

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master Académique

Domaine : **Sciences et Technologie**

Filière : **Télécommunications**

Spécialité : **Réseaux et Télécommunications**

Etude et Analyse de Méthodes de Beamforming pour des Systèmes Multi-utilisateurs

Pour la 5G

Présenté par :

DEHEMCHI MARWA

BOUHAFER ASMA

Sous la direction de :

Dr. BOUKHAROUBA ABDELHAK

juillet 2019

Remerciements

En préambule à ce mémoire nous remerciant **ALLAH** qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces longues années d'étude.

Nous souhaitant adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de cette mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

Ces remerciements vont tout d'abord au corps professoral et administratif de la Faculté des Sciences et de la Technologie de Département d'Electronique et Télécommunication, Juridiques et sociales, pour la richesse et la qualité de leur enseignement et qui déploient de grands efforts pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.

Nous tenant à remercier sincèrement Monsieur Boukharouba Abdelhak, qui, en tant que Directeur de mémoire, se sont toujours montrés à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de cette mémoire, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'ils ont bien voulu nous consacrer et sans qui cette mémoire n'aurait jamais vue le jour.

On n'oublie pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et
leur patience.

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos
proches et amis, qui nous ont toujours encouragés au cours de
la réalisation de cette mémoire.

Merci à tous et à toutes.

A mes parents.

A mes frères Anis et Yasser.

A toute ma famille et mes amis.

**« Mieux vaut savoir bien que savoir beaucoup; mieux vaut ne
savoir rien que de savoir mal. » André Grétry.**

D.M

Je remercie dieu de m'avoir donné le courage pour accomplir
ce modeste travail que je dédie : à mes très chers parents qui
sont la bougie qui illumine ma vie

A mon frère Mounder

A ma sœur Soulef

Et les enfants de ma sœur Rassim et Ilina

Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le
dévouement et le respect que j'ai

toujours pour vous.

Et a tous les membres de ma famille Hammadi.

A mes très chers amis et à tous mes enseignants

Et à tous ceux que j'aime beaucoup, et qui m'aiment.

Bouhafer Asma

Résumé

Les systèmes de communication sans fil sont devenus l'un des sujets de recherche courants en raison de son rôle important dans presque tous les domaines, de la communication au commerce, à l'industrie, même à la sécurité et à la santé avec la nouvelle génération de réseau la 5G.

Le but de cette étude est de répondre au souhait du client d'obtenir une bonne qualité de service en plus des débits binaires élevés, et d'offrir le service aux plus possible des gens en augmentant la capacité du système en utilisant une multitude de nouvelles technologies.

Ce processus est divisé en 3 étapes essentielles. Premièrement, l'estimation de canal, est une technique permettant de connaître les coefficients des différents sous-canaux, puis de connaître notre canal de transmission de manière à ce que le signal transmis soit facilement récupéré à la réception, ce qui contribue également à réduire l'effet du canal à trajets multiples. Deuxièmement, l'utilisation du système Massive MIMO constitue la solution optimale pour atteindre l'énorme capacité de système souhaitée, la transmission à haute vitesse. Enfin, les technologies de réseau d'antennes Beamforming sont utilisées pour éliminer et résoudre les nombreux problèmes techniques auxquels la mise en œuvre du système Massive MIMO est confrontée.

L'objectif principal de ce travail est de discuter des différents algorithmes d'estimation de canal afin de déterminer les techniques d'estimation optimales appropriées au déploiement dans les systèmes de transmission 5G, et de clarifier l'importance de l'utilisation du réseau d'antennes et de la formation de faisceau pour atteindre la performance optimale.

Mots clés: 5G, Estimation du canal, MIMO Massif, Antenne linéaire intelligente, Beamforming.

Abstract

Wireless communication systems has become one of the common research subjects according to its important role in almost all the fields starting with communications and coming to commerce, industry even security and health with the new network generation the 5G

The purpose of those studies is to response to the client desire of having a good service quality beside high bit rates, and to offer the service to the most possible by increasing the capacity of the system using a multiple of new technologies.

This process is divided on 3 essential steps. First, channel estimation, which is a technique that allows to know the coefficients of the different sub-channel, and then to know our transmission channel in a way that the transmitted signal will be recovered at the reception easily, and it helps also to reduce the effect of multipath channel. Secondly, the use of the MIMO Massif presents the optimal solution to achieve the huge desired system capacity, the high speed transmission. Finally, The Beamforming antenna array technologies are used to eliminate and resolve the many technical hitches that MIMO Massif system implementation faces.

The main objective of this work is to discuss the different algorithms of channel estimation in purpose to determinate the optimal estimation techniques that are suitable for deployment in 5G transmission systems, and to clarify the importance of the use of antenna array and the beamforming to achieve the optimal performance.

Keywords: 5G, Channel estimation, MIMO Massif, Array linear antenna, Beamforming.

أصبحت أنظمة الاتصالات اللاسلكية واحدة من الموضوعات البحثية المشتركة وفقاً لدورها المهم في جميع المجالات تقريباً بدءاً من الاتصالات وصولاً إلى التجارة والصناعة وحتى الأمن والصحة مع الجيل الجديد للشبكة 5G.

والغرض من هذه الدراسات هو الاستجابة لرغبة العميل في الحصول على جودة خدمة جيدة بجانب معدلات بت عالية ، وتقديم الخدمة إلى أقصى حد ممكن من خلال زيادة قدرة النظام باستخدام العديد من التقنيات الجديدة.

وتنقسم هذه العملية الى 3 خطوات أساسية. أولاً ، تقدير القناة Estimation de canal ، وهي تقنية تسمح بمعرفة معاملات القناة الفرعية المختلفة ، ومن ثم معرفة قناة الإرسال الخاصة بنا بطريقة يمكن استرداد المعلومات بسهولة ، كما تساعد أيضاً في تقليل تأثير القناة متعددة المسارات multi trajets. ثانياً ، يقدم استخدام Massif MIMO الحل الأمثل لتحقيق سعة النظام الهائلة المطلوبة ، سرعة النقل العالية. أخيراً ، يتم استخدام تقنيات Beamforming لإزالة وحل العديد من العوائق الفنية التي يواجهها نظام Massif MIMO.

الهدف الرئيسي من هذا العمل هو مناقشة الخوارزميات المختلفة لتقدير القناة بغرض تحديد تقنيات التقدير المثلى المناسبة للنشر في أنظمة الإرسال 5G ، وتوضيح أهمية استخدام Antennes linéaire و Beamforming لتحقيق الأداء الأمثل.

كلمات البحث: شبكة الجيل الخامس 5G ، محاكاة القناة Estimation de canal ، Massif MIMO ،

Beamforming ، Antennes linéaires intelligentes.

Table de matière

INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chapitre01: Introduction aux réseaux de la cinquième génération	
1 INTRODUCTION.....	3
2 PRINCIPE ET ARCHITECTURE DES RESEAUX DE LA 5^{EME} GENERATION	3
2.1 PRINCIPE.....	4
2.1.1 Les ondes millimétriques	4
2.1.2 Les micros-celles.....	4
2.1.3 Massive MIMO	4
2.1.4 Beamforming.....	4
2.1.5 Full-Duplex.....	4
2.2 L'ARCHITECTURE DE RESEAU 5G ET SES SERVICES	5
2.2.1 New Generation Radio Acces Network (NG-RAN)	7
2.2.2 5G Core Network (5GC)	7
3 L'OBJECTIF DE LA 5G	10
4 COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES GENERATIONS.....	10
5 LA 5G DANS LE MONDE.....	12
6 CONCLUSION	13
Chapitre02: Caractéristiques des canaux de transmission radio	
1 INTRODUCTION.....	14
2 DESCRIPTION DES PHENOMENES PHYSIQUES DANS UN CANAL RADIO	15
2.1 LES SCENARIOS LOS ET NLOS.....	15
2.2 LES MECANISMES DE PROPAGATION.....	16
2.2.1 Dispersion (Scattering) :	16
2.2.1.1 L'évanouissement à large échelle :.....	17
2.2.1.2 L'évanouissement à petite échèle	18
3 LES TYPES DE CANAUX DE TRANSMISSION.....	20
3.1 TYPES DE MODULATION	20
3.1.1 Modulation BPSK.....	20
3.1.2 Modulation QPSK	21
3.1.3 Modulation QAM.....	21
3.2 BRUIT ET INTERFERENCES	21
3.2.1 SNR (RSB).....	21
3.2.2 BER	22
3.3 TYPES DE CANAUX.....	22
3.3.1 Le canal avec bruit blanc additif gaussien(AWGN)	22
3.3.2 Le canal de Rayleigh :	22
3.3.3 Canal MIMO	23
3.3.3.1 Capacité d'un canal MIMO	23

4	ESTIMATION D'UN CANAL.....	25
4.1	ESTIMATION DU CANAL DES MOINDRES CARRES (LS).....	26
4.2	ESTIMATION DU CANAL MMSE.....	27
4.3	ESTIMATION DE CANAL BASEE SUR DFT.....	28
5	CONCLUSION	28

Chapitre03: Systèmes MIMO Massifs et méthodes de Beamforming pour la 5G

1	INTRODUCTION.....	29
2	PRESENTATION DE LA TECHNIQUE MIMO	29
3	ARCHITECTURE DES SYSTEMES MIMO.....	30
3.1	SYSTEME SISO.....	31
3.2	SYSTEME MISO	31
3.3	SYSTEME SIMO	32
3.4	SYSTEME MIMO.....	33
4	SYSTEME MIMO MASSIF MULTI-UTILISATEUR.....	34
4.1	DEFINITION	34
4.2	CARACTERISTIQUES GENERALES DES SYSTEMES MIMO MASSIFS	35
4.2.1	<i>Diversité d'un système MIMO Massif.....</i>	<i>35</i>
4.2.1.1	Diversité temporelle.....	35
4.2.1.2	Diversité spatial	36
4.2.1.3	Diversité spatio-temporelle.....	36
4.2.1.4	Le multiplexage spatial.....	36
4.2.2	<i>Small cell et Ondes millimétriques.....</i>	<i>36</i>
4.2.2.1	Small cell.....	36
4.2.2.2	Ondes millimétriques (mmWave).....	37
4.2.3	<i>Antennes et propagation.....</i>	<i>39</i>
4.2.3.1	Réseau d'antennes	39
4.2.3.2	Réseaux linéaires uniformes.....	40
4.2.3.3	Antennes intelligentes.....	42
4.2.3.4	Principe de fonctionnement des antennes intelligentes	43
4.2.3.5	Antennes adaptatives.....	44
4.2.3.6	Critères adaptatifs :	46
5	PRECODAGE	48
5.1	PRECODAGE ET BEAMFORMING	48
5.1.1	<i>Les différents précodeurs linéaires</i>	<i>48</i>
5.1.1.1	Détection des signaux pour les systèmes MIMO à multiplexage spatial	50
5.1.1.2	Conjugate Beamforming (CB)	50
5.1.1.3	Transmission Gain Egal (EGT)	51
5.1.1.4	Zero Forcing (ZF).....	52
5.1.1.5	Detecteur Minimum Mean Squar Error (MMSE):.....	54
6	DIRECTION DE BEAMFORMING (DBS)	55
6.1	PRINCIPE.....	56
6.2	AVANTAGES.....	58
6.3	ASSOCIATION MIMO MASSIF ET BEAMFORMING	58
6.4	LIMITATION DES SYSTEMES MIMO	59
6.4.1	<i>Imperfections matérielles.....</i>	<i>59</i>

7	CONCLUSION.....	60
Chapitre04: Simulation et interprétation des résultats		
1	INTRODUCTION.....	61
2	LANGAGE UTILISE.....	61
3	ESTIMATION DE CANAL.....	62
4	CAPACITE DES SYSTEMES MIMO	64
5	SIMULATION DE PERFORMANCE D’UN SYSTEME MIMO MASSIF	66
6	SIMULATION D’UN SYSTEME DE TRANSMISSION AVEC BEAMFORMING.....	68
7	CONCLUSION	72
	CONCLUSION GENERALE.....	73

Annexes

Annexe A

Annexe B

Bibliographie

Table des figures

Figure	Légende	Page
I.1	techniques utilisées dans la technologie 5G.....	3
I.2	l'architecture de réseau 5G.....	5
I.3	PDU et flux QOS : plan utilisateur (UP).....	6
I.4	la séparation fonctionnelle entre NG-RAN et 5GC.....	6
I.5	Architecture de NG-RAN.....	7
I.6	architecture du système 5G, no-roaming.....	8
II.1	Schéma simplifié d'un système de transmission numérique.....	14
II.2	Environnement et mécanismes de propagation.....	15
II.3	Propagation multi-trajets NLOS.....	16
II.4	Propagation multi-trajets LOS.....	16
II.5	Fluctuations à petite et à grande échelles de la réponse du canal.....	17
II.6	Classification des évanouissements du canal.....	19
II.7	Interaction de l'onde électromagnétique avec son milieu.....	20
II.8	Diagramme de constellation de BPSK.....	20
II.9	Diagramme de constellation de QPSK.....	21
III.1	<i>Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.....</i>	29
III.2	Système SISO.....	31
III.3	système MISO.....	32
III.4	système SIMO.....	33
III.5	système MIMO.....	34
III.6	Réseau hétérogène composé d'une macro cellule (plus ses relais et RRH) et de plusieurs small cells permettant de soulager le trafic de données de la macro cellule.....	37
III.7	Différentes géométries de réseaux pour les antennes intelligentes.....	40

III.8	Modèle du Signal pour RLU.....	40
III.9	Principe de base d'une antenne intelligente.....	43
III.10	Réseau d'antennes adaptatives.....	44
III.11	Critère de réseau adaptive MMSE.....	46
III.12	Structure d'un réseaux d'antennes avec précodage.....	49
III.13	Précodeur Zéro Forcing.....	52
III.14	Représentation du système en coordonnées sphériques.....	56
III .15	Système massive MIMO Beamforming.....	59
IV.1	Comparaison entre les canaux AWGN et Rayleigh en terme de BER.	63
IV.2	Algorithmes d'estimation de canal.....	64
IV.3	Capacité des Systèmes MIMO à 2, 3, 4 antennes en fonction de SNR.....	65
IV.4	Méthodes de détections classiques pour les systèmes massifs MIMO.....	66
IV.5	Méthodes de détections numériques pour les systèmes massive MIMO..	67
IV.6	Transmission dans un canal Rayleigh avec et sans Beamforming dans un système mono-antennes.....	69
IV.7	Transmission dans un canal Rayleigh avec et sans Beamforming pur un système multi- antennes.....	69
IV.8	Performances du Beamforming en fonction de déphasage.....	70
IV.9	Performances du Beamforming en fonction de déphasage et l'espacement entre antennes.....	71

Liste des tableaux

Tableau	Légende	Page
I.1	Comparaisons entre les caractéristiques des générations mobiles.....	11
III.1	les différents précodeurs linaires.....	57

Liste des Abréviations

5G	5ème Génération
5GC	5G Core Network
3GPP	3rd Generation Partnership Project
AF	Application Function (Application)
AMF	Access and mobility Management Function (Gestion d'accès et de mobilité)
AN	Access Network (réseau d'accès)
AOA	Angle of Arrival
AUSF	Authentication Server Function (Serveur d'authentification)
AWGN	Additive White Guassian Noise (canal avec bruit blanc additif gaussien)
BDMA	Binary Division Multiple Access
BER	Bit Error Rate (taux d'erreur binaire)
BLAST	Bell Labs Layered Space-Time
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
CDMA	Code Division Multiple Access
CIR	Channel Impulse Response

DFT	Base Channel Estimation
CP	Cyclic Prefix
CSI	Uniform Linear Array
DARPA	Defence Advanced Research Projects Agency
D-BLAST	Diagonal Bell Labs Layered Space-Time
DL	Down Link / Liaison Descendante
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
DN	Data Network
DOA	Delay of Arrival (direction d'arrive)
MR	Rapport Maximal
EM	Electromagnétique
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FIR	Finite Impulse Response (Réponse Impulsionnelle Finie)
SDMA	Spatial Division Multiple Access
gNB-CU	Next Generation Node Base Station unité centrale

gNB-DU	Next Generation Node Base Station unités distribuées
gNBs	Next Generation Node Base Station
GSM	Global System for Mobile Communications
IMT 2020	Télécommunication Mobiles Internationale 2020
IOT	Internet Of Things (internet des objets)
IP	Internet Protocol
LAN	Local Area Network
EGT	Equal Gain Transmission
DBS	Digital Beamsteering
LOS	Line Of Sight
LTE	Long Term Evolution
Mass-BS	MIMO Massif Base Station
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	multiples input single output
MMSE	Minimum Mean Square Error (minimisation de l'erreur quadratique moyenne)
MRC	Maximal Ratio Combiner

CB	Conjugate Beamforming
MRT	Rapport Maximal de Transmission
MS	Mobile Station
MSE	Mean Squared Error (l'erreur quadratique moyenne)
MSK	Minimum Shift Keying
MU-MIMO	multi-utilisateur MIMO
SM-MIMO	Spatial Modulation MIMO
MV	Minimum Variance
NEF	Network Exposure Function (Exposition du réseau)
NG	New Generation
NG-RAN	New Generation of Radio Access Network (nouvelle génération de réseau d'accès radio)
NLOS	None Line Of Sight
NR	New Radio interface (nouvelle interface radio)
NRF	Network Repository Function (Référentiel réseau)
NSF	National Science Fondation
NSSF	Network Slice Selection Function (Sélection de tranche de réseau)
NTT	Nippon Telegraph and Telephone

NYU poly	l'Institut polytechnique de l'Université de New York
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAN	Personnel Area Network
PCF	Policy control function (Contrôle de politique)
PDU	Protocol Data Unit
PRK	Phase Reversal Keying
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QOS	Quality Of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Fréquence
RRH	Remote Radio Head
SDN	Software Defined Networks (Réseaux définis par logiciel)
SIMO	Single Input Multiple Output
SINR	Signal to Interference & Noise Ratio

SISO	Single Input Single Output
SMF	Session Management Function (Gestion de session)
SNR	Signal to Noise Ratio(rapport signal sur bruit)
SVD	Singular Value Decomposition
TCP	Transmission Control Protocol
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
UDM	Unified Data Management (Gestion de données unifiées)
UE	User Equipment
UL	Up Link / Liaison Montante
ULA	Uniform Linear Array
ULA / RLU	Uniform Linear Array (réseau linéaire uniforme)
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UP	User Plane (plan utilisateur)
UPF	User Plane Function

WAN	Wireless Area Network
WLAN	Wireless Local Area Network
ZF	zero forcing

Introduction générale

Introduction Générale

Depuis quelques décennies, on observe un développement très rapide dans le domaine des communications sans fil, ce développement dans le but besoins croissants de débit, le caractère mobile du terminal, un contexte d'encombrement de la ressource spectrale. Les anciens systèmes mobiles ne permettent pas de répondre d'une manière optimale à ces besoins, en raison de la sélectivité en fréquence des canaux et des multiples trajets que peut emprunter un même signal.

Des anciens systèmes mobiles font généralement référence à un changement de nature du système, de vitesse, de technologie, de fréquence, de capacité de donnée, de latence ... etc. La nouvelle génération (5G) qui regroupe plusieurs technique parmi eux la technique MIMO beamforming qui est une technique de formation de faisceaux pour des systèmes Multi-antennes (MIMO) qui peuvent être exploités afin d'augmenter la capacité des systèmes de communication sans fil en utilisant plusieurs antennes à la fois en émission et en réception et permettant ainsi de réduire la consommation énergétique et permet l'exploitation de la diversité spatiale.

L'objectif de notre travail est l'étude et l'analyse de méthodes de Beamforming pour des systèmes multi-utilisateurs pour la 5G.

Le premier chapitre montre comment le monde est arrivé à la 5G ensuite nous allons décrire une présentation complète sur l'architecture de la 5G et pour finir nous comparons entre la 4^{ème} génération et la 5^{ème} génération.

Le deuxième chapitre présente les problèmes liés à la propagation multi-trajet. Il décrit les scénarios LOS et NLOS, ainsi que les mécanismes de propagation à savoir, la réflexion, la transmission, la diffraction et la diffusion. Les évanouissements à petite échelle et à grande échelle sont par la suite présentés en détails avec leurs paramètres. En suit les différentes types des canaux de transmission et les perturbations subies par les signaux y transitant notamment dans le canal, on présentera par la suite l'approche qui a trait à la fiabilité d'une communication numérique et plus particulièrement au calcul du taux d'erreur binaire (BER). Aussi dans ce chapitre on verra le canal MIMO et leur capacité du canal, en plus l'estimation de canal qui permet d'augmenter les performances du système de transmission.

Le troisième chapitre couvre le développement de la technologie MIMO, la première partie est consacrée aux calculs des capacités des différents configurations (SISO, SIMO,

MISO et MIMO). On suit en va voir système MIMO Massif multi-utilisateur et une description sur les différentes diversités de MIMO Massif, Ensuite, nous développons le modèle de signal de réseau d'antennes dans des environnements à évanouissement par trajets multiples, et nous décrivons les critères et les algorithmes adaptatifs pour calculer les vecteurs de pondérations pour optimiser les performances des réseaux adaptatifs.

A la fin on a présenté les différents précodeurs qui sont directement affectées par la qualité de l'estimation du canal et l'association entre MIMO Massif et les techniques de Beamforming .

Chapitre 01

Introduction aux réseaux de la cinquième génération

Sommaire

1	INTRODUCTION.....	3
2	PRINCIPE ET ARCHITECTURE DES RESEAUX DE LA 5^{EME} GENERATION	3
2.1	PRINCIPE.....	4
2.1.1	<i>Les ondes millimétriques</i>	4
2.1.2	<i>Les micros-celles</i>	4
2.1.3	<i>MIMO Massif.....</i>	4
2.1.4	<i>Beamforming.....</i>	4
2.1.5	<i>Full-Duplex.....</i>	4
2.2	L'ARCHITECTURE DE RESEAU 5G ET SES SERVICES	5
2.2.1	<i>New Generation Radio Acces Network (NG-RAN)</i>	7
2.2.2	<i>5G Core Network (5GC)</i>	7
3	L'OBJECTIF DE LA 5G	10
4	COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES GENERATIONS.....	10
5	LA 5G DANS LE MONDE.....	12
6	CONCLUSION	13

1 Introduction

La 5G est la nouvelle génération des standards de la téléphonie mobile, cette évolution va être dépensée à chaque objet physique dans le monde et il sera connecter sur internet sous le nouveau concept « IOT » (Internet Of Things-internet des objets). Absolument tout, des véhicules autonomes, aux robots chirurgicaux, en passant par les dispositifs de réalité virtuelle augmentée, les drones et, plus généralement les communications mobiles seront couvertes par une nouvelle tranche de bande passante située entre 6 GHZ et 300GHZ. Une partie de cette tranche sera sous licence, mais une grande partie libre.

La 5G ne représente pas une évolution des réseaux précédents mais elle correspond à une nouvelle fondation technologique développée pour but de soutenir les demandes croissantes des clients. Pour la première fois, l'infrastructure physique sera séparée de l'infrastructure logique ou "virtuelle" .un réseau de type « SDN » (Software Defined Networks) se permis le contrôle du réseau internet et de lui rendre programmable directement sous une infrastructure d'une manière à supporter des nouvelles applications ainsi que des nouvelles services d'internet.

Ce chapitre va représenter une introduction à la 5G en commençant par une explication de son principe de fonctionnement , découvrir son architecture réseau, son objectif, ensuite une comparaison entre les différentes générations sera effectuée et finalement ça va conclure par les défis de la 5G dans le monde.

2 Principe et architecture des réseaux de la 5^{ème} génération



Figure I.1 techniques utilisées dans la technologie 5G.

2.1 Principe

La 5G utilise des fréquences de diffusion ultra-hautes (UHF entre 6-300 GHz) c-à-d les ondes millimétriques pour transférer rapidement d'énormes quantités de données, en sachant que la plage de diffusion est limitée, en survenant ce problème là en utilisant la technologie de Beamforming à travers MU-MIMO (multi-utilisateur MIMO) qui permet la diffusion continue des données sur plusieurs appareils et le processus multi-cell handover pour assurer des connexions solo de l'ordre de gigabit même en marche.

2.1.1 Les ondes millimétriques

Les ondes millimétriques sont les ondes radioélectriques couvrant les fréquences de 30 à 300 GHz.

2.1.2 Les micros-celles

un dispositif qui offre l'augmentation de l'efficacité spectrale de la zone d'un part et d'autre part la réduction de la taille de la cellule où le nombre réduit d'utilisateur par cellule par conséquence de le rétrécissement des cellules fournit plus de spectre à chaque utilisateur. En effet, la capacité totale du réseau augmente considérablement en réduisant les cellules et en réutilisant le spectre

2.1.3 MIMO Massif

Ce concept il fait référencer au grand nombre d'antennes utilisées dans un réseau MIMO.

2.1.4 Beamforming

la possibilité d'adapter le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes selon un certain modèle.

2.1.5 Full-Duplex

caractérise une connexion série où réseau qui permet la réception et l'émission de données simultanément.

2.2 L'architecture de réseau 5G et ses services

Un réseau **5G** est composé d'un réseau d'accès 5G (AN) et d'un réseau cœur 5G. Le réseau d'accès lui-même est constitué de la nouvelle génération de réseau d'accès radio (NG-RAN), qui utilise la nouvelle interface radio 5G(NR), et/ou un non 3GPP AN connecté au réseau cœur 5G. Les différentes entités de réseau sont connectées par un réseau de transport TCP/IP sous-jacents, qui prend en charge les fichiers QOS [1].

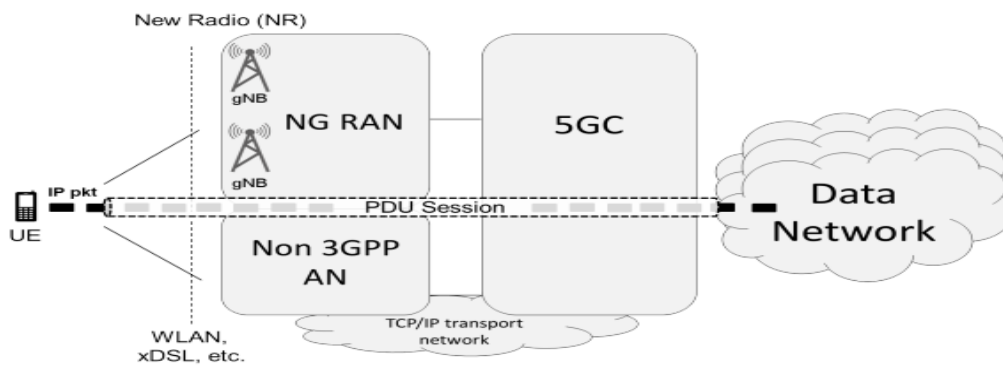


Figure I.2 l'architecture de réseau 5G.

Comme le montre la figure [I.2] le réseau 5G connecte l'équipement d'utilisateur (UE) à des réseaux de données externes. La session PDU représente le service de connectivité 5G, elle constitue par une séquence de tunnels NG dans le 5GC plus un ou plusieurs porteurs radios sur l'interface radio. Cet ensemble de "tubes" relie finement le UE à ses fonctions de contrôle ainsi que le réseau de données externe pour l'échange de trafic d'utilisateur [Figure I.3] [1].

Une session PDU est très similaire à un porteur EPS à LTE, sauf pour le modèle QOS et les unités de données des utilisateurs supportées. En effet, une session PDU peut transporter non seulement les paquets IP de l'utilisateur mais aussi l'ETHERNET où les cadres non survenus, permettant ainsi une communication de la couche-2 entre les groupes d'UE. Le modèle 5G est basé sur le nouveau concept de flux de QOS, où un flux est la plus grande granularité de la différenciation QOS [1].

Les différents flux de QOS peuvent appartenir à une seule session PDU.

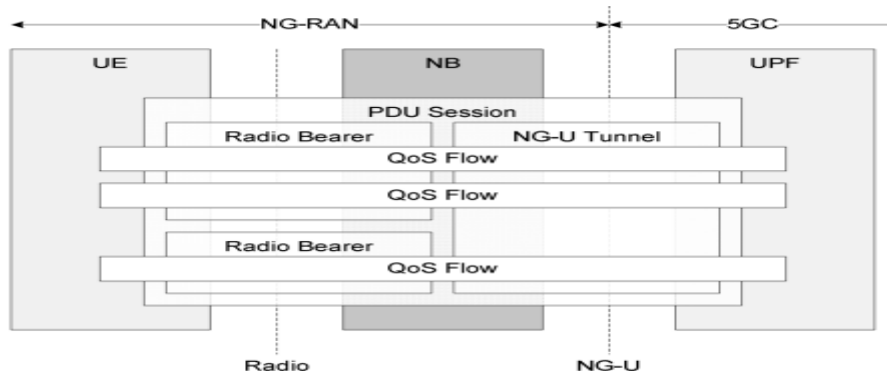


Figure I.3 session PDU et flux QoS : plan utilisateur (UP).

La figure [I.4] montre les divisions entre les fonctions 5G exécutées dans le NG-RAN et le 5G cœur, en bordure, le NG-RAN est le responsable de l'établissement, la maintenance et la libération des parties des sessions PDU qui traversent l'interface radio. Il face le problème de l'insuffisance physique (ex : interférences, réduction énergétique etc.), les handover inter-gNB, et le multiplexage de la session (planification).les fonctions de 5GC gèrent les parties restantes des parties PDU ainsi que tous les autres processus non liés à l'accès radio (gestion de la mobilité, sécurité adresses IP, allocation etc.) [1].

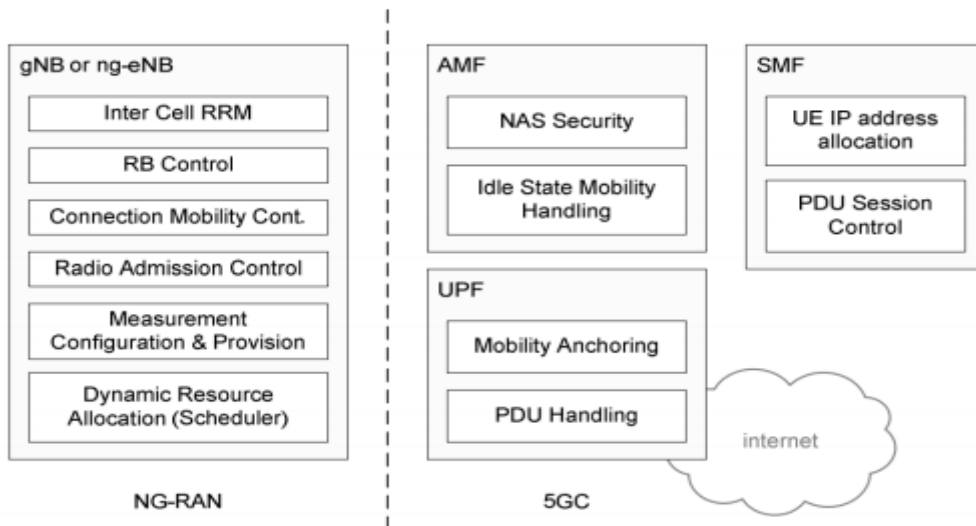


Figure I.4 la séparation fonctionnel entre NG-RAN et 5GC.

2.2.1 New Generation Radio Acces Network (NG-RAN)

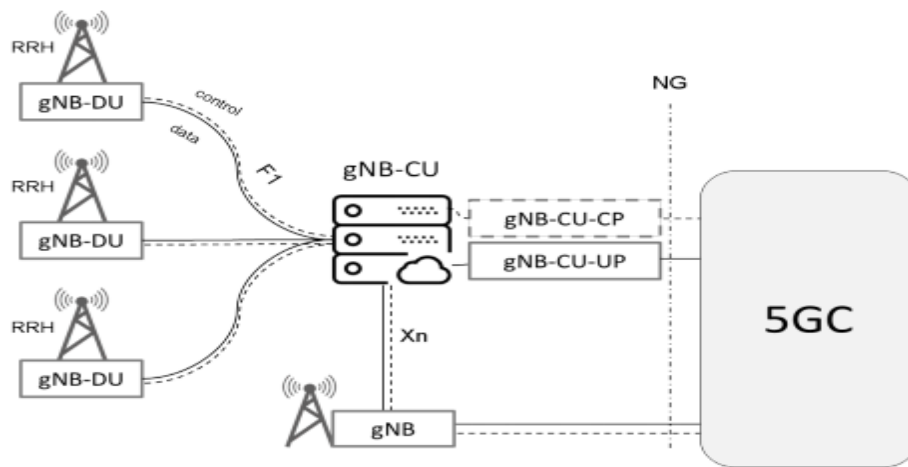


Figure I.5 Architecture de NG-RAN.

Comme représenté dans la figure [I.5], le NG-RAN s'agit d'un ensemble de stations de bases 5G, appelées gNBs, qu'elles sont connectées au 5GC à travers un ensemble d'interfaces logiques. Les gNBs peuvent être interconnectées à travers l'interface Xn pour améliorer les fonctions de mobilité (handover) et de gestion (coordination d'interférences intercellulaires) [1].

Le fonctionnement de la gNB est parfois réparti. Dans ce cas, l'architecture résultante est formée par une unité centrale (gNB-CU) qui nécessite une ou plusieurs unités distribuées (gNB-DU) et connectée à une carte radio distante (RRH). L'unité centrale est encore divisée en deux parties, une pour les fonctions de plan de contrôle (gNB-CU-CP) et l'autre pour les fonctions de plan d'utilisateur (gNB-CU-UP) [1].

2.2.2 5G Core Network (5GC)

La décomposition des fonctions exécutées par les nœuds de réseau des générations précédentes a conduit à une architecture 5G complètement définie en termes de fonctions de réseau exposées sous formes de services.

Comme se produit dans le NG-RAN, il y a une séparation entre le plan contrôle et utilisateur. Dans le plan utilisateur, on trouve une ou plusieurs fonctions UP (UPFs), qui effectuent principalement le transfert de paquets entre les différents tunnels de NG-U [Figure

I.3] qui forment la session PDU. Toutes les autres fonctions du réseau appartiennent au plan contrôle [1].

Un autre changement radical par rapport aux générations précédentes est la modélisation d'interface, qui a été passé de " l'orientation-bit point-à-point " (bit-oriented point-to-point) vers " l'orientation-web basé-service " (web-oriented service-based). En effet, 5GC a une architecture basé sur le service applicable par tout, les procédures sont définis comme des services de sorte qu'il est possible de les réutiliser [1].

Il existe une interface point-à-point normalisée, soit réelle où logique, entre toute paire d'entités de réseau 2g, 3G et 4g en interaction. Cette interface utilise un protocole spécial orienté-bit. Dans le core 5G, les interactions entre les entités du plan contrôle utilisent des interfaces basées sur les services prises en charge par des outils web tels que HTTP/2, REST et JSON [1].

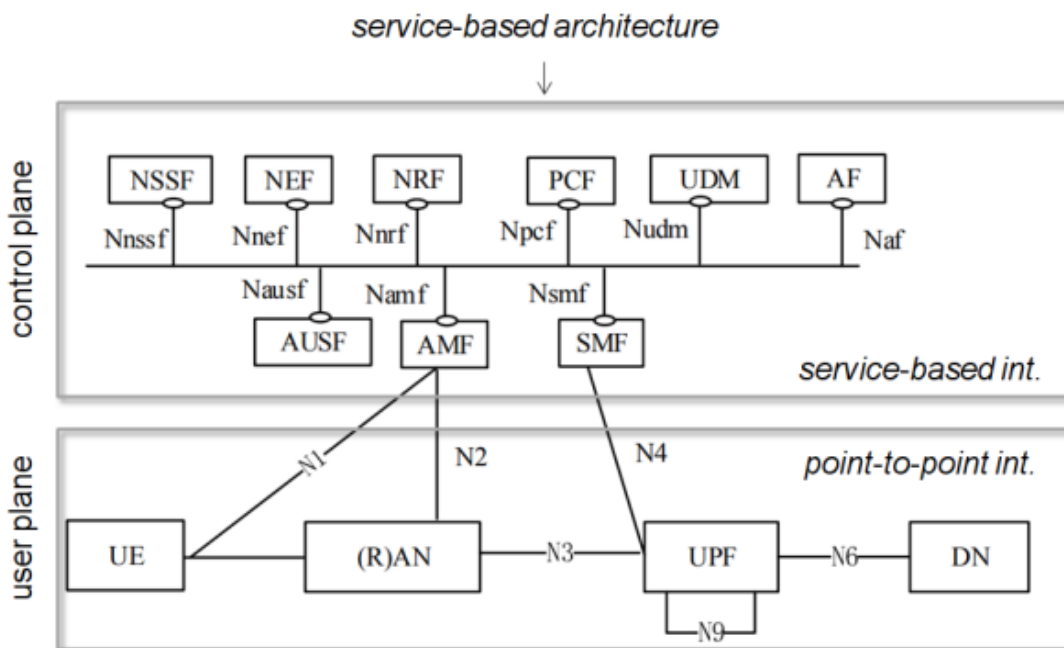


Figure I.6 architecture du système 5G, no-roaming.

Les différents nœuds de réseau et leurs fonctions [1] :

- 1- Le plan utilisateur (**user plane UP**) : sa fonction est de gérer la transmission du tunnels NG-U et les services de chemin de données associés, tels que l'ancrage pour le transfert, les QOS et l'application de la politique circulation.
- 2- Gestion de session (**session management function SMF**) : est la partie contrôle d'une session PDU. En d'autres termes, elle configure des tunnels NG, attribue des adresses IP avec DHCP, et configure le pilotage du trafic (vers un tiers ou un nuage périphérique). Il peut y avoir plusieurs fichiers SMF associés à un UE, bien qu'un seul par tranche.
- 3- Gestion d'accès et de mobilité (**access and mobility management function AMF**) : gère tous les signalisations de 5GC provenant et aller à l'UE. Contrairement au SMF, c'est une seule fonction présentée dans plusieurs tranches. Il prend en charge l'accès d'utilisateur au réseau et gérer la mobilité en interagissant avec l'UE et avec d'autres NFS.
- 4- Serveur d'authentification (**the authentication server function AUSF**) : il prend en charge l'authentification pour les accès 3GPP et non 3GPP.
- 5- Gestion de données unifiées (**unified data management UDM**) : peut-être considérer comme un référentiel pour les informations tels que : identifiants, les détails de l'AMF et l'affectation SMF pour la session en cours.
- 6- Contrôle de politique (**Policy control function PCF**) : est une entité unifiée fournissant des règles (QOS, filtrage, charge etc.) à d'autres fonctions de plan contrôle telle que SMF.
- 7- Sélection de tranche de réseau (**network slice selection function NSSF**) : sélectionne l'ensemble des tranches de réseau desservant l'UE ainsi que le meilleur AMF pour cette fin.
- 8- Exposition du réseau (**network exposure function NEF**) : expose les capacités des réseaux et les événements des réseaux UE pour une 3^{eme} partie, fonctions d'application, et d'autres fins.
- 9- Référentiel réseau (**network repository function NRF**) : découvre les instances de fonction réseau lorsqu'il vise une demande de découverte NF à partir d'une instance NF.

10- Application (application function AF) : repose un serveur d'applications pouvant interagir avec l'autre NFS de contrôle. AFs peut s'exister des services d'applications différents, et peut être renversé par un opérateur réseau.

3 L'objectif de la 5G

La 5G est la technologie qui permet les connexions et les téléchargements plus rapides que les autres générations et intègre toute une série de nouveaux usages, la future de la technologie 5G n'y fera pas exception en se concentrant sur l'internet des objets la 5G vise à [2] :

- faciliter l'émergence d'un immense écosystème IOT.
- l'amélioration de la vitesse de transmission des données.
- un temps de latence plus court donne l'impression que le réseau est très réactif (1 milliseconde de latence).
- 100% de couverture.
- 90% de réduction en utilisation énergie du réseau.
- jusqu'à 10 ans de durée de vie de la batterie.
- 1000 fois plus de bande passante par unité de la surface.
- jusqu'à 100 fois plus d'appareils connectés par unité de surface.
- 99,999% de disponibilité.
- la vitesse de transmission des données est double par rapport à 4G.

4 Comparaison entre les différentes générations

Avec la 5G sur le point d'arriver, en intéressant aux différences qu'elle présente par rapport à la 4G ce qui fera une différence significative dans le monde de la technologie, sera pouvoir fournir :

- Une augmentation de l'efficacité énergétique.
- Une connexion stable même en mobilité.
- Un réseau haut performances, capable de fonctionner en temps réel, avec des exigences élevées en matière de fiabilité.

Le tableau ci-dessous résume les caractéristiques de la 5G et celles qui sont actuellement disponibles avec la 4G, 3G, 2G et 1G [3] :

Caractéristiques	1G	2G	3G	4G	5G
Débit maximal	171.2 Kbit/s	9.6Kbit/s	1.9 Mbit/s	1 Gbit /s	20 Gbit /s
Vitesse (Km/h)	/			350	500
Latence (ms)	/		150	10	1
Efficacité énergétique du réseau	/	/	/	1X	100X
Débit sur une zone	/	/	/	0,1(Mbit/s/m ²)	10(Mbit/s/m ²)
Bande passante de donnée	2Kbps	14.4-64Kbps	2Mbps	2Mbps à 1Gbps	1Gbps et plus selon le besoin
La bande de fréquence	150Mhz	1.8Ghz	2Ghz	2 à 8 GHz	3 à 300 GHz
Accès multiple	FDMA	TDMA, CDMA	CDMA	CDMA	CDMA, BDMA
Les technologies	Analogique	Numérique	Large bande passante CDMA, technologie IP	IP unifiée, intégration transparente des réseaux LAN/WAN/PAN et WLAN à large bande	IP unifiée, intégration transparente des réseaux LAN/WAN/PAN/WLAN à large bande et technologies avancées basées sur modulation OFDM utilisée en 5G
Service	Téléphonie mobile (voix)	Voix numérique, messagerie courte de capacité supérieure en paquets	Audio, vidéo et données intégrées de haute qualité	Accès dynamique aux informations sur les appareils portables, streaming HD, itinérance mondiale	Accès dynamique aux informations sur les appareils portables, streaming HD, toute demande des utilisateurs

Tableau I.1 : Comparaisons entre les caractéristiques des générations mobile.

5 La 5G dans le monde

En Europe

Les efforts de recherche passés en Europe ont permis de nombreuses avancées dans les communications mobiles, ce que nous tenons pour acquis aujourd'hui. Celles-ci incluent le standard GSM 2G (utilisé à ce jour par 80% des réseaux mobiles du monde) et les technologies utilisées dans le système de télécommunications mobiles universelles 3G (UMTS) et les standards 4G LTE. Le développement rapide de la technologie 5G revêt désormais une importance capitale pour que l'Europe puisse stimuler l'économie, renforcer la compétitivité de son industrie et créer de nouveaux emplois [4].

La technologie 5G novatrice est d'une importance capitale, car cette technologie jouera un rôle essentiel dans le maintien du leadership de l'Europe dans l'industrie mondiale de la téléphonie mobile [4].

Cependant, l'Europe est en train de prendre du retard sur ses concurrents et veut rattraper son retard en dirigeant la technologie 5G.

En Amérique du Nord

La recherche en Amérique du Nord est en général différente de celle en Europe et tend à être davantage basée sur les universités et les industries. Contrairement à l'Europe, il n'y a pas de financement public pour coordonner les efforts de recherche aux États-Unis et au Canada. Bien entendu, aux États-Unis, le financement de la recherche dans les universités provient de secteurs publics tels que la National Science Foundation (NSF) et la Defense Advanced Research Projects Agency (DARPA). Cependant, la recherche dans les universités tend à être d'avantage basée sur les intérêts individuels. En ce qui concerne la 5G, les universités et les entreprises privées s'associent pour examiner certaines des technologies potentielles. Par exemple, l'Institut polytechnique de l'Université de New York (NYU Poly) et Samsung se sont associés pour étudier et développer des solutions mmWave pour la 5G [4].

En Asie

L'Asie suit le même objectif que l'Europe en créant une feuille de route 5G. En Corée du Sud, le forum 5G a été créé, tandis que la Chine est responsable du programme IMT 2020. Bien qu'il existe en général de nombreuses autres initiatives, certaines d'entre elles reçoivent un financement du gouvernement, tandis que d'autres ne sont que des efforts de coordination visant à sensibiliser l'industrie au 5G au niveau régional ou, au-delà, au niveau national. Plus spécifiquement, la Chine, le Japon et la Corée du Sud sont les principaux pays d'Asie menant des recherches sur la 5G. La recherche en Chine initiée par le gouvernement et menée

conjointement par le biais de partenariats universitaires-industriels en est généralement à ses débuts. Ceux du Japon et de la Corée du Sud, tous deux initiés et menés conjointement par des partenariats industrie-université, ont obtenu certains résultats, tels que le réseau de test de communication pour la 5G, établi par NTT (Nippon Telegraph & Telephone) et Samsung Electronics, avec 10 Gbps Débits de transmission atteints en fréquences porteuses de 11 GHz et 28 GHz, respectivement [4].

6 Conclusion

La 5G ou cinquième génération de standards pour réseau mobile, est la nouvelle version de l'ensemble des technologies mobiles dont le déploiement devront commencer, en Europe, États-Unis et Asie notamment, dans le courant de l'année 2020.

Il s'agit d'un ensemble de protocoles et méthodes de transmission de l'information qui doit offrir à la fois rapidité, le temps de latence extrêmement faible permettra de développer de nouveaux services et l'amélioration des systèmes existants.

La 5G doit également permettre d'arrivées de nombreuses innovation supporter la connexion de l'ensemble des véhicules autonomes et connectés, permettre de développement de la santé.

Chapitre 02

Caractéristique des canaux de transmission radio

Sommaire

1	INTRODUCTION.....	14
2	DESCRIPTION DES PHENOMENES PHYSIQUES DANS UN CANAL RADIO	15
2.1	LES SCENARIOS LOS ET NLOS.....	15
2.2	LES MECANISMES DE PROPAGATION.....	16
2.2.1	<i>Dispersion (Scattering) :</i>	<i>16</i>
2.2.1.1	L'évanouissement à large échelle :	17
2.2.1.2	L'évanouissement à petite échèle	18
3	LES TYPES DE CANAUX DE TRANSMISSION	20
3.1	TYPES DE MODULATION	20
3.1.1	<i>Modulation BPSK.....</i>	<i>20</i>
3.1.2	<i>Modulation QPSK</i>	<i>21</i>
3.1.3	<i>Modulation QAM.....</i>	<i>21</i>
3.2	BRUIT ET INTERFERENCES	21
3.2.1	<i>SNR (RSB).....</i>	<i>21</i>
3.2.2	<i>BER</i>	<i>22</i>
3.3	TYPES DE CANAUX.....	22
3.3.1	<i>Le canal avec bruit blanc additif gaussien(AWGN)</i>	<i>22</i>
3.3.2	<i>Le canal de Rayleigh :</i>	<i>22</i>
3.3.3	<i>Canal MIMO</i>	<i>23</i>
3.3.3.1	Capacité d'un canal MIMO	23
4	ESTIMATION D'UN CANAL.....	25
4.1	ESTIMATION DU CANAL DES MOINDRES CARRES (LS)	26
4.2	ESTIMATION DU CANAL MMSE.....	27
4.3	ESTIMATION DE CANAL BASEE SUR DFT	28
5	CONCLUSION	28

1 Introduction

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire [5] en utilisant un support physique appelé canal de transmission.

La source émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires, ensuite le codeur applique deux fonction la première appelée codage en ligne associe un support physique adéquat aux éléments abstraits émis par la source. Le second appelée codage correcteur d'erreurs elle introduit de la redondance dans le signal émis pour le protéger contre le bruit et les parasites présents sur le canal de transmission. Enfin du coté récepteur les fonctions de démodulation et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique.

Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné à la figure (II.1) où l'on se limite aux fonctions de base.

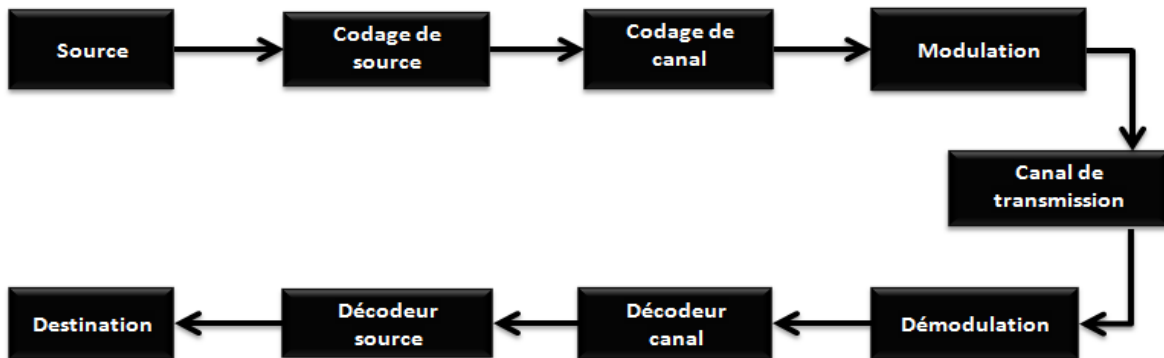


Figure II.1 Schéma simplifié d'un système de transmission numérique.

2 Description des phénomènes physiques dans un canal radio

Généralement, l'environnement de propagation a une influence sur les ondes électromagnétiques émis, qui sont régies par les équations de Maxwell. Note à mot on peut calculer le champ électromagnétique incident sur l'antenne réceptrice à cause de l'onde rayonnée théoriquement par les équations de Maxwell.

Les ondes radio dans les systèmes de communications se propagent entre une station de base (BS) et une station mobile (MS) selon les trois mécanismes suivants : la réflexion sur les grandes surfaces lisses, la diffraction sur des arêtes aiguës et la diffusion sur des surfaces rugueuses.

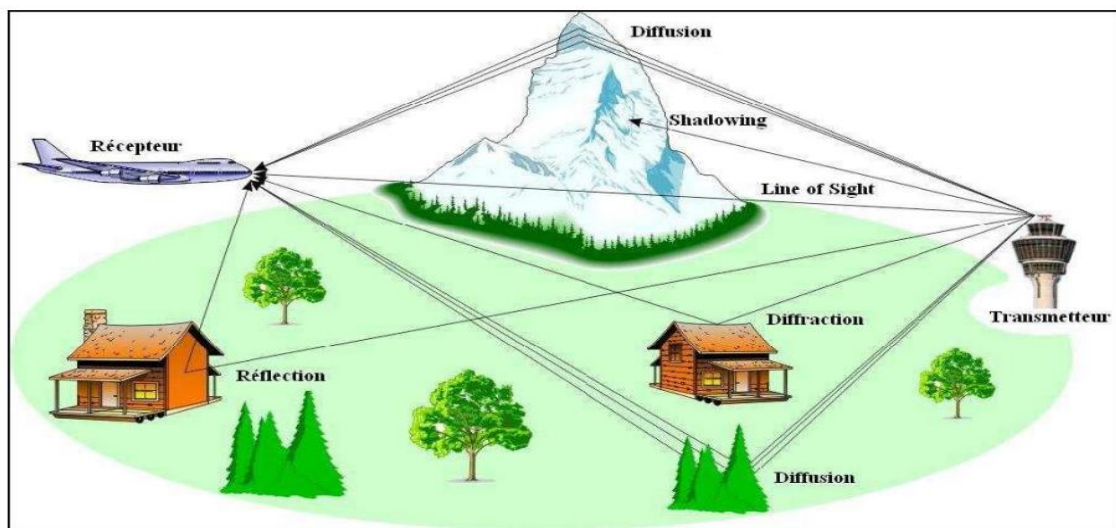


Figure II.2 Environnement et mécanismes de propagation.

2.1 Les scénarios LOS et NLOS

Le canal de propagation est l'endroit où se propagent les signaux sous forme de multi trajets à cause des obstacles qui entourent l'émetteur et le récepteur. La propagation multi-trajets distinguées deux situations de propagation : NLOS (None Line Of Sight) ça vous dire qui n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, la densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement du signal total reçu suit la loi de Rayleigh [Figure II.3], et on n'a LOS (Line Of Sight) visibilité est directe entre l'émetteur et le récepteur [Figure II.4], et par conséquent l'amplitude d'évanouissement est caractérisée par la distribution de Rice [6].

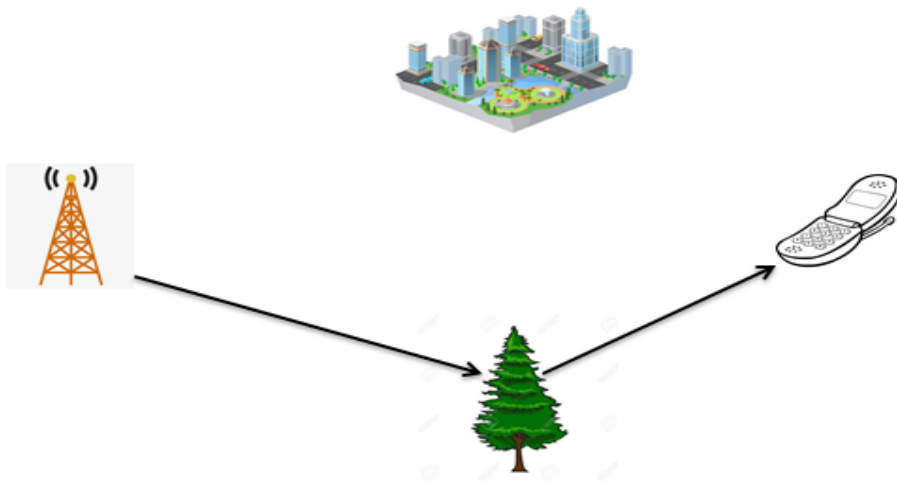


Figure II.3 Propagation multi-trajets NLOS.

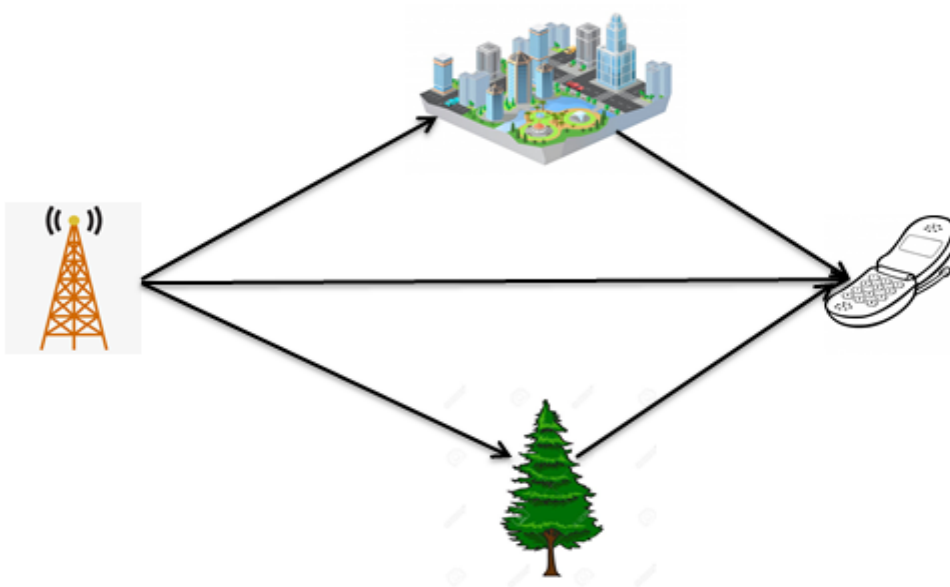


Figure II.4 Propagation multi-trajets LOS.

2.2 Les mécanismes de propagation

2.2.1 Dispersion (Scattering) :

C'est le phénomène de la déviation du trajet direct par des petits obstacles dont les dimensions sont petites par rapport à la longueur d'onde (feuillages, panneaux de signalisation,...).

Ces phénomènes génèrent l'évanouissement du signal (fading) et l'apparition de zones d'ombre (Shadowing). Le phénomène d'évanouissement, qui est la variation de l'amplitude du

signal en fonction du temps et de la fréquence, peut être classé en deux types. L'évanouissement à large échelle et l'évanouissement à petite échelle [7] :

2.2.1.1 L'évanouissement à large échelle :

Les évanouissements à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement ou sur un intervalle de temps suffisamment grands. Les deux phénomènes à l'origine des variations à grande échelle sont les pertes en distance et les effets de masquage (Figure II.5) [5].

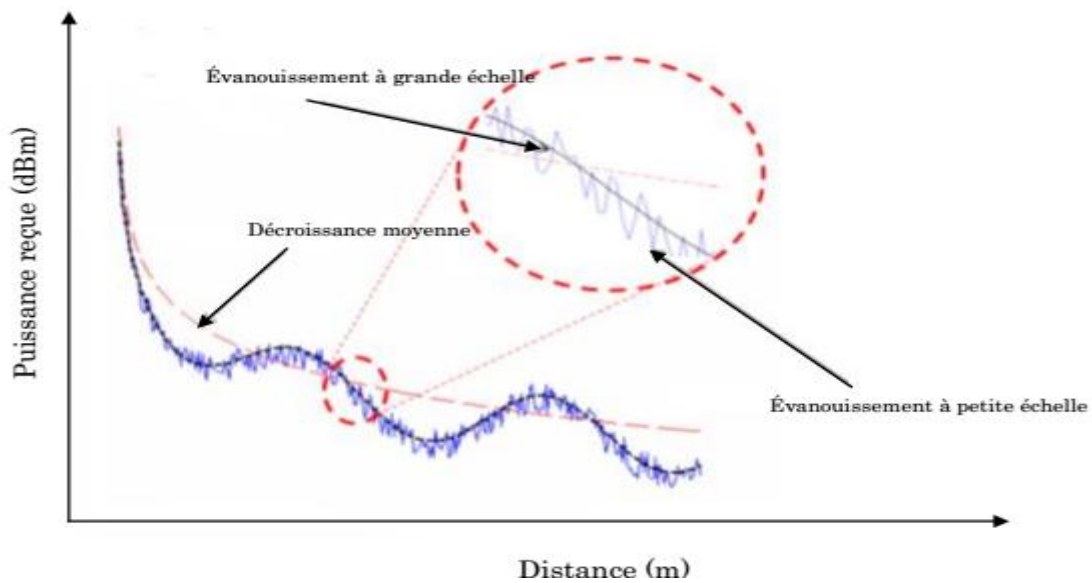


Figure II.5 Fluctuations à petite et à grande échelles de la réponse du canal.

Perte de trajet (Path Loss)

La perte de trajet correspond à la différence entre la puissance d'émission et la puissance de réception (en dB) en raison de l'atténuation introduite par le canal de propagation. La perte de trajet en espace libre peut être directement dérivée de la loi de Friis [6].

$$L_{(dB)} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{Tx}}{P_{Rx}} \right) = -10 \log_{10} \left(G_{Tx} G_{Rx} \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right) \quad \text{II.1}$$

Où

P_{Tx} et P_{Rx} : La puissance d'émission et de réception respectivement.

G_{Tx} et G_{Rx} : Gain d'émission et de réception respectivement.

d : La distance entre l'émetteur et le récepteur.

$\lambda = \frac{c}{f_c}$: La longueur d'onde rayonnée.

$C = 3 \times 10^8$ m/s est la vitesse de la lumière et f_c la fréquence de la porteuse.

Le facteur $(\frac{\lambda}{4\pi d})^2$ est aussi appelé le facteur de perte en espace libre.

Masquage (Shadowing)

L'effet de masque (Shadowing) est la variation de la puissance reçue qui résulte de l'atténuation du signal due à des obstacles localisés. Imaginez un déplacement de mobile dans un environnement donné, qui a des grands obstacles tels que les bâtiments de grande taille ou les collines. Étant donné que la position relative du mobile par rapport aux obstacles est en variation permanente, les conditions de propagation sont également en train de changer, mais il pourrait prendre une grande distance (de l'ordre de plusieurs dizaines de longueurs d'onde) afin de modifier d'une manière significative l'intensité de champ reçue. Ce phénomène engendre des variations lentes qui sont appelés Shadowing.

L'intensité moyenne de champ E suit une distribution log normale :

$$Pdf_E(E) = \frac{20/\ln(10)}{E\sqrt{2\pi\sigma_E^2}} \exp\left(-\frac{(20\log_{10}(E) - \mu_{dB})^2}{2\sigma_E^2}\right) \quad \text{II.2}$$

Où : σ_E est l'écart-type de E et μ_{dB} est la moyenne de E , exprimées en dB.

2.2.1.2 L'évanouissement à petite échelle

L'origine de ces phénomènes est liée à la présence d'objets de natures, de dimensions et de positions variables au sein du canal. Ces objets engendrent l'apparition de multiples répliques du signal transmis interférant de façon destructives ou constructives. On parle alors de propagation à trajets multiples. Dans cette configuration, l'onde utilise pour se propager les phénomènes de réflexion, réfraction, diffraction et diffusion [5].

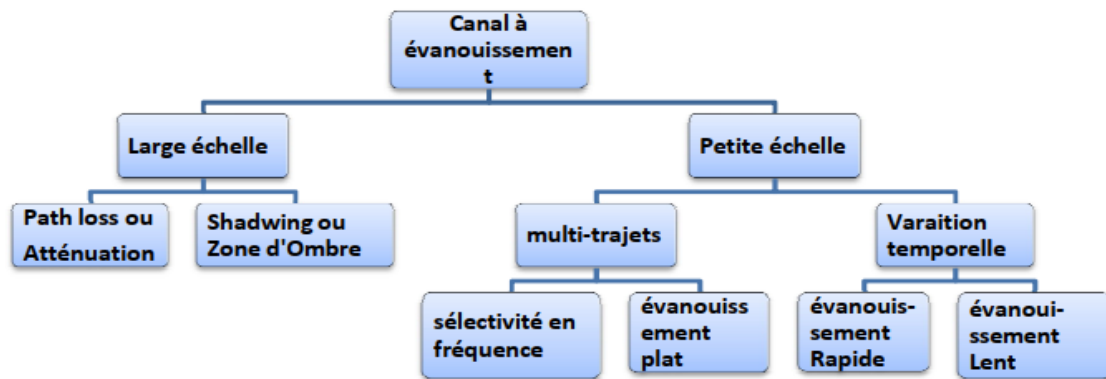


Figure II.6 Classification des évanouissements du canal [7].

Réflexion (surfaces lisses) / Réfraction (milieux translucides)

La réflexion survient lorsqu'une onde électromagnétique frappe une surface lisse de très grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde λ telle que les murs, les bâtiments, le sol, nous avons donc un phénomène de réflexion [5].

Diffraction

Apparaît lorsque l'onde EM rencontre des obstacles avec des formes irrégulières ou lorsque l'OEM passe à travers des petites ouvertures. Il en résulte une courbure de l'OEM autour de l'obstacle ou dispersion de l'OEM à travers les petites ouvertures. L'OEM ainsi obtenue est très utile. Elle permet de générer un trajet entre l'émetteur et le récepteur quand ils ne sont pas en visibilité directe [7].

Diffusion

La diffusion apparaît s'il existe sur le trajet de l'onde un regroupement très dense d'objets de dimensions du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. Le même phénomène est observé avec une surface présentant des aspérités suffisamment petites. La diffusion est le cas limite de la réflexion pour laquelle aucune direction privilégiée ne peut être identifiée.

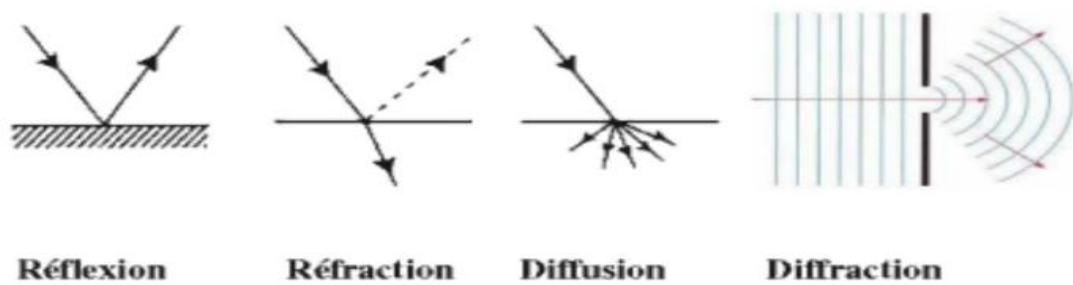


Figure II.7 Interaction de l'onde électromagnétique avec son milieu.

3 Les types de canaux de transmission

3.1 Types de modulation

3.1.1 Modulation BPSK

BPSK est la forme la plus simple de PSK. Il utilise deux phases, une phase représente la logique 1 et l'autre phase représente la logique 0. Lorsque le signal numérique d'entrée change d'état (c'est-à-dire de 1 à 0 ou de 0 à 1) la phase de la porteuse de sortie se déplace entre deux angles séparés par 180° . Par conséquent, les autres noms de BPSK sont la modulation par inversion de phase (PRK) et 2-PSK [8].

Un signal BPSK peut être définie par :

$$BPSK(t) = A_0 \times \sin \left[2\pi f_0 * t + \begin{cases} 0 & \text{if } m(t) = "1" \\ \pi & \text{if } m(t) = "0" \end{cases} \right] \quad \text{II.3}$$

Où $m(t)$ est l'information binaire.

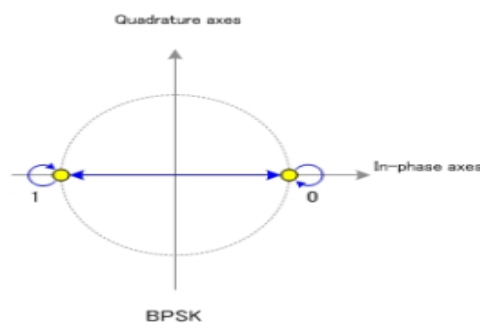


Figure II.8 Diagramme de constellation de BPSK.

3.1.2 Modulation QPSK

QPSK est un exemple de technique de modulation PSK M-aire. En QPSK, deux bits successifs dans les données séquence sont regroupés. Cela réduit le débit ou le taux de signalisation et réduit ainsi la bande passante du canal [8].

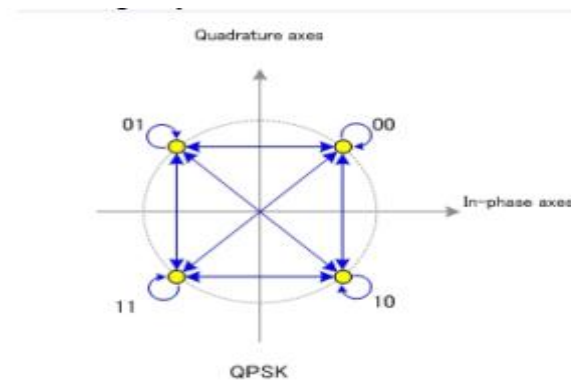


Figure II.9 Diagramme de constellation de QPSK.

3.1.3 Modulation QAM

Les modulations QAM (Quadrature - Amplitude - Modulation) sont une extension des modulations MPSK : La porteuse voit son amplitude et (ou) sa phase "sauter" à chaque changement de symbole.

La modulation et la démodulation M-QAM reposent sur les mêmes principes que la modulation – démodulation M-PSK : Modulation de 2 porteuses en quadrature au sein d'un modulateur IQ, et démodulation cohérente.

3.2 Bruit et interférences

3.2.1 SNR (RSB)

Le rapport signal sur bruit est le rapport entre le signal utile et le bruit de fond indésirable.

$$SNR = \frac{P_{(signal)}}{P_{(bruit)}} \quad \text{II.4}$$

Généralement, le RSB est exprimé sous forme logarithmique à l'aide de décibels en tant que :

$$SNR(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_{(signal)}}{P_{(bruit)}} \quad \text{II.5}$$

3.2.2 BER

Le taux d'erreur binaire est défini comme le taux auquel les erreurs se produisent dans un système de transmission. BER est le rapport du nombre de bits erronés au nombre total de bits transmis.

$$BER = \frac{\text{Nbr de bits erronés}}{\text{Nbr total de bits transmis}} \quad \text{II.6}$$

3.3 Types de canaux

Un canal de transmission ne se limite pas seulement au support physique du transfert de l'information. Il comprend aussi les dispositifs qui permettent d'adapter le signal à transmettre au canal et de minimiser les erreurs de réception. Il existe une multitude de types de canaux. Dans le cadre de notre projet de fin d'étude nous nous intéressons aux types de canaux suivants :

3.3.1 Le canal avec bruit blanc additif gaussien(AWGN)

Pour le cas de l'effet Doppler entre une source en mouvement et un récepteur fixe, le modèle de données à bande étroite est utilisé pour modéliser le signal reçu au niveau des réseaux d'antennes. Il présume que le support du front d'onde de signal inséminant à travers le réseau d'antennes reste nécessairement constant. Ce modèle est valable pour les signaux ayant une bande passante beaucoup plus petite que la fréquence porteuse [9].

Selon l'hypothèse ci-dessus, le signal reçu peut être écrit comme :

$$H(t) = A(\theta) + N(t) \quad \text{II.7}$$

Où, $A(\theta)$ est le vecteur de la matrice et $N(t)$ est AWGN avec densité spectrale de puissance moyenne et bilatérale nulle donnée par $N_0/2$.

3.3.2 Le canal de Rayleigh :

L'évanouissement de Rayleigh est principalement due à la réception de propagation par trajets multiples. L'absence d'un chemin direct (LOS) entre l'émetteur et le récepteur provoque l'atténuation des objets dans l'environnement, la réflexion, réfraction et diffraction

de signal devant lui arrive au récepteur. Cet environnement de propagation est connu sous le nom de Rayleigh évanouissement. Le signal résultant reçu au récepteur est la somme de tous les ondes réfléchies et dispersées [9].

3.3.3 Canal MIMO

Un canal MIMO est un système où, l'émetteur et le récepteur sont composés de plusieurs antennes.

Pour un canal avec N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices, le canal est représenté par une matrice complexe H traduisant la dimension spatiale. La relation entre les entrées X et les sorties Y du système MIMO alterné par un bruit qui suit une loi $B \sim N(0, \sigma_b^2)$ et qui est supposé être indépendante et identiquement distribuée est définie par [10] :

$$Y = HX + B \quad \text{II.8}$$

Concernant la matrice H du canal MIMO, elle est définie par :

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_R N_T} \end{pmatrix} \quad \text{II.9}$$

Où, $h_{kl} = \alpha_{kl} e^{j\phi_{kl}}$ tel que $1 \leq k \leq N_R$; $1 \leq l \leq N_T$ représente le gain complexe du lien entre la 1^{ère} antenne émettrice vers la k^{i-ème} antenne réceptrice et où, α_{kl} et ϕ_{kl} représentent respectivement l'amplitude de l'évanouissement du canal et la phase du coefficient complexe [10].

3.3.3.1 Capacité d'un canal MIMO

Par définition, la capacité d'un canal est définie par l'information mutuelle maximale entre une variable aléatoire X à valeurs sur l'alphabet d'entrée de canal et sa sortie correspondante Y . Elle est alors donnée par [10]:

$$C = \max_{p(x)} I(X, Y) \quad \text{II.10}$$

- **L'information mutuelle :**

L'information mutuelle entre deux variables aléatoires X et Y est définie par :

$$I(X; Y) = H(Y) - H(Y/X) \quad \text{II.11}$$

$$I(X; Y) = H(Y) - H(B) \quad \text{II.12}$$

Maximiser $I(X; Y)$ consiste à maximiser $H(Y)$, qui est obtenu dans le cas où, X est un vecteur gaussien complexe, $X = \{X_1, \dots, X_d\} \in \mathbb{C}^d$ à symétrie circulaire de moyenne nulle et de matrice de covariance K_x hermitienne définie positive [10].

L'entropie $H(Y)$ de Y est alors définie par :

$$H(Y) = \log_2 \det (\pi e R_y) \quad \text{II.13}$$

De ce fait, l'information mutuelle est définie par :

$$I(X; Y) = \log_2 (\det \{I_{N_R} + H R_X H^H (R_b)^{-1}\}) \quad \text{II.14}$$

Sachant que l'information mutuelle maximale est obtenue sous la contrainte que la puissance émise totale P_T soit finie et constante alors la capacité d'un canal MIMO est définie par [10] :

$$C_{MIMO} = \max_{p(x): E[X^H X] \leq P_T} I(X; Y) \quad \text{II.15}$$

- **Capacité d'un canal MIMO en absence d'information d'état du canal en émission**

En absence d'information d'état du canal, l'émetteur peut distribuer la puissance d'une façon uniforme sur chaque antenne émettrice. Alors la matrice de covariance du signal émis est donnée par :

$$R_X = \frac{P_T}{N_T} I_{N_T} \quad \text{II.16}$$

La capacité d'un canal MIMO est alors définie par :

$$C_{MIMO} = \log_2 (\det \{I_{N_R} + \frac{\gamma}{N_T} H H^H\}) \quad \text{II.17}$$

Où, γ représente le rapport signal sur bruit [10].

Capacité d'un canal MIMO basée sur ses valeurs singulières (SVD)

La décomposition de la matrice H en ses valeurs singulières, la capacité du canal MIMO est définie par :

$$H = USV^H \quad \text{II.18}$$

Où, la matrice diagonale S de dimension $(N_R \times N_T)$ contient les valeurs singulières de H où les $\lambda_i^{1/2}$ des λ_i valeurs propres au nombre de r de HH^H qui est définie par :

$$r = \text{rang}(H) = \min(N_R; N_T) \quad \text{II.19}$$

La capacité d'un canal MIMO suivant la décomposition de H en ses valeurs singulières est définie par [10] :

$$C_{SVD} = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{N_T} \lambda_i \right) \quad \text{II.20}$$

4 Estimation d'un canal

L'estimation du canal de transmission est un point clé les communications radio-mobiles permettant d'augmenter les performances du système de transmission grâce à la connaissance de celui-ci. Dans un environnement MIMO Massif, l'estimation du canal d'une manière plus précise est très importante car elle permet d'effectuer des traitements numériques de précodage et de Beamforming pour former des faisceaux focalisant l'énergie vers, ou autour, des utilisateurs de la cellule. Une mauvaise estimation présente impact néfaste sur la capacité d'un tel système à focaliser l'énergie vers les différents utilisateurs dans la cellule.

L'estimation du canal peut être faite au niveau des terminaux utilisateurs qui remontent ensuite les informations de leurs canaux vers la Mass-BS ou alors directement au niveau de la Mass-BS, au travers de l'envoi de symboles pilotes des utilisateurs vers la Mass-BS. Par exemple, pour un système OFDM les symboles pilotes sont répartis en temps et en fréquence. On va étudier des méthodes basées sur les pilotes où les symboles d'entraînement/pilotes d'une modulation OFDM à N porteuses peuvent être décrits par la matrice diagonale suivantes [11].

$$X = \begin{bmatrix} X[0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X[1] & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X[N-1] \end{bmatrix} \quad \text{II.21}$$

Où $X[k]$ représente le pilote de la k ème sous porteuse tel que $E\{X[k]\}$ et $var\{X[k]\} = \sigma_x^2$.

Avec $k = 0, 1, \dots, N - 1$. Si le canal de transmission est décrit par $H[k]$ pour la k ème sous-porteuse, le vecteur du signal reçu est donnée par la représentation matricielle suivante [12] :

$$Y \triangleq \begin{bmatrix} Y[0] \\ Y[1] \\ \vdots \\ Y[N-1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X[0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X[1] & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X[N-1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H[0] \\ H[1] \\ \vdots \\ H[N-1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z[0] \\ Z[1] \\ \vdots \\ Z[N-1] \end{bmatrix}$$

$$= XH + Z \quad \text{II.22}$$

Où $H = [H[0], H[1], \dots, H[N-1]]^T$ est le vecteur du canal de transmission et $Z = [Z[0], Z[1], \dots, Z[N-1]]^T$ est le vecteur bruit tel que $E\{Z[k]\} = 0$ et $var\{Z[k]\} = \sigma_z^2$
 À partir du (II.23) [13], nous pouvons maintenant déduire plusieurs estimateurs de base.

$$Y = X_p H + X_d H + N \quad \text{II.23}$$

4.1 Estimation du canal des moindres carrés (LS)

Dans le cas de l'estimation par les moindres carrés (LS) ou ZF, le canal de transmission \hat{H} est estimée en minimisant le critère quadratique suivant [12]:

$$J(\hat{H}) = \|Y - X\hat{H}\|^2$$

$$= (Y - X\hat{H})^H (Y - X\hat{H}) \quad \text{II.24}$$

$$= Y^H Y - Y^H X\hat{H} - X^H \hat{H}^H Y + X^H \hat{H}^H X\hat{H}$$

En dérivant le critère J par rapport au vecteur H et on met le résultat à zéro :

$$\frac{\partial J(\hat{H})}{\partial \hat{H}} = -2(X^H Y)^* + 2(X^H X\hat{H})^* = 0 \quad \text{II.25}$$

Par conséquent, l'estimation du canal est données par :

$$\hat{H}_{LS} = (X^H X)^{-1} H^H Y = X^{-1} Y \quad \text{II.26}$$

Finalement, Le canal estimé pour chaque sous porteuse par la méthode LS est :

$$\hat{H}_{LS}[k] = \frac{Y[k]}{X[k]}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1. \quad \text{II.27}$$

Cet estimateur n'utilise aucune connaissance a priori du comportement du canal. L'erreur quadratique moyenne (MSE) de cet estimateur est donnée par :

$$\begin{aligned} MSE_{LS} &= E \left\{ (H - \hat{H}_{LS})^H (H - \hat{H}_{LS}) \right\} \\ &= E \left\{ (H - X^{-1} Y)^H (H - X^{-1} Y) \right\} \\ &= E \left\{ (X^{-1} Z)^H (X^{-1} Z) \right\} \\ &= E \left\{ Z^H (X X^H)^{-1} Z \right\} \\ &= \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \end{aligned} \quad \text{II.28}$$

Où σ_x^2 et σ_z^2 sont la puissance du signal et celle du bruit respectivement. On remarque que L'erreur quadratique moyenne (MSE) de cet estimateur est inversement proportionnelle au SNR.

4.2 Estimation du canal MMSE

Considérons la solution LS dans l'équation (II.26), $\hat{H}_{LS} = X^{-1} Y \triangleq \hat{H}$. Utilisation de la matrice de poids W , défini $\hat{H} \triangleq W \tilde{H}$, qui correspond à l'estimation MMSE. l'écart MSE de l'estimation du canal \hat{H} est donné par [12]:

$$J(\hat{H}) = E \{ \|e\|^2 \} = E \left\{ \|H - \hat{H}\|^2 \right\} \quad \text{II.29}$$

$$\begin{aligned} E \{ e \hat{H}^H \} &= E \{ (H - \hat{H}) \tilde{H}^H \} \\ &= E \{ (H - W \tilde{H}) \tilde{H}^H \} \\ &= E \{ H \tilde{H}^H \} - W E \{ \tilde{H} \tilde{H}^H \} \end{aligned} \quad \text{II.30}$$

$$= R_{H\tilde{H}} - WR_{\tilde{H}\tilde{H}} = 0$$

$$\tilde{H} = X^{-1}Y = H + X^{-1}Z \quad \text{II.31}$$

$$W = R_{H\tilde{H}}R_{\tilde{H}\tilde{H}}^{-1} \quad \text{II.32}$$

4.3 Estimation de canal basée sur DFT

Par conséquent, le CIR est obtenu par IDFT de la réponse en fréquence estimée, tronqué après le NCP^{ème} échantillon et reconverti dans le domaine fréquentiel. L'estimation améliorée \mathbf{H} est alors donnée par [12] :

$$IDFT\{\hat{H}[k]\} = h[n] + z[n] \triangleq \hat{h}[n], \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad \text{II.33}$$

$$\hat{h}_{DFT}[n] = \begin{cases} h[n] + z[n], & n = 0, 1, 2, \dots, L - 1 \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad \text{II.34}$$

$$\hat{H}_{DFT}[k] = DFT\{\hat{h}_{DFT}(n)\} \quad \text{II.35}$$

5 CONCLUSION

Un canal de transmission est un canal aléatoire, à la fois dispersion et diffraction et réfraction, ce qui conduit aux phénomènes de propagation par trajets multiples et l'effet masque. Cependant pour combattre les évanouissements, les solutions se trouvent dans les types de transmission et l'estimation du canal qui fonctionnent sur un débit élevé et une fiabilité optimale de l'information transmise, la connaissance du type du canal et les perturbations dont il fait l'objet permet de faire les choix qui s'imposent pour atteindre les résultats escomptés.

Dans le chapitre suivant présente un système de communication sans fil MIMO Massif pour évaluer les performances des systèmes de transmission sans fil

Chapitre 03

Systemes MIMO Massifs et méthodes de Beamforming pour la 5G

Sommaire

1	INTRODUCTION.....	29
2	PRESENTATION DE LA TECHNIQUE MIMO	29
3	ARCHITECTURE DES SYSTEMES MIMO.....	30
3.1	SYSTEME SISO	31
3.2	SYSTEME MISO	31
3.3	SYSTEME SIMO	32
3.4	SYSTEME MIMO.....	33
4	SYSTEME MASSIVE MIMO MULTI-UTILISATEUR	34
4.1	DEFINITION	34
4.2	CARACTERISTIQUES GENERALES DES SYSTEMES MASSIVE MIMO.....	35
4.2.1	<i>Diversité d'un système MIMO Massif.....</i>	<i>35</i>
4.2.1.1	Diversité temporelle	35
4.2.1.2	Diversité spatiale	36
4.2.1.3	Diversité spatio-temporelle	36
4.2.1.4	Le multiplexage spatial.....	36
4.2.2	<i>Small cell et Ondes millimétriques.....</i>	<i>36</i>
4.2.2.1	Small cell.....	36
4.2.2.2	Ondes millimétriques (mmWave).....	37
4.2.3	<i>Antennes et propagation.....</i>	<i>39</i>
4.2.3.1	Réseau d'antennes	39
4.2.3.2	Réseaux linéaires uniformes.....	40
4.2.3.3	Antennes intelligentes.....	42
4.2.3.4	Principe de fonctionnement des antennes intelligentes	43
4.2.3.5	Antennes adaptatives	44
4.2.3.6	Critères adaptatifs :	46
5	PRECODAGE	48
5.1	PRECODAGE ET BEAMFORMING	48
5.1.1	<i>Les différents précodeurs linéaires</i>	<i>48</i>
5.1.1.1	Détection des signaux pour les systèmes MIMO à multiplexage spatial	50
5.1.1.2	Conjugate Beamforming (CB)	50
5.1.1.3	Transmission Gain Egal (EGT)	51

5.1.1.4	Zero Forcing (ZF).....	52
5.1.1.5	Detecteur Minimum Mean Squar Error (MMSE):.....	54
6	DIRECTION DE BEAMFORMING (DBS)	55
6.1	PRINCIPE.....	56
6.2	AVANTAGES.....	58
6.3	ASSOCIATION MIMO MASSIF ET BEAMFORMING	58
6.4	LIMITATION DES SYSTEMES MIMO	59
6.4.1	<i>Imperfections matérielles</i>	59
7	CONCLUSION.....	60

1 Introduction

Pour assurer les objectifs de la cinquième génération concernant la transmission de l'information numérique à des débits plus élevés et pour une qualité de service de plus en plus exigeante ainsi pour la résolution de problème de limitation de capacité des réseaux par rapport à la bande passante où à la puissance d'émission. La 5G emploie un nouveau système de transmission qui est représenté par le MIMO Beamforming qui comporte deux technologies. MIMO Massif qui repose sur l'installation de plusieurs antennes soit à l'émission où à la réception et qu'offre une efficacité spectral plus élevée que celle des systèmes mono-antenne, ce système assure aussi une augmentation de la capacité du réseau ; Et grâce à l'association du Beamforming qui focalise presque la totalité de la puissance émise vers le récepteur concerné, ce système devient plus robuste aux évanouissements du canal de transmission en améliorant donc la qualité de transmission.

2 Présentation de la technique MIMO

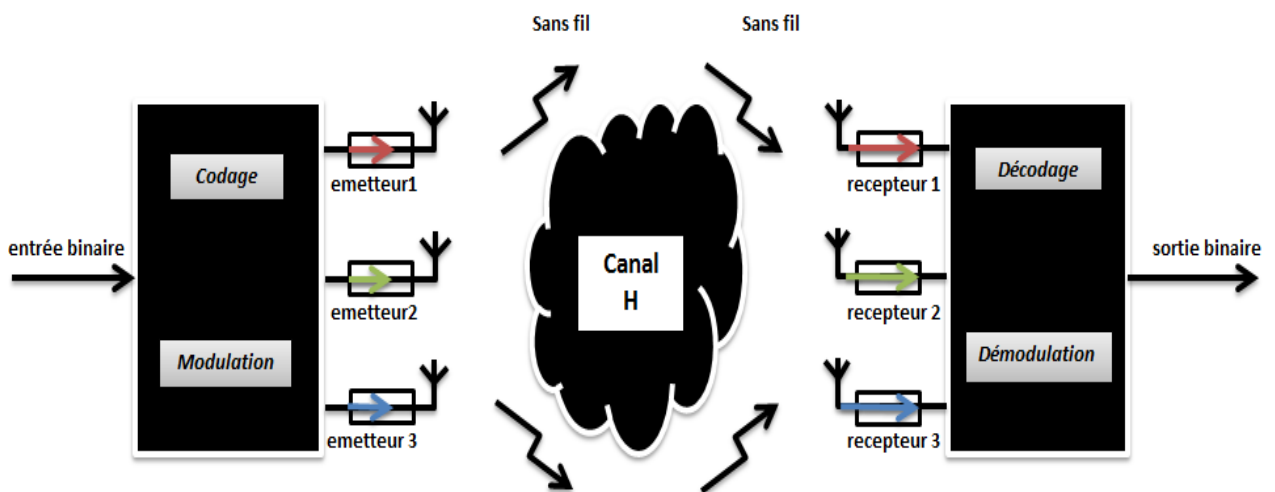


Figure III.1 Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.

Dans un système mono-antenne, l'augmentation de la taille de la modulation ou de la bande de fréquence utilisée est les seules solutions pour augmenter le débit de données, avec tous les problèmes de complexité ou d'encombrement que cela entraîne [14]. Partant du point de vue de la théorie de l'information, deux membres des laboratoires de recherche **Bell**, **Telatar** et **Foschini**, ont parallèlement et indépendamment montré que la capacité des systèmes multi-antennes augmentait linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, dépassant de manière significative la limite théorique de Shannon. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable.

Ces découvertes ont fait des systèmes MIMO (figure III-1) un des domaines les plus attractifs pour les industriels, qui y voient une des technologies susceptibles de résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande [14].

On distingue principalement deux types d'architectures de systèmes multi antennes développées pour atteindre l'objectif de l'augmentation de l'efficacité spectrale de la transmission.

➤ L'architecture originale, connue sous le nom de BLAST visait à augmenter principalement la capacité des systèmes et a naturellement pris le nom de système spatiotemporel par couches, puisque la chaîne de symboles est directement démultiplexée sur les antennes émettrices.

➤ Afin d'améliorer la qualité de la transmission, Tarokh puis Alamouti ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité, proposant un codage et un étiquetage conjoints. La redondance ainsi introduite permet alors de réduire considérablement le Taux Erreur Bit, sacrifiant une partie du gain en débit dû à la multiplicité d'antennes.

3 Architecture des systèmes MIMO

Selon le nombre d'antennes existant dans les différents dispositifs d'antennes, nous pouvons distinguer plusieurs configurations (SISO, SIMO, MISO, et MIMO)(systèmes). Cependant, ces architectures utilisent des différentes fonctions pour traiter le signal telles que la technique de combinaison, le codage spatio-temporel, le multiplexage spatial etc..., dont le but est d'achever la meilleure performance possible du dispositif antenne.

3.1 Système SISO

C'est la plus simple des architectures radio peut définies en termes MIMO comme SISO - Single Input Single Output. Ce système ressemble à un canal radio standard (l'émetteur fonctionne avec une antenne comme le récepteur. il ne nécessite aucun traitement en fonction de diversité ni aucun autre traitement). La capacité du canal SISO est donnée par :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{WN_0} \right) \text{ bps} \quad \text{III.1}$$

Où :

P : la puissance du signal utile en Watt

N_0 : la densité spectrale de puissance du bruit calculé en W/Hz.

W : la bande passante donnée en Hz.

En normalisant la capacité par la bande utile W , on obtient :

$$C = \log_2(1 + \rho) \text{ bps} \quad \text{III.2}$$

Avec ρ est le rapport signal sur bruit (P/N_0).



Figure III.2 Système SISO.

3.2 Système MISO

MISO (multiples input single output) est aussi appelé diversité d'émission. Dans ce cas, les données sont transmises en redondance à partir des deux antennes émettrices. À La réception les données sont alors seront récupérées par le traitement du signal optimal reçu (la somme des signaux des deux chemins).

La capacité du canal MISO :

$$C = W \log_2 \left(1 + N_t \frac{p_i}{wN_0} \right) = W \log_2 \left(1 + \frac{p_i}{wN_0} \right) \text{ bps} \quad \text{III.3}$$

N_t : nombre d'antenne d'émission.

En normalisant la capacité par la bande utile W , nous obtenons :

$$C = \log_2(1 + \rho) \text{ bps} \quad \text{III.4}$$

L'équation **III.2** et **III.4** sont identiques, mais l'avantage de la technique MISO par rapport à la technique SISO est que dans les multi trajets, la probabilité d'évanouissement dans N_t antennes est inférieure à la probabilité d'évanouissement sur une seule antenne.



Figure III.3 système MISO.

3.3 Système SIMO

Le système SIMO (Single Input Multiple Output) utilise à l'émission une seule antenne et plusieurs antennes à la réception. Il est souvent utilisé pour lutter contre les effets de la décoloration qui se produit lors de la réception de plusieurs signaux d'un certain nombre de sources indépendantes.

La capacité du canal SIMO :

$$C = W \log_2 \left(1 + N_r^2 \frac{p}{WN_0} \right) \text{ bps} \quad \text{III.5}$$

N_r : le nombre d'antenne réceptrice.

En normalisant la capacité en par la bande utile W , nous obtenons :

$$C = \log_2(1 + N_r^2 \rho) \text{ bps} \quad \text{III.6}$$

Avec ρ est le rapport signal sur bruit.

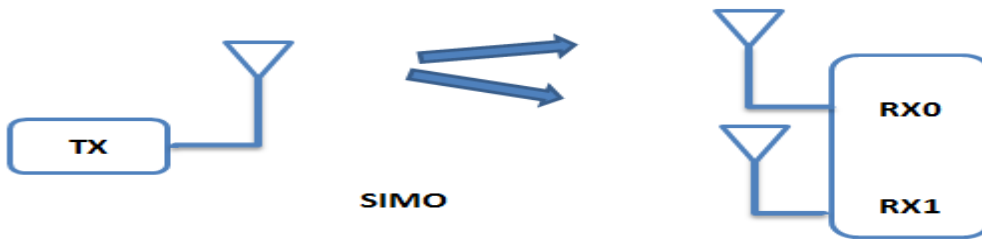


Figure III.4 système SIMO.

3.4 Système MIMO

La technologie MIMO (Multiple input Multiple output) repose sur N_t antennes de transmission et N_r antennes de réception. MIMO peut être utilisé pour améliorer la capacité des canaux ainsi que le débit de canal.

Dans le cas de la Figure III.5 où nous avons un système MIMO à N_t émetteurs et N_r récepteurs, le canal MIMO est traduit par une matrice H de taille $N \times M$ dite matrice de canal

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_{R1}} & h_{N_{R2}} & \dots & h_{N_r N_t} \end{pmatrix} \quad \text{III.7}$$

Un signal MIMO peut être défini par :

$$Y = HX + \eta \quad \text{III.8}$$

Où :

X : la séquence émit.

Y : la séquence reçue.

η : représente le bruit qui corrompt le signal lors de la traversée du canal.

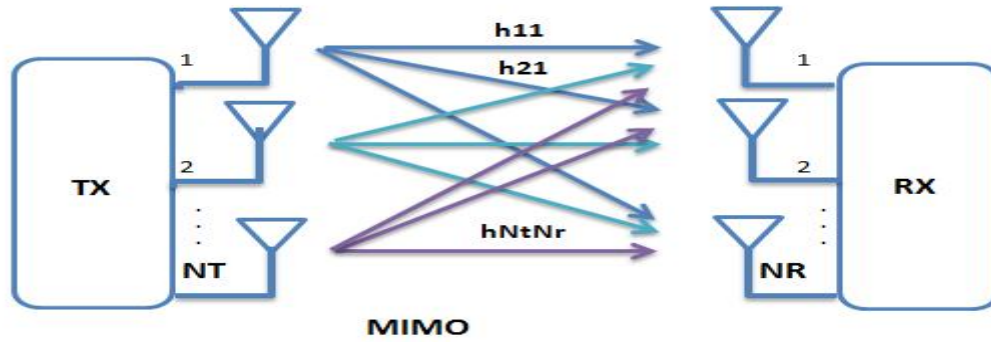


Figure III.5 système MIMO.

4 Système MIMO Massif multi-utilisateur

4.1 Définition

MIMO Massif est une extension de MU-MIMO (multi utilisateurs MIMO), dans cette technologie la BS (station de base) est équipé d'un grand nombre d'antennes qui sert une cellule avec un grande nombre de UEs (user equipments- équipements d'utilisateur). Les distinctions principales entre MIMO massif et MU-MIMO peuvent être résumées en trois aspects : premièrement, seul la BS apprend le CSI G ; deuxièmement, le nombre d'antennes de BS est généralement plus grand que K ; troisièmement, un traitement d'un signal linéaire simple, tel que le rapport maximal de transmission (MRT) où bien zero forcing (ZF) sont utilisés les deux dans UL (up link-liaison montante) ainsi dans DL (down link- liaison descendante) [15].

Supposant $G \in \mathbb{C}^{M \times K}$ est le produit d'une matrice d'évanouissement à petit échelle $H \in \mathbb{C}^{M \times K}$ par une matrice d'évanouissement à large échelle $D_\beta^{1/2} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ tenant en compte les pertes de parcours et l'effet de masquage, tel que $G = HD_\beta^{1/2}$, où les éléments de H ont des magnitudes d'un et $D_\beta^{1/2}$ est une matrice diagonal avec le vecteur β est son diagonal,

$D_\beta^{1/2} = \text{diag}\{\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_K\}$. Comme M devient plus grand ($M \gg k$), les vecteurs colonnes de la matrice de propagation sont asymptotiquement orthogonales, donc :

$$\frac{1}{M}(G^H G) = D_\beta^{1/2} \frac{1}{M}(H^H H)D_\beta^{1/2} \approx D_\beta \tag{III.9}$$

Quand M augmente sans être liée à certain paramètre, le taux de la somme asymptotique est :

$$\begin{aligned}
 C_{dl} &= \max_V \log_2 |I_M + \rho_{dl} G D_V G^H| \\
 &= \max_V \log_2 \left| I_K + \rho_{dl} D_V^{1/2} G^H G D_V^{1/2} \right| \\
 &\approx \max_V \log_2 |I_K + M \rho_{dl} D_V D_\beta| \\
 &= \max_V \sum_{K=1}^K \log_2 (1 + M \rho_{dl} v_K \beta_K)
 \end{aligned}
 \tag{III.10}$$

Ce qui est la somme de l'efficacité spectral des K terminaux, cette capacité de somme peut être attendue même si avec le plus MRT.

4.2 Caractéristiques générales des systèmes MIMO Massif

4.2.1 Diversité d'un système MIMO Massif

On parle d'exploitation de la diversité du canal lorsqu'on se sert de la nature dispersive du canal pour envoyer plusieurs répliques d'un même signal au récepteur. En effet, plus ce dernier reçoit de répliques moins il y a de chances que toutes aient subi une forte atténuation et l'on améliore ainsi la qualité du lien radio. L'exploitation de la diversité du canal ne sert que lorsque le canal subit de fortes atténuations car dans le cas contraire, exploiter cette diversité ne fera qu'utiliser de la ressource spectrale, temporelle ou spatiale, ressources toutes aussi rares et précieuses, pour un gain presque inexistant. La sélectivité du canal doit donc être étudiée au préalable [11].

4.2.1.1 Diversité temporelle

Exploiter la diversité temporelle du canal consiste à envoyer plusieurs fois le même signal à des instants différents. Cela revient à répartir les données utiles dans le temps, par exemple à l'aide de codage de canal et d'entrelaceur temporel, afin de pouvoir recombinaison les différentes instances et reconstruire le signal utile. *Restriction* : pour exploiter au mieux la diversité temporelle, il est nécessaire que deux instances du même signal soient espacées d'au moins le temps de cohérence du canal T_{coh} , temps pendant lequel le canal est considéré comme statique [11].

4.2.1.2 Diversité spatiale

La diversité spatiale peut être exploitée lorsqu'un signal est émis de plusieurs points distincts de l'espace.

Restriction : La distance (d) entre chaque antenne d'un même réseau d'antennes doit être d'au moins une demi longueur d'onde pour que la diversité puisse être exploitée (antennes suffisamment décorrélées). Le couplage entre les antennes va également dégrader les performances [11].

$$d > \frac{\lambda}{2} \quad \text{III.11}$$

4.2.1.3 Diversité spatio-temporelle

La diversité spatio-temporelle est un exemple de combinaison de techniques de diversité. En effet, dans cette technique on envoie des versions de signal différées dans le temps via plusieurs antennes transmetteurs. Ainsi, on atteint un niveau de diversité plus aisé [14].

4.2.1.4 Le multiplexage spatial

Le principe du multiplexage spatial est l'agencement sans redondance de la séquence d'information suivant l'axe spatial. Le système transmet alors N_t fois plus de symboles utiles par unité de temps qu'un système SISO. Un tel système a été proposé par Foschini en 1996, l'architecture de premier système MIMO, est appelée D-BLAST [16].

4.2.2 Small cell et Ondes millimétriques

4.2.2.1 Small cell

De nos jours, un réseau hétérogène est souvent associé aux cellules dites *Small cells* [11]. Une telle cellule a la particularité de posséder un rayon de couverture réduit et d'offrir ainsi un débit élevé à ses utilisateurs, découlant directement du fait que moins de terminaux se partagent la ressource temps/fréquence. Elle peut alors aisément être complémentaire d'une cellule à plus large couverture mais au débit moindre (macro cell). On parle d'ailleurs d'offloading des données lorsque la transmission d'information est attribuée à la small cell au lieu de la macro cell. La densification des réseaux avec ces small cells rentre pleinement dans

les problématiques 5G, tant pour améliorer l'efficacité énergétique (grâce au simple fait de diminuer la taille des cellules) que pour supporter les futurs besoins en débit.

Une telle densification va également nécessiter un backhaul 5 pouvant supporter ces forts débits, ces liens étant illustrés sur la Figure III.6 entre la macro cell et les small cells, RRH et relais. L'utilisation du MIMO Massif comme backhaul sans fil (en anglais *Wireless Backhaul*) est une solution attrayante. Ainsi, à terme, la Station de Base (SB) de la macro cell pourra ne consacrer son activité qu'au signaling et au backhaul avec le transfert de données effectué par les small cells [11].

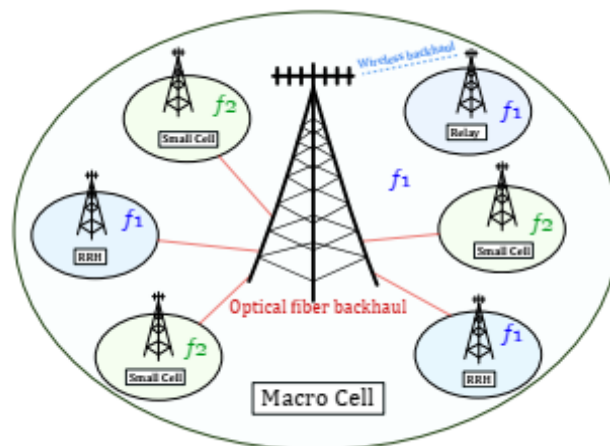


Figure III.6 Réseau hétérogène composé d'une macro cellule (plus ses relais et RRH) et de plusieurs small cells permettant de soulager le trafic de données de la macro cellule.

4.2.2.2 Ondes millimétriques (mmWave)

La réduction de la taille des cellules provoquée par la densification des réseaux permet d'envisager et d'exploiter des systèmes à très haute fréquence (> 6 GHz) pour de futures communications. En effet, couvrir une large zone n'est plus possible en raison de fortes pertes en espace libre à ces fréquences, mais de très larges bandes de fréquences peuvent être utilisées et ainsi permettre de décupler le débit [11].

- *Application aux systèmes MIMO Massifs*

Il devient de plus en plus évident que l'obtention de tels débits passera par une nette densification des réseaux. Nous allons lister succinctement les avantages et les inconvénients d'une utilisation de ces larges réseaux d'antennes à très hautes fréquences [11]:

- **Avantages**

- Très faible encombrement : en effet la taille des antennes est grandement réduite ce qui permet à une Mass-BS de conserver une taille très raisonnable.
- Très larges bandes : augmenter la bande passante est un moyen direct pour augmenter la capacité d'une cellule (de 100 à 500 MHz de bande contre un maximum de 20 MHz aujourd'hui sans agrégation).
- Canaux majoritairement en Line of Sight (LOS) : la réduction de la taille des cellules va augmenter la probabilité que le terminal soit en visibilité directe de la SB. Cette particularité va permettre l'utilisation de nouvelles techniques.

- **Inconvénients**

- Forte sensibilité aux obstructions : ces fréquences ne pénètrent pas les murs et les communications peuvent subir de fortes dégradations en présence d'obstacles. Cela nécessite d'identifier des scénarios particuliers.
- Pertes en espace libre : on peut écrire l'atténuation et le déphasage que provoque le canal en espace libre de la manière suivante [11] :

$$l = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^\gamma e^{\frac{2i\pi d}{\lambda}} \quad \text{III.12}$$

Avec d la distance parcourue par l'onde, λ sa longueur d'onde et γ un facteur compris entre 2 et 4 dans l'air (plus ou moins d'absorption selon les éléments météorologiques, les fréquences utilisées etc...).

- Chaînes RF et antennes coûteuses : la précision nécessaire à la fabrication de tels systèmes les rends onéreux. Il faudra donc opter pour un compromis coût / performances pour rendre le système viable économiquement.

4.2.3 Antennes et propagation

Les systèmes existant des radiocommunications sont équipés par des antennes classiques (omnidirectionnelles, sectorielles) dont les diagrammes de rayonnement sont déterminés d'une telle manière que la couverture soit optimale. En tant que ces diagrammes sont fixes donc ils ne peuvent pas s'adapter aux phénomènes rencontrés lors de la propagation. Pour résoudre ce problème il apparue le concept des antennes intelligentes basées sur les réseaux d'antennes (linéaires, planaires, circulaires...) qui offrent la combinaison dynamique des différents signaux et l'optimisation des bilans de liaison ; plus la possibilité de les orienter vers des directions privilégiées selon la direction de mouvement du mobile pendant la communication pour but de limiter les interférences avec les signaux voisins.

4.2.3.1 Réseau d'antennes

Un réseau d'antennes est formé de capteurs spatialement séparés et dont les sorties alimentent un réseau pondéré. Généralement n'importe quelle combinaison des éléments dans différentes structures géométriques peut former un réseau [17].

- L'espacement entre les éléments du réseau est assez petit qu'il n'y a aucune variation d'amplitude entre les signaux reçus aux différents éléments.
- Il n'y a aucun couplage manuel entre les éléments.
- Tous les champs d'incidence peuvent être décomposés en nombre discret d'ondes planes. C'est-à-dire, il y a un nombre fini de signaux.
- La largeur de bande du signal incident sur le réseau est petite comparée à la fréquence porteuse.

Le réseau d'antennes peut être arrangé dans diverses configurations de la géométrie dont les plus populaires sont linéaires, circulaires et planaires représentés sur la figure III.7 :

D'où :

- a) Réseau linéaire uniforme.
- b) Réseau circulaire.
- c) Réseau planaires.

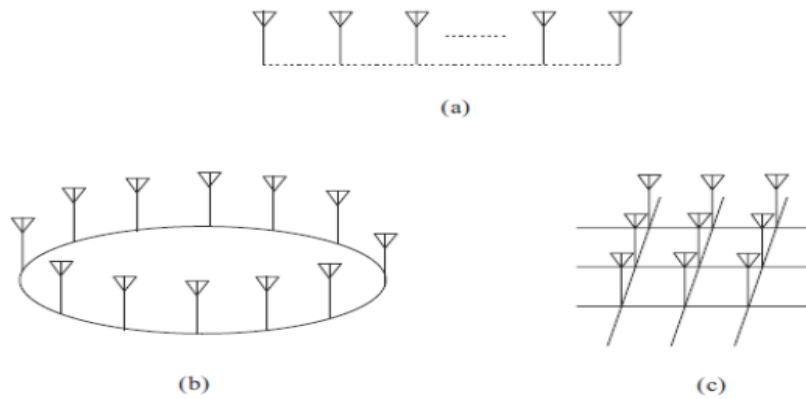


Figure III.7 Différentes géométries de réseaux pour les antennes intelligentes [17].

4.2.3.2 Réseaux linéaires uniformes

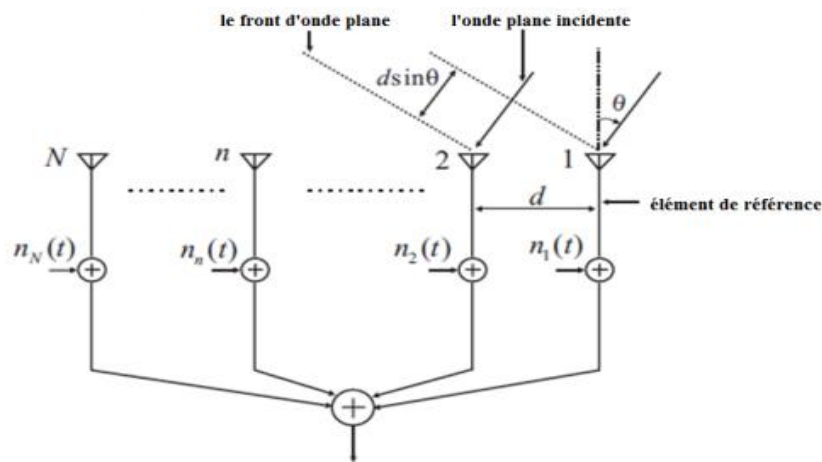


Figure III.8 Modèle du Signal pour RLU [17].

Un réseau linéaire uniforme (ULA) est la géométrie la plus fréquemment utilisée dans la conception des antennes réseaux. La Figure III.8 représente un réseau formé de « N » antennes alignées et séparées par une distance « d ». La direction d'arrivée *DOA* de l'onde plane par rapport à l'axe du réseau est représentée par l'angle θ . Le front d'onde plane au premier élément du réseau doit se propager à travers une distance pour arriver au deuxième élément. Soit $S(t)$ le signal au premier élément d'antenne (l'élément de référence), alors le retard de phase du signal par rapport au $n^{i\text{ème}}$ élément est $(n - 1) \sin \theta K d$, où $K = \frac{2\pi}{\lambda}$ [16].

Par conséquent, le signal reçu au $n^{i\text{ème}}$ élément est donné par :

$$x_n(t) = S(t)e^{-j\frac{2\pi(n-1)d \sin \theta}{\lambda}} \tag{III.13}$$

$x_n(t)$ peut être exprimé sous forme d'un vecteur :

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t) \dots, x_n(t)]^T \quad \text{III.14}$$

$$a(\theta) = \left[1 \quad e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(d \sin \theta)} \quad \dots \quad e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}((n-1)d \sin \theta)} \right]^T \quad \text{III.15}$$

Où $(.)^T$ est l'opération de transposition. Alors l'équation (III.14) peut être exprimée sous la forme vectorielle :

$$x(t) = a(\theta)S(t) + n(t) \quad \text{III.16}$$

Où le vecteur de bruit a été défini comme suit :

$$n(t) = [n_1(t), n_2(t) \dots, n_N(t)]^T \quad \text{III.17}$$

Le vecteur $x(t)$ est souvent désigné sous le nom de vecteur de données d'entrée de réseau et $a(\theta)$ est appelé le vecteur de direction.

Il convient de noter que si la largeur de bande passante du signal incident exprimé dans (III.13) est beaucoup plus petite que l'inverse du temps de propagation à travers le réseau, le signal désigné sous le nom du signal à bande étroite, autrement il est appelé signal à large bande [17].

Nous prolongeons maintenant le modèle d'ULA à un cas plus général avec des effets d'évanouissement par trajets multiples et à multiutilisateurs.

Supposons qu'il y a U utilisateurs reçus par le réseau, et le signal incident de l' $i^{\text{ème}}$ utilisateur $S_i(t)$ ayant trajets multiple non-corrélés avec les amplitudes complexe $\alpha_{i,l}$ Angle Of Arrival (AOA) $\theta_{i,l}$ et le retard de trajet $\tau_{i,l}$. Alors le signal reçu pour l' $i^{\text{ème}}$ utilisateur peut être exprimé comme suit :

$$x_i(t) = \sum_l^{\tau_{i,l}} \alpha_{i,l} a(\theta_{i,l}) S_{i,l}(t - T_{i,l}) + n(t) \quad \text{III.18}$$

Le signal reçu est la somme de tous les signaux et bruits reçus par le réseau. Par conséquent, le vecteur de données reçues peut être exprimé comme suit :

$$x(t) = \sum_i^U \sum_l^{l_i} \alpha_{i,l} a(\theta_{i,l}) S_{i,l}(t - T_{i,l}) + n(t)$$

L'équation (III.19) peut être exprimée sous forme matricielle comme suit :

$$x(t) = A(\theta)S(t) + n(t) \quad \text{III.20}$$

Où $A(\theta)$ est la matrice $N \times T$ des vecteurs de direction :

$$A(\theta) = [a(\theta_1) \ a(\theta_2) \ \dots \ a(\theta_u)] \quad \text{III.21}$$

Et :

$$S(t) = [S_1(t) \ S_2(t) \ \dots \ S_U(t)]^T \quad \text{III.22}$$

4.2.3.3 Antennes intelligentes

Les systèmes antennaires adaptatifs ou intelligents (smart antennas), ils résultent lors de l'association entre les domaines de l'électromagnétisme et le traitement de signal. Ces systèmes ont comme objectif l'automatisation de la réaction de leur capacité, en temps réel, selon les modifications intervenues sur le canal de propagation. Ils s'intéressent aussi à la réduction des pertes d'énergie présentée par les lobes secondaire dans la direction des interférences tout en concentrant la totalité d'énergie dans le lob principal et de lui focaliser vers la direction utile. Généralement, un tel système se repose sur un réseau d'antennes et un processeur récepteur adaptatif qui fonctionne en temps réel et qui assigne des pondérations aux éléments afin d'optimiser le signal de sortie selon une multitude d'algorithmes prédéfinies. Un réseau d'antenne adaptatif peut être définie comme un système qui a la capacité de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant de son fonctionnement.

Les antennes intelligentes sont capables de définir la position de la cible avant d'envoyer le signal et donc elles focalisent l'énergie uniquement vers la direction désirée. Par contre, pour les systèmes antennaires traditionnels, ils ne peuvent pas définir la localisation du mobile, et alors l'envoi du signal se fait d'une manière très large. Cette transmission augmente le niveau des interférences par l'émission de la puissance vers des directions inutiles.

4.2.3.4 Principe de fonctionnement des antennes intelligentes

Les antennes intelligentes semblent être une voie prometteuse pour accroître la capacité des systèmes de transmission. L'idée consiste à utiliser la dimension spatiale des capteurs. La Figure III.9 illustre ce procédé.

Le principe de fonctionnement peut se résumer aux étapes suivantes [17] :

- 1- La station de base intelligente focalise sur un signal en particulier plutôt de capter les signaux provenant de toutes les directions.
- 2- Former des faisceaux d'énergie orientés vers un usager particulier sans avoir à connaître l'emplacement de cet usager. Cela serait comparable à un dispositif de poursuite, une sorte de signature spatiale. C'est comme doter chaque téléphone cellulaire de sa propre liaison sans fil.
- 3- Il faut moins d'énergie pour focaliser un signal sur 20 degrés qu'il en faut pour l'orienter sur 360 degrés. Donc, en ajoutant un éventail d'antennes et ayant recours à un mode perfectionné de traitement numérique des signaux, on peut créer les antennes intelligentes.

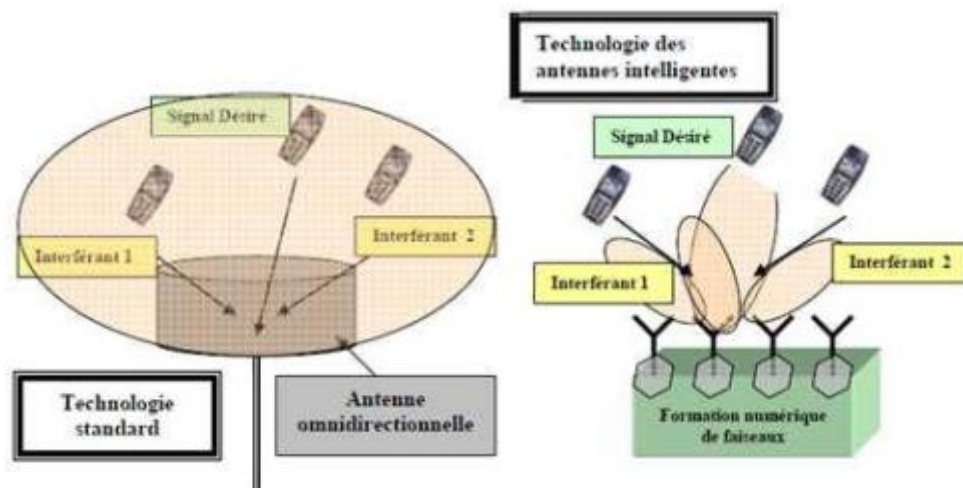


Figure III.9 Principe de base d'une antenne intelligente.

La technologie des antennes intelligentes permettra deux choses:

- 1- L'augmentation du nombre d'utilisateurs que pourra desservir un système cellulaire donné.
- 2- L'accroissement de l'éventail des services offerts par le système cellulaire.

En faisant circuler l'énergie directement entre la station et le téléphone cellulaire de l'utilisateur on produit:

- Une réduction des bruits ambiants.
- Une élimination des interférences provenant d'autres usagers et obstacles.

Cette amélioration de qualité et l'augmentation du nombre d'utilisateurs et de services sont des atouts pour les futurs systèmes sans fils.

4.2.3.5 Antennes adaptatives

Un réseau d'antennes adaptatives est un ensemble des éléments d'antennes qui s'adaptent continuellement à l'environnement de propagation selon ses changements. Chaque élément d'antenne a son propre coefficient de pondération qui se met à jour d'une manière adaptative pour maximiser son gain dans une direction précise. Grâce à la capacité de focaliser l'énergie et de poursuivre l'utilisateur dont le but est de réduire les interférences entre les signaux, plusieurs utilisateurs peuvent partager le même canal transmission à l'intérieur de la même cellule et donc optimiser l'utilisation des ressources.

D'autre terme, ils peuvent changer leur rayonnement, modèle de réception dynamiquement pour s'ajuster avec les variations de bruit de canal, afin d'améliorer le SNR du signal cette procédure se connaît sous le nom Beamforming Adaptatif.

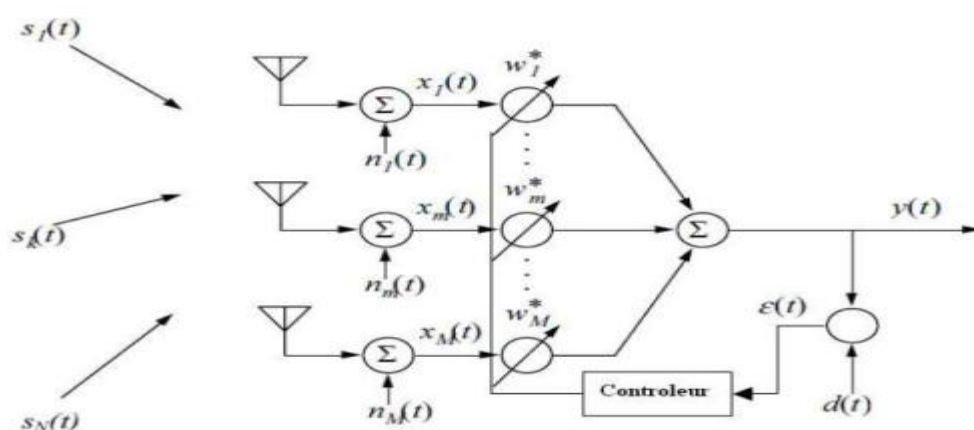


Figure III.10 Réseau d'antennes adaptatives [17].

Pour trouver le vecteur de pondérations optimales, il faut minimiser l'erreur moyenne $\varepsilon(t)$ entre le signal de sortie de réseau $y(t)$ et le signal de référence $d(t)$.

Les antennes adaptatives peuvent considérer comme un système prolongé de diversité, qui a plus de deux branches de diversité.

Le signal de sortie de système s'écrit comme suit :

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_N] \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = W^H(t) \cdot X(t) \quad \text{III.23}$$

Où $X_i(t)$ représente le signal reçu par l' $i^{\text{ème}}$ antenne. Supposant que le premier élément de réseau est la référence de phase, le déphasage relatif du signal reçu au $n^{\text{ème}}$ élément est :

$$\varphi_n = [2\pi d(n - 1)/\lambda] \cdot \sin \theta_s \quad \text{III.24}$$

θ_s désigne la direction du signal incident.

Le signal sur le $n^{\text{ème}}$ élément est où « e » le diagramme élémentaire :

$$x_n(t) = e \cdot \exp j(\omega \cdot t + \varphi_n) \quad \text{III.25}$$

$$y(t) = \sum_{n=1}^N e \cdot w_n \exp j[(\omega \cdot t + (2\pi d(n - 1)/\lambda) \sin \theta_s)] \quad \text{III.26}$$

La structure de l'unité de contrôle dépend de l'information que l'on connaît a priori ou que l'on peut estimer au niveau de la station de base. Cette information inclut le type de modulation, le nombre de trajets séparables et leurs angles d'arrivés, la présence ou non d'une séquence d'apprentissage et la complexité de l'environnement de propagation [17].

4.2.3.6 Critères adaptatifs :

Avec un réseau adaptatif, les signaux reçus par chaque antenne sont pondérés et combinés pour améliorer les performances du signal de sortie. Les critères de performance les plus fréquemment utilisés sont : la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE), Minimum Variance (MV) qui seront décrit ci-dessous [17].

- **Minimum Mean Square Error (MMSE) (Minimisation de l'Erreur Quadratique Moyenne)**

Ce critère permet de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le signal désiré $S(t)$ et la sortie de réseau $y(t)$ sur la base d'un signal de référence $d(t)$ qui est connu à la fois au niveau de la BS et la MS. Le signal d'apprentissage $d(t)$ est habituellement envoyé à partir de la BS à la MS pour estimer l'environnement de propagation. Après la période d'apprentissage, les séquences obtenues sont utilisés pour traiter les données reçues. Nous considérerons maintenant le réseau adaptatif représentée sur la figure III.11 le vecteur de signal d'entrée est donnée par [17]:

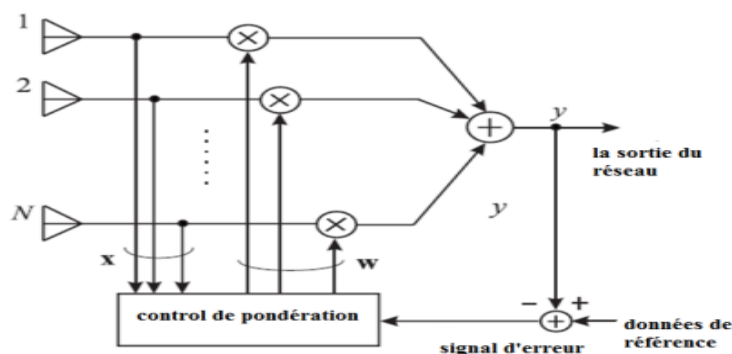


Figure III.11 Critère de réseau adaptative MMSE [17].

$$x(t) = a(\theta)S(t) + n(t) \quad \text{III.27}$$

Où $n(t)$ est le vecteur bruit qui est supposé gaussien avec une moyenne nulle et de variance N_0 , θ est AOA, $a(\theta)$ est le vecteur de propagation pour le signal désiré (vecteur de direction).

$$a(\theta) = [1 \quad e^{j\pi \sin \theta} \quad \dots \quad e^{-j(N-1)\pi \sin \theta}]^T \quad \text{III.28}$$

La formation de faisceau dans le récepteur utilise les informations du signal de référence pour calculer le vecteur de pondération optimale $w^{(opt)}$. Si l'environnement du canal et les caractéristiques d'interférence restent constants d'une période de formation jusqu'à la prochaine, le vecteur de pondération $w^{(opt)}$ sera utilisé pour calculer la sortie $y(t)$ [17] :

$$y(t) = w^H x(t) \quad \text{III.29}$$

Alors le signal d'erreur est donné par :

$$\begin{aligned} e(t) &= d(t) - y(t) \\ &= d(t) - w^H x(t) \end{aligned} \quad \text{III.30}$$

Et l'erreur quadratique moyenne est définie par :

$$E\{|e(t)|^2\} = E\{|d(t) - w^H x(t)|^2\} \quad \text{III.31}$$

Où $E\{\cdot\}$ désigne l'opérateur d'espérance d'ensemble. À partir de (III.31), nous avons :

$$\begin{aligned} E\{|e(t)|^2\} &= E\{|d(t)|^2\} - w^T E\{w^*(t)d(t)\} - w^H E\{x(t)d^*(t)\} + \\ &\quad w^H E\{x(t)x^H(t)\}w \\ &= E\{|d(t)|^2\} - w^T p_{xr}^* - w^H p_{xr} + w^H R_{xx}w \end{aligned} \quad \text{III.32}$$

Où : $p_{xy} = E\{x(t)d(t)^*\}$ est le vecteur de corrélation croisée de dimension $N \times 1$.

$R_{xx} = E\{x(t)x^H(t)\}$ est la matrice $M \times M$ de corrélation. Ici $(\cdot)^*$ Désigne le complexe conjugué.

Le vecteur de pondération optimal peut être trouvé en calculant le gradient de (III.32) :

$$\nabla_w E\{|e(t)|^2\} = -2p_{xr} + 2R_{xx}w = 0 \quad \text{III.33}$$

Après réarrangement, nous pouvons écrire :

$$R_{xx}w = p_{xr} \quad \text{III.34}$$

En supposant qu'est R_{xx} est non singulière, la solution optimale est donnée comme suit :

$$w^{opt} = R^{-1}p_{xr} \quad \text{III.35}$$

L'équation (III.35) est appelée l'équation de Wiener-Hopf.

5 Précodage

L'idée de base du précodage est d'utiliser une forme de connaissance du canal à l'émetteur afin de personnaliser les signaux transmis à la structure propre de la matrice canal. Le précodage permet d'améliorer la probabilité d'erreur, le taux de transmission et par conséquent la capacité du système par un partage plus efficace du canal avec les différents usagers, il permet également la suppression des interférences et en l'occurrence réduit la complexité du récepteur.

5.1 Précodage et Beamforming

La notion de précodage consiste à effectuer un traitement numérique des signaux à l'émission en utilisant des techniques de codage et de répartition des données sur chacune des antennes en exploitant des connaissances a priori sur le canal de transmission. Dans ce travail on va utiliser un codage spatial à travers des techniques de Beamforming dans un environnement de propagation multi-antennes en exploitant la ressource spatiale. Le précodage spatial (SDMA) permet de focaliser l'énergie électromagnétique vers une direction ou une zone particulière (respectivement pour une communication en LOS ou en NLOS).

Un prétraitement numérique suivi d'un convertisseur numérique/analogique en entrée de chaque antenne est nécessaire et apporte une importante flexibilité aux systèmes de communication radio-mobile. La synthèse des précodeurs est liée aux critères d'optimisation désirés (SIR, SNR, SINR, etc...) et les performances des différents précodeurs sont directement affectées par la qualité de l'estimation du canal [11].

5.1.1 Les différents précodeurs linéaires

Dans cette partie nous nous intéressons aux systèmes multiutilisateurs de type MU-MIMO où seule la dimension spatiale est exploitée par le précodage pour focaliser l'énergie vers les différents utilisateurs. Figure III.12 montre la structure d'un système multiutilisateur avec M antennes à l'émission (Mass-BS) et K utilisateurs dans la cellule [11].

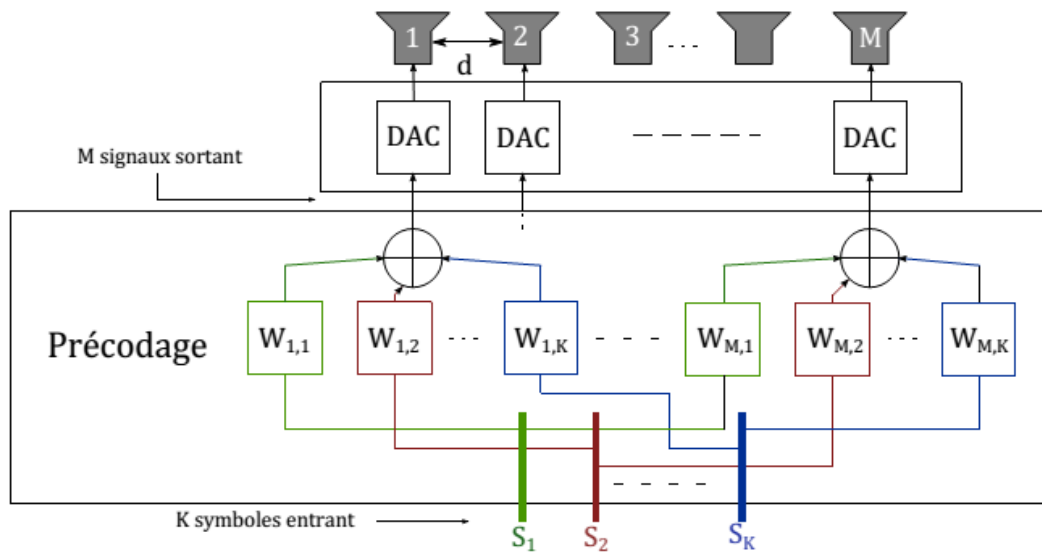


Figure III.12 Structure d'un réseau d'antennes avec précodage^[11].

Un système multi-utilisateur avec M antennes à l'émission (Mass-BS) et K utilisateurs est décrit par l'équation suivante :

$$x = \sqrt{\eta}Ws \tag{III.36}$$

où $s = [S_1, S_2, \dots, S_k]^T$ est le vecteur des symboles émis, $x = [X_1, X_2, \dots, X_M]^T$ le vecteur des signaux émis par les M antennes, W la matrice de précodage permettant de répartir les données sur les différentes antennes émettrices et $\sqrt{\eta}$ est un facteur de normalisation qui assure que la puissance émise reste inchangée par le précodage.

$$\eta = \frac{1}{E[Tr(W^H W)]} \tag{III.37}$$

L'antenne m émet une combinaison linéaire des K symboles émis :

$$X_m = \sqrt{\eta} \sum_{k=1}^K W_{m,k} S_k \tag{III.38}$$

Soit $r = [R_1, R_2, \dots, R_k]^T$ le vecteur de signaux reçus par les différents utilisateurs et n le vecteur de leur bruits blancs gaussiens respectifs. Le signal reçu s'écrit :

$$r = Gx + n \tag{III.39}$$

Le signal reçu par l'utilisateur k est décrit par l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
R_k &= \sum_{m=1}^M \sqrt{\beta_k} H_{k,m} X_m + N_k \\
&= \sum_{m=1}^M \sqrt{\beta_k} H_{k,m} \left(\sqrt{\eta} \sum_{k=1}^K W_{m,k} S_k \right) + N_k
\end{aligned} \tag{III.40}$$

On définit U_k et I_k comme la partie utile et la partie interférente respectivement :

$$U_k = \sqrt{\eta} \sqrt{\beta_k} \sum_{m=1}^M H_{k,m} W_{m,k} S_k \tag{III.41}$$

$$I_k = \sqrt{\eta} \sqrt{\beta_k} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K H_{k,m} W_{m,j} S_j \tag{III.42}$$

Les différentes métriques pour un utilisateur k sont exprimées par les expressions suivantes :

$$SNR_k = \frac{E[|U_k|^2]}{E[|N_k|^2]} \quad SINR_k = \frac{E[|U_k|^2]}{E[|I_k|^2] + E[|N_k|^2]} \quad SNR_k = \frac{E[|U_k|^2]}{E[|I_k|^2]} \tag{III.43}$$

5.1.1.1 Détection des signaux pour les systèmes MIMO à multiplexage spatial

Les systèmes MIMO multiplexés dans l'espace (SM-MIMO) peuvent transmettre des données à une vitesse supérieure à celle des systèmes MIMO utilisant d'autres techniques comme le codage spatiotemporel. Cependant, la démultiplexage spatial où la détection du signal au niveau du récepteur est une tâche ardue pour les systèmes SM MIMO.

Les matrices de détection et de précodage sont calculées à partir de l'estimation du canal H. Il existe un certain nombre de méthodes pour calculer ces matrices. Dans ce travail on va concentrer sur des méthodes de précodage/détection linéaires à savoir : le rapport maximal (MR), le forçage nul (ZF) et l'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE). Les dérivations mathématiques complètes de ces techniques ne sont pas détaillées, mais les critères pour lesquels elles sont optimisées, ainsi que les avantages et les inconvénients de chaque méthode, sont discutés [12].

5.1.1.2 Conjugate Beamforming (CB)

Le Conjugate Beamforming vise à maximiser le SNR. Ce précodeur va offrir un gain de Beamforming maximal à chaque utilisateur mais va générer une certaine quantité

d'interférences entre utilisateurs. Pour plus de lisibilité on utilise seulement la matrice des évanouissements rapides H [11].

La matrice de précodage du Conjugate Beamforming (CB) est donnée par :

$$W^{(CB)} = H^H \quad \text{III.44}$$

Il s'agit que $W_{m,k}^{(CB)} = H_{k,m}^*$ entre l'utilisateur k et l'antenne m .

La partie utile et la partie interférente ont les expressions suivantes :

$$U_k^{(CB)} = \sqrt{\eta} \sqrt{\beta_k} \sum_{m=1}^K |H_{k,m}|^2 S_k = \sqrt{\eta} \sqrt{\beta_k} \text{Tr}(HH^H) S_k \quad \text{III.45}$$

$$I_k^{(CB)} = \sqrt{\eta} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{\beta_j} H_{k,m} H_{j,m}^* S_j \quad \text{III.46}$$

On peut démontrer que (Annexe A.1) $E \left[|U_k^{(CB)}|^2 \right] \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \beta_k \frac{M}{K}$ et $I_k^{(CB)} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 0$, par conséquent $SIR_k^{(CB)} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} +\infty$

L'augmentation de nombre d'antenne M augmente la puissance utile et démunie l'interférence entre utilisateurs.

5.1.1.3 Transmission Gain Egal (EGT)

L'EGT, ou transmission à gain constant, ne va compenser que le déphasage engendré par le canal sur chaque sous porteuse (dans le cas d'une forme d'onde telle que l'OFDM) [11]:

$$W_{k,m}^{(EGT)} = e^{-i\phi_{k,m}} \quad \text{III.47}$$

$\phi_{k,m}$ est le déphasage introduit par le canal entre l'utilisateur k et l'antenne m .

La matrice de précodage a l'expression suivante :

$$w^{(EGT)} = \angle H^H \quad \text{III.48}$$

le coefficient de normalisation devient exactement :

$$\eta = \frac{1}{\sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M E[|e^{-i\phi_{k,m}}|^2]} = \frac{1}{MK} \quad \text{III.49}$$

La partie utile et la partie interférente ont les expressions suivantes :

$$U_k^{(EGT)} = \sqrt{\frac{\beta_k}{MK}} \sum_{m=1}^M |H_{k,m}| S_k \tag{III.50}$$

$$I_k^{(EGT)} = \frac{1}{MK} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{\beta_j} H_{k,m} e^{-i\phi_{k,m}} S_j \tag{III.51}$$

On peut démontrer que (Annexe A.2) $E \left[\left| U_k^{(EGT)} \right|^2 \right] \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \beta_k \frac{M \sqrt{\pi}}{K} \frac{M}{2} \frac{M}{K}$ et $I_k^{(EGT)} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 0$, par conséquent $SIR_k^{(EGT)} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} + \infty$

5.1.1.4 Zero Forcing (ZF)

Le ZF, illustré Figure III.13, est un précodeur annulant les interférences inter-utilisateurs (interférences produites par une transmission MU-MIMO) et donc qui **maximise le SIR** [11].

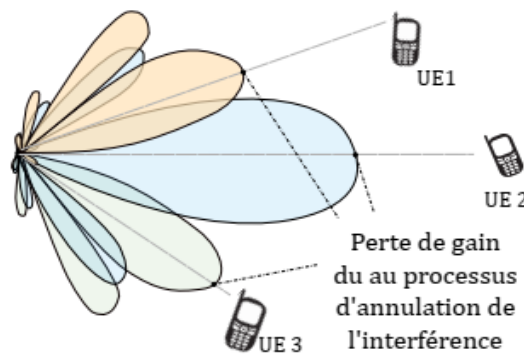


Figure III.13 Précodeur Zéro Forcing [11].

La technique de forçage à zéro est la technique de détection de MIMO Massifs la plus simple, proposée par Foschini en 1996, où la matrice de filtrage est construite en utilisant le critère basé sur la performance ZF.

ZF peut être implémenté en utilisant l'inverse de la matrice de canal H pour produire l'estimation du vecteur transmis.

La technique du forçage à zéro (ZF) annule l'interférence par la matrice de pondération suivante:

La forme linéaire devenant très complexe, l'écriture matricielle est préférable pour plus de lisibilité [11].

$$W^{(ZF)} = H^H (HH^H)^{-1} \quad \text{III.52}$$

Les expressions de la partie utile et la partie interférente liées au précodage zero forcing sont données par (Annexe B.1):

$$U_k^{(ZF)} = \sqrt{\eta \beta_k} S_k \quad \text{III.53}$$

$$E \left[|U_k^{(ZF)}|^2 \right] = \beta_k \frac{K}{M-K} \xrightarrow{M \gg N} \beta_k \frac{M}{K} \quad \text{III.54}$$

$$I_k^{(ZF)} = 0, \quad \text{si } (HH^H)^{-1} \text{ inversible} \quad \text{III.55}$$

$$SNR_k^{(u)} = \frac{E[|S_k|^2]}{E[\text{Tr}(W_u^H W_u)] \sigma^2} \quad \text{III.56}$$

L'estimation du signal x est donnée par [12]:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{ZF} &= W_{ZF} y \\ &= x + (H^H H)^{-1} H^H z \\ &= x + \tilde{z}_{ZF} \end{aligned} \quad \text{III.57}$$

La valeur quadratique de l'erreur d'estimation a l'expression suivante (Annexe B.2):

$$E \{ \|\tilde{z}_{ZF}\|_2^2 \} = \sum_{i=1}^{N_T} \frac{\sigma_z^2}{\sigma_i^2} \quad \text{III.58}$$

\tilde{x} est composé du vecteur décodé x plus une combinaison de la matrice de canal inversé et du vecteur de bruit inconnu. Parce que la pseudo-inverse de la matrice de canal peut avoir une puissance élevée lorsque la matrice de canal est inconnue, la variance du bruit est donc augmentée et la performance est dégradée. Pour atténuer l'amélioration du bruit introduite par le détecteur ZF, le détecteur MMSE (Minimum Mean Squar Error) a été proposé, où la variance du bruit est considérée dans la construction de la matrice filtrante.

Avantage du détecteur ZF qui fonctionne bien dans des scénarios à contraintes limitées.

- **Inconvénient de ZF** : Néglige l'efficacité du bruit, cela fonctionne mal dans des scénarios à faible bruit. En outre, si le canal n'est pas bien conditionné, alors les amplificateurs pseudo inverse sont sensibles au bruit et, par conséquent, la performance est très médiocre. Par rapport à autres détecteurs comme (MF et MRC) [11].

5.1.1.5 Détecteur Minimum Mean Squar Error (MMSE):

Le détecteur MMSE est un détecteur linéaire dont la matrice de transformation est cette matrice qui minimise l'erreur carrée moyenne entre le vecteur d'émission et le vecteur estimé. MMSE atténue le problème de l'amélioration du bruit en prenant en compte le pouvoir de bruit lors de la construction de la matrice de filtrage en utilisant le critère basé sur la performance MMSE.

Le précodeur MMSE est un compromis entre annulation d'interférences et puissance de bruit ce qui en fait un précodeur plus adapté que le ZF à bas SNR. Il vise donc à maximiser le SINR [11].

$$W^{(MMSE)} = H^H (HH^H + \sigma^2 I_K)^{-1} \quad \text{III.59}$$

Comme le ZF, il est d'une grande complexité à cause de l'inversion matricielle nécessaire au calcul de la matrice de précodage. Il permet de limiter l'impact du bruit à faible SNR que subit le ZF [11].

Les estimations vectorielles produites par une matrice de filtrage MMSE deviennent.

La matrice G_{MMSE} de transformation est donnée par la solution au problème de minimisation suivant:

$$G_{MMSE} = \left[H^H H + ((\sigma^2 I))^{-1} \right] H^H \quad \text{III.60}$$

$$\tilde{x} = \left[\left[H^H + ((\sigma^2 I))^{-1} \right] H^H \right] r \quad \text{III.61}$$

$$\tilde{x}_{MMSE} = w_{MMSE} y \quad \text{III.62}$$

$$= (H^H H + \sigma_z^2 I)^{-1} H^H y$$

$$= \tilde{x} + (H^H H + \sigma_z^2 I)^{-1} H^H$$

$$= \tilde{x} + \tilde{z}_{MMSE}$$

La valeur quadratique de l'erreur d'estimation a l'expression suivante (Annexe B.2):

$$E\{\|\tilde{z}_{MMSE}\|_2^2\} = \sum_{i=1}^{N_r} \frac{\sigma_z^2 \sigma_i^2}{(\sigma_i^2 + \sigma_z^2)} \quad \text{III.63}$$

L'effet d'amélioration du bruit au cours du filtrage linéaire est significatif lorsque le nombre de conditions de la matrice de canaux est grand, c'est-à-dire que la valeur singulière minimale est très petite. En vous référant aux équations (III.58) et (III.63), les effets d'amélioration du bruit dus au minimum La valeur singulière des détecteurs linéaires ZF et MMSE est respectivement donnée par [12] :

$$E\{\|\tilde{z}_{ZF}\|_2^2\} = \sum_{i=1}^{N_r} \frac{\sigma_z^2}{\sigma_i^2} \approx \frac{\sigma_z^2}{\sigma_{min}^2} \quad \text{pour ZF} \quad \text{III.64}$$

$$E\{\|\tilde{z}_{MMSE}\|_2^2\} = \sum_{i=1}^{N_r} \frac{\sigma_z^2 \sigma_i^2}{(\sigma_i^2 + \sigma_z^2)} \approx \sum_{i=1}^{N_r} \frac{\sigma_z^2 \sigma_{min}^2}{(\sigma_{min}^2 + \sigma_z^2)} \quad \text{pour MMSE} \quad \text{III.65}$$

Le détecteur MMSE combine les meilleurs attributs de performance des détecteurs MF et ZF. Où σ^2 est la variance du bruit. Le terme ($1/SNR = \sigma^2$) offre un compromis entre les interférences résiduelles et l'amélioration du bruit. Lorsque le SNR grandit, le détecteur MMSE converge vers le détecteur ZF, mais à faible SNR le MMSE il se comporte comme MF en raison de la prééminence des entrées diagonales de $H^H H$ comme $\sigma \rightarrow \infty$. Le détecteur MMSE fonctionne strictement mieux que le MF et le détecteur ZF sur toute la gamme des SNR. MMSE a besoin de connaissances sur la variance du bruit σ^2 .

6 Direction de Beamforming (DBS)

Beamforming numérique est constitué par un réseau d'antennes où chaque élément est directement relié à un convertisseur analogique/ numérique. En réception, un poids complexe affecté à chaque antenne est appliqué en numérique. Les algorithmes du Beamforming adaptent le diagramme de rayonnement en optimisant ces poids [18].

La technologie des antennes adaptatives vise à optimiser le diagramme afin d'atteindre les performances optimales. Ce type d'antennes utilise des algorithmes sophistiqués du traitement du signal pour distinguer continuellement entre les signaux désirés et les signaux

d'interférence par le calcul de leur direction d'arrivées. L'approche adaptative actualise continuellement le diagramme de rayonnement. La capacité de suivre les usagers par les lobes principaux, et l'interférence par les zéros, sont assurées par la maximisation du bilan de liaison [19].

6.1 Principe

Beamforming est un processus formulé pour multiplier les diagrammes de faisceaux rayonnés des antennes en construisant complètement les signaux traités dans la direction des terminaux souhaités et en annulant les faisceaux de signaux brouilleurs. Beamforming d'émission travaille à maximiser la puissance du signal reçu par chaque utilisateur tout en minimisant la puissance du signal brouilleur provenant des autres utilisateurs, augmentant ainsi la capacité. Ceci peut être accompli en utilisant un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR). Les filtres FIR sont avantageux en ce que leurs poids peuvent être modifiés de manière adaptative et appliqués pour obtenir Beamforming optimal [20].

les M antennes du réseau plan sont décomposons en M_V éléments verticaux et M_H éléments horizontaux, l'antenne d'indice m va donc correspondre au couple (N_V, N_H) avec $N_V \in [1; M_V]$ et $N_H \in [1; M_H]$. On appelle (θ_k, ϕ_k) les angles en azimut et en élévation décrivant la direction d'arrivée (ou réciproquement de départ) de l'onde supposée plane. Ces éléments sont représentés sur Figure III.14 [11].

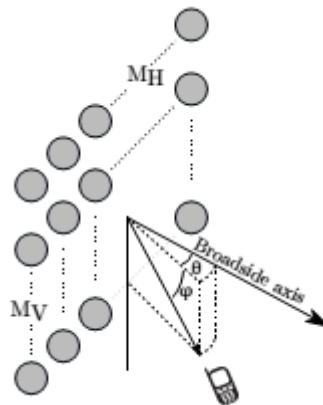


Figure III.14 Représentation du système en coordonnées sphériques^[14].

Soit $s(t)$ un signal émis dans la direction (θ_k, ϕ_k) représentant les angles d'élévation et d'azimut respectivement d'un émetteur ayant un réseau d'antenne réseau à K éléments rayonnants. En supposant une propagation en milieu homogène, le signal subit, sur chaque

élément d'antenne, un déphasage et une atténuation modélisent par le vecteur à K composantes (θ_k, ϕ_k) . Ce vecteur constitue la réponse au niveau de chaque élément d'antenne pour la direction considérée et est appelé vecteur directionnel (steering vector) suivant (θ_k, ϕ_k) . Il est donné par [21]:

$$A = [a_1, a_2, \dots, a_K]^T \tag{III.66}$$

Où

$$a_k = [1, e^{jv_k}, \dots, e^{j(M_H-1)v_k}]^T \otimes [1, e^{ju_k}, \dots, e^{j(M_V-1)u_k}]^T \tag{III.67}$$

Avec u_k et v_k sont les fréquences spatiales :

$$u_k = \frac{2\pi}{\lambda} d_V \sin(\varphi_k) \tag{III.68}$$

$$v_k = \frac{2\pi}{\lambda} d_H \sin(\theta_k) \cos(\varphi_k) \tag{III.69}$$

Ainsi le précodeur Digital Beam steering s'exprime directement en fonction de la matrice A :

$$W_{k,m}^{(DBS)} = A^H \tag{III.70}$$

On peut remarquer que la valeur est la même, quelle que soit la fréquence contrairement aux autres précodeurs reposant sur la connaissance de la réponse en fréquence du canal, former ce précodeur ne requiert que de la position angulaire, et ce quelle que soit la largeur de la bande. Le tableau 3.1 récapitule les expressions de tous les précodeurs décrits précédemment avec leurs critères qu'ils maximisent:

Précodeur	Complexité Tx	Expression	Maximisation
CB	++	H^H	SNR
EGT	++	$\arg(H^H)$	SNR
ZF	+++	$H^H (HH^H)^{-1}$	SIR
MMSE	+++	$H^H (HH^H + \sigma^2 I_K)^{-1}$	SINR
DBS	+	A^H	SNR

Tableau III.1 : les différents précodeurs linaires [11].

6.2 Avantages

Les systèmes MIMO massifs sont extrêmement complexes : leur mise en place vous donnera plus de fil à retordre qu'un taureau mécanique. Cependant, les avantages offerts par le MIMO massif valent le coup de mordre la poussière deux ou trois fois [22].

- **Efficacité spectrale** - Ce sujet prend de plus en plus d'importance, car nous grignotons toujours davantage du spectre électromagnétique pour divers protocoles de communication. Les gouvernements ont réservé une large bande de fréquences pour la 5G, mais ces spectres ne sont pas illimités. Le MIMO massif est en mesure d'exploiter son réseau d'antennes pour concentrer les faisceaux jusqu'aux utilisateurs individuels. Cela lui permet de proposer une efficacité spectrale 10 fois supérieure à celles des systèmes MIMO utilisés pour la 4G [22].
- **Efficacité énergétique** - Le Texas ne va pas continuer à produire du pétrole jusqu'à la fin des temps, il est donc grand temps de se soucier de l'efficacité énergétique des systèmes électroniques. Avec le MIMO massif, les antennes peuvent être conjuguées pour augmenter le gain de signaux transmis. Cela signifie qu'elles irradient moins d'énergie lorsqu'elles transmettent des données, améliorant l'efficacité énergétique du système [22].
- **Suivi des utilisateurs** - L'élément qui rend le MIMO massif si efficace énergétiquement parlant lui permet également de suivre très précisément les utilisateurs. Lorsque les faisceaux des antennes sont concentrés pour obtenir un gain élevé, leur largeur diminue. Ainsi, la tour doit suivre chaque utilisateur avec un signal de faisceau étroit. Ce suivi fournira aux utilisateurs une connexion plus fiable et de meilleure qualité que les signaux larges qui ont été utilisés jusqu'à présent [22].

6.3 Association MIMO Massif et Beamforming

Un système MIMO est par définition, c'est un système comprenant un grand nombre d'antennes, ce nombre d'antennes aide à augmenter le débit de données et l'efficacité du spectre d'antennes, et le spectre d'ondes millimétriques à haute capacité sont des synonymes de 5G. Mais au-delà des antennes et du spectre, des techniques de traitement du signal avancées telles que Beamforming sont essentielles à la fourniture de la 5G.

L'objectif de la technologie de Beamforming c'est une technologie qui associées à un dispositif d'antenne réseau, Beamforming travaux sur combinant les signaux d'un ensemble de sources élémentaires, permet de former un ou plusieurs diagrammes de rayonnement. Beamforming est une technique de traitement des signaux utilisée pour les systèmes de

transmission sans fil haut débit. Il peut également être considéré comme un filtre spatial pour chaque direction d'intérêt. Ce filtre va permettre de récupérer ou d'émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum, c'est-à-dire de favoriser le gain pour la direction d'intérêt et d'atténuer les signaux émis dans les directions non souhaitées. A la sortie de ce filtre, on n'aura que les signaux dans la direction d'intérêt.

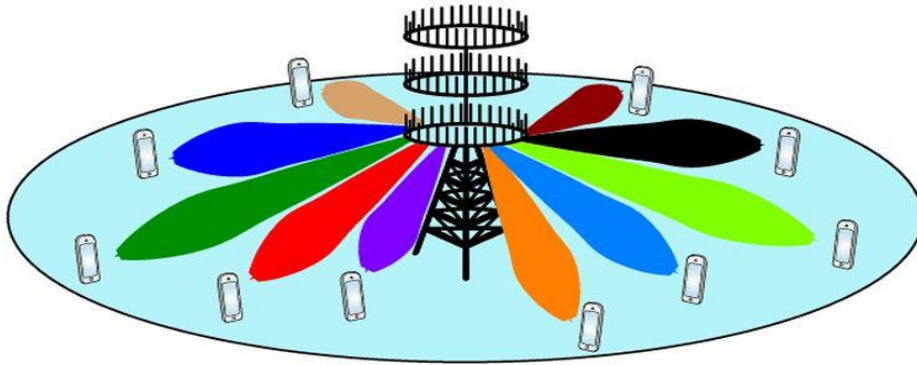


Figure III.15 Système massive MIMO Beamforming.

6.4 Limitation des systèmes MIMO

6.4.1 Imperfections matérielles

Un système MIMO Massif est par définition un système comprenant un très grand nombre d'antennes ($M > 10$). Il est donc évident qu'une telle solution va nécessiter des composants faibles coûts (appelés COTS pour Commercial Off-The-Shelf) pour être économiquement viable et l'impact de leurs imperfections dans le cas d'une exploitation massive est étudiée.

Toute action de précodage, permettant la focalisation de l'énergie et donc un accès SDMA, nécessite une certaine connaissance du canal de transmission. C'est pourquoi dans la plupart des études menées autour de ces systèmes, **on considère un système fonctionnant en TDD [11]**. En effet, cela permet de reporter toute la complexité des traitements numériques au niveau de la Mass-BS grâce à l'exploitation de la réciprocité du canal de transmission. Dans un tel système à grand nombre d'antennes et chaînes RF, on ne peut en revanche pas considérer le canal estimé comme réciproque. En effet, bien que le canal de propagation puisse toujours être considéré comme réciproque, le canal de transmission, comprenant le canal de propagation et les étages RF, est celui que l'on estime et utilise pour les différents traitements en bande de base [11].

7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un système multiples MIMO Massifs qui s'adapte mieux à l'environnement NLOS et offrent de bonne performances dans un environnement multi-trajets, nous avons exposé les différentes architectures puis leurs caractéristique comme les techniques spatial qui permettent de maximiser la capacité du système, nous avons voir ensuite l'antenne intelligentes et leur catégories d'antenne adaptatif et sont critère et on a énuméré les différentes technique de Beamforming qui constitue l'une des applications envisageables des antenne intelligentes.

A la fin on a vue la relation entre MIMO Massif et Beamforming pour maximiser le rapport signal sur bruit plus et le gain à l'émission et à la réception, afin de montrer limitation de système de transmission multi antennes haut débit.

Chapitre 04

Simulation & interprétations des Résultats

Sommaire

1	INTRODUCTION.....	61
2	LANGAGE UTILISE.....	61
3	ESTIMATION DE CANAL.....	62
4	CAPACITE DES SYSTEMES MIMO	64
5	SIMULATION DE PERFORMANCE D'UN SYSTEME MIMO MASSIF	66
6	SIMULATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION AVEC BEAMFORMING.....	68
7	CONCLUSION	72

1 Introduction

La conception des systèmes de communication nécessite une étude à l'avance et une évaluation de leurs performances. Toutefois, La cible de ce travail est d'arriver à réaliser cette évaluation pour des Systèmes MIMO Massifs Beamforming pour la 5G à travers une simulation, en vérifiant qu'il répond aux objectifs fixés, commençant par une comparaison entre les techniques d'estimations de canal vues dans le deuxième chapitre, et une autre entre les différentes capacités de système MIMO, pour pouvoir finalement évaluer le performance d'un système MIMO Beamforming.

L'étude des performances de ces systèmes est réalisée en termes de capacité de transmission et aussi en termes de taux d'erreur binaire BER en fonction du rapport signal sur bruit SNR.

2 Langage utilisé

Le choix du bon environnement de programmation est très important pour le développement des projets. Cela se fait suivant plusieurs facteurs: la puissance de compilation, la facilité d'utilisation, la disponibilité de plusieurs fonctionnalités et la communication avec d'autres environnements, etc. Afin de réaliser les différentes simulations de notre système, nous avons eu recours aux outils du logiciel MATLAB®. Ce dernier est un langage de calcul scientifique de haut niveau et un environnement interactif pour le développement d'algorithmes, la visualisation et l'analyse des données, ou encore le calcul numérique (MATLAB veut dire MATrix LABoratory).

En utilisant MATLAB, nous pouvons résoudre des problèmes de calcul scientifique plus rapidement qu'avec les langages de programmation traditionnels ; car il n'est pas nécessaire d'effectuer les tâches de programmation de bas niveau, comme la déclaration des variables, la spécification des types de données et l'allocation de la mémoire.

3 Estimation de canal

L'estimation de canal est une méthode qui permet la connaissance de canal de transmission en estimant les coefficients des différents sous-canaux du canal, pour but de montrer l'intérêt de cette technique, on va évaluer le performance des canaux de transmissions (AWGN, Rayleigh) en utilisant le taux d'erreur binaire (BER) comme mesure de performance. Sera illustré par le tracé de la variation de BER en fonction du rapport signal sur bruit SNR où de façon équivalente du rapport énergie binaire sur la densité spectrale de bruit E/N_0 .

Pour réaliser la simulation on a poursuivi un programme sous l'environnement Matlab.

La figure (IV.1) montre les résultats de simulation du BER pour les deux canaux AWGN représenté théoriquement par $p(b) = (1/\sqrt{2\pi}\sigma) e^{-b^2/2\sigma^2}$ et Rayleigh pour une modulation BPSK.

On considère une transmission de 10^6 bits où symbole par une modulation BPSK, d'après la figure (IV.1), on observe que le BER est relativement faible pour le canal AWGN (de l'ordre de 10^{-1} au SNR=0 dB) et sa valeur diminue rapidement jusqu'à s'annuler pour SNR=10 dB. Ceci est dû à l'absence de retard du aux multi trajets.

Cet effet devient significatif pour le canal Rayleigh à multi trajets, on voit que le BER diminue lentement et il devient constant à 10^{-4} pour un SNR=35 dB.

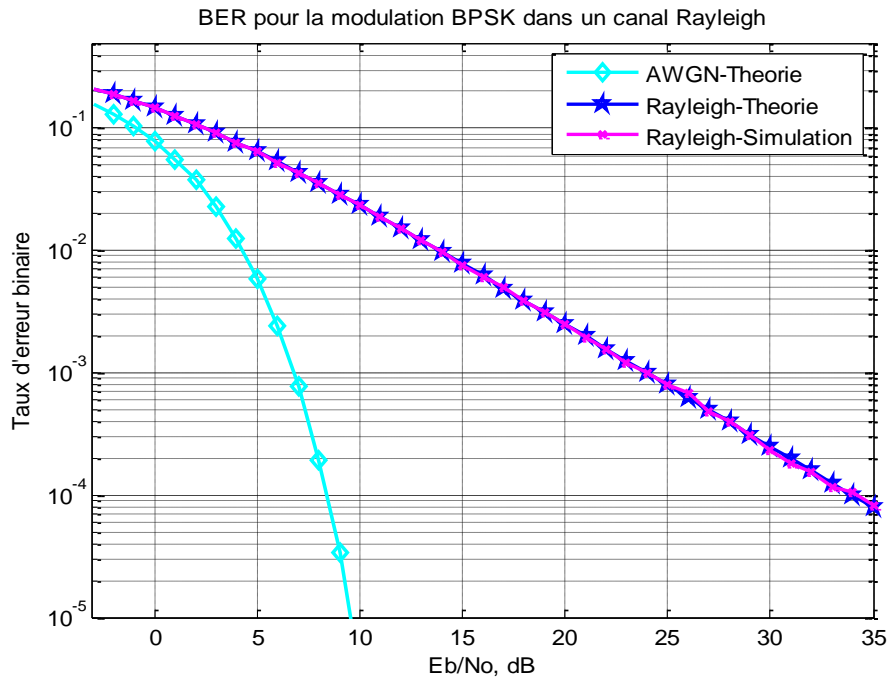


Figure IV.1 Comparaison entre les canaux AWGN et Rayleigh en terme de BER.

La figure (IV.2) montre quelque algorithmes d'estimation de canal en terme de BER en fonction de SNR, que l'on peut trouver dans [23] pour une transmission des symboles BPSK sur un canal AWGN où :

On remarque que les traces des deux techniques LS et MMSE simulées sont confondues sur ceux de leurs théories.

On constate bien que les estimateurs MMSE, TDD LMMSE, et TD QABS LMMSE sont les meilleurs en terme de performance par rapport à l'estimateur LS.

La comparaison de BER entre ces estimateurs montre que leurs performances sont quasi-identiques à partir du SNR=25 dB, mais MMSE reste le plus compliqué entre LMMSE et les techniques LMMSE basées sur d'autres pilotes.

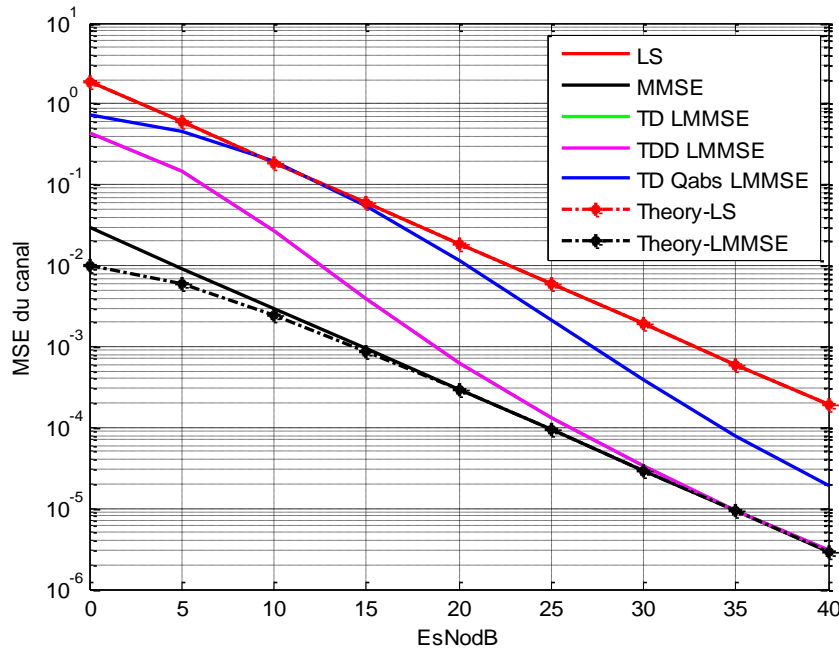


Figure IV.2 Algorithmes d'estimation de canal.

D'après l'analyse des figures (IV.1 et IV.2) il résulte que le canal AWGN est le mieux par rapport au canal Rayleigh en terme de BER grâce à l'absence des effets de multi-trajets présent au canal Rayleigh. D'un autre part, les algorithmes d'estimation de canal basés sur la technique MMSE donnent de meilleure performance par rapport aux techniques LS, particulièrement dans le cas de faibles SNR. L'inconvénient principal de cet estimateur est qu'il a une complexité très élevée.

4 Capacité des systèmes MIMO

Avant toute conception de chaîne de transmission, il faut choisir les paramètres du canal d'une sorte que la capacité du système soit élevée pour pouvoir répondre aux besoins.

Les systèmes de transmission MIMO ont un avantage par rapport aux autres systèmes grâce à leur grande capacité qui va être démontré en comparant les différentes capacités étudiées dans ce travail.

La capacité donc augmente plus rapidement dans un système MIMO qu'un système mono antenne (SISO). La figure IV.3 représente l'espérance de capacité en fonction du SNR pour la capacité de Shannon et pour plusieurs valeurs de N_t et N_r . Un programme effectué suivant les équations définies précédemment (chapitre 2).

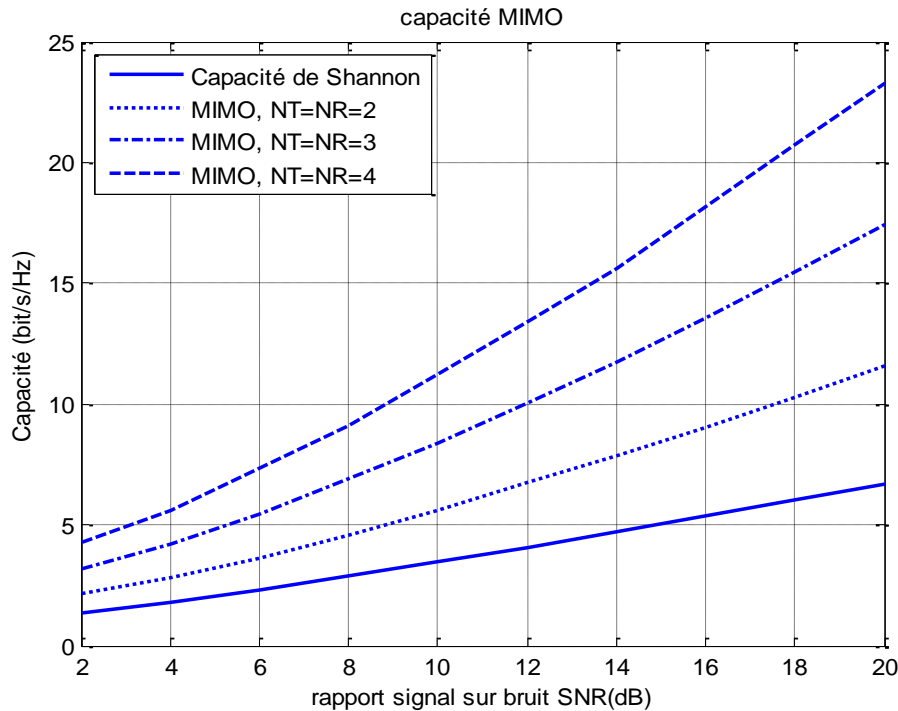


Figure IV.3 Capacité des Systèmes MIMO à 2, 3, 4 antennes en fonction de SNR.

- Dans le cas de capacité théorique de Shannon, la capacité varie de 1.25 à 6.25 bit/s/Hz environ. Elle augmente d'une manière considérable avec le SNR, mais elle reste faible ce qui illustre les limitations de la transmission.
- Dans le cas MIMO ($N_t=N_r=2$) la capacité s'augmente de 5.75 bit/s/Hz par rapport à la capacité de Shannon. La capacité MIMO augmente plus rapidement, pour finir avec un gain presque 50% à 10 dB de SNR.

Exactement les mêmes commentaires peuvent être effectués pour les systèmes MIMO à ($N_t=N_r=3$) et ($N_t=N_r=4$). Nous pouvons aussi vérifier que la capacité du système MIMO à 4 antennes est presque le double de celle à 2 antennes.

D'après ces résultats on peut conclure que la capacité des systèmes MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antennes émettrices et réceptrices. Mais à un certain nombre d'antennes, ce dernier devient inutile puisque la capacité du système sature.

5 Simulation de performance d'un système MIMO Massif

Les systèmes MIMO Massifs représente une solution optimale pour la transmission à travers des réseaux 5G, ils donnent la possibilité d'achever l'efficacité spectrale désirée ainsi que l'efficacité énergétique et plus important la réponse à demandes croissantes des grands débits. Le MIMO Massif est un sujet d'actualité, dont nous présentons le minimum pour montrer l'intérêt de ce système. Afin de pouvoir simuler les performances de ses algorithmes de détection de deux types classique et avancé en termes de BER.

La figure (IV.4) représente 4 méthodes de détectons classiques (MF, EGT, ZF, MMSE) en fonction de BER, en utilisant 128 antennes à la réception et 8 pour la transmission avec une modulation 16 QAM. On remarque que le performance des différents algorithmes est presque identique dans la marge (SNR= -10 dB jusqu'à -2 dB). Après cette valeur de SNR les performances commence à différencier, la réduction de BER est plus rapide pour le EGT que les autres algorithmes et il devient constant pour SNR= 6 dB avec une valeur presque de $0.5 \cdot 10^{-4}$.

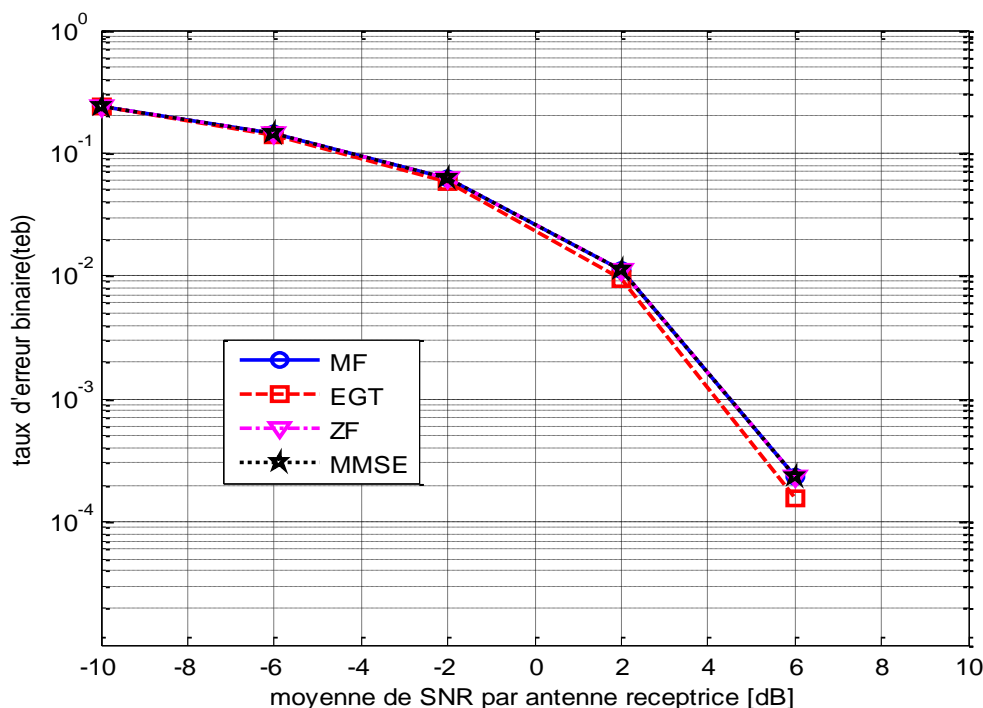


Figure IV.4 Méthodes de détectons classiques pour les systèmes massifs MIMO.

Selon les résultats d'évaluation obtenue on voit que l'algorithme d'EGT est le plus performant des algorithmes étudiés grâce sa rapidité de réduction de BER durant la transmission.

La figure (IV.5) représente quelques algorithmes de détection avancés (MMSE, ADMIN, Conjugate- Gradient, Neuman, Gauss-Seidel, OCDBOX) [24, 25, 26] en simulant leurs performances en terme de BER pour une transmission 64QAM, 64 antennes à la réception et 16 terminaux d'utilisateurs. On trouve que :

Pour l'algorithme de Neuman il représente une diminution de BER avec l'augmentation de SNR très lente et presque non remarquable.

Pour l'algorithme Conjugate-Gradient présente un performance similaire à cell de NEUMAN avec une réduction de BER =0.46 à SNR =20 dB.

Les autres algorithmes donnent des résultats confondues jusqu'à SNR=12 dB, on commence d'observer la différence tel que :

- MMSE et ADMIN gardent le même performance, La valeur de BER diminue en terme de SNR jusqu'à $0.8 \cdot 10^{-3}$ à SNR =18 dB.
- Le Gauss-Seidel présente le meilleur performance avec une réduction rapide de BER pour qu'il soit de valeur très faible $0.3 \cdot 10^{-4}$ pour un SNR=20 dB.

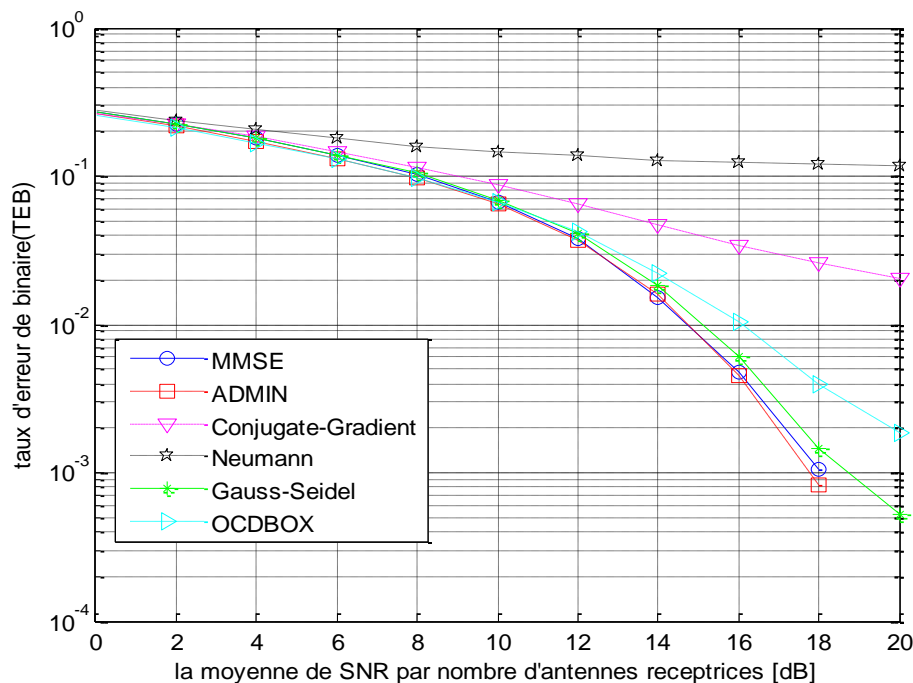


Figure IV.5 Méthodes de détections numériques pour les systèmes MIMO Massifs.

Selon les résultats obtenues on conclut que l'algorithme EGT est le meilleur des méthodes classiques avec un BER de l'ordre de $0.5 \cdot 10^{-4}$, et ce de Gauss-Seidel est plus performant par rapport aux méthodes avancées avec un BER = $0.3 \cdot 10^{-4}$.

En comparant entre ces deux algorithmes on voit que l'écart entre eux est très petit de l'ordre de $0.2 \cdot 10^{-4}$, mais il reste l'algorithme de Gauss-Seidel le plus efficace entre les méthodes étudiées.

6 Simulation d'un système de transmission avec Beamforming

Le beamforming est une technique de filtrage spatial qui offre l'habileté de réduction des interférences Co-canal, et ainsi la possibilité de la réutilisation des fréquences dans chaque cellule pour augmenter l'efficacité spectrale du système.

On va analyser et simuler la performance de cette technique en évaluant les résultats de simulation de transmission avec et sans beamforming, plus l'étude des différents paramètres qui affectent sa performance en terme de BER.

La figure (IV.6) représente une transmission de 10^5 bits par une modulation BPSK sur un canal Rayleigh mono-antenne, sans beamforming dans le premier cas, et avec beamforming avec l'autre.

Pour la transmission sans beamforming on remarque que le BER diminue lentement avec la progression du SNR jusqu'à atteindre son minimum $0.5 \cdot 10^{-4}$ à SNR = 30 dB.

Pour la transmission avec beamforming il est remarquable que la performance du canal est mieux que la précédente par une réduction du BER très importante dans un temps 1/3 par rapport au premier, tel que le BER atteint une valeur de 10^{-5} pour un SNR = 10 dB.

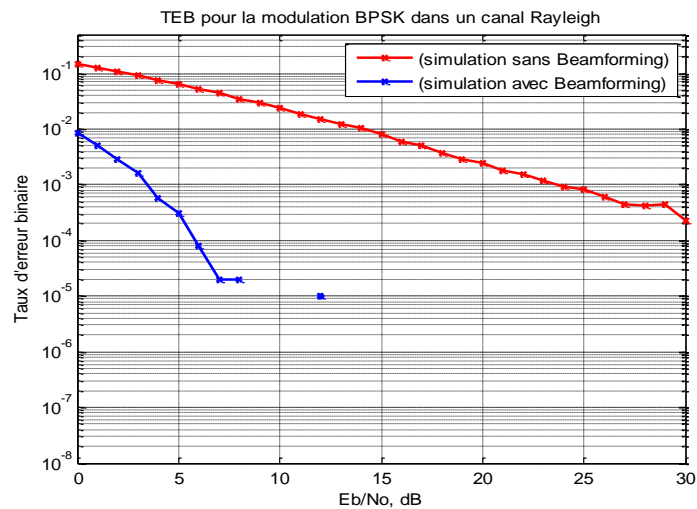


Figure IV.6 Transmission dans un canal Rayleigh avec et sans Beamforming dans un système mono-antennes.

La figure (IV.7) représente une transmission BPSK sur un canal Rayleigh multi-antennes, pour trois cas :

La première est la présentation théorique.

La deuxième une transmission avec multi-antennes sans beamforming.

La dernière une transmission avec multi-antennes en appliquant le beamforming.

Les commentaires effectués sur la figure (IV.6) restent valide pour ce cas.

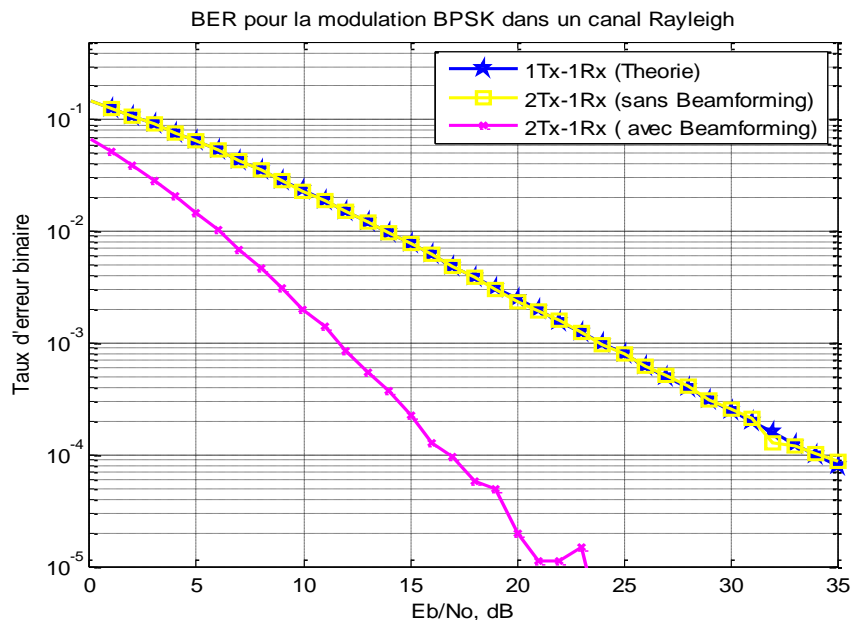


Figure IV.7 Transmission dans un canal Rayleigh avec et sans Beamforming pur un système multi-antennes.

Selon les résultats obtenus on conclue que la transmission avec le filtrage spatial est plus efficace que son absence. Parce qu'il optimise les puissances, et réduit les pertes dues aux interférences de trajet multiple en concentrant le maximum de la puissance vers la direction désiré.

- **Effet de déphasage :**

Paramètres de simulation :

Fréquence= 10^9 GHz.

Vitesse en espace libre $c=3 \cdot 10^8$ m/s.

$\lambda = c/\text{freq}$;

La figure (IV.8) représente les performances de beamforming en fonction de déphasage, dont on a visualisé la propagation d'onde dans le domaine temporelle pour un réseau d'antennes en phase à quatre phases différentes ($\sigma=9^\circ$, $\sigma=114^\circ$, $\sigma=129^\circ$, $\sigma=223^\circ$). Grace aux interférences constructives et destructives, le lobe principal de l'onde est dirigé vers l'angle d'intérêt.

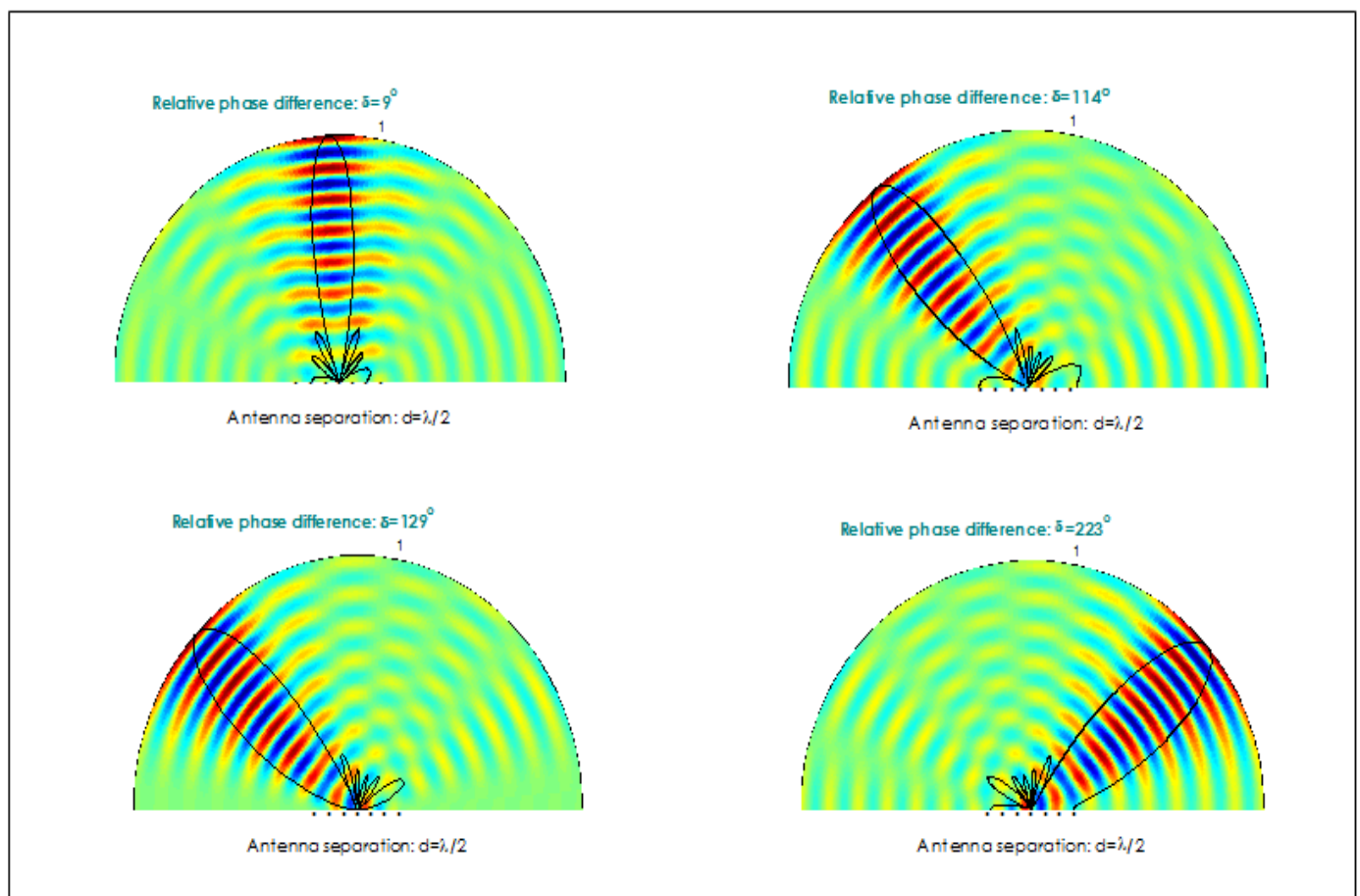


Figure IV.8 Performance du Beamforming en fonction de déphasage.

- **Effet d'espacement entre antennes**

La figure (IV.9) représente une démonstration de Beam steering par les réseaux d'antennes en phase. Les réseaux sont composés de 7 points de sources espacés uniformément selon un mode linéaire (réseaux linéaire d'antennes RLA).

La séparation entre antennes est noté par le paramètre d . Quand la séparation est petite, la directivité de réseaux est plus étroite. Chaque élément d'antenne dans le réseau est alimenté avec un décalage de phase relative du "delta" en respectant l'ordre adjacent (l'antenne à droit est l'antenne de référence dont le déphasage est nul $\delta=0$).

$\lambda/2$ représente l'espacement optimale dont le lob principale est dirigé vers la cible absolue avec l'absence des lobes secondaire par contre quand $d = \lambda/4$ la direction de lobes principales n'est pas précis parce qu'il s'élargie avec l'appariation des lobes secondaires qui expriment la perte d'information.

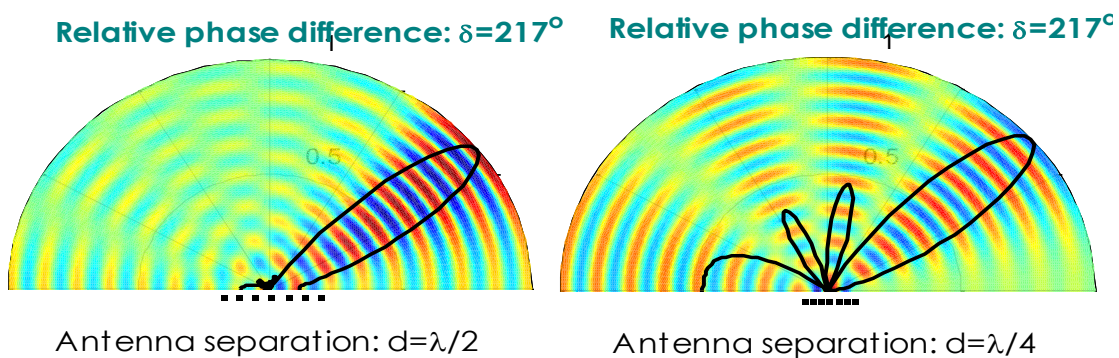


Figure IV.9 Performances du Beamforming en fonction de déphasage et l'espacement entre antennes.

7 Conclusion

Après avoir finalisé l'étude de notre simulation nous constatons que le système MIMO massif beamforming est plus performant lorsqu'on augmente le nombre des antennes intelligentes utilisés et en choisissant un espacement entre eux plus proche à l'espacement optimale $\lambda/2$ pour achever la bonne performance. De plus, on résulte que l'utilisation des estimateurs de canal facilite beaucoup la transmission en connaissant le canal de transmission pour choisir les bonnes méthodes de transmission ainsi que celles de détection pour ne pas perdre l'information et pour éviter beaucoup de calculs.

On a conclu cette étude par la simulation des méthodes de beamforming qu'elle sont vraiment la solution pour traiter les problèmes d'interférences, de pertes, de directivité d'antennes que l'implémentation des systèmes MIMO Massifs face lorsque de la transmission.

A partir des résultats de simulation, le taux d'erreur de bits d'un système de communication numérique est une figure importante du mérite utilisé pour quantifier l'intégrité des données transmises par le système.

La simulation que nous avons réalisée a permis de mettre en relief les intérêts des systèmes massifs mimo et leurs associations avec les techniques de beamforming pour répondre aux contraintes des réseaux de la cinquième génération d'un point de vue taux d'erreur binaire

Conclusion Générale

Ce projet de recherche rentre dans le cadre de l'étude de la communication sans fil. Il traite la problématique suivante : comment améliorer les performances de transmission dans les réseaux mobiles sans fil grâce à des techniques plus avancées ? Durant les dernières décennies, les exigences d'utilisations destinées aux communications sans fil, sont devenues de plus en plus nombreuses, d'où la nécessité d'avoir des débits de transmission plus importants.

Dans le premier chapitre, nous avons mené une étude sur le développement la cinquième génération (5G) des réseaux cellulaires, et les techniques utilisées dans cette génération et leurs architecture qui diffèrent aux générations précédentes. Ce réseau travaille sur l'augmentation du débit et gère un grand nombre de cas et des exigences d'utilisations, une connectivité 1000 fois supérieure à celle de 4G, une consommation faible d'énergie, une latence zéro, et pour arriver à ces exigences la 5G utilise les ondes millimétriques (30GHz-300GHz) car elle est capable de fournir des fréquences très élevées et des bandes plus larges par rapport à la 4G.

Dans le deuxième chapitre, nous avons décrit la destination d'information dans un canal de transmission et les phénomènes physiques ce qui est exposé à elle, ensuite les mécanismes de propagation dans la transmission sans fil. Ainsi, l'évolution observée des systèmes de radio communications mène au constat de la nécessité de la recherche de nouvelles solutions résistantes aux interférences et aux multi-trajets, qui est représenté dans les différents modèles de canaux rencontrés en pratique ont été examinés, notamment les canaux à évanouissements qui caractérisent le mieux les communications sans fil. Parmi ces canaux MIMO qui s'adaptent mieux à l'environnement NLOS et offrent de bonnes performances dans un environnement riche en trajets multiples. Nous avons présenté la capacité du système. Après avoir étudié quelques notions sur l'estimation d'un canal qui joue un rôle clé dans les performances des systèmes de communication. Dans ce point, on étudie des techniques fondées sur les estimateurs LS, MMSE et DET.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les systèmes MIMO qui sont employés dans des environnements à évanouissements pour exploiter les avantages de capacité et qui permet la transmission parallèle et simultanée de données sur plusieurs antennes au niveau de l'émetteur et du récepteur, ceci peut être utilisé pour augmenter le débit et minimiser le taux d'erreur binaire (BER). Ce système est considéré comme l'une des technologies les plus

prometteuses pour améliorer les performances et la couverture du système. Par la suite, nous avons présenté le système MIMO Massif multi-utilisateur et son caractéristique diversité spatiale qui versionne le signal dans le temps via plusieurs antennes transmetteurs.

Ensuite on a montré l'importance des antennes intelligentes qui est associée à un dispositif complet permettant la détection de l'angle d'arrivée et la formation du diagramme de rayonnement en direction du récepteur, et on a montré que l'utilisation des réseaux adaptatifs à la station de base peut apporter plusieurs avantages pour les systèmes de communication sans fil, l'objectif principal de notre thème était d'utiliser un codage spatial à travers des techniques de Beamforming dans un environnement de propagation multi-antennes dans le but de permettre de focaliser l'énergie électromagnétique vers une direction ou une zone particulière. A la fin on a vu l'association entre MIMO Massif et Beamforming qui permet de maximiser le rapport signal sur bruit à la réception, en se basant sur le grand nombre d'antennes qui aide à augmenter le débit de données et l'efficacité du spectre d'antennes et Beamforming qui maximise la puissance de signal reçu ainsi la capacité.

Dans le quatrième chapitre, en utilisant une programmation MATLAB, pour montrer une comparaison entre les techniques d'estimations de canal, et une autre entre les différentes capacités de système MIMO, pour pouvoir finalement évaluer la performance d'un système MIMO Beamforming.

Annexes

A. Calcul du SIR pour les estimateurs

A.1 Calcul du SIR du Conjugate Beamforming (CB)

La matrice de précodage est définie par :

$$W^{(CB)} = H^H$$

$$U_k^{(CB)} = \sqrt{\eta} \sqrt{\beta_k} \sum_{m=1}^K |H_{k,m}|^2 S_k = \sqrt{\eta} \sqrt{\beta_k} \text{Tr}(HH^H) S_k$$

$$I_k^{(CB)} = \sqrt{\eta} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{\beta_j} H_{k,m} H_{j,m}^* S_j$$

Si chaque lien $H_{k,m}$ est un processus i.i.d complexe gaussien (Rayleigh indépendants), on peut l'exprimer comme suit :

$$H_{k,m} = \rho_{k,m} e^{i\phi_{k,m}}$$

où ρ est un coefficient de Rayleigh normalisé $E[\rho_{k,m}^2] = 1$ et $\phi_{k,m} \in [0, 2\pi[$ est le déphasage du canal, ainsi:

$$\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |H_{k,m}|^2 \xrightarrow{M \rightarrow \infty} E[|H_{k,m}|^2] = 1$$

Par conséquent :

$$\text{Tr}(HH^H) = \sum_{K=1}^K \sum_{m=1}^M |H_{k,m}|^2 \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \sum_{k=1}^K M \times E[|H_{k,m}|^2] = MK$$

Et le coefficient de normalisation se réduit à :

$$\eta \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \frac{1}{MK}$$

D'où

$$U_k^{(CB)} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \sqrt{\beta_k \frac{M}{K}} S_k$$

Et donc

$$E \left[|U_k^{(CB)}|^2 \right] \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \beta_k \frac{M}{K}, \quad \text{si } E[|S_k|^2] = 1$$

On a aussi :

$$\sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{\beta_j} H_{k,m} H_{j,m}^* S_j \xrightarrow{M \rightarrow \infty} E \left[|H_{k,m} H_{j,m}^*|^2 \right] = 0$$

D'où

$$I_k^{(CB)} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 0 \quad \text{et} \quad SIR_k^{(CB)} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} +\infty$$

A.2 Calcul du SIR du Equal Gain Transmission (EGT)

$$w^{(EGT)} = \angle H^H$$

Le coefficient de normalisation devient :

$$\eta = \frac{1}{\sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M E[|e^{-i\phi_{k,m}}|^2]} = \frac{1}{MK}$$

Les parties utile et interférente s'expriment :

$$U_k^{(EGT)} = \sqrt{\frac{\beta_k}{MK}} \sum_{m=1}^M |H_{k,m}| S_k$$

$$I_k^{(EGT)} = \frac{1}{MK} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{\beta_j} H_{k,m} e^{-i\phi_{k,m}} S_j$$

Processus i. i. d complexe gaussien : la valeur de $U_k^{(EGT)}$ diffère que peu de celle du CB :

$$U_k^{(EGT)} = \sqrt{\frac{\beta_k}{MK}} \sum_{m=1}^M \rho_{k,m} S_k$$

$\rho_{k,m}$ est un coefficient de Rayleigh normalisé :

$$\sum_{m=1}^M \rho_{k,m} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} E[\rho_{k,m}] = \frac{\sqrt{\pi}}{2}$$

On a alors

$$U_k^{(EGT)} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \sqrt{\beta_k \frac{M \sqrt{\pi}}{K} \frac{1}{2}} S_k$$

Et

$$E \left[|U_k^{(EGT)}|^2 \right] \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \beta_k \frac{M \sqrt{\pi}}{K} \frac{1}{2}$$

Finalement nous obtenons

$$I_k^{(CB)} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 0 \quad \text{et} \quad SIR_k^{(EGT)} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} + \infty$$

A.3 Calcul du SIR du Zero Forcing (ZF)

La matrice de précodage $W^{(ZF)}$ est donnée par :

$$W^{(ZF)} = H^H (HH^H)^{-1}$$

Les parties utile et interférente s'expriment :

$$U_k^{(ZF)} = \sqrt{\eta \beta_k} S_k$$

$$I_k^{(ZF)} = 0, \quad \text{si } (HH^H)^{-1} \text{ inversible}$$

Processus i. i. d complexe gaussien :

$$\frac{1}{\eta} = E[\text{Tr}(W^H W)]$$

$$= E[\text{Tr}(((HH^H)^{-1})^H HH^H (HH^H)^{-1})]$$

$$= E[\text{Tr}(((HH^H)^{-1})^H)]$$

$$= E[\text{Tr}((HH^H)^{-1})]$$

$$= E[\text{Tr}(Wish^{-1})]$$

$Wish = HH^H$ est la matrice de Wishart [68] complexe carrée de taille $K \times K$ telle que :

$$E[\text{Tr}(Wish^{-1})] = \frac{K}{M - K}$$

On trouve alors

$$U_k^{(ZF)} = \sqrt{\beta_k \frac{K}{M-K}} S_k$$

$$E \left[|U_k^{(ZF)}|^2 \right] = \beta_k \frac{K}{M-K} \xrightarrow{M \gg N} \beta_k \frac{M}{K}$$

Finalement on trouve

$$SNR_k^{(u)} = \frac{E[|S_k|^2]}{E[\text{Tr}(W_u^H W_u)] \sigma^2}$$

B. Valeur quadratique moyenne de l'erreur d'estimation

B.1 La valeur quadratique de l'erreur d'estimation du zero forcing (ZF)

La matrice de pondération est :

$$W_{ZF} = (H^H H)^{-1} H^H$$

Le signal estimé calculé par la méthode de ZF a l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \widetilde{x}_{ZF} &= W_{ZF} y \\ &= x + (H^H H)^{-1} H^H z \\ &= x + \widetilde{z}_{ZF} \end{aligned}$$

\widetilde{z}_{ZF} est l'erreur d'estimation dont La norme 2 $\|\widetilde{z}_{ZF}\|_2^2$

$$\begin{aligned} \|\widetilde{z}_{ZF}\|_2^2 &= \|(H^H H)^{-1} H^H z\|_2^2 \\ &= \|(V \Sigma^2 V^H)^{-1} V \Sigma U^H z\|_2^2 \\ &= \|V \Sigma^{-2} V^H V \Sigma U^H z\|_2^2 \\ &= \|V \Sigma^{-1} U^H z\|_2^2 \end{aligned}$$

L'erreur quadratique moyenne est évaluée comme suit :

$$\begin{aligned} E\{\|\widetilde{z}_{ZF}\|_2^2\} &= E\{\|\Sigma^{-1} U^H z\|_2^2\} \\ &= E\{tr(\Sigma^{-1} U^H z z^H U \Sigma^{-1})\} \\ &= tr(\Sigma^{-1} U^H E\{z z^H\} U \Sigma^{-1}) \\ &= tr(\sigma_z^2 \Sigma^{-1} U^H U \Sigma^{-1}) \\ &= \sigma_z^2 tr(\Sigma^{-2}) \\ &= \sum_{i=1}^{N_T} \frac{\sigma_z^2}{\sigma_i^2} \end{aligned}$$

B.2 La valeur quadratique de l'erreur d'estimation du MMSE

La matrice de pondération MMSE est donnée comme suit:

$$W_{MMSE} = (H^H H + \sigma_z^2 I)^{-1} H^H$$

Le signal estimé par la méthode MMSE est

$$\begin{aligned}
 \tilde{x}_{MMSE} &= w_{MMSE} y \\
 &= (H^H H + \sigma_z^2 I)^{-1} H^H y \\
 &= \tilde{x} + (H^H H + \sigma_z^2 I)^{-1} H^H z \\
 &= \tilde{x} + \tilde{z}_{MMSE}
 \end{aligned}$$

\tilde{z}_{MMSE} est l'erreur d'estimation dont La norme 2

$$\begin{aligned}
 \|\tilde{z}_{MMSE}\|_2^2 &= \|(H^H H + \sigma_z^2 I)^{-1} H^H z\|^2 \\
 &= \|(V \Sigma^2 V^H + \sigma_z^2 I)^{-1} V \Sigma U^H z\|^2
 \end{aligned}$$

Où

$$(V \Sigma^2 V^H + \sigma_z^2 I)^{-1} V \Sigma = (V \Sigma^2 V^H + \sigma_z^2 I)^{-1} (\Sigma^{-1} V^H)^{-1} = (\Sigma V^H + \sigma_z^2 \Sigma^{-1} V^H)^{-1}$$

Par conséquent

$$\|\tilde{z}_{MMSE}\|_2^2 = \|(\Sigma V^H + \sigma_z^2 \Sigma^{-1} V^H)^{-1} U^H z\|^2 = \|V(\Sigma + \sigma_z^2 \Sigma^{-1} U^H z)\|^2$$

Encore une fois, par le fait que la multiplication avec une matrice unitaire ne modifie pas la norme vectorielle, c'est-à-dire $\|Vx\|^2 = \|x\|^2$ la valeur attendue devient

$$\begin{aligned}
 E\{\|\tilde{z}_{MMSE}\|_2^2\} &= E\{\|(\Sigma + \sigma_z^2 \Sigma^{-1})^{-1} U^H z\|^2\} \\
 &= E\{tr((\Sigma + \sigma_z^2 \Sigma^{-1})^{-1} U^H z z^H U (\Sigma + \sigma_z^2 \Sigma^{-1})^{-1})\} \\
 &= tr((\Sigma + \sigma_z^2 \Sigma^{-1})^{-1} U^H E\{z z^H\} U (\Sigma + \sigma_z^2 \Sigma^{-1})^{-1}) \\
 &= tr(\sigma_z^2 (\Sigma + \sigma_z^2 \Sigma^{-1})^{-2}) \\
 &= \sum_{i=1}^{N_r} \sigma_z^2 \left(\sigma_i + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_i} \right)^{-2} = \sum_{i=1}^{N_r} \frac{\sigma_z^2 \sigma_i^2}{(\sigma_i^2 + \sigma_z^2)}
 \end{aligned}$$

Bibliographie

[1] Detti, Andrea. "Functional architecture." CNIT - Electronic Eng. Dept., Université de Rome Tor Vergata.

[2] <https://www.gemalto.com/france/telecom/inspiration/5g>. Avril 2019.

[3] Abdullah Al Mamun, Sultan Anwar, Hassan Ali, "4G and 5G Mobile Communication Networks: Features Analysis, Comparison and Proposed Architecture", Dept. of Computer Engineering, King Fahd University of Petroleum & Minerals, KSA, June 2016.

[4] Rodriguez, Jonathan, ed. "Fundamentals of 5G mobile networks". John Wiley & Sons, 2015.

[5] DAOUD, Khedidja. "Simulation Comparative Des Techniques FBMC et OFDM pour les réseaux 5G". l'université de Tlemcen, Faculté de Technologie, Département de Télécommunications .2016.

[6] Bennaceur. Sofiane, Bellahsene. Houcin. "Etude et modélisation de canaux SISO dans le cas Outdoor". Université Abderrahmane Mira de Bejaïa Faculté de la technologie Département de Génie électrique, 2012-2013.

[7] Belahammou. Oussama, Bassa. Allaeddine. "Performance d'un Système de Communication OFDM". Université Kasdi Merbah Ouargla Faculté des nouvelles technologies de l'information et de la communication Département d'Electronique et de Telecommunications.2016-2017.

[8] Thakur.Neena, Thakur. Ranjana. "Performance Evaluation Of Ber For AWGN, AWGN multipath and RAYLEIGH Fading Channels". Department Of Electronics and Communication Engineering, s.e.c.g., Mohali, Punjab, India. 2014.

[9] Babu, A. Sudhir, and Dr KV Sambasiva Rao. "Evaluation of BER for AWGN, Rayleigh and Rician fading channels under various modulation schemes." *International Journal of Computer Applications* 26.9 (2011): 23-28.

- [10] Andriamanalina AN. Randriamitantsoa AA. Rakotondraina TE. "Capacité d'un système MIMO via un canal à évanouissement."2013.
- [11] Rozé, Antoine. "Massive MIMO, une approche angulaire pour les futurs systèmes multi-utilisateurs aux longueurs d'onde millimétriques". Diss. INSA de Rennes, 2016.
- [12] Cho, Yong Soo, et al. "MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB". John Wiley & Sons, 2010.
- [13] Matthé, Maximilian, et al. "Generalized Frequency Division Multiplexing: A Flexible Multi-Carrier Waveform for 5G." *5G Mobile Communications*. Springer, Cham, 2017. 223-259.
- [14] Benosman. Radia. Sidhoum. Amel. "Etudes et simulation des performances des systèmes MIMO en configurations STBC et V-BLAST". Diss. 2013.
- [15] Jiang, Xiwen. "Massive MIMO: turning concept into reality by exploiting the channel reciprocity". Diss. Université Côte d'Azur, 2017.
- [16] Bendimerad. FT, Hadj.AL, Debbat. F, Djennas. SA, Benamar .A, Bahri. SM. "MIMO et Accès Multiples Avancés pour Réseaux Sans Fil". Laboratoire de Télécommunications de Tlemcen (LTT), Université Abou-Bekr Belkaid – Tlemcen. Nov 2013.
- [17] Oussoukine.Amel, Rayeh. Narimane. "MIMO Beamforming Multi Utilisateur". L'Université De Tlemcen Faculté De Technologie Département De Telecommunication. Mai 2016.
- [18] Jaber. Zouhair. "Conception d'une antenne intelligente à faisceau commutable assistée par un système de localisation des mobiles". Diss. École de technologie supérieure, 2008.
- [19] Nedil. Mourad. " Développement d'un réseau d'antennes à formation de faisceaux basé sur de nouvelles Matrices de Butler". Diss. Université du Québec, Institut national de la recherche scientifique, 2006.
- [20] Ali. Ehab, et al. "Beamforming techniques for massive MIMO systems in 5G: overview, classification, and trends for future research". *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering* 18.6 (2017): 753-772.

[21] Chahbi, Ismehe. "Exploitation des antennes multiples pour l'optimisation dans les réseaux sans fil". Diss. Institut National des Télécommunications, 2011.

[22] <https://fr.resources.altium.com/blog-de-conception-de-circuit-imprim%C3%A9/les-avantages-du-mimo-massif-pour-linfrastructure-cellulaire-5g>

[23] J J Van de Beek, "Synchronization and Channel Estimation in OFDM systems", Ph.D thesis, Sept. 1998.

[24] Shahabuddin, S., Juntti, M., & Studer, C. (2017, May). ADMM-based infinity norm detection for large MU-MIMO: Algorithm and VLSI architecture. In 2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS) (pp. 1-4). IEEE.

[25] Yin, B., Wu, M., Cavallaro, J. R., & Studer, C. (2014, December). Conjugate gradient-based soft-output detection and precoding in massive MIMO systems. In 2014 IEEE Global Communications Conference (pp. 3696-3701). IEEE.

[26] Zhang, C., Wu, Z., Studer, C., Zhang, Z., & You, X. (2018). Efficient soft-output gauss-Seidel data detector for massive MIMO systems. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers.

[27] www.Mathworks.com