codes F utilisé par la MS pour transmettre ses symboles pilotes, la BS utilise tous les vecteurs de combinaison $W_{p,p} = 1, \dots, K$ du niveau correspondant du livre de codes W . Par conséquent, nous obtenons une matrice de données Y dont les lignes y contiennent les signaux reçus qui sont transmis par tous les vecteurs de formation de faisceaux f_P du même niveau du livre de codes F et décodés dans la BS par le même vecteur de combinaison w_p à l'aide de la matrice de données Y . On forme pour chaque

vecteur ligne y :

$$\begin{aligned} y^H y &= (\Psi z)^H (\Psi z) \\ &= z^H (\Psi^H \Psi) z \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

Afin de récupérer l'élément non nul du vecteur z avec le minimum de mesures utilisant la matrice de détection Ψ , la propriété isométrique restreinte nécessite la matrice $\Psi^H \Psi$ à être proche de la diagonale en moyenne. En fait une matrice X avec une diagonale dominante vérifie cette propriété :

$$|X_{jj}| \geq \sum_{k=1, j \neq k}^N |X_{jk}| \quad (\text{III.17})$$

Par conséquent, nous appliquons le test matriciel diagonalement dominant sur chaque matrice $A^i = y_j^H y_j$ si y_i représente un vecteur ligne de la matrice Y . On cherche les matrices A^i qui le vérifient critère puis parmi eux, on choisit celui avec la valeur diagonale la plus élevée A_{jj}^i ce qui signifie trouver les deux indices i et j tel que :

$$\begin{aligned} (i, j) &= \text{argmax} |A_{jj}^i| \\ i, j &= 1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

Où l'indice i correspond au vecteur ligne y_i de Y et ainsi il indique le combinateur sélectionné W_i . Dans la même façon, l'indice j indique le vecteur de formation de faisceau f_i utilisé. Étant donné que chaque vecteur de formation/combinaison de faisceau correspond à un plage spécifique d'AOD/AOA, les indices sélectionnés i et j correspondent aux angles estimés quantifiés. Ces indices sont ensuite utilisés pour déterminer l'ensemble de formation de faisceau/combinaison vecteurs du prochain niveau du livre de codes à utiliser sur la prochaine étape de la phase de formation. Le BS informe le MS de l'ensemble de vecteurs sélectionnés. Au fur et à mesure que la procédure passe d'une étape à l'autre, la résolution des angles estimés continue de s'améliorer. Une fois la résolution souhaitée atteinte, la valeur normalisée du module du dernier élément choisi de la matrice de données Y obtenue dans l'étape adaptative finale est le gain estimé du chemin de propagation. Cette amélioration technique peut être étendue au cas des multi-trajets.

Dans cette section, l'idée principale d'estimation de canal adaptatif mmWave proposé a été expliquée et analysée pour les canaux à trajet unique. Maintenant, nous étendons

au cas général des canaux mmWave multi-trajets.

III.6.2 D'estimation de canal adaptatif pour les canaux Mm Wave multi-trajets

Considérons le cas où plusieurs chemins existent entre la BS et la MS. Grâce à la mauvaise nature de diffusion des canaux mmWave, le problème d'estimation de canal peut être formulé comme un problème de détection compressée clairsemée, l'objectif est maintenant de déterminer les L_d éléments non nuls de z avec la puissance maximale. Sur la base du cas du chemin unique, nous proposons d'estimer de manière adaptative les différents paramètres du canal. Dans le cas des trajets multiples commence par utiliser K L_d vecteurs de précodage et de mesure au niveau de la BS et de la MS au lieu de K . A chaque étape, L_d de ces K L_d partitions sont sélectionnées pour un raffinement supplémentaire en divisant chacune en K partitions plus petites à l'étape suivante. Par conséquent, pour prendre cela en compte, le premier niveau du livre de codes F se compose d'un sous-ensemble avec K L_d vecteurs de formation de faisceau qui divisent la plage AoD initiale en K L_d plages. De même, à chaque niveau s , $s > 1$, le dictionnaire F_s a K_{s-1} L_d niveaux, et les plages $I_{(s,k)}$ et $I(s, k, m)$ sont par conséquent définie comme $I_{(s,k)} = \frac{(k-1)N}{L_d} k^{s-1}, \dots, \frac{kN}{L_d} k^{s-1}$ et $I(s, k, m) = \frac{N}{L_d k^s} (K(k-1) + m - 1) + 1 + \dots + \frac{N}{L_d k^s} (K(k-1) + m)$.

Compte tenu de ces définitions des plages AoD quantifiées associées à chaque vecteur de formation de faisceau m , du sous-ensemble k , de niveau s , la conception des vecteurs de formation de faisceau se déroule de manière identique à celle décrite dans la section IV-B. Pour estimer les chemins dominants L_d du canal mmWave. Plus précisément, dans la phase initiale, la BS et la MS utilisent des vecteurs de formation de faisceau K L_d définis par les dictionnaires de codes pour diviser les plages AoA et AoD en sous-plages K L_d chacune. Semblable au cas du chemin unique, en sélectionnant la puissance de signal reçue maximale pour déterminer les L_d sections les plus prometteuses pour acheminer les chemins dominants du canal. Ce processus est répété jusqu'à ce que nous atteignons la résolution AoD requise, et un seul trajet est estimé à itération. Les trajectoires utilisées par la BS pour détecter le premier trajet sont stockées dans la matrice T_{BS} pour être utilisées dans les itérations ultérieures. Dans l'itération suivante, une étape de précodage/mesure BS-MS similaire est répétée. Cependant, à chaque étape s , la contribution du premier trajet déjà estimée à l'itération précédente, qui est stockée dans T_{BS} , est projetée avant de déterminer les nouvelles plages AoD prometteuses. Dans l'étape suivante $s+1$, deux

plages AoD sont sélectionnées pour un raffinement ultérieur, à savoir celle sélectionnée à l'étape s de cette itération, et celle sélectionnée par le premier trajet à l'étape $s+1$ de la première itération qui est stocké dans T_{BS} . La sélection de ces deux plages d'AoD permet à détecter différents trajet avec des AoD séparés par une résolution jusqu'à $\frac{2\pi i}{N}$. De la même manière jusqu'à ce que les trajet Ld soient résolus. Après avoir estimé les AoA/AoD avec la résolution souhaitée, calcule finalement les gains de trajet estimés à l'aide d'un estimateur des moindres carrés linéaires. Notez qu'un inconvénient adaptatif de largeur de faisceau dans le cas de trajets multiples est l'interférence destructive possible entre les gains de trajet lorsqu'ils sont additionnés dans les premières étapes car seuls des faisceaux à haute résolution sont utilisés pour estimer les trajets dominants du canal. L'impact de cet avantage sur le fonctionnement proposé est cependant plus faible dans le cas des canaux mmWave grâce à la nature éparse du canal. Le nombre total d'étapes adaptatives requises pour estimer les AoAs/AoDs du Ld trajets du canal avec une résolution $\frac{2\pi i}{N}$ est $K\left(\frac{N}{L_d}\right)$. [25]

III.7 Resulta de simulation

Dans cette section, nous présentons des résultats numériques pour évaluer la performance de la formation proposée d'estimation de canal adaptatif et de précodage hybride. Nous considérons d'abord une lien BS-MS unique. Scénario de simulation Toutes les simulations de cette section présenteront des résultats d'efficacité spectrale avec système différent, et des paramètres d'algorithmes. Pour générer ces résultats, les paramètres du canal. Après avoir estimé ses paramètres, et est utilisé dans la conception des précodeurs et décodeurs hybrides : - Paramètres d'estimation de canal : Pour le cas multi-trajets, les paramètres $N ; K ; L_d$ seront définis à chaque simulation. Les puissances d'entraînement sont déterminées selon le corollaire , avec un maximum souhaité Figure III.2. Efficacité spectrale obtenue lorsque les matrices de précodage sont construites en utilisant le canal mm Wave estimé par un canal avec $L = 3$ et $L_d = 1 ; 2 ; 3$. La figure compare les performances différentes, les valeurs du paramètre K sont choisies. Les résultats indiquent qu'une performance très proche du cas de recherche exhaustive peut être obtenu avec K très inférieur N , qui correspond à un nombre d'itérations beaucoup plus petit. Sur la figure III.2, les gains de précodage donnés par l'estimation de canal mm Wave proposés sont simulé pour les cas multi trajet. Et puits simulés pour différentes valeurs de K , et comparés au gain de précodage du solution de recherche exhaustive. Les résultats indiquent que des

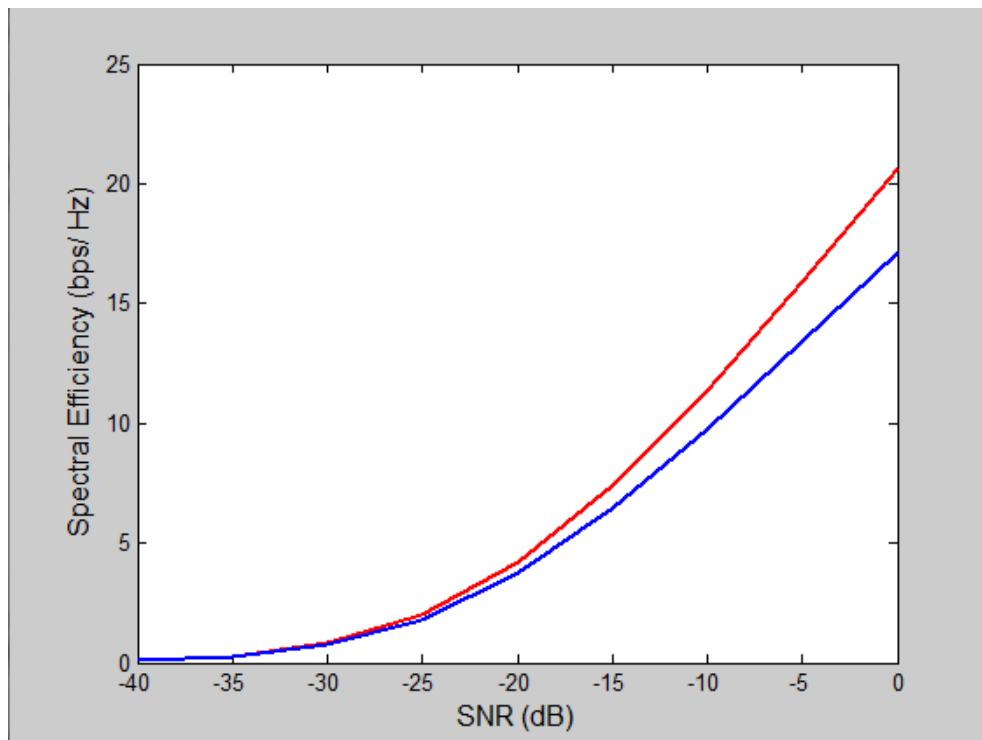


Figure III.2 — Efficacité spectrale obtenue pour un canal multi trajet

gains comparables peuvent être obtenus, et l'exigence d'un nombre d'itérations beaucoup plus petit.

La figure III.2 montre que plus le nombre de répétitions de la phase d'apprentissage augmente, plus on s'approche de l'efficacité spectrale obtenue par une connaissance parfaite du canal. En effet, ces répétitions permettent de choisir les angles qui se répètent le plus pour chaque étape de la phase d'apprentissage (le vote majoritaire) et ainsi minimiser l'erreur de l'estimation, mais ceci est réalisé au détriment du temps de calcul de l'estimation de la matrice H du canal. En outre, le gain en efficacité spectrale entre 3 et 4 répétitions n'est pas très important (environ 1 b/s/Hz) et même avec seulement 3 répétitions on obtient de meilleures performances par rapport à F . On déduit alors que faire 3 répétitions est suffisant pour avoir un bon compromis performance/temps de calcul. Dans cette dernière simulation, on calcule le BER du système pour des faibles valeurs du S/N allant de -40 à 0 dB en utilisant l'algorithme d'estimation. Le scénario de cette simulation est comme suit : La MS envoie les symboles pilotes à la BS à travers le canal. Durant la phase d'apprentissage, la BS effectue les calculs nécessaires pour estimer la matrice H du canal en question. Une fois l'estimation est terminée, la BS et la MS utilisent la matrice estimée de H pour construire les matrices de pré-codage et décodage hybrides respectivement. Les symboles donnés sont envoyés sur 3 data Stream. Comme les systèmes

de communication classiques, le BER diminue en améliorant le SNR. On remarque que le système arrive à atteindre des valeurs du BER de l'ordre de 10^{-3} à 10^{-4} même si le signal est noyé dans le bruit. Ceci est possible grâce à deux facteurs principaux. D'abord, la phase d'apprentissage constituée de plusieurs étapes où on a une transmission bilatérale itérative des symboles pilotes entre La MS et la BS jusqu'à l'obtention de l'estimation des DOD et DOA avec la résolution désirée. Une bonne estimation du canal conduit alors à la construction adéquate des matrices hybrides F_T et W_T . Le deuxième facteur réside dans l'utilisation du beamforming, après La fin de L estimation du canal, qui permet de focaliser l'énergie du signal émis dans des faisceaux avec des Largeurs prédéfinies et dirigés vers le récepteur pour combattre l'atténuation rapide des ondes millimétriques en profitant du gain obtenu par l'utilisation des larges réseaux d'antennes et les techniques du beamforming. [26]

III.8 Conclusion

Dans ce travail, nous avons considéré un paramètre de système mm Wave à utilisateur unique et étudié la conception d'estimation de canal mm Wave et de précodage. les solutions numériques sans contraintes et atteindre des gains raisonnables par rapport à la formation de faisceau uniquement analogique. Les gains de précodage obtenus peuvent également être exprimés en termes de probabilité de couverture du cellulaire mm Wave.

**CONCLUSIONS
ET
PERSPECTIVES**

CONCLUSIONS

Le travail de ce mémoire est consacré à l'étude d'estimation du canal millimétrique mmWaves multi trajet. 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 et résumé les architectures possibles qui seront utilisées dans la 5G et une description de la technique de dessiccation de cellule. Les ondes millimétriques reviennent sur le devant de la scène pour leurs avantages en proposant une large bande passante, pratique pour multiplier les débits. Les mmWaves sont à la fois un outil très efficace qui comble la pénurie dans la bande passante globale, et une clé essentielle au développement de la 5^{ème} génération de réseaux mobile qui élargit énormément la portée des services. La technique MIMO en passant par la nouvelle des systèmes MIMO massif, cette technologie clé pour les mmWaves, une fois combinée avec les nouvelles techniques de Beamforming, permet de surmonter les défis posés par l'utilisation des mmWaves. Notamment la conception des systèmes de communication hybrides mm-Wave analogiques numériques de faible complexité. Les mmWaves sont à la fois un outil très efficace qui comble la pénurie dans la bande passante globale, et une clé essentielle au développement de la 5^{ème} génération de réseaux mobile qui élargit énormément la portée des services. L'application de la technologie MIMO en mm Waves rend le système coûteux et plus complexe, le précodage hybride a été proposé pour réaliser des formations de faisceaux avec peu de chaînes RF pour réduire la consommation d'énergie mais notamment améliorer l'efficacité spectrale, 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.

Bibliographie

- [1] 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.
- [2] Hamou Chehri, *Étude et caractérisation d’un canal de propagation pour les réseaux VANET*, Ph.D. thesis, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2014.
- [3] Achala Deshmukh, “Performance evaluation of ofdm based wireless system working in the frequency band of 60 ghz,” 2012.
- [4] Marina Teixeira Arriel-Elias, Marcio Vinicius de Carvalho Barros Côrtes, Thatyane Pereira de Sousa, Amanda Abdallah Chaibub, and Marta Cristina Corsi de Filippi, “Induction of resistance in rice plants using bioproducts produced from burkholderia pyrrocinia brm 32113,” *Environmental Science and Pollution Research*, vol. 26, no. 19, pp. 19705–19718, 2019.
- [5] Pedro Rynkiewicz, *Contribution à la mise en oeuvre de synthèse de filtres accordables simultanément en fréquence et bande passante : application aux fréquences millimétriques et submillimétriques en technologie BiCMOS*, Ph.D. thesis, 2018.
- [6] Michael Peter, “Measurement, characterization and modeling of millimeter-wave channels,” 2017.
- [7] Chaimaa Benkirane, *Modélisation d’un canal à 60 GHz en utilisant les réseaux de neurones perceptron multicouches*, Ph.D. thesis, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2013.
- [8] Xiaobo Qu, Lu Zhen, Robert J Howlett, and Lakhmi C Jain, *Smart Transportation Systems 2020 : Proceedings of 3rd KES-STIS International Symposium*, vol. 185, Springer Nature, 2020.
- [9] Souhila Ferouani, “Etude et implémentation d’un système mimo dans un contexte ofdm,” *Université Abou bakr belkaid-Tlemcen, Soutenu en*, 2010.

- [10] Boris Moret, *Amplificateur de puissance autonome pour applications OFDM et beam-forming de la 5G aux fréquences millimétriques en technologie CMOS avancée*, Ph.D. thesis, Bordeaux, 2017.
- [11] Hussain Ben-Azza, *Automates cellulaires et pavages vus comme des réseaux booléens*, Ph.D. thesis, Lyon 1, 1995.
- [12] Yannick Bouguen, Eric Hardouin, and François-Xavier Wolff, *LTE pour les reseaux 4G*, Editions Eyrolles, 2012.
- [13] ,” .
- [14] Leen Verloock, Sam Aerts, Günter Vermeeren, and Wout Joseph, “New developments on 5g, the public impact of the rollout of 5g networks on radiation exposure,” 2021.
- [15] A Alliche, Dalila Daachi, et al., *Etude des systèmes MIMO-OFDM communication sans fil*, Ph.D. thesis, Université abderrahmane mira béjaia, 2012.
- [16] Hamid Ait Taleb, *Mimo-ofdm pour les communications sans-fil dans les mines souterraines*, Ph.D. thesis, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2017.
- [17] Wonil Roh, Ji-Yun Seol, Jeongho Park, Byunghwan Lee, Jaekon Lee, Yungsoo Kim, Jaeweon Cho, Kyungwhoon Cheun, and Farshid Aryanfar, “Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5g cellular communications : Theoretical feasibility and prototype results,” *IEEE communications magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 106–113, 2014.
- [18] Ahmad Shahpoor Seraj, *Study on Propagation Characteristics of 5G Millimeter-Wave Wireless Communication Systems for Dense Urban Environments*, Ph.D. thesis, Waseda University, 2019.
- [19] 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.
- [20] Olivier Merckel, “Questions ouvertes sur les effets des ondes électromagnétiques et sonores sur la santé et l’environnement,” in *Annales des Mines-Responsabilite et environnement*. FFE, 2021, number 3, pp. 29–32.
- [21] 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.

- [22] Lorenzo Carlo Pansana et al., “Transmit-receive beamforming for 60 ghz indoor wireless communications,” 2010.
- [23] Theodore S Rappaport, Robert W Heath Jr, Robert C Daniels, and James N Murdock, *Millimeter wave wireless communications*, Pearson Education, 2015.
- [24] Timothy A Thomas, Huan Cong Nguyen, George R MacCartney, and Theodore S Rappaport, “3d mmwave channel model proposal,” in *2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall)*. IEEE, 2014, pp. 1–6.
- [25] 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.
- [26] Irched Chafaa and Mustapha Djeddou, “Improved channel estimation in mmwave communication system,” in *2017 Seminar on Detection Systems Architectures and Technologies (DAT)*. IEEE, 2017, pp. 1–5.