

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



Faculté des Sciences et Sciences Appliquées
Département Génie électrique

Mémoire de fin d'étude

Présenté par :

Lakehal Romaiassa

Haddad yasmin

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

Filière: TELECOMMUNICATION

Option : Système des télécommunications

Thème :

Mise en œuvre d'une chaîne de communication SM-OFDM (Modulation spatiale associé à l'OFDM)

Devant le jury composé de :

Saidi M.	MAA	UAMOB	Président
Djeddou M.	MCA	ENP	Encadreur
Medjdoub M.	MAA	UAMOB	Examineur

Année Universitaire 2019/2020

Remerciement

*Nous remercions tout d'abord **ALLAH**, le tout puissant de nous avoir illuminé et ouvert les portes de savoir et nous avoir donné la volonté et le courage d'élaborer ce travail.*

Nous tenons à exprimer vivement notre profonde gratitude à notre encadreur Monsieur :

DJEDDOU MUSTAPHA pour sa confiance, ses encouragements, ses merveilles corrections et pour les conseils qu'il a apporté pour l'achèvement de ce projet.

Nous tenons également à remercier l'ensemble de membres de jury qui nous ont fait l'honneur de juger notre travail.

Nous présentons aussi nos remerciements à l'ensemble des enseignants du département de Génie Électrique.

Nos remerciements s'adressent aussi à nos collègues étudiants pour leurs précieux encouragements.

Nous tenons aussi à exprimer nos remerciements à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin durant l'élaboration de notre mémoire de fin d'étude.

Merci du fond du coeur.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

Au meilleur des pères

A ma très chère maman

A mon très chère frère AKRAM et son épouse DJAHIDA

A mon très chère frère ADEL, son épouse ABLA et mon petit prince RACIM

A la mémoire de ma grand-mère "FATNA" que dieu la garde dans son vaste paradis

A mes amies de toujours : SARAH et FATI

A mon binome yasmin

et

Au plus beau cadeau que dieu m'a donné : IMAD

ROMAISSA

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

*Mes très chers parents NOURA et SAID, pour leurs soutient moral et financier en leurs
espérant une longue vie et que Dieu les garde*

*Je dédie aussi ce travail à mes sœurs MAROUA et ASMA et son mari OUALID et mes
deux princesses ALAA et AYA*

A mon frère AMINE et sa fiancée HADJER

A mon frère NOUR-EL-ISLEM

A ma collègue Romaïssa

A tous ceux qui ont contribué à mon éducation et mon instruction même par un seul mot

A tous mes amis.

YASMIN

Table des matières

Liste des figures	iv
Abréviations	v
Introduction Générale	1
I Généralités sur les communications sans fils	4
I.1 Introduction	5
I.2 Un brève histoire des communications sans fil	5
I.3 Duplexage des signaux	6
I.3.1 Division du temps	6
I.3.2 Division des fréquences	7
I.3.3 Division de l'espace	7
I.4 Systèmes d'accès multiple	8
I.4.1 Accès multiple par répartition en fréquence (FDMA)	8
I.4.2 Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)	9
I.4.3 Accès multiple par répartition par code (CDMA)	9
I.4.4 Le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM)	10
I.4.5 Accès multiple par répartition orthogonale de la fréquence (OFDMA)	10
I.5 Défis pour les nouvelles générations	11
I.5.1 1G : Le commencement	11
I.5.2 2G : La révolution numérique	11
I.5.3 3G : La révolution de la «commutation de paquets»	12
I.5.4 4G : L'ère de la diffusion	12
I.5.5 5G : L'ère de l'Internet des objets	13
I.5.5.1 Principales technologies de 5G	14
I.6 Les systèmes MIMO	14

I.6.1	Principe de système MIMO	15
I.6.2	Modélisation de canaux MIMO	16
I.6.3	Modèle du canal MIMO	17
I.6.4	Techniques de MIMO	18
I.6.5	Capacité du canal MIMO	20
I.6.6	Avantages de système MIMO	20
I.7	MIMO MASSIVE	20
I.7.1	Qu'est-ce que Massive MIMO ?	21
I.7.2	Les avantages de MIMO massive pour les réseaux 5G et au-delà	21
I.7.3	Comparaison entre le système MIMO traditionnel et le système MIMO massif	22
I.7.4	Principales limitations d'un système MIMO massif	23
I.7.4.1	Contamination pilote	24
I.7.4.2	Estimation précise des canaux avec une faible complexité	24
I.7.4.3	Le précodage	25
I.8	Points critiques du système MIMO	26
I.9	Conclusion	27
II	La modulation spatiale	28
II.1	Introduction	29
II.2	Le principe de la modulation spatiale	29
II.3	L'émetteur de la SM	30
II.4	Le canal sans fil comme une unité de modulation	33
II.5	Algorithmes de détection associé aux SM-MIMO	33
II.5.1	Techniques de détection en SM-MIMO avec diversité	33
II.5.1.1	Combinaison par gain égal (Equal Gain Combining : EGC)	34
II.5.1.2	Combinaison par Rapport Maximal (Maximum Ratio Combining : MRC)	34
II.5.2	Techniques de détection en SM-MIMO avec multiplexage spatial	34
II.5.2.1	Critère de forçage à zéro (Zéro Forcing : ZF)	34
II.5.2.2	Récepteur minimisant l'erreur quadratique moyenne (Mi- nimum mean square error : MMSE)	35
II.6	Le récepteur de la SM	35
II.7	Avantages et inconvénients de la SM	38

II.7.1	Avantages de SM	38
II.7.2	Inconvénients de SM	38
II.8	L'efficacité spectrale de la SM	39
II.9	Conclusion	40
III	Chaîne de communication combinée SM-OFDM	41
III.1	Introduction	42
III.2	Présentation de l'OFDM	42
III.2.1	Principe de la modulation OFDM	43
III.2.2	Notion d'orthogonalité	43
III.3	Chaîne de transmission d'un système OFDM	45
III.3.1	Transmission et réception du système OFDM	45
III.3.2	Expression du signal OFDM	46
III.3.3	Préfixe cyclique	47
III.3.4	Avantages et inconvénients de l'OFDM	48
III.4	Chaîne de communication combinée SM-OFDM	48
III.4.1	Codeur SM-OFDM	49
III.4.2	Modèle de canal à trajets multiples	52
III.4.3	Détection OFDM et démodulation spatiale	52
III.5	Conclusion	53
IV	Etude des performances et Résultats de simulation	54
IV.1	Introduction	55
IV.2	Taux d'erreur binaire (TEB)	55
IV.3	Rapport signal sur bruit (RSB)	55
IV.4	Variation des paramètres	55
IV.5	Variation dans le nombre de niveau de modulation	56
IV.5.1	Variation dans le nombre de niveau de modulation M-QAM	56
IV.5.2	Variation dans le nombre de niveau de modulation M-PSK	57
IV.6	Modulation M-QAM avec variation dans le nombre d'antenne d'émission	57
IV.7	Modulation M-PSK avec variation dans le nombre d'antenne d'émission	60
IV.8	Type de modulation	62
IV.9	Modulation M-QAM avec variation dans le nombre d'antenne de réception	62
IV.10	Modulation M-PSK avec variation dans le nombre d'antenne de réception	65

IV.11 L'influence de l'erreur d'estimation de canal D_h sur la SM-OFDM	67
IV.12 L'efficacité spectrale	69
IV.12.1 Modulation M-PSK avec variation du nombre d'antenne d'émission	69
IV.12.2 Modulation M-QAM avec variation du nombre d'antenne d'émission	70
IV.12.3 Modulation M-QAM avec variation du nombre d'antenne de réception	72
IV.12.4 Modulation M-PSK avec variation du nombre d'antenne de réception	72
IV.13 Conclusion	74
Conclusions et perspectives	75
Références bibliographiques	77

Table des figures

I.1	Duplexage temporel, fréquentiel et spatial	7
I.2	Accès multiple par répartition en fréquence (FDMA)	8
I.3	Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)	9
I.4	Accès multiple par répartition par code (CDMA)	9
I.5	Différence entre l'OFDMA et l'OFDM	10
I.6	Evolution des réseaux cellulaires	11
I.7	Applications de la 5G.	13
I.8	Schémas représentatifs du SISO, MISO, SIMO et MIMO	15
I.9	Principe de la technique MIMO	16
I.10	Système MIMO	17
I.11	Système MIMO pour la diversité spatiale	19
I.12	MIMO massive.	21
I.13	Défis de MIMO massive.	23
I.14	Effet de contamination pilote du MIMO massive	24
I.15	(a) Mode duplexage par répartition en fréquence (FDD) et mode duplexage par répartition temporelle (TDD) : MIMO massive fonctionne mieux en mode TDD. (b) Transmission pilote typique et mécanisme de retour CSI dans FDD et le mode TDD	25
I.16	Précodage dans un système MIMO massif avec des antennes N_t à la station de base communiquant avec N utilisateurs	26
II.1	Schéma général de la modulation spatiale	30
II.2	Exemple 1 de SM-MIMO avec $N_t = 4$ antennes d'émission et constellation QPSK	32
II.3	Exemple 2 de SM-MIMO avec $N_t = 4$ antennes d'émission et constellation QPSK	32

II.4	Canal de communication	33
II.5	La réception de SM	36
II.6	Démodulation SM	37
III.1	Représentation fréquentielle et temporelle d'un signal OFDM	43
III.2	N sous-porteuses orthogonale pour un système OFDM.	44
III.3	Schéma bloc d'un système de transmission OFDM.	46
III.4	Illustration de la protection contre les interférences entre symboles OFDM assurée par le CP.	47
III.5	Modèle du système SM-OFDM.	49
III.6	Table de mappage SM - 3 bits / symbole / sous-canal	50
III.7	Approche de transmission par modulation spatiale-OFDM	51
IV.1	M-QAM pour différents nombres de niveau de modulation M pour $M_t = 8$ et $M_r = 8$	56
IV.2	M-PSK pour différents nombres de niveau de modulation M pour $M_t = 8$ et $M_r = 8$	57
IV.3	Modulation 8-QAM pour différents nombres d'antennes d'émission pour $M_r = 8$	58
IV.4	Modulation 16-QAM pour différents nombres d'antennes d'émission pour $M_r = 8$	58
IV.5	Modulation 64-QAM pour différents nombres d'antennes d'émission pour $M_r = 8$	59
IV.6	Modulation 4-PSK pour différents nombres d'antennes d'émission pour $M_r = 8$	60
IV.7	Modulation 16-PSK pour différents nombres d'antennes d'émission pour $M_r = 8$	61
IV.8	Modulation 32-PSK pour différents nombres d'antennes d'émission pour $M_r = 8$	61
IV.9	Modulation 16-PSK et 16-QAM pour $M_t = 8$ et $M_r = 8$	62
IV.10	Modulation 4-QAM pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$	63
IV.11	Modulation 8-QAM pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$	63

IV.12 Modulation 32-QAM pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$.	64
IV.13 Modulation 128-QAM pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$.	64
IV.14 Modulation 2-PSK pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$.	65
IV.15 Modulation 4-PSK pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$.	66
IV.16 Modulation 8-PSK pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$.	66
IV.17 Modulation 16-PSK pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$.	67
IV.18 L'influence de l'erreur d'estimation de canal Dh sur la SM-OFDM pour $M_r = 4$ et $M_t = 4$.	68
IV.19 L'influence de l'erreur d'estimation de canal Dh sur la SM-OFDM pour $M_r = 8$ et $M_t = 8$.	68
IV.20 Modulation 4-PSK pour différents nombres d'antennes d'émission $M_r = 4$.	69
IV.21 Modulation 32-PSK pour différents nombres d'antennes d'émission $M_r = 4$.	70
IV.22 Modulation 2-QAM pour différents nombres d'antennes d'émission pour $M_r = 4$.	71
IV.23 Modulation 64-QAM pour différents nombres d'antennes de réception pour $M_r = 4$.	71
IV.24 Modulation 8-QAM pour différents nombres d'antennes d'émission pour $M_r = 8$.	72
IV.25 Modulation 2-PSK pour différents nombres d'antennes d'émission pour $M_r = 8$.	73
IV.26 Modulation 16-PSK pour différents nombres d'antennes de réception pour $M_r = 8$.	73

Abréviations

1G	1ère Génération
2G	2ème Génération
3G	3ème Génération
4G	4ème Génération
5G	5ème Génération
AD	Analog to Digital Converter
AM	Amplitude Modulation
AMPS	Advanced Mobile Phone System
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BS	Base Station
CDMA	Code Division Multiple Access
CP	Cyclic Prefix
DFT	Discrete Fourier Transform
DSP	Discrete Sine Transform
DVB	Digital Video Broadcasting
D2D	Device To Device
EDGE	Enhanced Data rate for GSM Evolution
EE	Efficient Energy
ES	Efficient Spectral
FDD	Frequency Division Duplexing
FDM	Frequency Division Multiplexing
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FM	Frequency Modulation
FFT	Fast Fourier Transform
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GPRS	Général Packet Radio Service

GSM	Global System For Mobile Communications
HDTV	High Definition Television
ICI	Inter Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IP	Internet Protocol
IPv6	Internet Protocol Version 6
ISI	Inter Symbol Interference
LTE	Long Term Evolution
MF	Matched Filter
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
ML	Maximum Likelihood
MMS	Multimedia Messaging Service
MMSE	Minimum Mean Squared Error
MRC	Maximum Ratio Combining
MU-MIMO	Multi Utilisateur Multiple Input Multiple Output
M2M	Machine To Machine
OFDM	Orthogonal Dision Multiple Access
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QOS	Quality Of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RA	Reception Antenna
RF	Radio Frequency
SD	Sphere Decoding
SDM	Space Division Multiplexing
SDMA	Space Division Multiple Access
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SM	Spatial Modulation
SMS	Short Message Service

SNR	Signal to Noise Ratio
TA	Transmission Antenna
TDD	Time Division Duplexing
TDM	Time Division Multiplexing
TDMA	Frequency Division Multiplexing
UDN	Ultra Dense Networks
UE	User Equipment
UMB	Ultra Mobile Broadband
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
V-BLAST	Vertical Bell Laboratories Layered Space Time
W-CDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
ZF	Zéro Forcing

**INTRODUCTION
GÉNÉRALE**

Introduction générale

Le passage du système analogique dans la 1G au système numérique 2G a été une évolution majeure des communications sans fil. La demande croissante pour des débits de données plus élevés, une meilleure qualité de service, une mobilité totale et une connexion sans fil conduisent les chercheurs à rechercher de nouvelles solutions au-delà du système sans fil 4G. La technologie MIMO (Multiple-input multiple-output) qui exploite l'utilisation d'antennes multiples au niveau de l'émetteur et/ou du récepteur permet de transférer plus de données en même temps pour obtenir un débit de données plus élevé et récupérer des données efficacement avec le minimum d'erreur possible. Ainsi, une amélioration significative des performances peut être obtenue en termes de fiabilité, d'efficacité spectrale (SE) et d'efficacité énergétique (EE).

Une approche évidente pour l'amélioration de la capacité de MIMO consiste à déployer des systèmes d'antennes à grande échelle, plus communément appelés « MIMO massif ». Les systèmes MIMO utilisent généralement deux ou quatre antennes, tandis que les systèmes MIMO massifs peuvent être équipés de centaines d'antennes d'émission et/ou réception avec une chaîne radiofréquence (RF) pour chaque antenne d'émission. La nécessité de disposer plusieurs chaînes RF, l'augmentation de la complexité du récepteur en fonction du nombre d'antennes augmente et les interférences entre canaux (ICI) due au transfert simultané de données à partir de plusieurs antennes, sont les majeurs problèmes des systèmes MIMO. Par conséquent, l'augmentation du débit de données et de l'efficacité spectrale (SE), tout en minimisant la consommation d'énergie, sont des éléments clés qui motivent la recherche pour la cinquième génération de réseau cellulaire future (5G).

Avec l'émergence de la MIMO massive, trouver un compromis attrayant entre l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique est devenue une nécessité. La modulation spatiale (SM) a été proposée et elle nécessite une seule chaîne (RF), dans laquelle une seule antenne d'émission est activée pour la transmission de données à n'importe quel intervalle de temps. Comme une seule antenne d'émission est active à tout moment, les interférences inter-canaux (ICI) et la synchronisation inter-antennes (IAS) sont efficacement évitées. Le problème à considérer dans ce mémoire est d'étudier des techniques de transmission basées sur le concept de modulation spatiale sous canaux trajets multiples (canal convolutif) pour augmenter le débit de transmission et permettre une mise en œuvre simple de l'émetteur et du récepteur. Le multiplexage orthogonal par répartition en fréquence (OFDM) est une méthode de transmission multi-porteuses qui est couramment utilisée pour les canaux à

évanouissements sélectifs en fréquence en raison de sa capacité à transformer un canal large bande en un ensemble de plusieurs canaux à bande étroite. Motivé par le potentiel de SM et OFDM, le système de multiplexage orthogonal par répartition de la fréquence à modulation spatiale (SM-OFDM) a récemment été proposé comme alternative aux systèmes MIMO pour augmenter l'efficacité spectrale en conservant une mise en œuvre peu complexe. La combinaison de ces deux techniques peut améliorer les performances du système en évanouissement sélectif en fréquence. L'idée principale du SM-OFDM est que sur chaque canal, n'utiliser qu'une seule antenne d'émission active sa sous-porteuse pour la transmission de données. La rareté des vecteurs d'émission dans le domaine fréquentiel permet d'éviter les interférences inter-canaux, les interférences inter-antennes, autoriser un récepteur de faible complexité et améliore l'efficacité spectrale et énergétique.

Le mémoire s'articule en quatre chapitres ;

Au 1^{er} chapitre, un bref historique de l'évolution de la communication sans fil est fourni. Il explique comment le passage entre les différentes générations afin d'améliorer les performances des systèmes sans fil a conduit des recherches pour s'intéresser aux systèmes de communication MIMO. Le concept des systèmes MIMO et ses avantages sont présentés.

Au 2^{eme} chapitre, le système SM avec une seule chaîne RF est présenté pour un canal à évanouissement sélectif en fréquence, les structures de l'émetteur et du récepteur ainsi que les techniques de détection, ses avantages et inconvénients sont discutés. Il explique comment la SM assure une transmission efficace sur le plan énergétique et spectral grâce à l'exploitation de la diversité et du gain de multiplexage.

Le chapitre 3 est divisé en deux parties ; la première partie explique le principe de l'OFDM, sa transmission et sa réception, ainsi ses avantages et inconvénients. La deuxième partie explique comment l'OFDM peut être combiné avec la SM pour l'exploitation sur un canal d'évanouissement sélectif en fréquence.

Dans le 4^{eme} chapitre, les résultats de simulation des performances d'une chaîne de communication combinée SM-OFDM sont présentés.

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

Chapitre I

GÉNÉRALITÉS SUR LES COMMUNICATIONS SANS FILS

I.1 Introduction

C'est difficile d'imaginer le monde actuel sans communication sans fil. En effet, l'accès à l'information n'importe où et n'importe quand est devenu une nécessité qui a changé considérablement notre mode de vie et facilite toutes nos activités. Tout a commencé avec les systèmes de la deuxième génération (2G), fondés sur des techniques numériques, qui a remplacé la première génération (1G) basée sur la modulation analogique. À la suite de ce formidable développement, la demande de service sans fil a augmenté, et l'amélioration de la qualité de service a donné naissance au réseau 3G, 4G et au 5G. Augmenter le débit de données, l'efficacité spectrale (SE) et minimiser la consommation d'énergie, sont les éléments clés qui motivent la recherche sur les futurs systèmes de communication sans fil. Ainsi, il devient vital de trouver des solutions innovantes s'inspirant des technologies disponibles afin de répondre aux contraintes énergétiques fortes de la transmission. Les progrès récents ont démontré que les systèmes sans fil MIMO peuvent atteindre des augmentations impressionnantes des performances globales du système.

L'histoire de la technologie MIMO remonte à 1984. A cette époque, Jack Winters a proposé un brevet sur l'utilisation des antennes multiples dans les systèmes de communications sans-fil au Bell Laboratories. Par la suite, plusieurs auteurs ont publié dans ce domaine. En 1996, Greg Rayleigh et Gérard J. Foschini ont inventé des nouvelles approches accroissant l'efficacité des systèmes MIMO. Aussi, il a été démontré que la capacité du canal MIMO augmente avec le nombre d'antennes de façon proportionnelle [1].

Dans ce chapitre nous allons présenter dans un premier temps, une brève historique des communications sans fil en commençant par les manières de division de signal, puis l'évolution de différentes générations avec les différents défis auxquels elles ont été confrontées. Ensuite, des généralités sur les systèmes MIMO et massive MIMO seront exposées, telles que le principe de système MIMO, ses avantages, ainsi que les défis des systèmes massive MIMO. Nous présentons aussi les contraintes énergétiques en précisant l'un des principaux défis des réseaux cellulaires MIMO massive.

I.2 Un brève histoire des communications sans fil

La technologie sans fil a une longue histoire, à commencer par James C. Maxwell entre 1864 et 1873, lorsque la technologie a montré que certaines équations mathématiques relativement simples peuvent exprimer le comportement des champs électriques et magnétiques et leur nature interconnectée. En d'autres termes, la charge oscillante générera

un champ électromagnétique [2].

En 1887, selon les résultats théoriques des équations de Maxwell, Rudolf Hertz était capable d'émettre et de recevoir des impulsions radio. À partir de cette démonstration, le développement de la communication sans fil a commencé, qui utilise des fréquences de bande de base pour la transmission. Par la suite, la plage de fréquences de la bande de base est déplacée vers d'autres plages de fréquences adaptées à la transmission pour éviter les interférences et la limitation de la bande de fréquences, et le décalage correspondant à l'origine à la réception a également été mis en œuvre. Ce mécanisme est appelé modulation et démodulation [3].

La modulation analogique a commencé avec la modulation d'amplitude (AM), qui était le même concept utilisé dans le télégraphe, et plus tard Edwin Armstrong a inventé la modulation de fréquence (FM) en 1933, ou elle a dirigé avec succès le monde de la musique et de la radiodiffusion publique, en particulier à la fin des années 1970. La raison en était que le signal nouvellement amélioré était moins sensible au bruit, à l'électricité statique et aux interférences électriques ou atmosphériques. En 1948, Claude Shannon a proposé la théorie de l'information basée sur la plus petite quantité de données "bit" [3].

Dans la communication analogique, nous ne pouvons pas utiliser la structure du signal. Cependant, la communication numérique basée sur des informations binaires surmonte cette limitation et permet une transmission plus efficace. La communication numérique a largement remplacé la communication analogique comme moyen de transmission [3].

I.3 Duplexage des signaux

Le signal est attribué selon différents paramètres et multiplexé de différentes manières pour transmettre l'information numérique. Les trois principales ressources qui peuvent être utilisées pour multiplexer les données, ou pour une transmission à accès multiple, sont : le temps, la fréquence et l'espace, comme illustré dans la figure I.1.

I.3.1 Division du temps

Dans un système à multiplexage par répartition dans le temps (TDM), un seul canal temporel et une seule fréquence porteuse sont utilisées. C'est une technologie numérique, où chaque utilisateur se voit attribuer un intervalle de temps unique pour son service. Un commutateur central ou multiplexeur, passe d'un utilisateur à l'autre selon une séquence et un temps spécifiques et prévisibles, et la transmission entre les multiplexeurs est assurée

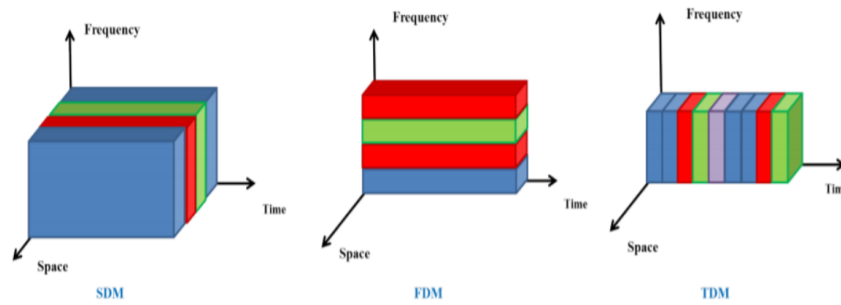


Figure 1.1 — Duplexage temporel, fréquentiel et spatial [3].

par une seule ligne de transmission numérique à haut débit. Un système (TDM) est un système série, car le signal de chaque utilisateur suit, dans le temps, le signal d'un autre utilisateur [4].

I.3.2 Division des fréquences

Le multiplexage par répartition en fréquence (FDM) est une technique par lequel la largeur de bande totale disponible dans un support de communication est divisée en une série de bandes de fréquences et les fréquences porteuses étaient suffisamment espacées pour que les signaux ne chevauchent pas. Chacune des bandes de fréquences étant utilisée pour acheminer un signal distinct. L'idée des modulations multi porteuses remonte aux années 1950 et 1960 à des fins militaires. Chaque sous-canal est modulé par un symbole, puis tous les N sous-canaux sont divisés en fonction de la fréquence. Mais cette méthode n'est pas efficace pour l'utilisation des bandes puisque les sous-bandes doivent être séparées pour éliminer les (ICI) [5].

I.3.3 Division de l'espace

La théorie de l'information a révélé que le canal sans fil à trajets multiples est capable de fournir une augmentation spectaculaire de la capacité, à condition que la diffusion par trajets multiples soit suffisamment riche. Dans le multiplexage par répartition dans l'espace (SDM) et l'accès multiple par répartition dans l'espace (SDMA), le temps et la fréquence peuvent être réutilisés, en transmettant les informations sur des canaux parallèles, qui résultent des différentes positions dans l'espace comme pour la transmission multi-utilisateurs où chaque utilisateur a une position différente, ou en transmission multi-antennes, ou même pour des stations de base dans différentes villes. Cette technologie est

une méthode d'accès aux canaux basée sur la création de canaux spatiaux parallèles à côté de canaux de plus grande capacité grâce au multiplexage spatial et/ou la diversité spatiale, par lequel il est capable d'offrir des performances supérieures dans les systèmes de communication radio à accès multiple [3].

I.4 Systèmes d'accès multiple

Dans tout système cellulaire ou technologie cellulaire, il est nécessaire d'avoir un schéma qui permet à plusieurs utilisateurs multiples d'y accéder et de l'utiliser simultanément. Il existe quatre principaux schémas d'accès multiples qui sont utilisés dans les systèmes cellulaires, allant des toutes premières technologies cellulaires analogiques aux technologies cellulaires en cours de développement pour une utilisation future. Les schémas d'accès multiples sont connus sous les noms de FDMA, TDMA, CDMA et OFDMA.

I.4.1 Accès multiple par répartition en fréquence (FDMA)

FDMA est le plus simple des schémas d'accès multiples qui ont été utilisés. Lorsqu'un abonné arrive sur le système ou passe d'une cellule à l'autre, le réseau attribue un canal ou une fréquence à chacun abonné comme montré en figure I.2. De cette manière, les différents abonnés se voient attribuer un emplacement différent et un accès au réseau. Comme différentes fréquences sont utilisées, le système est naturellement appelé accès multiple par répartition en fréquence. Ce schéma a été utilisé par tous les systèmes analogiques [6].

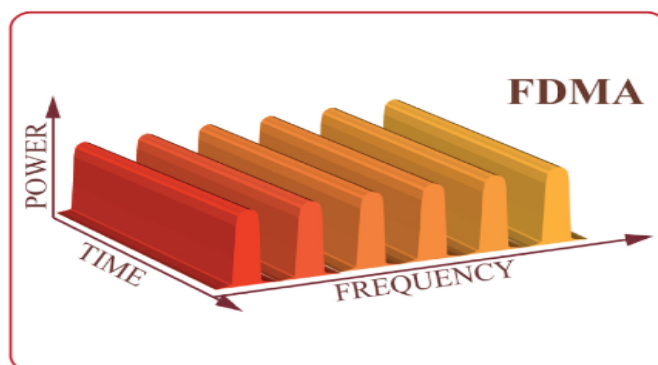


Figure I.2 — Accès multiple par répartition en fréquence (FDMA) [7].

I.4.2 Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)

En TDMA, différents utilisateurs partagent la même fréquence mais émettent sur des intervalles de temps différents comme illustré dans la figure I.3, mais la synchronisation et les retards deviennent de sérieux problèmes dans les réseaux à grande échelle [7].

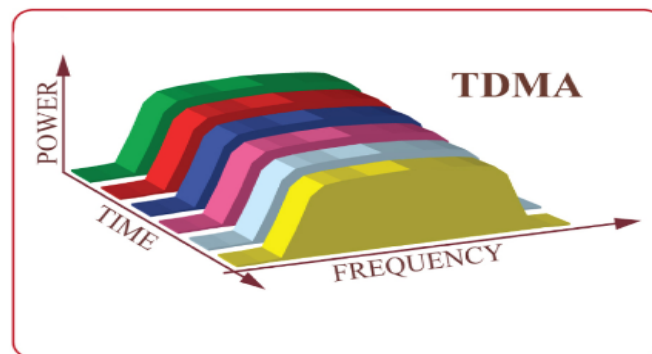


Figure I.3 — Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA) [7].

I.4.3 Accès multiple par répartition par code (CDMA)

Contrairement au TDMA et au FDMA, le CDMA utilise le spectre complet et les intervalles de temps pour coder les informations pour tous les utilisateurs, tout en distinguant les différents utilisateurs avec leurs propres codes uniques. Par conséquent, le CDMA est adopté comme technologie clé des systèmes de communication mobile de troisième génération, et peut accueillir plus de bits par utilisation de canal par rapport au TDMA et au FDMA (voir figure I.4) [7].

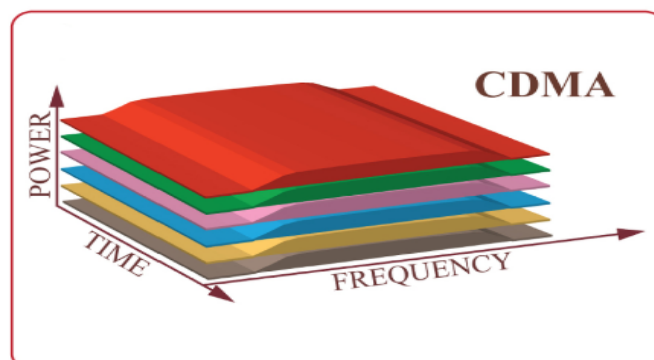


Figure I.4 — Accès multiple par répartition par code (CDMA) [7].

I.4.4 Le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM)

L'OFDM est une forme de modulation de signal qui utilise un grand nombre de porteuses très rapprochées qui sont chacune modulées avec un flux de données à faible débit. Les signaux rapprochés devraient normalement interférer les uns avec les autres, mais en rendant les signaux orthogonaux les uns par rapport aux autres, il n'y a pas d'interférence mutuelle. Les données à transmettre sont partagées entre toutes les porteuses, ce qui permet de résister à l'évanouissement sélectif dû aux effets de trajets multiples [6].

I.4.5 Accès multiple par répartition orthogonale de la fréquence (OFDMA)

L'OFDMA est la forme de schéma d'accès multiple qui est utilisée dans les technologies cellulaires de quatrième génération avec les évolutions des systèmes cellulaires de troisième génération (LTE pour UMTS / W-CDMA et UMB pour CDMA2000). Comme son nom l'indique, l'OFDMA est basé sur l'OFDM. Il s'agit d'une technologie qui utilise un grand nombre de porteurs rapprochés. Pour utiliser OFDM en tant que schéma d'accès multiple pour la technologie cellulaire, deux méthodes différentes sont utilisées, une pour la liaison montante et une pour la liaison descendante. Dans la liaison descendante, le mobile reçoit l'intégralité du signal émis par la station de base et extrait les données destinées au mobile particulier. Dans la liaison montante, une ou plusieurs porteuses sont attribuées à chaque combiné en fonction des données à transmettre, etc. De cette manière, le réseau cellulaire est capable de contrôler comment les données doivent être envoyées et reçues [7]. La figure I.5 montre la différence entre l'OFDMA et l'OFDM.

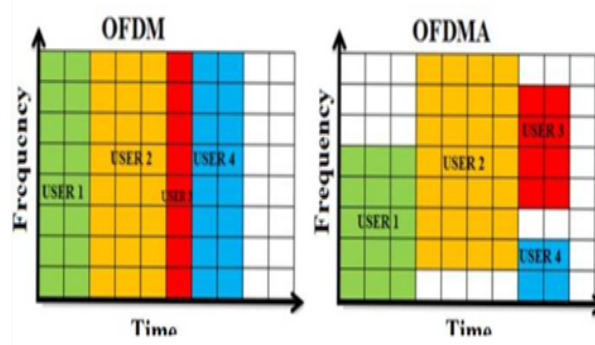


Figure I.5 — Différence entre l'OFDMA et l'OFDM [7].

I.5 Défis pour les nouvelles générations

Les réseaux cellulaires ont évolué au fil de diverses générations, la figure I.6 montre l'évolution des réseaux cellulaires :

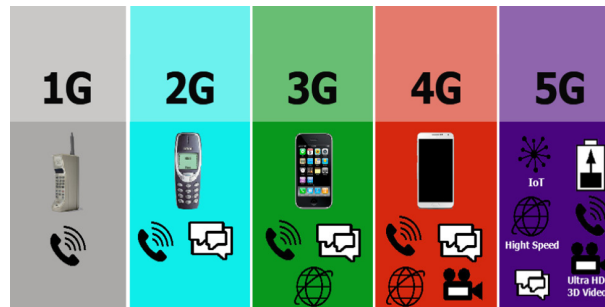


Figure I.6 — Evolution des réseaux cellulaires.

I.5.1 1G : Le commencement

La première génération de réseaux mobiles - ou 1G a commencé dans les années 1980. Il était basé sur des techniques de transmission radio analogique et de commutation de circuits. Le principal service mobile fourni par 1G était les communications vocales à commutation de circuits. Les appels individuels utilisaient différentes fréquences et partageaient le spectre disponible via FDMA [8]. Les systèmes de première génération les plus populaires sont : AMPS et ETACS. Le principal inconvénient de la technologie 1G est qu'elle utilise des signaux analogiques plutôt que numériques, c'est un moyen moins efficace de transmettre l'information, elle a une faible capacité, un transfert problématique, une qualité vocale qui a besoin d'amélioration et aucune sécurité du tout puisque les appels vocaux sont retransmis aux tours de radio, ce qui fait que ces appels sont très susceptibles d'être écoutés par des étrangers [9].

I.5.2 2G : La révolution numérique

Au début des années 1990, le passé analogique de la 1G a fait place à l'avenir numérique présenté par la 2G. Pour la première fois, les gens pouvaient envoyer des messages textuels (SMS), des images et des messages multimédia (MMS) sur leur téléphone. Cela a conduit à une adoption massive par les consommateurs et les entreprises à une échelle jamais vue auparavant. Les systèmes 2G utilisent la technologie d'accès multiple numérique TDMA. Le système de deuxième génération largement utilisés est le GSM [8], [10]. Deux technologies sans fil cellulaires développées entre ses prédécesseurs 2G et ses successeurs

3G sont : la 2.5G qui signifie « deuxième et demie génération » ou GPRS, fournit le débit de données de 56Kbit/s à 115Kbits/s [9]. La 2.75G EDGE fournit des débits de données allant jusqu'à 500 Kbit/s. Pour surmonter les limites du GPRS, EDGE a été conçu. Le GPRS est basé sur la modulation par déplacement de phase gaussienne (GMSK) tandis que l'EDGE est basé sur la modulation par déplacement de phase à huit phases (8PSK). Le débit réduit de la 2G est l'un des principaux inconvénients de la technologie 2G. Pour surmonter ce problème, la technologie 3G est développée [11].

I.5.3 3G : La révolution de la «commutation de paquets»

La technologie de troisième génération (3G) a été introduite en 2000. Les services 3G combinent un accès mobile à haut débit avec des services basés sur le protocole Internet (IP). Elle est également appelée 3G tri-bande avec une vitesse maximale de transfert de données pouvant atteindre 3,1 Mbps. Elle offre un débit de données élevé jusqu'à 2 Mbps et fournit une communication plus rapide, de grandes capacités, haut débit, des vidéoconférences, des jeux en 3D, un Web à haute vitesse et plus de sécurité. Elle permet aussi une navigation numérique en plus la largeur de bande par canal de fréquence peut atteindre 20 Mhz. Le réseau central est un réseau par paquets et la méthode d'accès multiple utilisé est l'accès multiple par répartition en code (CDMA) [12]. Le fournisseur de services doit payer le montant élevé des licences et accords 3G, le problème de la disponibilité des terminaux dans quelques régions et de leurs coûts, le besoin de différents appareils et la consommation d'énergie élevée sont les principaux inconvénients de la 3G. Pour surmonter ces problèmes, la 4G est développée [13].

I.5.4 4G : L'ère de la diffusion

L'un des termes utilisés pour décrire la 4G est le multimédia MAGIC-Mobile, à tout moment et en tout lieu, soutien à la mobilité mondiale, solution sans fil intégrée et service personnalisé. La 4G offre un accès rapide au web mobile jusqu'à 1 gigabit par seconde pour les utilisateurs stationnaires, ce qui facilite les services telles que l'accès sans fil haut débit, le service de messagerie multimédia (MMS), le chat vidéo, la télévision mobile, le contenu HDTV et la diffusion vidéo numérique (DVB) [14, 15]. La haute efficacité spectrale et la rentabilité font partie de la technologie 4G. Le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) est utilisé dans le système 4G sans fil. WiMAX et LTE sont des technologies renommées utilisées avec le réseau 4G aujourd'hui, elles

s'appuient toutes deux sur la technologie MIMO (Multiple-Input-Multiple Output) pour réaliser leur haut débit [16]. La technologie 4G est capable d'être attaquée et l'invasion de l'intimité augmentée, le consommateur est obligé d'acheter un nouvel appareil pour prendre en charge la 4G avec des prix de données plus élevés. Elle est coûteuse et difficile à mettre en œuvre, et nécessite une infrastructure coûteuse pour son fonctionnement. Pour surmonter les inconvénients ci-dessus de la 4G, la 5G arrive [13].

I.5.5 5G : L'ère de l'Internet des objets

La 5G promet un réseau plus intelligent, plus rapide et plus efficace. Afin d'augmenter l'efficacité du réseau, la cellule est subdivisée en micro et pico cellules. La technologie mobile 5G a changé les moyens d'utiliser les téléphones portables dans une bande passante très élevée. Elle sera une nouvelle révolution mobile car elle devrait fournir des débits de données de l'ordre du gigabit par seconde, à tout moment et en tout lieu. Dans un réseau sans fil 5G, chaque téléphone portable aura une adresse IPv6 en fonction du lieu et du réseau utilisé. Elle utilise un concept de réseau centré sur l'utilisateur ; le World Wide Wireless Web (WWWW). Les principales caractéristiques de la 5G comprennent un débit élevé, une efficacité du spectre améliorée, une latence réduite, une meilleure prise en charge de la mobilité et une densité de connexion élevée. Elle prend en charge le multimédia interactif, la voix, la vidéo, Internet et d'autres services à large bande. La 5G utilisera plusieurs entrées multiples (MIMO) pour augmenter considérablement la capacité du réseau [17, 18]. La figure I.7 montre des exemples d'applications qui pourraient être rendues possibles par la technologie 5G.

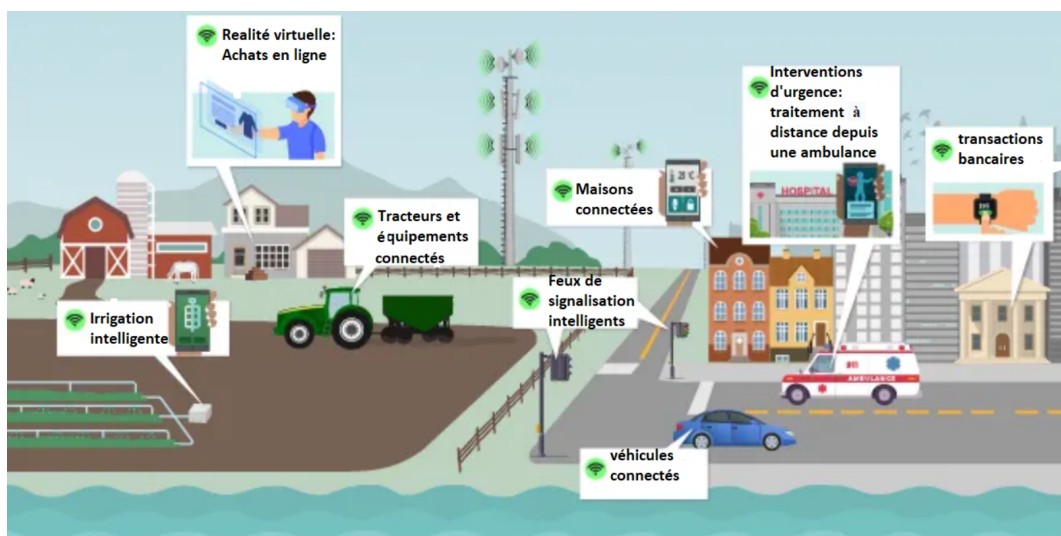


Figure I.7 — Applications de la 5G.

I.5.5.1 Principales technologies de 5G

Le développement de la 5G ne se fera pas à partir de zéro mais s'appuiera progressivement sur la 4G LTE. Principales technologies permettant la 5G comprend :

- **Communication D2D** : la connectivité directe est obtenue grâce à la technologie D2D (Device-to-Device). Le réseau cellulaire 5G mettra en œuvre l'onde millimétrique D2D pour fournir un débit de données à haut débit, améliorer la couverture et offrir des services peer-to-peer. Beaucoup d'effort de recherche a été investi pour caractériser les connexions D2D dans le cadre de LTE.
- **Communication M2M** : Alors que la communication D2D cible les radios mobiles, la machine-à-machine (M2M) se développe et facilite la connectivité omniprésente entre les appareils mobiles. On estime qu'il y aura plus de 100 milliards d'appareils connectés utilisant les communications M2M dans la 5G.
- **MIMO** : la technologie multiple-input-multiple-output (MIMO) joue un rôle crucial dans la 4G et devrait jouer une fonction importante dans la 5G. Massive MIMO extrait les avantages de MIMO à grande échelle en augmentant le débit et l'efficacité spectrale.

Les autres technologies habilitantes de la 5G incluent la communication mmWave , réseau ultra-dense (UDN), accès tout-spectre (ASA), OFDM (division de fréquence orthogonale multiplexage) et Internet des objets [17].

I.6 Les systèmes MIMO

Les techniques MIMO sont apparus dans les années 90 grâce à Gerard. J. Foschini [19]. Les systèmes MIMO introduisent une nouvelle forme de diversité connue sous le nom de diversité spatiale. Cette technique cherche à exploiter les phénomènes d'évanouissement et de multi-trajets, longtemps considérés comme des handicaps. Lorsqu'un tel système comprend, seulement, une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception, il est nommé SIMO (Single Input Multiple Output). De même, lorsqu'il comprend plusieurs antennes à la réception et une seule antenne à l'émission, il est nommé MISO (Multiple Input Single Output). Si les deux côtés comptent une antenne chacun, le système est dit SISO (Single Input Single Output). Finalement, un système MIMO se caractérise par l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission ainsi qu'à la réception. La Figure I.8 représente les systèmes SISO, MISO, SIMO et MIMO.

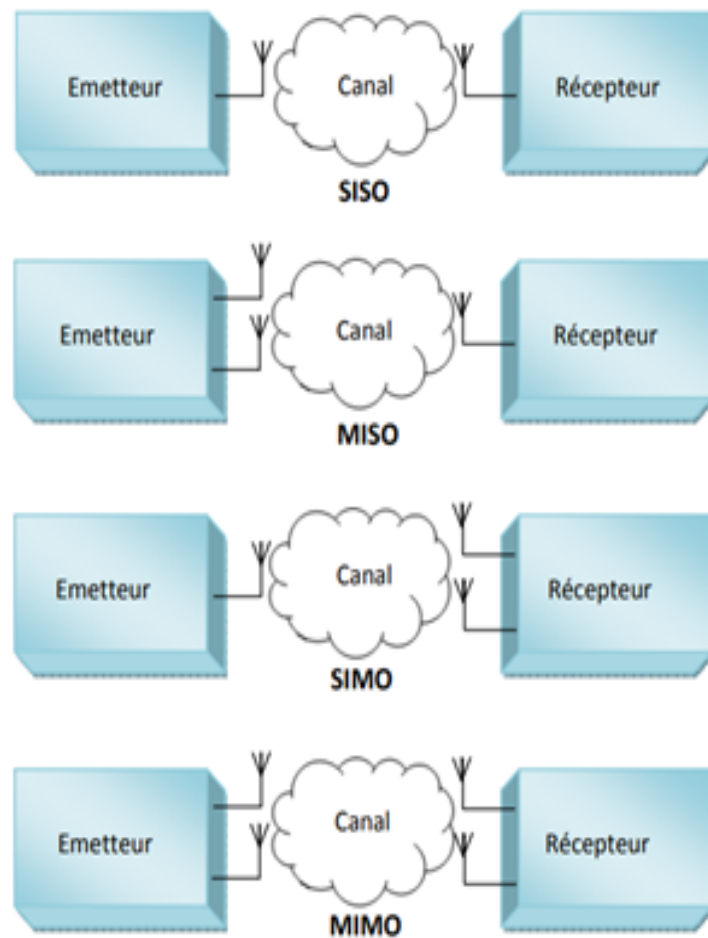


Figure 1.8 — Schémas représentatifs du SISO, MISO, SIMO et MIMO.

I.6.1 Principe de système MIMO

L'idée de base des systèmes MIMO est relativement simple : dans une bande de fréquences donnée, l'information est transmise en utilisant simultanément plusieurs antennes pour l'émission et la réception. Dans une première approximation, le débit émis dans cette bande de fréquences est multiplié par le nombre d'antennes d'émission. La mise en œuvre concrète, en revanche, pose des problèmes complexes : en effet, tous les signaux transmis sont mélangés, et il est nécessaire de pouvoir séparer les éléments du mélange. Il faut alors utiliser des méthodes de traitement du signal au niveau des récepteurs. L'utilisation de réseaux d'antennes d'émission et de réception améliore donc l'efficacité spectrale et la fiabilité des transmissions numériques dans un environnement riche en diffuseurs. La figure I.9 explique ce principe [20, 21].

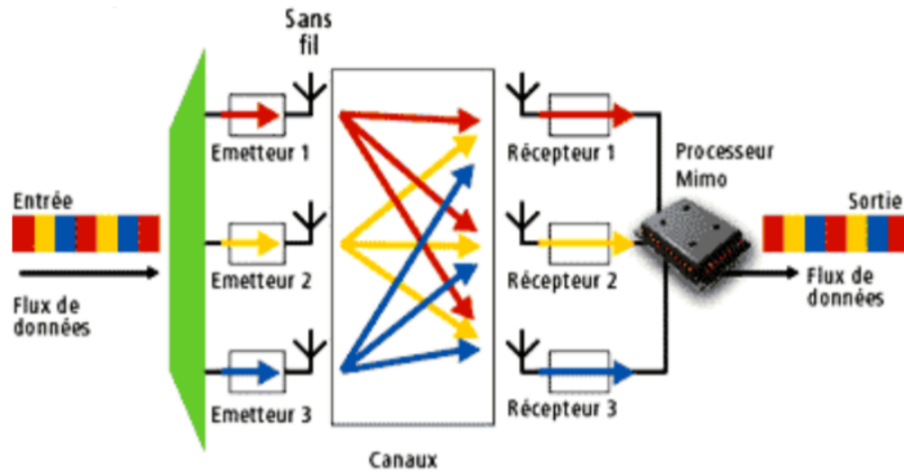


Figure 1.9 — Principe de la technique MIMO [21].

I.6.2 Modélisation de canaux MIMO

Dans les systèmes de communication sans fil, l'onde se propageant entre un émetteur et un récepteur, interagit avec l'environnement et est affecté par divers phénomènes physiques. Pour les communications par canal radio, les deux aspects importants que nous prenons en compte sont [3] :

- **Propagation multi-trajets** : lorsque l'onde emprunte plusieurs trajets différents pour atteindre le récepteur. À petite échelle, les phénomènes qui résultent de cette interaction sont appelés « évanouissement », où les principaux mécanismes qui caractérisent ces interactions sont : la réflexion, la diffraction et la diffusion. Chaque trajet a un retard différent, et le retard entre le premier et le dernier trajet est appelé « retard de propagation ». L'inverse de l'étalement du retard est lié à la « largeur de bande de cohérence ». Plus la bande passante de cohérence est grande par rapport à la largeur de bande du signal (c-à-d plus l'écart de retard est petit), plus le canal dans cette bande passante est considéré comme « canal à évanouissement plat », sinon il est appelé « canal sélectif en fréquence ».
- **Mobilité** : lorsque l'émetteur, le canal ou le récepteur se déplace pendant la transmission. Ces phénomènes décrivent si le canal est en évanouissement lent ou rapide. Plus la mobilité est élevée, c'est-à-dire plus la vitesse de déplacement est élevée, plus le canal s'estompe rapidement.

I.6.3 Modèle du canal MIMO

Considérons un système MIMO dans la figure I.10, composé de N_t antennes à l'émission et N_r antennes à la réception. L'information est émise par les antennes N_t à la fois. Lors de sa propagation, elle est portée par plusieurs canaux reliant chacun une antenne d'émission à une autre en réception, $\mathbf{x} = [x_1 \dots x_2 \dots x_{N_t}]$ où $\mathbf{x} \in C^{N_t \times 1}$ est le signal émis et $b = [b_1 \dots b_2 \dots b_{N_r}]$, où $b \in C^{N_r \times 1}$ est un bruit blanc additif gaussien (AWGN). \mathbf{x} et b sont les éléments composant de ce système.

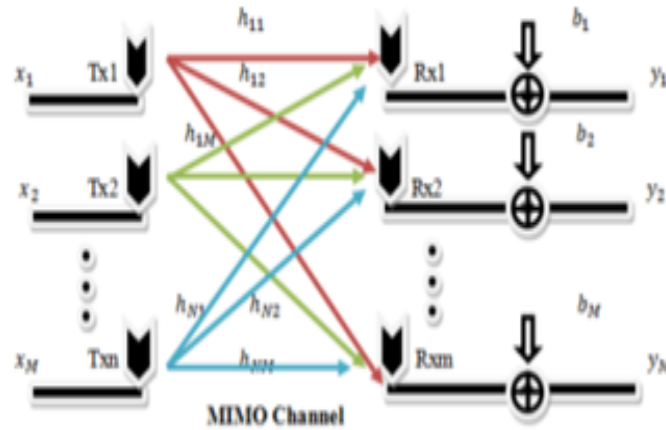


Figure I.10 — Système MIMO [22].

À la réception on détecte un signal $\mathbf{y} \in C^{N_r \times 1}$ qui s'écrit comme suit :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + b \quad (\text{I.1})$$

$\mathbf{H} \in C^{N_r \times N_t}$ est la matrice du canal. x_i et y_j représentent, respectivement, le signal relatif à la i^{eme} antenne d'émission et celui relatif à la j^{eme} .

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} & \dots & H_{1N_t} \\ H_{21} & H_{22} & \dots & H_{2N_t} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ H_{N_r,1} & H_{N_r,2} & \dots & H_{N_t N_r} \end{pmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Avec \mathbf{H}_{ij} le coefficient complexe du canal entre la i^{eme} antenne d'émission et la j^{eme} antenne de réception. En fonction de l'environnement de propagation, de l'espacement

entre les antennes ou même de leurs polarisations, ces coefficients peuvent être plus ou moins corrélés entre eux. On suppose généralement que le bruit est négligeable (dans le contexte de la méthode Zéro Forcing) et qu'on peut reconstruire le signal transmis. L'expression I.1 peut être écrite :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} \quad (\text{I.3})$$

Connaissant \mathbf{y} et \mathbf{H} , la relation qui permet la reconstruction de \mathbf{x} est :

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{y} \quad (\text{I.4})$$

Mathématiquement, la résolution de cette équation nécessite que \mathbf{H} soit inversible ce qui signifie que \mathbf{H} est de rang complet (sa taille est égale à son rang). Physiquement, cela se traduit par une atténuation et des déphasages subis par chaque signal transmis. C'est pour quoi il est essentiel d'avoir un environnement riche en trajets multiples pour profiter pleinement des apports d'un système MIMO [22]. La matrice \mathbf{H} est généralement n'est pas carrée (le nombre d'antennes émettrices n'est forcément égale au nombre d'antennes receptrices) dans ce cas on utilise la pseudo-inverse au lieu de l'inverse classique d'une matrice.

I.6.4 Techniques de MIMO

On peut considérer trois techniques principales de MIMO :

- **Diversité spatiale MIMO** : La transmission du signal sur les canaux sans fil à large bande souffre toujours d'atténuation en raison de l'effet néfaste de l'évanouissement par trajets multiples, ce qui peut gravement dégrader les performances de réception. Dans les systèmes MIMO, les mêmes informations peuvent être transmises à partir de plusieurs antennes d'émission et reçues simultanément sur plusieurs antennes de réception. Puisque l'évanouissement pour chaque liaison entre une paire d'antennes d'émission et de réception peut généralement être considéré comme indépendant, la probabilité que les informations soient détectées avec précision est augmentée. Outre la diversité spatiale, d'autres formes de diversité sont couramment disponibles, à savoir la diversité temporelle et la diversité fréquentielle. Le moyen le plus simple d'atteindre la diversité dans les systèmes MIMO consiste à utiliser un codage de répétition qui envoie le même symbole d'information à différents intervalles de temps à partir de différentes antennes d'émission (voir figure

I.11) [23].

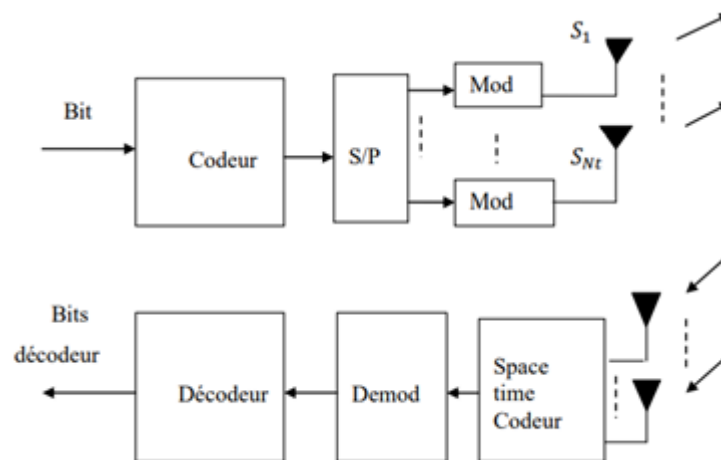


Figure I.11 — Système MIMO pour la diversité spatiale.

- Multiplexage spatial MIMO** : Il est largement reconnu que la capacité d'un système MIMO est beaucoup plus élevée qu'un système à antenne unique. Pour un environnement de diffusion riche, dans un système MIMO avec des antennes d'émission N_t et des antennes de réception N_r , la capacité augmentera proportionnellement avec $\min(N_t, N_r)$. Les systèmes MIMO offrent plus de libertés spatiales ou de multiplexage spatial, de sorte que différentes informations peuvent être transmises simultanément sur plusieurs antennes, augmentant ainsi le débit du système. Le multiplexage spatial (MS) nécessite un algorithme de détection dédié au récepteur pour trier les différents signaux transmis superposés. V-BLAST est un exemple d'un tel algorithme et il peut être réalisé dans un canal avec une série de commandes et annulations successives [23].
- Beamforming MIMO** : La formation de faisceaux est la capacité d'adapter le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes à un scénario particulier. Dans l'espace des communications cellulaires, de nombreuses personnes pensent que la formation de faisceaux consiste à diriger un lobe de puissance dans une direction particulière vers un utilisateur. L'amplitude relative et les déphasages sont appliqués à chaque élément d'antenne pour permettre les signaux de sortie du réseau d'antennes pour s'additionner de manière cohérente pour un angle d'émission / réception particulier et s'annuler de manière destructive pour les autres signaux. L'environnement spatial dans lequel se trouvent le réseau et l'utilisateur n'est généralement

pas pris en compte. Il s'agit bien de la formation de faisceaux, mais ce n'est qu'une mise en œuvre spécifique de celui-ci [24].

I.6.5 Capacité du canal MIMO

La capacité du canal, notion introduite par Shannon dans les années 40, mesure la quantité d'information maximum par unité de temps et par bande de fréquence pouvant être transmise à travers un canal particulier. La capacité d'un canal MIMO peut être exprimée par l'expression suivante :

$$C = \log_2(\det[I_{N_r} + \frac{SNR}{N_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^H]) \quad (I.5)$$

Dans cette équation, \det signifie déterminant, I_{N_r} signifie matrice d'identité $N_t \times N_r$ et \mathbf{H}^H signifie la matrice transposée conjuguée [22, 25].

I.6.6 Avantages de système MIMO

Il existe plusieurs avantages de MIMO [26] :

1. Un débit de données plus élevé peut-être obtenu à l'aide d'antennes multiples et de la technique de multiplexage spatial.
2. Il permet de réduire le TEB (taux d'erreur binaire) grâce à l'application d'algorithmes avancés de traitement des signaux sur les symboles de données reçus par plusieurs antennes.
3. La technique beamforming dans un système MIMO permet d'étendre la couverture cellulaire.
4. MIMO minimise les effets d'évanouissement observés par les informations qui voyagent de l'émission à la réception.
5. Les systèmes MIMO offrent une qualité de service (QOS) élevée avec une efficacité spectrale et des débits de données accrus.
6. La large couverture prise en charge par le système MIMO permet de prendre en charge un grand nombre d'abonnés par cellule.

I.7 MIMO MASSIVE

L'un des objectifs des nouvelles normes de communication mobile (5G) est d'augmenter l'efficacité spectrale par unité de surface ou de volume. Une façon d'augmenter l'efficacité

spectrale est d'utiliser la méthode MIMO massif. MIMO massive permet à des schémas de transmission simples d'atteindre des gains de performance par rapport aux systèmes actuels.

I.7.1 Qu'est-ce que Massive MIMO ?

Le MIMO massif est actuellement la technologie de couche physique inférieure à 6 GHz la plus convaincante pour l'accès sans fil futur. Le concept principal consiste à utiliser de grands nombre d'antennes au niveau des stations de base pour desservir simultanément de nombreux terminaux autonomes, comme illustré dans la figure I.12. Les signatures de propagation riches et uniques des terminaux sont exploitées grâce à un traitement intelligent au niveau du réseau pour obtenir une capacité supérieure [27].

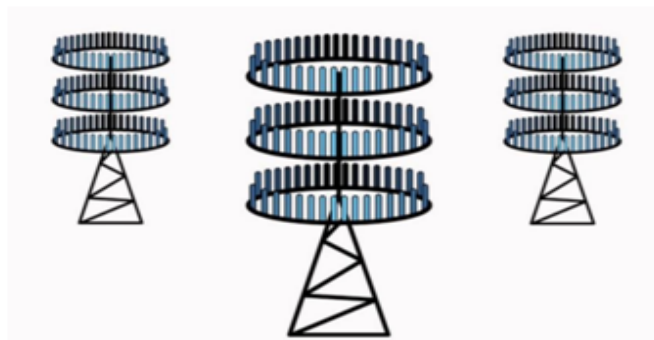


Figure I.12 — MIMO massive.

I.7.2 Les avantages de MIMO massive pour les réseaux 5G et au-delà

Certains des avantages de la technologie MIMO massive sont [28] :

- **Efficacité spectrale** : La technologie MIMO massive offre une efficacité spectrale plus élevée en permettant à son antenne de concentrer des faisceaux étroits vers un utilisateur. L'efficacité spectrale est plus de dix fois supérieure à celle des le système MIMO actuellement utilisé pour la 4G/LTE.
- **Efficacité énergétique** : Comme le réseau d'antenne est focalisé dans une petite section spécifique, il nécessite moins de puissance rayonné et réduit les besoins en énergie dans les systèmes MIMO massifs.
- **Débit de données élevé** : Le gain de réseau et le multiplexage spatial fournis par les MIMO massifs augmentent le débit de données et la capacité des systèmes sans fil.

- **Suivi des utilisateurs** : puisque le MIMO massif utilise des faisceaux de signaux étroits vers l'utilisateur, le suivi des utilisateurs devient plus fiable et plus précis.
- **Faible consommation d'énergie** : Le MIMO massif est construit avec des amplificateurs linéaires de très faible puissance, ce qui élimine l'utilisation d'équipements électroniques encombrants dans le système. Cette consommation d'énergie peut être considérablement réduite.
- **Moins d'évanouissement** : Un grand nombre d'antennes au niveau du récepteur rend les MIMO massives résistantes contre les évanouissements.
- **Faible latence** : La MIMO massive réduit la latence sur l'interface radio.
- **Robustesse** : Les systèmes MIMO massifs sont robustes contre les interférences involontaires et le brouillage interne. De plus, ces systèmes sont résistants à une ou plusieurs pannes d'antenne dues à la disponibilité dans grand nombre d'antennes.
- **Fiabilité** : Un grand nombre d'antennes en MIMO massif offre plus de gain de diversité, ce qui augmente la fiabilité de la liaison.
- **Sécurité renforcée** : La MIMO massive offre plus de sécurité physique grâce aux canaux de station mobile orthogonaux et aux faisceaux étroits.
- **Traitement linéaire peu complexe** : Un plus grand nombre d'antennes de la station de base rend les détecteurs de signaux simples et les précodeurs optimaux pour le système.

I.7.3 Comparaison entre le système MIMO traditionnel et le système MIMO massif

Massive MIMO offre un immense avantage par rapport au système MIMO traditionnel, qui est résumé dans le tableau I.1 [28] :

Table I.1 — Comparaison entre le MIMO traditionnel et le MIMO massif.

	MIMO	Massif MIMO
Numéro d'antenne	≤ 8	≥ 16
Contamination pilote	Faible	Élevée
Débit	Faible	Élevé
Couplage d'antenne	Faible	Élevé
Taux d'erreur sur les bits	Élevé	Faible
Résistance au bruit	Faible	Élevée
Diversité/Gain de capacité	Faible	Élevé
Efficacité énergétique	Faible	Élevé
Coût	Faible	Élevé
Complexité	Faible	Élevée
Évolutivité	Faible	Élevé
Stabilité du lien	Faible	Élevée
Corrélation des antennes	Faible	Élevée

I.7.4 Principales limitations d'un système MIMO massif

Malgré les énormes avantages de la MIMO massive, de nombreuses questions doivent encore être abordées. Les principaux défis de la MIMO massive sont énumérés ci-dessous (figure I.13) :

**Figure I.13** — Défis de MIMO massive.

I.7.4.1 Contamination pilote

Dans les systèmes MIMO massif, la station de base a besoin de la réponse de canal du terminal utilisateur pour obtenir l'estimation du canal. Le canal de liaison montante est estimé par la station de base lorsque le terminal utilisateur envoie des signaux pilotes orthogonaux à la station de base. De plus, avec l'aide de la propriété de réciprocité du canal de MIMO massif, la station de base estime le canal descendant vers le terminal utilisateur. Si les signaux pilotes dans la cellule d'origine et les cellules voisines sont orthogonaux, la station de base obtient l'estimation précise du canal. Cependant, le nombre de signaux pilotes orthogonaux dans une bande passante et une période données sont limitées, ce qui oblige à réutiliser les pilotes orthogonaux dans les cellules voisines. Le même ensemble de pilotes orthogonaux utilisé dans les cellules voisines va interférer les uns avec les autres, et la station de base recevra une combinaison linéaire de réponse de canal de la cellule domestique et des cellules voisines. Ce phénomène est appelé contamination pilote et limite débit réalisable, comme le montre la figure I.14, réduit la performance du système. L'effet de la contamination pilote est une limitation inhérente majeure à Massive MIMO [28].

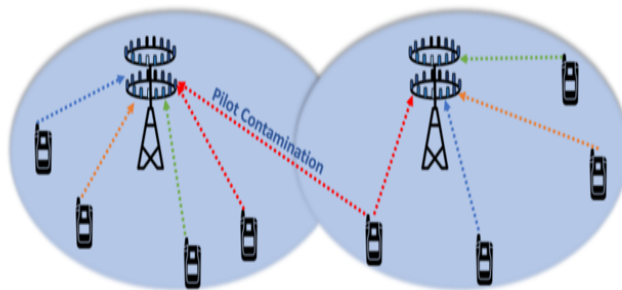


Figure I.14 — Effet de contamination pilote du MIMO massive [28].

I.7.4.2 Estimation précise des canaux avec une faible complexité

Pour effectuer une détection et un précodage efficaces, la BS doit acquérir l'information précise sur l'état du canal (CSI) via le canal estimation. Dans un système MU-MIMO conventionnel, la BS transmet les pilotes à tous les UE ; les UE évaluent alors le canal et retournent le CSI au BS. Cependant, un tel processus peut ne pas être faisable pour le MIMO massif, car le temps consacré à la transmission des symboles pilotes est proportionnel au nombre d'antennes BS ; le temps passé sur l'estimation du canal pourrait être prohibitif. Pour éviter de transmettre des pilotes dans la liaison descendante, un système TDD (time-

division duplex) qui utilise de la réciprocité des canaux est considéré dans la plupart de la littérature spécialisée. Cependant, une grande partie des systèmes cellulaires actuels sont basé sur un fonctionnement duplex par répartition en fréquence (FDD); Par conséquent, des solutions efficaces sont nécessaires pour réduire la surcharge d'estimation de canal dans les systèmes FDD [29]. Dans la figure I.15, (a) montre le mode FDD et TDD en communication sans fil, et (b) montre la transmission pilote typique et le mécanisme de rétroaction CSI en mode FDD et TDD. TDD fournit la solution au problème lors de la transmission en liaison descendante dans les systèmes FDD.

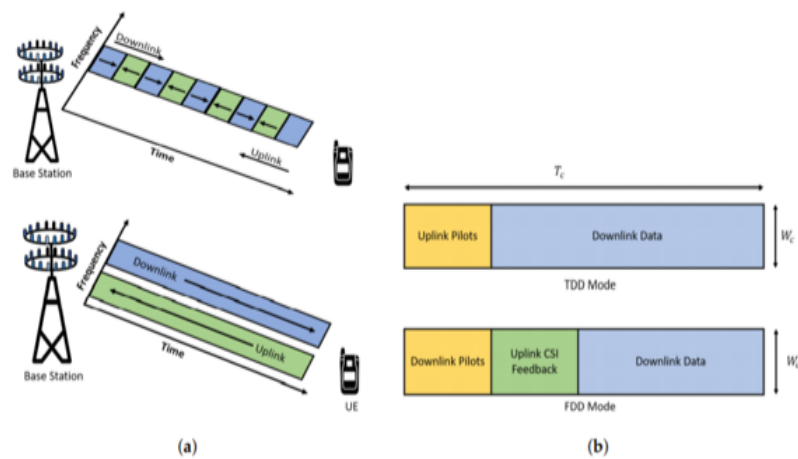


Figure I.15 — (a) Mode duplexage par répartition en fréquence (FDD) et mode duplexage par répartition temporelle (TDD) : MIMO massive fonctionne mieux en mode TDD. (b) Transmission pilote typique et mécanisme de retour CSI dans FDD et le mode TDD [28].

I.7.4.3 Le précodage

Le précodage est un concept de formation de faisceau (beamforming) qui prend en charge la transmission multi-flux dans systèmes multi-antennes. Il joue un rôle impératif dans les systèmes MIMO massifs car il peut atténuer l'effet créé par la perte de propagation et les interférences, et maximise le débit. En MIMO massif, la station de base estime le CSI à l'aide de signaux pilotes de liaison montante ou des informations envoyés par le terminal utilisateur. Le CSI reçu à la station de base n'est pas incontrôlable et n'est pas parfait en raison de plusieurs facteurs environnementaux sur le canal sans fil. Bien que la station de base ne reçoive pas CSI parfait, les performances de la liaison descendante de la station de base dépendent toujours en grande partie du CSI estimé. Ainsi, la station

de base utilise le CSI estimé et la technique de précodage pour réduire les interférences et obtenir des gains d'efficacité spectrale. La performance du MIMO massif descendant dépend de l'estimation précise du CSI et de la technique de précodage employée. Bien que la technique de précodage offre d'immenses avantages aux systèmes MIMO massifs, elle augmente également la complexité de calcul du système global en ajoutant des calculs supplémentaires. La figure I.16 montre le précodage en systèmes MIMO massif avec station de base à N_t antennes et N utilisateurs [28].

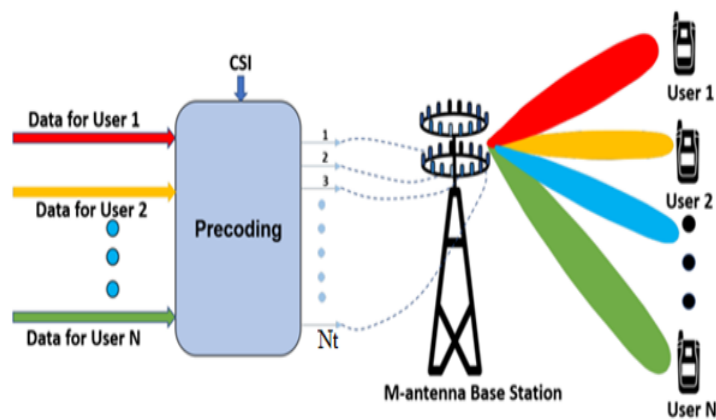


Figure I.16 — Précodage dans un système MIMO massif avec des antennes N_t à la station de base communiquant avec N utilisateurs [28].

I.8 Points critiques du système MIMO

Par rapport aux transmissions de base à antenne unique, les communications MIMO permettent d'obtenir des débits de données plus élevés et l'amélioration des performances en matière d'erreurs au prix de :

- **L'augmentation de la complexité du traitement du signal au niveau du récepteur**, qui est due à la nécessité de contrecarrer l'interférence imposée par la transmission simultanée de nombreux flux de données .
- **Des exigences de synchronisation plus strictes entre les antennes de transmission**, afin d'exploiter les avantages des transmissions MIMO codées dans l'espace-temps et multi-utilisateurs.
- **Multiplés chaînes RF au niveau de l'émetteur**, pour pouvoir transmettre simultanément de nombreuses données rendent l'émetteur encombrant.

- **Des amplificateurs de puissance indépendants pour chaque chaîne RF**, qui dissipent la majorité d'énergie consommée par l'émetteur, car ils sont inefficaces en raison de l'exigence de linéarité des modulations de phase/amplitude les plus récentes.

Ces considérations impliquent que l'un des principaux défis des réseaux cellulaires MIMO de nouvelle génération est la conception de systèmes de transmission multi-antennes avec un nombre limité des chaînes RF visant à réduire la complexité, à assouplir les exigences de synchronisation entre les antennes et les interférences entre les canaux, ainsi que la complexité du traitement du signal au niveau du récepteur, tout en visant à améliorer l'efficacité énergétique [30].

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité l'évolution de la première génération à la cinquième génération avec une concentration sur la cinquième génération. Nous avons donné un aperçu sur l'une des technologies de communication mobile (5G) appelé MIMO. Ce chapitre contient aussi un nouveau concept de MIMO, le plus convaincant pour l'accès sans fil futur, c'est le système MIMO massive. Enfin, nous avons présenté les principales limitations de systèmes de transmission multi-antennes.

Chapitre II

LA MODULATION SPATIALE

II.1 Introduction

En général, dans un système massive MIMO, le nombre de chaînes radiofréquences (RF) qui égal au nombre d'antennes d'émission est nécessaire pour fournir simultanément plusieurs flux de données. L'exigence de chaînes RF multiples complique la mise en œuvre du système, augmente le coût du matériel et la consommation d'énergie.

La conception de MIMO à RF unique émerge actuellement comme un domaine de recherche prometteur. L'idée fondamentale de la MIMO à RF unique est de réaliser les gains des communications MIMO, c'est-à-dire le multiplexage spatial et la diversité de transmission, à l'aide de nombreux éléments d'antenne, dont seulement quelques-uns, éventuellement un seul, éléments d'antenne activés (chaîne RF unique) à l'émetteur à tout instant de modulation. Le changement de paradigme de la conception MIMO, de multi-RF à RF unique, s'explique par le fait qu'un grand nombre d'antennes d'émission (éléments rayonnants) peuvent être installées dans les stations de base (conception MIMO à grande échelle), en particulier dans la nouvelle bande des ondes millimétriques, en tenant compte que la complexité et la consommation/dissipation d'énergie des communications MIMO sont principalement déterminé par le nombre d'antennes d'émission simultanément actives, c'est-à-dire par le nombre de chaînes RF actives [30].

Des différentes conceptions alternatives ont été proposées pour surmonter ce défi : sélection des antennes, combinaison d'antennes analogiques, le multiplexage temporel. Cependant, ces techniques ne permettent pas le multiplexage des signaux à l'aide d'une seule chaîne RF. Enfin, les auteurs dans [31] ont proposé une technique de transmission MIMO de faible complexité appelée : modulation spatiale (SM), qui se traduit par une augmentation du débit de données en fonction du nombre d'antennes de transmissions. Par rapport au MIMO classique, la technique MIMO à modulation spatiale pourrait conduire à une augmentation des performances du SNR de l'ordre de plusieurs décibels avec la même efficacité spectrale.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la modulation spatiale, avec une explication du modèle du système composant de l'émetteur et du récepteur. Les techniques de détection, les avantages et inconvénients du système SM seront également revus.

II.2 Le principe de la modulation spatiale

La modulation spatiale (SM) est un schéma de multiplexage spatial dans les systèmes à entrées multiples et sorties multiples (MIMO). En SM, l'indice d'antenne active est consi-

déré comme une dimension supplémentaire pour transmettre de l'information. Les données d'information sont mappées non seulement aux points de constellation traditionnels mais aussi aux indices d'antenne dans le domaine spatial, le gain de multiplexage spatial est donc obtenu. De plus, au lieu d'émettre plusieurs flux de données simultanément, en SM, une seule antenne sélectionnée est généralement active pendant la transmission. Au cours des cinq dernières années, beaucoup de travail a été fait pour améliorer les performances de détection de SM. Cependant, la cartographie de la constellation du signal dans tous ces travaux est basée sur des schémas traditionnels tels que (QPSK) ou modulation d'amplitude en quadrature (QAM), ce qui laisse un espace limité pour l'amélioration des performances [32].

II.3 L'émetteur de la SM

Un schéma général de la modulation spatiale est présenté à la figure II.1.

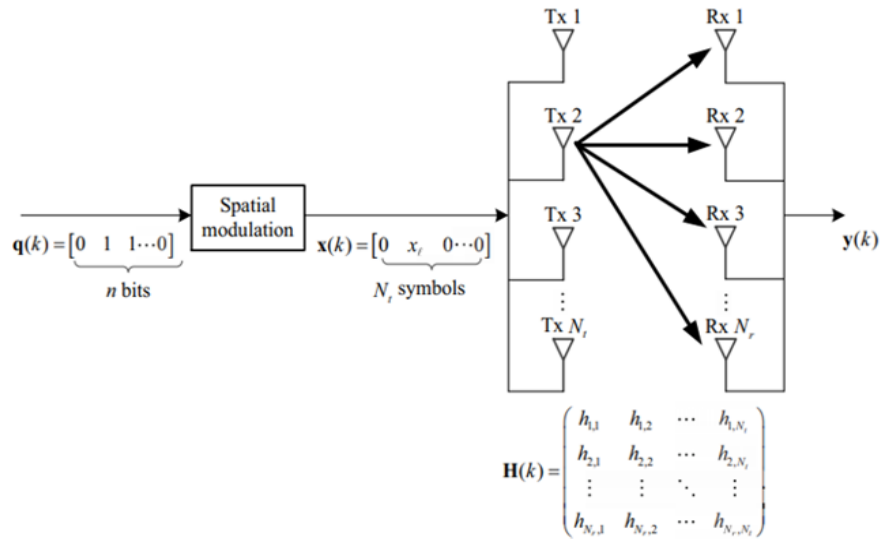


Figure II.1 — Schéma général de la modulation spatiale [34].

Au niveau de l'émetteur, le train de bits émis par une source binaire est divisé en blocs contenant $\log_2(N_t) + \log_2(M)$ bits chacun. On considère un système SM-MIMO $N_t \times N_r$, où N_t et N_r représente le nombre d'antennes d'émission (TA) et de réception (RA), respectivement. Dans SM-MIMO, une seule antenne de transmission N_t est activée à chaque instant. Dans ce cas, les bits d'information, d'une longueur de $R_{SM} = \log_2(N_t) + \log_2(M)$, sont divisé en deux parties :

1. $\log_2(N_t)$ bits sont mappés dans un ensemble de combinaisons d'antennes avec une seule antenne d'émission active.
2. $\log_2(M)$ bits sont mappés en points de constellation M-aire qui seront transmises par les antennes d'émission activées [33].

Ici (Figure II.1), $q(k)$ est un vecteur de n bits d'information à transmettre sur la k^{ieme} durée du symbole. Le vecteur binaire est mappé dans un vecteur colonne $\mathbf{x}(k)$ de taille N_t , tel qu'un seul élément de vecteur résultant est différent de zéro. Supposons que l^{ieme} élément du vecteur de colonne $\mathbf{x}(k)$ soit différent de zéro et indiqué comme suit : x_ℓ Où $\ell \in [1, \dots, N_t]$.

Le symbole x_ℓ est puis transmis à partir de l' i ème antenne d'émission sur le canal MIMO $H(k)$. La matrice de canaux MIMO $H(k)$ peut-être écrite comme un ensemble de vecteurs où chaque vecteur correspond aux gains de trajets du canal entre N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception comme suit :

$$H(k) = [h_1, h_2 \dots h_{N_t}]$$

Où :

$$h_\nu = [h_{(1,\nu)}, h_{(2,\nu)} \dots h_{(N_r,\nu)}]^T$$

$$\nu = 1, \dots, N_t$$

Il est à noter que, pour simplifier la présentation, l'indice de temps k est omis dans les vecteurs de canaux. Le vecteur du signal de réception est alors donné par :

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{x}(k) + b(k) = \mathbf{H}\mathbf{x}(k) + b(k) \quad (\text{II.1})$$

Où $b(k)$ est le vecteur de bruit blanc gaussien additif [34].

Nous présentons sur les figures II.2 et II.3 le principe de codage de SM-MIMO à l'aide de quelques exemples simples. Tout d'abord il faut définir le nombre d'antennes disponibles et le type de modulation utilisée. Pour : $N_t = M = 4$ en considérant deux utilisations génériques des canaux, où le concept de «SM ou diagramme de constellation spatiale» est également introduit. La taille de bloc sera définie selon le nombre d'antenne et le type de modulation, pas le contraire. On peut attribuer pour chaque antenne un code sur 2 bits. Le taux de cette configuration est : $R_{SM} = \log_2(N_t) + \log_2(M) = 4$ bpcu, le codeur traite les bits d'information par blocs de 4 bits chacun. La figure II.2 représente la première

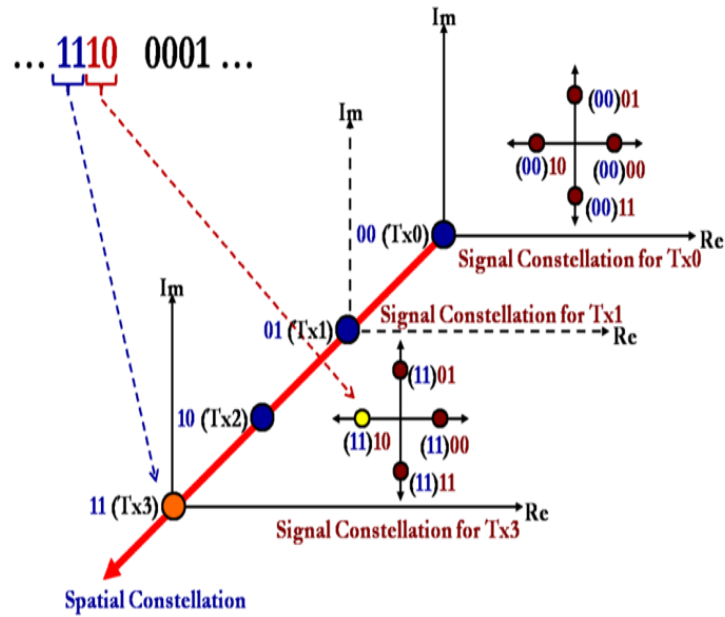


Figure II.2 — Exemple 1 de SM-MIMO avec $N_t = 4$ antennes d'émission et constellation QPSK [35].

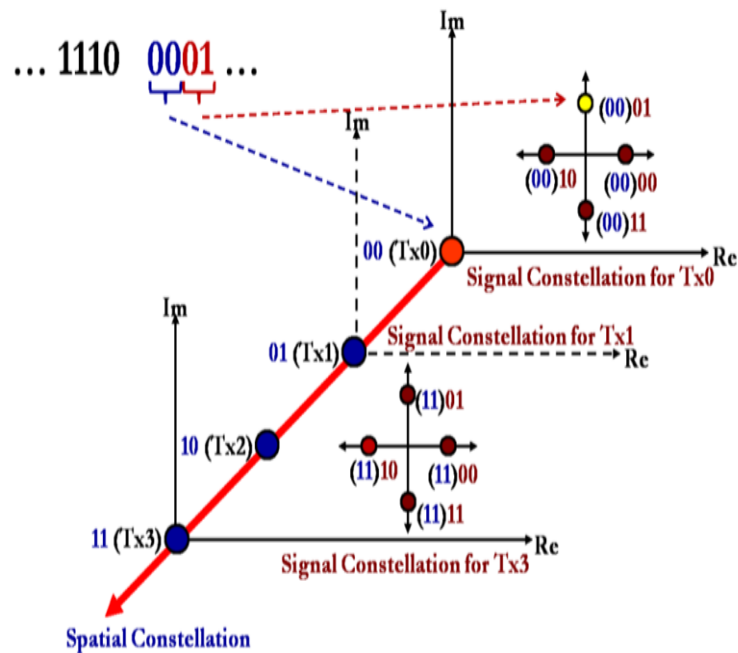


Figure II.3 — Exemple 2 de SM-MIMO avec $N_t = 4$ antennes d'émission et constellation QPSK [35].

utilisation de canal, ou le bloc de bits à coder est «1110». Le premier $\log_2(N_t) = 2$ bits, «11», détermine l'unique TA active ($Tx3$), tandis que le deuxième $\log_2(M) = 2$ bits, «10» détermine le symbole PSK / QAM transmis. De même, dans le deuxième canal,

l'utilisation indiquée dans la figure II.3 , le bloc de bits à coder est «0001». Le premier $\log_2(N_t) = 2$ bits, «00», détermine le TA active unique (Tx0), tandis que le deuxième $\log_2(N_r) = 2$ bits, «01», détermine le symbole PSK / QAM transmis [35].

II.4 Le canal sans fil comme une unité de modulation

Le signal émis par l'antenne active passe alors par un canal sans fil dont les réponses impulsionnelles des canaux sont illustrées sur la figure II.4. En raison des différentes positions spatiales occupées par l'antenne d'émission dans le réseau d'antennes, le signal transmis par chaque antenne connaîtra des conditions de propagation. Parce qu'une seule antenne d'émission est active à tout moment, donc un seul signal sera réellement reçu. Les autres antennes ne rayonneront aucune puissance [36].

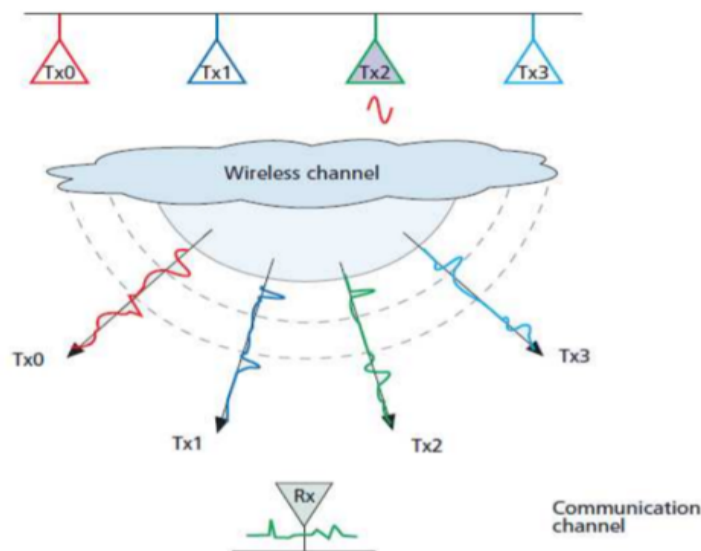


Figure II.4 — Canal de communication [35].

II.5 Algorithmes de détection associé aux SM-MIMO

II.5.1 Techniques de détection en SM-MIMO avec diversité

La combinaison de plusieurs types indépendants de diversité se traduit par un degré élevé de diversité. En combinant des versions indépendantes du signal, les évanouissements peuvent être neutralisés et l'efficacité du spectre peut être potentiellement améliorée. La fusion peut se faire de plusieurs manières, qui diffèrent par leur complexité et leurs performances globales. Ces méthodes de combinaison sont généralement basées sur le SNR

à la sortie de chaque branche pour améliorer les performances de diversité. Par conséquent, ils sont principalement mis en œuvre en réception.

II.5.1.1 Combinaison par gain égal (Equal Gain Combining : EGC)

Afin d'augmenter la puissance moyenne du signal de sortie, les signaux de toutes les branches peut être combiné pour former un signal de sortie. Cependant, ces signaux sont très souvent déphasé. Ces rotations de phase (Φ_i) doit y avoir garder l'amplitude constante. Par conséquent, chaque signal doit être multiplié par un co-phaseur rend le signal plus déphasé. Par conséquent, Il s'agit d'une méthode qui nécessite une compréhension complète des différentes phases des coefficients de canal [37].

II.5.1.2 Combinaison par Rapport Maximal (Maximum Ratio Combining : MRC)

Le principal inconvénient de la technologie EGC est que si l'une des branches a un signal très faible, la puissance du signal combiné à la sortie peut diminuer. Pour éviter cette situation, la technologie MRC applique le coefficient de pondération à chaque branche avant de fusionner tous les signaux. Donc pour maximiser le signal à la sortie du combineur, la branche avec un SNR élevé aura le plus grand facteur de pondération. Cela vous permettra de sélectionner les signaux à combiner [36], [38].

II.5.2 Techniques de détection en SM-MIMO avec multiplexage spatial

Lors de la réception, le signal est transmis depuis chaque antenne émettrice, et il y a une superposition de bruit et de symboles atténués, ce qui complique le travail du récepteur traditionnel. Des algorithmes de réception proposés pour le système de multiplexage spatial permet d'éliminer les interférences dues aux émetteurs autres que celui dont on estime les symboles. Il existe de nombreux algorithmes permettant de récupérer les symboles lors d'une transmission multi-antennes. Les moins complexes sont les récepteurs linéaires basés sur le critère de forçage à zéro (ZF) ou ceux basés sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) [37].

II.5.2.1 Critère de forçage à zéro (Zéro Forcing : ZF)

Un récepteur basé sur la norme de forçage à zéro (ZF) est le plus simple. Il tente d'annuler la contribution des autres émetteurs dans chaque symbole. Cela peut être fait

en inversant la matrice du canal. En supposant que \mathbf{H} est réversible, Le vecteur des symboles estimés de taille $N_t \times 1$ est donné par :

$$\hat{x}_{ZF} = \mathbf{H}^{-1} \mathbf{y} \quad (\text{II.2})$$

Le récepteur ZF sépare parfaitement les symboles $x_\ell (\ell = 1, \dots, N_t)$ de l'effet du canal. Lorsque l'état de \mathbf{H} est mauvais, le récepteur ZF donnera le résultat correct que pour des valeurs SNR élevées. Cependant, pour de faibles valeurs SNR, le bruit détruit considérablement les performances. Si la matrice \mathbf{H} n'est pas carrée, c'est-à-dire $N_t \neq N_r$, le récepteur multiplie sa gauche y par la matrice pseudo-inverse de \mathbf{H} du canal pour récupérer tous les symboles. Dans ce cas, le vecteur estimé s'écrira comme suit [37] :

$$\hat{x}_{ZF} = \mathbf{H}^+ \mathbf{y} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y} \quad (\text{II.3})$$

II.5.2.2 Récepteur minimisant l'erreur quadratique moyenne (Minimum mean square error : MMSE)

L'égaliseur linéaire MMSE est basé sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne, le signal reçu y est post-traité comme suit :

$$\hat{W}_{MMSE} = \arg \min E[\| W^H \mathbf{y} - \mathbf{x} \|^2] \quad (\text{II.4})$$

La matrice d'égalisation optimale est alors :

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \mathbf{H}^H \left(\frac{\sigma_b^2}{\sigma_x^2} I_{N_r} + \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right)^{-1} \quad (\text{II.5})$$

Le récepteur d'erreur quadratique moyenne minimale linéaire (MMSE) minimise l'erreur totale en raison du bruit et des signaux passant par le même canal. Il est moins sensible au bruit, mais comparé au forçage nul (ZF), l'effet de séparation du signal est médiocre. Dans le cas d'une transmission à SNR élevé, le récepteur MMSE converge vers le ZF [37].

II.6 Le récepteur de la SM

Pour récupérer l'information, comme la figure II.5 montre, les récepteurs de SM doivent exécuter deux tâches principales :

- Détection des indices / états des antennes actives ;
- Démodulation des symboles de constellation intégrés sur les antennes / états actifs (le cas échéant) ;

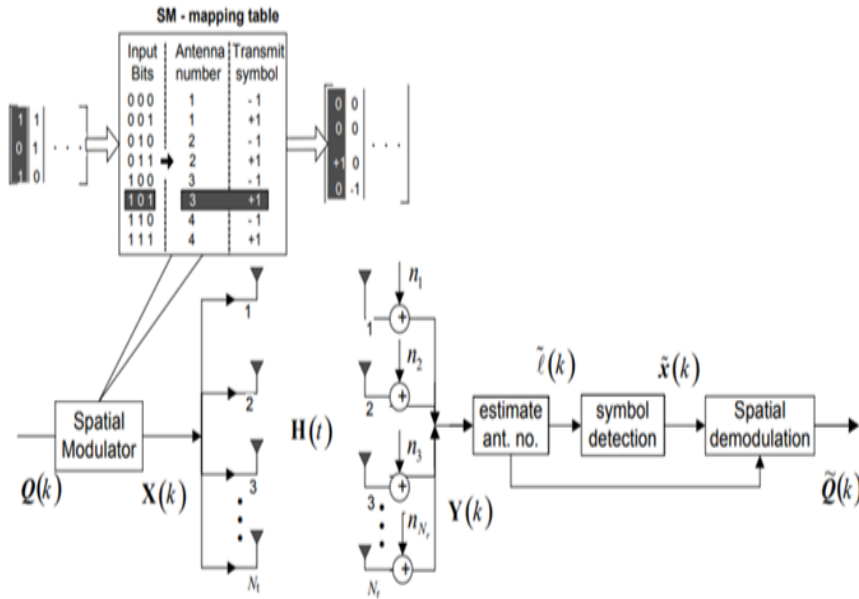


Figure II.5 — La réception de SM [34].

Les données transmises sont reçues du côté récepteur par N_r antennes de réception pour être transmises au MRC qui décide l'antenne qui a transmis les données en fonction de sa détection de symbole. Le détecteur MRC de faible complexité est appliqué à chaque vecteur colonne de $\mathbf{y}(k)$ résultant en :

$$g(k) = \mathbf{H}^H(k)\mathbf{y}(k) \quad (\text{II.6})$$

Où \mathbf{H} est la matrice de canal $N_r \times N_t$ et $(\cdot)^H$ désigne le Hermitien de la matrice.

Le numéro de l'antenne d'émission ℓ est d'abord estimé comme l'indice où la position de cet élément dans $g(k)$ dont la valeur absolue est maximale :

$$\ell = \arg \max(|g_i(k)|), i = 1 : N_t \quad (\text{II.7})$$

En supposant que l'estimation du nombre d'antenne d'émission est correcte, le symbole transmis à cet instant peut être estimé comme suit :

$$x_k = Q[g_{i=\ell}(k)] \quad (\text{II.8})$$

Où $g_{i=\ell}(k)$ est le numéro d'élément ℓ dans le vecteur colonne $g(k)$ et $Q(\cdot)$ est la fonction de quantification de la constellation.

Plus clairement, le détecteur MRC est supposé connaître les réponses impulsionnelles des canaux ($N_t N_r$), cependant la réponse impulsionnelle du canal réelle qui est reçue dans chaque utilisation de canal dépend de l'indice de TA active. Ces réponses doivent être estimées et dépendent du nombre d'antennes de transmissions et des antennes de réception. L'unité de démodulation exploite l'empreinte digitale unique introduite par le canal sans fil pour récupérer les bits d'information. Le démodulateur effectue une recherche exhaustive parmi toutes les réponses impulsionnelles des combinaisons possibles de canaux et des symboles de modulation en calculant la distance euclidienne entre le signal reçu et l'ensemble des signaux possibles modulés, et prend une décision en choisissant la chaîne la plus proche. Donc, sur la base de la réponse impulsionnelle estimée du canal, tous les bits dans le bloc transmis peuvent être décodés et le bit original récupéré. La figure II.6 illustre la démodulation basée sur la distance euclidienne minimale.

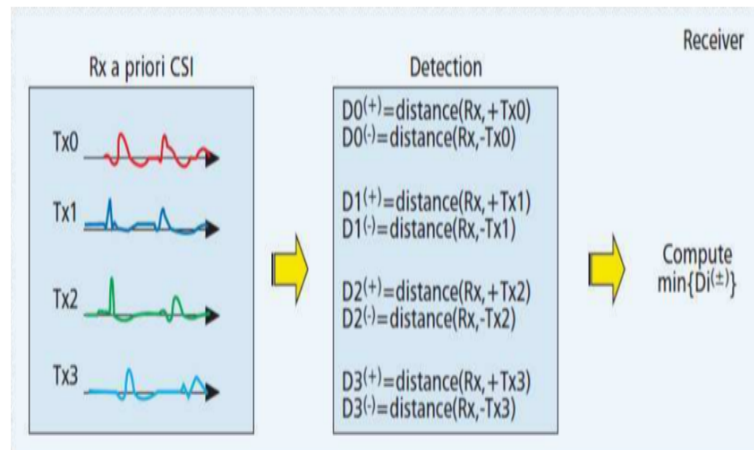


Figure II.6 — Démodulation SM [35].

En résumé, l'essence de la transmission SM-MIMO est tout sur l'exploitation de la propriété spécifique à TA du canal sans fil, c'est-à-dire l'unicité de chaque liaison sans fil de transmission à réception, pour la communication de données [30, 34].

II.7 Avantages et inconvénients de la SM

Les avantages et les inconvénients de la SM sont résumés dans les points suivants [34], [38], [39] :

II.7.1 Avantages de SM

1. SM évite entièrement ICI et IAS.
2. Il ne nécessite qu'une seule chaîne RF au niveau de l'émetteur. Cela est dû au mécanisme de travail de SM. Une seule antenne d'émission est activée pour la transmission de données alors que toutes les autres antennes restent silencieuses.
3. Diagramme de constellation tridimensionnel en SM introduit un gain de multiplexage dans le domaine spatial qui augmente logarithmiquement avec le nombre d'antenne d'émission.
4. SM fournit un code à haute efficacité spectrale avec un taux de code équivalent supérieur à un.
5. La conception du récepteur est simple car la complexité des algorithmes d'annulation des interférences ne sont pas nécessaires pour faire face à l'ICI contrairement aux méthodes de multiplexage spatial pour les systèmes MIMO,
6. SM peut atteindre le décodage ML via un simple récepteur à flux unique.
7. SM peut fonctionner efficacement si $N_r < N_t$ puisque l'antenne de réception n'est utilisée que pour obtenir un gain de diversité.
8. SM est capable de travailler dans des scénarios à accès multiples puisque différentes paires d'émetteurs et de récepteurs occupent généralement des différentes positions spatiales. Si chaque récepteur prévu utilise l'ensemble des impulsions de canal réponses de tous les émetteurs pour la détection des données (c.-à-d. détection multi-utilisateurs), plusieurs utilisateurs peuvent partager les mêmes ressources sans fil pour la communication.
9. SM fournit une plus grande capacité que les méthodes conventionnelles.

II.7.2 Inconvénients de SM

1. Au moins deux antennes d'émission sont nécessaires pour exploiter le concept SM.

2. Si les liaisons sans fil de transmission à réception ne sont pas suffisamment différentes, le paradigme SM pourrait ne pas être utilisé ou pourrait ne pas donner des performances adéquates. Cette limitation est en quelque sorte similaire aux techniques de multiplexage spatial, qui nécessitent des environnements de diffusion riches pour garantir une augmentation significative du débit de données réalisable.
3. Le récepteur nécessite une parfaite connaissance des canaux pour la détection de données, cela peut poser des contraintes de complexité sur l'unité d'estimation de canal.
4. SM n'offre qu'une logarithmique (au lieu de linéaire) augmentation du débit de données avec le nombre d'antenne d'émission. Cela pourrait limiter SM à atteindre des rendements spectraux très élevés pour nombre d'antennes à l'émetteur.

II.8 L'efficacité spectrale de la SM

La modulation spatiale (SM) est introduite sous une forme spéciale de MIMO. L'idée clé de SM est d'utiliser l'indice d'antenne comme une dimension supplémentaire pour transmettre des bits d'information. L'efficacité spectrale de SM est :

$$SE = \log_2(\det[I_{N_r} + \frac{SNR}{N_t} HH^H]) \quad (\text{II.9})$$

Comparé aux systèmes MIMO, SM-MIMO atteint une efficacité spectrale moindre à mesure que le nombre d'antenne augmente. Ceci est dû au fait que le nombre d'antenne augmente de manière logarithmique dans SM-MIMO. Une meilleure performance spectrale du SM-MIMO est essentielle à mesure que le nombre d'antennes de transmission augmente. Ceci peut être réalisé en modifiant le modèle conventionnel SM pour une utilisation complète du spectre disponible. L'une des méthodes possibles est en activant plus d'une antenne à la fois. Mais bien qu'en augmentant le nombre d'antennes actives à la fois soit augmenté, l'efficacité est considérée comme saturée car le nombre d'antennes à l'extrémité d'émission du système MIMO augmente, similaire à celui d'une antenne active à la fois. Mais l'augmentation de l'efficacité est toujours mieux que celle d'une antenne active [40].

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu la modulation spatiale SM qui est une technique pour réaliser des débits de données plus élevés, et qui offre une alternative peu complexe à la conception de systèmes sans fil MIMO. Nous avons présenté la transmission, la réception, l'efficacité spectrale et les techniques de détection de cette modulation.

Chapitre III

CHAINE DE COMMUNICATION COMBINÉE SM-OFDM

III.1 Introduction

Le chapitre précédent traite la modulation spatiale (SM) sous des canaux à évanouissements plats en fréquence. Cependant, pour de nombreuses applications dans les générations actuelles et futures de communication sans fil, le canal sans fil est hautement sélectif en fréquence, ce qui se traduit par des interférences (ISI) au niveau du récepteur. S'il n'est pas correctement manipulé, l'ISI peut gravement détériorer la probabilité d'erreur du système. Pour un canal d'évanouissement sélectif en fréquence, le multiplexage par répartition orthogonale de fréquence (OFDM) est une technique populaire pour lutter contre l'ISI et exploiter la diversité de fréquence. En tant que tel, combiner SM et OFDM est prometteur pour traiter les problèmes du canal sélectif en fréquence. La combinaison de la modulation spatiale et le multiplexage par répartition orthogonale de fréquence (SM-OFDM) est un nouveau schéma de modulation efficace récemment proposé avec l'exploitation de l'indice de l'antenne d'émission pour transmettre l'information des bits pour les systèmes de communication sans fil à entrées multiples et sorties multiples (MIMO) en raison de sa faible complexité.

Ce chapitre a pour but d'introduire la modulation par répartition orthogonale des fréquences (OFDM) qui est une technique de transmission très performante pour les réseaux sans fil à hauts débits et largement acceptée pour lutter contre les interférences entre symboles (ISI) présentes dans les canaux sélectifs en fréquence. Ensuite, nous avons combiné les deux systèmes (SM-OFDM) qui est une nouvelle technique OFDM qui transmet des informations supplémentaires par des indices d'antenne active des sous-porteuses, et permet ainsi d'améliorer le débit de données et la robustesse contre les interférences inter-antennes dans les sous-porteuses.

III.2 Présentation de l'OFDM

L'OFDM est un système de signalisation à bande passante efficace pour les communications numériques qui a été proposé pour la première fois par Chang [41]. La principale différence entre le multiplexage par répartition en fréquence (FDM) et OFDM, c'est que dans l'OFDM le spectre des porteuses individuelles se chevauchent mutuellement, ce qui donne une efficacité spectrale optimale. Néanmoins, les porteuses OFDM présentent une orthogonalité sur un intervalle de symboles si elle est synthétisée de façon à avoir un espacement en fréquence exactement à l'inverse de l'intervalle de symboles. Heureusement, cette synthèse peut être accompli parfaitement, en principe, en utilisant la transformée de

Fourier discrete (dft) comme décrit pour la première fois par Darlington et plus tard, pour les modems de données, par Weinstein et Ebert. Avec l'évolution récente du traitement numérique des signaux en circuit intégré (dsp), l'OFDM est devenu pratique à mettre en œuvre et est proposé comme une modulation efficace pour les applications allant des modems à la diffusion audio numérique [42]. L'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les standards de quatrième et cinquième générations.

III.2.1 Principe de la modulation OFDM

L'OFDM est utilisé dans les réseaux sans fil et les réseaux cellulaires, sans oublier la télévision numérique. Le principe de l'OFDM consiste à transmettre les données en parallèle et répartir sur un grand nombre de sous-porteuses le signal numérique que l'on veut transmettre, comme si l'on combinait le signal à transmettre sur un grand nombre de systèmes de transmission indépendants et à des fréquences différentes. Pour que les fréquences des sous-porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, l'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales entre elles. Les signaux des différentes sous-porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité aucune interférence entre porteuse ne perturbe le signal reçu. Comme le montre la figure III.1

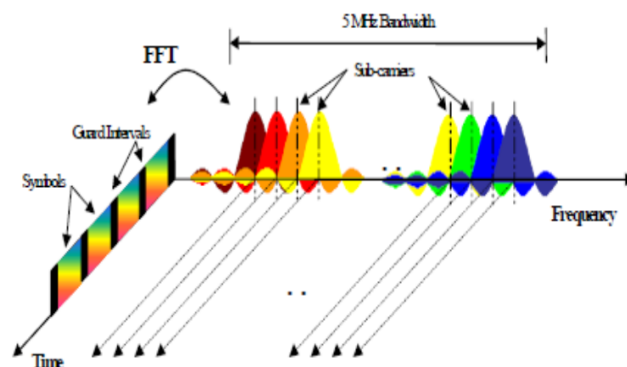


Figure III.1 — Représentation fréquentielle et temporelle d'un signal OFDM.

III.2.2 Notion d'orthogonalité

L'avantage fondamental de l'OFDM par rapport aux autres techniques classiques de modulation multi-porteuses est que l'OFDM autorise un fort recouvrement spectral entre

les sous-porteuses, et cela permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoin-
 drir l'encombrement spectral. Cependant, les porteuses doivent respecter une contrainte d'or-
 thogonalité (voir figure III.2), dans les domaines temporel et fréquentiel à la fois, pour que
 ce recouvrement n'ait pas l'effet néfaste. Pour utiliser un très grand nombre de porteuses
 il faut sûrement beaucoup de circuits de modulations et de démodulations et aussi davan-
 tage de largeur de bande. Heureusement, il est simple de résoudre ces deux problèmes en
 spécifiant un espacement rigoureusement régulier de ($F_u = 1/T_u$) entre les sous-porteuses,
 ou T_u est la période du symbole pendant laquelle le récepteur intègre le signal démodulé.
 Les porteuses forment alors ce que les mathématiciens appellent un ensemble orthogonal.
 En considérant tout d'abord le signal OFDM comme un simple multiplexage en fréquence,

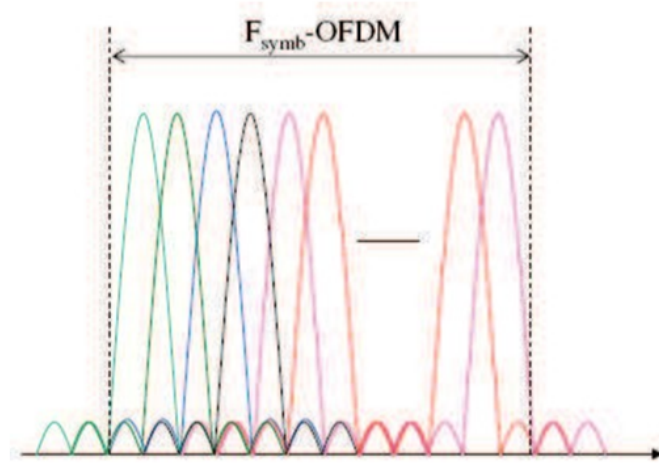


Figure III.2 — N sous-porteuses orthogonales pour un système OFDM.

la $k^{ième}$ sous-porteuse (en bande de base) peut s'écrire sous la forme :

$$\Psi_k(t) = \exp(jkw_u t) \quad (\text{III.1})$$

Avec $w_u = 2\pi / T_u$.

Les porteuses doivent satisfaire la condition d'orthogonalité :

$$\int_{\tau}^{\tau+T} \Psi_k(t) \Psi_k(t) dt = 0 \quad (\text{III.2})$$

Donc, cette contrainte est une condition d'orthogonalité pour les fonctions $\Psi_k(t)$, et les
 fonctions $\Psi_k(t)$ forment une base orthogonale de l'espace-temps-fréquence, ce qui permet
 de retrouver facilement les symboles et autorise donc un recouvrement spectral sans perte

de l'information [43].

III.3 Chaîne de transmission d'un système OFDM

Une chaîne de transmission dans les systèmes OFDM composé en deux parties ; l'émetteur et le récepteur, On a :

1. Les données qui vont être transmises,
2. Ensuite, un convertisseur série parallèle qui divise les données à son entrée en des flux de données parallèles de débits réduits,
3. Le bloc de modulation numérique (QAM, 16-QAM ...),
4. Le bloc d'insertion et d'omission de temps de garde,
5. Les blocs IFFT et FFT pour la modulation et démodulation des sous-porteuses,
6. Enfin, les blocs caractérisant le canal de transmission. A la sortie, on combine les flux de données parallèles pour reconstituer les données initiales.

III.3.1 Transmission et réception du système OFDM

Les bits de la source binaire sont modulés et génèrent des symboles complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation numérique donnée comme la modulation d'amplitude en quadrature (Quadrature Amplitude Modulation (QAM)) ou la modulation par sauts de phase (Phase-shift keying (PSK)). L'opération de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) est utilisée pour moduler les sous-porteuses disponibles et pour générer le signal OFDM du domaine temporel. A l'entrée de l'IFFT, des symboles de données conjugués complexes sont utilisés pour produire un signal de sortie de domaine en temps réel [44]. Mais certaines sous-porteuses sont des porteuses pilotes. Les pilotes sont connus au niveau des émetteurs et des récepteurs et son rôle est l'estimation du canal. Le nombre de pilotes insérés entre les données dépend du canal et de la précision requise pour l'estimation de canal. Les symboles pilotes peuvent être répartis sur plusieurs symboles OFDM consécutifs. Après la fonction IDFT, le préfixe cyclique (CP) de longueur T_g est ajouté pour éliminer l'interférence entre symboles tout en gardant l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Le symbole OFDM est alors transmis à l'étage radio-fréquence comportant la conversion numérique-analogique et la translation sous fréquence porteuse [45]. En réception, le CP qui peut présenter de l'interférence avec

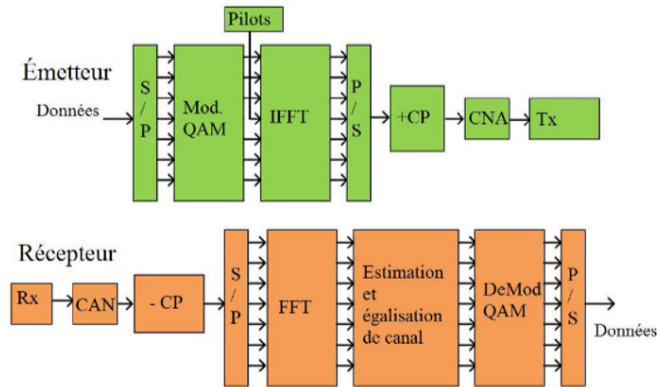


Figure III.3 — Schéma bloc d'un système de transmission OFDM.

des symboles adjacents est enlevé et le symbole OFDM est remis au démodulateur. Celui-ci réalise une transformée de Fourier (FFT) qui transpose les symboles OFDM, porteurs de données utiles et/ou de pilotes, du domaine temporel au domaine fréquentiel. En raison des distorsions induites par le canal de transmission, la correction de celui-ci consiste en une pondération sur chaque sous-porteuse. Les coefficients de pondération sont obtenus grâce aux symboles pilotes, dont la valeur est connue au niveau du récepteur. L'égalisation de canal consiste, à partir des coefficients du canal $H(k)$, à générer les coefficients d'égalisation permettant de compenser les effets du canal. L'égalisation est effectuée dans le domaine fréquentiel. En outre, pour l'égalisation il existe différentes techniques, les plus utilisées étant les techniques de forçage à zéro (Zero Forcing (ZF)) et la méthode des moindres carrés (Minimum Mean Squared Error (MMSE)) [45].

Les égaliseurs ZF sont relativement simples, mais ils sont optimaux pour les canaux linéaires. Ils amplifient le bruit à des niveaux de puissance faibles, c'est-à-dire des trous de puissance profonds ou zéro à la fonction de transfert de canal. L'égaliseur MMSE fait un compromis entre la minimisation ISI et le bruit. MMSE nécessite bonne connaissance du canal et il est difficile de mettre en œuvre en pratique, car le canal radio est inconnu et variant dans le temps. Cela cède à l'utilisation de l'adaptative ou de la décision égaliseurs de rétroaction [46].

III.3.2 Expression du signal OFDM

Pour distribuer les données à transmettre sur N porteuses nous regroupons les symboles C_K en paquets en N . Les nombres complexes C_K sont définis à partir des bits par une constellation (Mapping) qui sont souvent QAM (Quadrature Amplitude Modulation) dans

plusieurs états de transmission et PSK (Phase Shift Keying), selon le flux souhaité. La séquence de N symboles $C_0 \dots C_{n-1}$ est un symbole OFDM. Le K^{eme} flux de symboles de N trains module un signal de fréquence. Le K^{eme} train de signaux modulé s'écrit sous une forme complexe [47] :

$$m_k(t) = c_k e^{j2\pi f_k t} \quad (\text{III.3})$$

Le signal total $S(t)$ correspondant à l'ensemble des N symboles réassemblés en un symbole OFDM :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} m_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi f_k t} \quad (\text{III.4})$$

III.3.3 Préfixe cyclique

Comme indiqué précédemment, il est nécessaire de rajouter le CP de durée T_g après l'opération de IFFT. Le préfixe cyclique supprime l'interférence inter-symbole (ISI) et l'interférence inter-porteuse (ICI). L'introduction du préfixe cyclique de longueur L , donne une perte de capacité constante, puisque le canal ne transporte plus de données pendant de courtes périodes de temps [48]. Comme le montre la figure III.4, CP est une copie de la

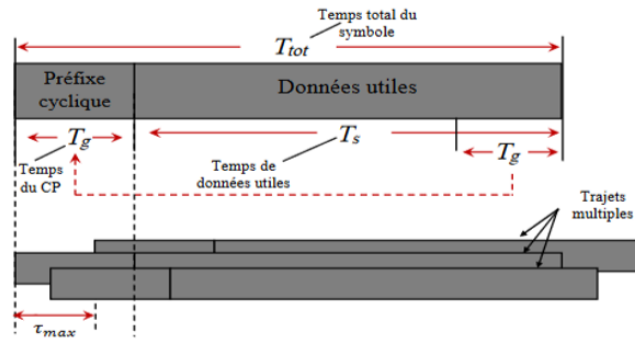


Figure III.4 — Illustration de la protection contre les interférences entre symboles OFDM assurée par le CP.

dernière partie du symbole OFDM. Pour supprimer complètement les interférences entre symboles, la taille du CP doit être supérieure au délai de propagation maximal (τ_{max}). Dans un canal à trajets multiples, c'est-à-dire $T_g \geq \tau_{max}$ on notera qu'après insertion, l'intervalle entre les sous-porteuses est toujours $\Delta f = \frac{1}{T_s}$, et la durée du symbole OFDM est $T_{tot} = T_s + T_g$, ce qui entraînera la perte de l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Au niveau du récepteur, si dans une fenêtre rectangulaire de durée T_s , même en présence d'un canal de propagation temporelle, chaque élément sinusoïdal d'un symbole OFDM est

constitué d'un nombre entier de cycles, alors la condition d'orthogonalité entre les sous-porteuses sera restaurée. La suppression de l'intervalle de garde restaure l'orthogonalité entre les sous-porteuses. De plus, puisque l'intervalle de garde est une copie de la fin de l'échantillon de symbole OFDM, cet intervalle peut être utilisé pour la synchronisation temporelle du signal OFDM [45].

III.3.4 Avantages et inconvénients de l'OFDM

Les avantages de l'OFDM sont nombreux [45] :

- Le modulateur et le démodulateur peuvent être réalisés en utilisant une IFFT et une FFT respectivement.
- La technologie OFDM offre une grande flexibilité dans l'attribution de bits de chaque porteuse et l'attribution du débit dans le contexte de multi-utilisateurs.
- Les interférences inter-symboles (ISI) et inter-canal (ICI) peuvent être évités pendant l'émission et peuvent être corrigées pendant la réception.
- Les techniques multi-porteuses sont robustes en termes d'égalisation.

Cependant, l'OFDM présente quelques inconvénients. On distingue [49] :

- OFDM est également très sensible aux erreurs de synchronisation qui peut causer une perte d'orthogonalité des sous-porteuses.
- L'OFDM est très sensible à la distorsion non linéaire introduite par l'amplificateur de puissance de l'émetteur, qui détruit l'orthogonalité des sous-porteuses.

III.4 Chaîne de communication combinée SM-OFDM

Dans la partie précédente, l'OFDM est présenté comme une méthode de transmission efficace pour canaux à évanouissement sélectif en fréquence. Cette partie traite une combinaison de SM et OFDM, appelé SM-OFDM, qui a été proposé dans [50]. La Modulation Spatiale (SM) est une technique qui vise à atteindre un compromis entre les deux objectifs contradictoires dans les réseaux à entrées multiples et sorties multiples (MIMO), à savoir les améliorations simultanées de la fiabilité des données et du débit de données. Le multiplexage orthogonal par répartition en fréquence (OFDM) est devenu une technique largement acceptée pour lutter contre les interférences entre symboles (ISI) présentes dans les canaux sélectifs en fréquence, tels que ceux véhiculant des débits de données très élevés. Une approche alternative de transmission à antennes multiples-OFDM, appelée

modulation spatiale-OFDM (SM-OFDM), cela évite totalement ICI au niveau d'entrée du récepteur tout en maintenant une efficacité spectrale élevée est présentée dans cette partie. Les performances de ce nouveau schéma SM-OFDM montre une efficacité spectrale accrue au prix d'une dégradation du taux d'erreur binaire TEB. Ce schéma proposé permet un compromis entre la qualité de la communication et l'efficacité spectrale obtenue.

III.4.1 Codeur SM-OFDM

Le modèle du système SM-OFDM est illustré à la figure III.5 $Q(k)$ est une matrice

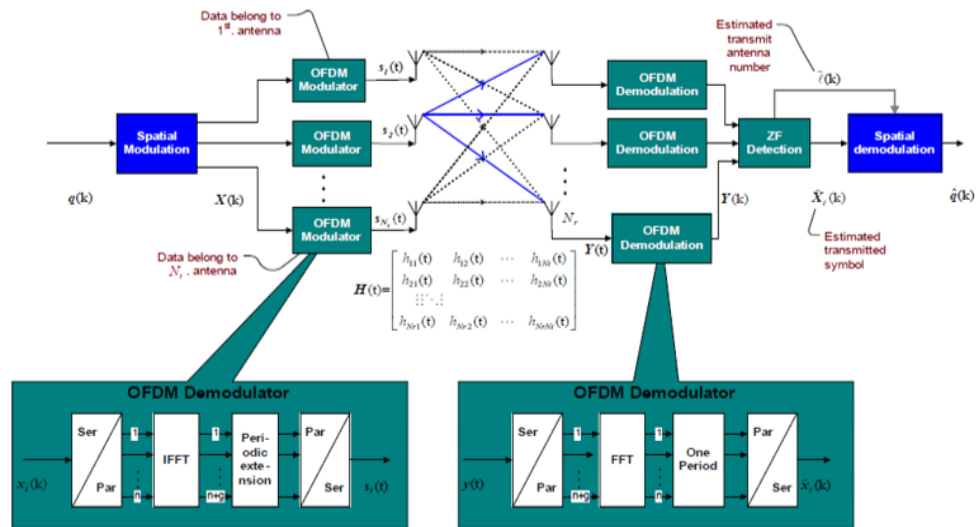


Figure III.5 — Modèle du système SM-OFDM.

binaire $n \times m$ à transmettre ; où n est le nombre total de sous-porteuses OFDM et m est le nombre total de bit / symbole / sous-canal. Cette matrice est mappée dans une autre matrice $X(k)$ de taille $N_t \times n$. La procédure de mappage est le concept de base de la technique SM [51].

Le tableau de mappage SM illustré à la figure III.6 est un paramètre de conception pour SM qui peut être conçu séparément pour différents systèmes mais doit être connu au niveau de l'émetteur et du récepteur. En général, la table de mappage SM se compose de trois colonnes :

- La première colonne : contient toutes les combinaisons de bits de données possibles à transmettre dans un sous-canal OFDM à un instant donné.
- La deuxième colonne : contient les numéros d'antenne d'émission à partir desquels les bits de données doivent être transmis.

- La troisième colonne : contient tous les symboles possibles de la sélection diagramme de constellation.

Notez que la combinaison des numéros d'antenne d'émission et des symboles sélectionnés donne un ensemble unique de bits de données à transmettre. Cela signifie que le même symbole complexe est utilisé pour mapper différents blocs de données. Cependant, ces blocs de données auront des numéros d'antenne mappés différents. De même, différents blocs de bits de données peuvent être transmis à partir de la même antenne d'émission mais ces blocs seront mappés à différents symboles [52].

Input bits	$N_t=2, M=4$		$N_t=4, M=2$	
	Antenna number	Transmit symbol	Antenna number	Transmit symbol
000	1	+1+j	1	-1
001	1	-1+j	1	+1
010	1	-1-j	2	-1
011	1	+1-j	2	+1
100	2	+1+j	3	-1
101	2	-1+j	3	+1
110	2	-1-j	4	-1
111	2	+1-j	4	+1

Figure III.6 — Table de mappage SM - 3 bits / symbole / sous-canal.

Premièrement, la matrice $Q(k)$ est mappée dans un autre vecteur contenant M-QAM symboles. Chaque symbole du vecteur résultant correspond à une seule antenne d'émission, $\ell \in [1 : Nt]$. Par exemple, comme le montre la figure III.7, une entrée initiale de trois bits, la séquence de 0 1 0 est mappée sur ant_{1-i}^1 où ant_{1-i}^1 signifie que le symbole QPSK $1 - i$ est transmis de la première antenne d'émission. La deuxième antenne transmet une puissance nulle sur cette sous-porteuse respective. De même, le deuxième bloc de trois bits de 1 1 1 est mappé sur ant_{-1-i}^2 , et ainsi de suite. Ainsi, réorganiser les vecteurs de symboles résultants donne la matrice $X(k)$, où chaque ligne $X_\nu(k)$ contient les symboles à émettre depuis l'antenne d'émission ν . Tous les autres symboles n'appartenant pas à cette antenne sont mis à zéro. Ensuite, chaque vecteur ligne $X_\nu(k)$ est modulé à l'aide d'un modulateur OFDM [51]. Le nombre de bits qui peuvent être transmises sur chaque

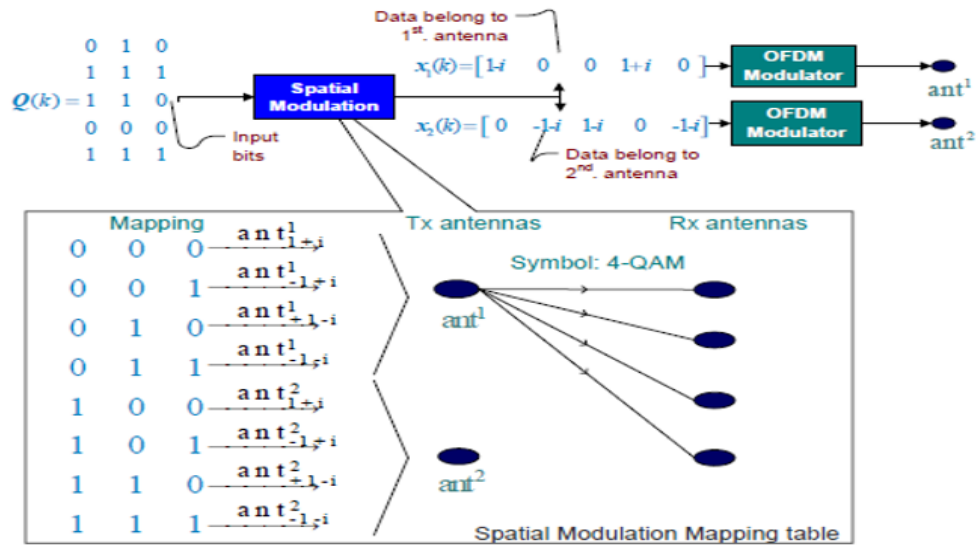


Figure III.7 — Approche de transmission par modulation spatiale-OFDM.

sous-canal OFDM peuvent être écrit comme suit :

$$m = \log_2 N_t + \log_2 M$$

Où M est le degré de modulation. Chaque vecteur ligne de $X(k)$ est traité par l'opération (IFFT) de transformée de Fourier rapide inverse à n échantillons. Les n échantillons de sortie du (IDFT) est prolongé par un intervalle de garde contenant les échantillons de l'extension cyclique dont la longueur est sélectionnée pour être supérieure à l'étalement attendu du retard de canal pour éviter l'interférence entre symbole (ISI). Le signal résultant est converti en un signal analogique par un convertisseur numérique-analogique (N/A). Après mise en forme d'impulsions avec un filtre cosinus surélevé, il est transmis avec la durée totale du symbole de $T = PT_s$ où T_s est la période d'échantillonnage et $P = n + G$. Enfin, à la sortie du modulateur OFDM, le vecteur $S_\nu(k)$ est créé. Chaque vecteur $S_\nu(k)$ contient un unique et ensemble disjoint de sous-porteuses OFDM. Les vecteurs résultant sont transmis simultanément depuis les antennes d'émission N_t , sur le canal MIMO, $H(t)$ [53]. La matrice reçue est :

$$y(t) = H(t) \otimes S(t) + R(t) \quad (\text{III.5})$$

Où $R(t)$ est la matrice bruit gaussien blanc additif et \otimes désigne la convolution temporelle [51].

III.4.2 Modèle de canal à trajets multiples

$H(t)$ est une matrice de blocs contenant un ensemble de $N_t \times N_r$ vecteurs chacun de longueur p . Chaque vecteur correspond aux gains du canal à trajets multiples entre chaque antenne d'émission et de réception comme suit :

$$H(t) = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \cdots & h_{1N_t}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \cdots & h_{2N_t}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1}(t) & h_{N_r2}(t) & \cdots & h_{N_rN_t}(t) \end{pmatrix} \quad (\text{III.6})$$

$h_{k\nu}$ Est un vecteur de canal de taille $p \times 1$ entre l'antenne de réception k et l'antenne d'émission ν contenant tous le gaine du canal multi-trajet et peut être écrit comme suit :

$$h_{k\nu} = [h_{k\nu}^1(t)h_{k\nu}^2(t) \dots h_{k\nu}^p(t)]^T$$

Les canaux multi-trajets entre différents liens sont statistiquement indépendants et modélisés par la méthode de Monte Carlo (MCM). Chaque trajet de canal le gain est donné par :

$$h_{k\nu}^\varphi(\tau_\varphi, t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \rho[\varphi] \sum_{q=1}^N e^{j(2\pi f_{\varphi,q}t + \theta_{\varphi,q})} \delta(\tau - \tau_\varphi) \quad (\text{III.7})$$

Où $f_{\varphi,q} = f_d \sin(2\pi u_{\varphi,q})$, $\theta_{\varphi,q}$ et N sont appelé les fréquences Doppler discrètes, les phases Doppler et le nombre de fonctions harmoniques, respectivement. Le retard de propagation lié au φ^{ieme} trajet de canal est τ_φ . Les quantités $u_{\varphi,q}$ sont des variables aléatoires indépendantes, chacune ayant une distribution dans l'intervalle $[0, 1]$ pour tous $\varphi = 1, 2, \dots, p$ et généré indépendamment pour chaque lien. La fréquence Doppler maximale de l'onde sélective de fréquence de canal à trajets multiples est donné par f_d . Enfin, les coefficients du profil multi-trajet discret sont modélisés par $\rho[\varphi]$ [50].

III.4.3 Détection OFDM et démodulation spatiale

Au niveau du récepteur, après avoir utilisé le convertisseur analogique-numérique ($A \setminus D$) et suppression du préfixe cyclique (CP), une transformée de Fourier rapide (FFT) est appliqué à chaque antenne reçue N_r [53].

Une détection OFDM classique à forçage zéro (ZF) est considéré. La détection ZF peut être visualisée en tant que division élément par élément de l'OFDM démodulé par la

fonction de transfert du canal temporel discret, qui est calculé par une DFT de la réponse impulsionnelle du canal temporel discret à remplissage nul. Cependant, pour SM une autre source d'information doit être estimée au niveau du récepteur, à savoir, l'emplacement spatial (le numéro de l'antenne d'émission) d'où le symbole a été transmis. Ceci est fait par trouver l'emplacement du maximum de la valeur absolue du vecteur de sortie de l'égaliseur ZF pour chaque sous-porteuse comme suit [51] :

$$\ell^{\varrho} = \arg \max | y_{\varrho} | \quad (\text{III.8})$$

$$\varrho : 1, 2, \dots, n$$

Où y_{ϱ} est le vecteur de sortie de l'égaliseur ZF pour la sous-porteuse ϱ . Ensuite, l'estimé à l'aide de l'équation suivante :

$$x_{\ell}^{\varrho} = Q(y_{[(j=\ell^{\varrho}), \varrho]}) \quad (\text{III.9})$$

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, les bases de l'OFDM sont discutées. Nous avons présenté le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence qui permet d'envoyer plusieurs faisceaux de données en parallèles sur des sous-porteuses orthogonales. Un nouveau schéma de transmission à antennes multiples à efficacité spectrale qui utilise l'information spatiale de manière innovante en combinaison avec l'OFDM, SM-OFDM a été présenté. SM considère le diagramme d'antenne comme une « constellation spatiale » et utilise ce nouveau concept SM-OFDM pour augmenter l'efficacité spectrale.

Chapitre IV

ETUDE DES PERFORMANCES ET RÉSULTATS DE SIMULATION

IV.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté la SM ensuite l'OFDM, ensuite nous avons combiné les deux systèmes. Dans ce chapitre, nous évaluons les performances de systèmes SM-OFDM. Pour atteindre cet objectif, nous effectuons des simulations numériques. Pour bien comprendre le fonctionnement du système SM-OFDM, nous avons réalisé un programme qui englobe toute la chaîne de communication et on calcule le taux des bits erronés « TEB » en fonction du rapport signal sur bruit « RSB », en changeant quelques paramètres essentiels. Puis, on interprète les résultats.

IV.2 Taux d'erreur binaire (TEB)

Le taux d'erreur binaire constitue le paramètre primaire décrivant la qualité de la transmission numérique. Il se définit comme le rapport entre les bits erronés et le nombre total de bits reçus. Ce taux détermine le nombre d'erreurs apparues après la démodulation, il augmente à cause des perturbations : équipement ou réseau défectueux, pointage incorrect d'une antenne, canal de transmission, etc.

IV.3 Rapport signal sur bruit (RSB)

Ce terme fait référence au rapport de la puissance du signal reçu sur la puissance du bruit. Le bruit total est celui extrait du réseau de transmission plus le bruit intégré au signal de modulation sous la forme de bruit d'amplitude, de bruit phase et d'interférence inter symboles ainsi que d'autres dégradations de la modulation. On le calcule à l'aide de l'une ou l'autre des formules représentées ci-dessous :

$$\left(\frac{S}{N}\right)(db) = 10 \log \frac{P_s}{P_N}$$

$$\frac{S}{N} = \frac{P_s}{P_N}$$

P_s : Puissance du signal en W . P_N : Puissance de bruit en W .

IV.4 Variation des paramètres

- Les paramètres de simulation :
 - Nombre de bits fixé à $N = 20000$.

- Taille de la FFT fixé à $N_{FFT} = 128$.
- Canal convolutif.
- Paramètres à varier :
 - Nombre de niveau de modulation M .
 - Nombre d'antenne d'émission M_t .
 - Nombre d'antenne de réception M_r .
 - Type de modulation (M-QAM, M-PSK).

IV.5 Variation dans le nombre de niveau de modulation

La taille de la constellation a un lien direct avec le débit de transmission. A chaque fois que la taille de la constellation augmente, le nombre de bits codés par symboles augmente, donc le débit de transmission augmente également.

IV.5.1 Variation dans le nombre de niveau de modulation M-QAM

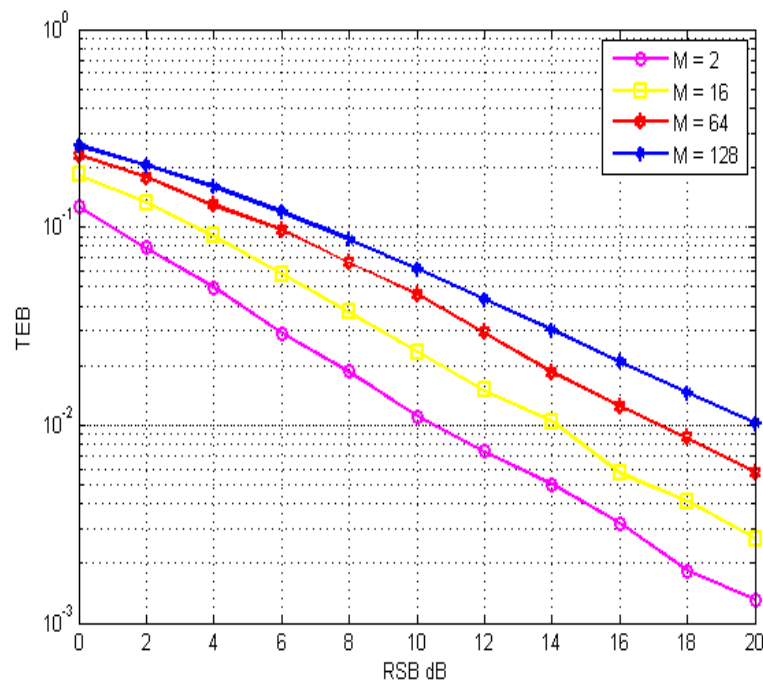


Figure IV.1 — M-QAM pour différents nombres de niveau de modulation M pour $M_t = 8$ et $M_r = 8$.

D'après la figure IV.1, nous remarquons qu'en augmentant le niveau de modulation, le TEB augmente. Donc les performances se dégradent. Cela s'explique par le fait que

l'augmentation de M réduit la distance entre symboles adjacents sur la constellation et cela dégrade naturellement les performances.

IV.5.2 Variation dans le nombre de niveau de modulation M-PSK

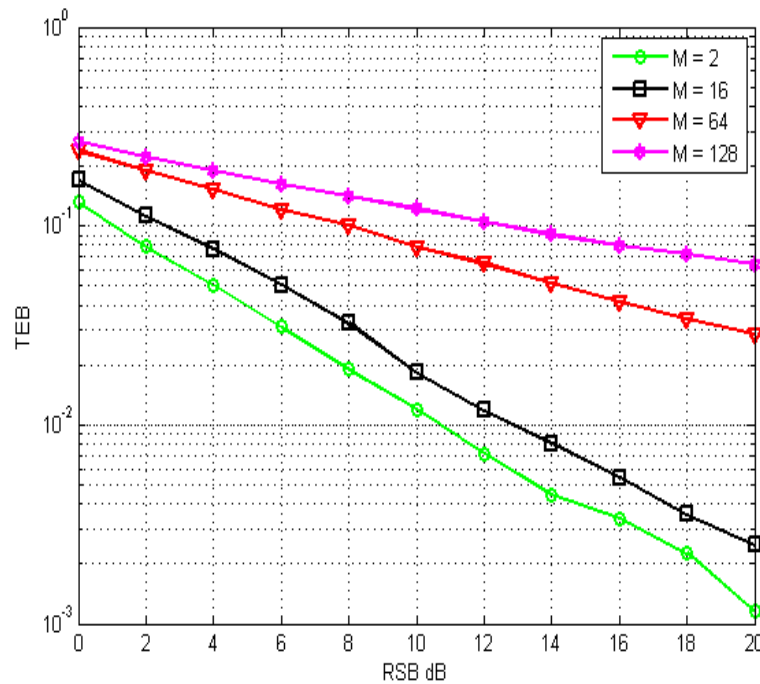


Figure IV.2 — M-PSK pour différents nombres de niveau de modulation M pour $M_t = 8$ et $M_r = 8$.

D'après la figure IV.2, nous remarquons que la courbe du TEB pour $M = 2$ et au-dessous de celle pour $M = 16$ et le TEB le plus haut pour $M = 128$, ce qui signifie qu'en augmentant le niveau de modulation, le TEB augmente. L'information dans la M-PSK est contenue dans les phases, alors l'augmentation de M fait diminuer l'espacement entre les phases des symboles ce qui dégradent les performances.

IV.6 Modulation M-QAM avec variation dans le nombre d'antenne d'émission

Les résultats de simulation pour **8-QAM**, **16-QAM** et **64-QAM** sont donnés dans les figures IV.3, IV.4 et IV.5

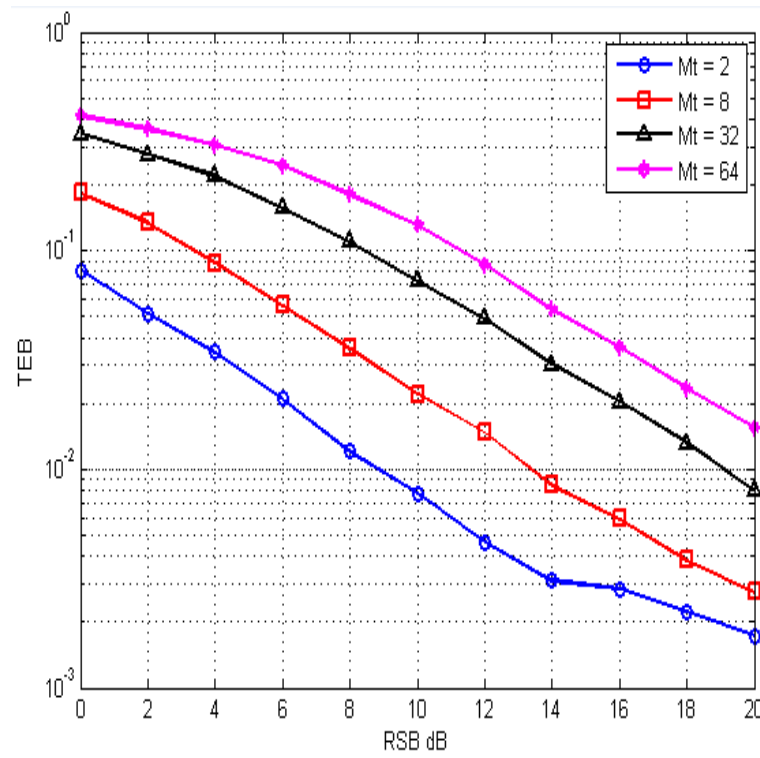


Figure IV.3 — Modulation 8-QAM pour différents nombres d'antennes d'émission pour $M_r = 8$.

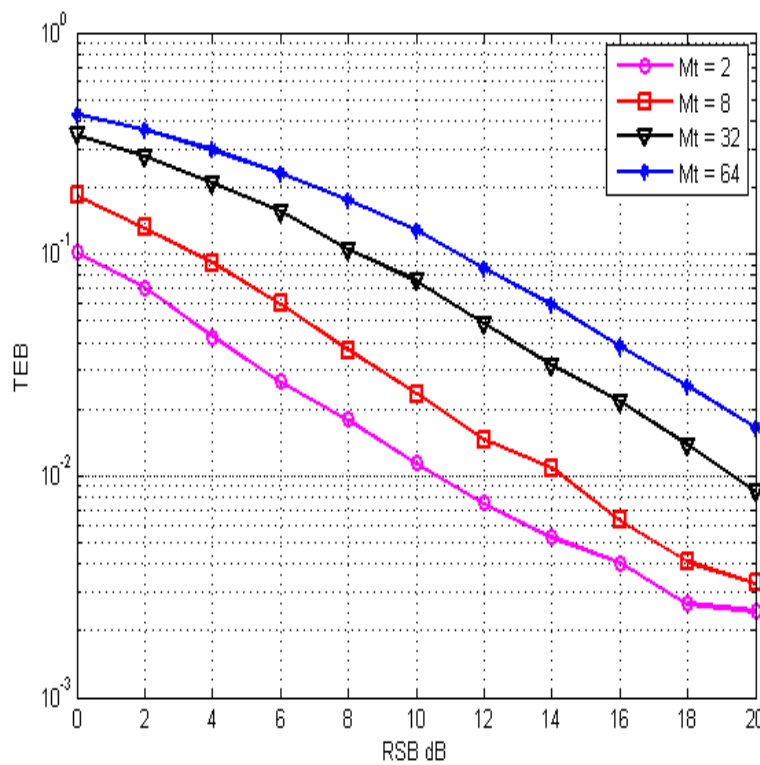


Figure IV.4 — Modulation 16-QAM pour différents nombres d'antennes d'émission pour $M_r = 8$.

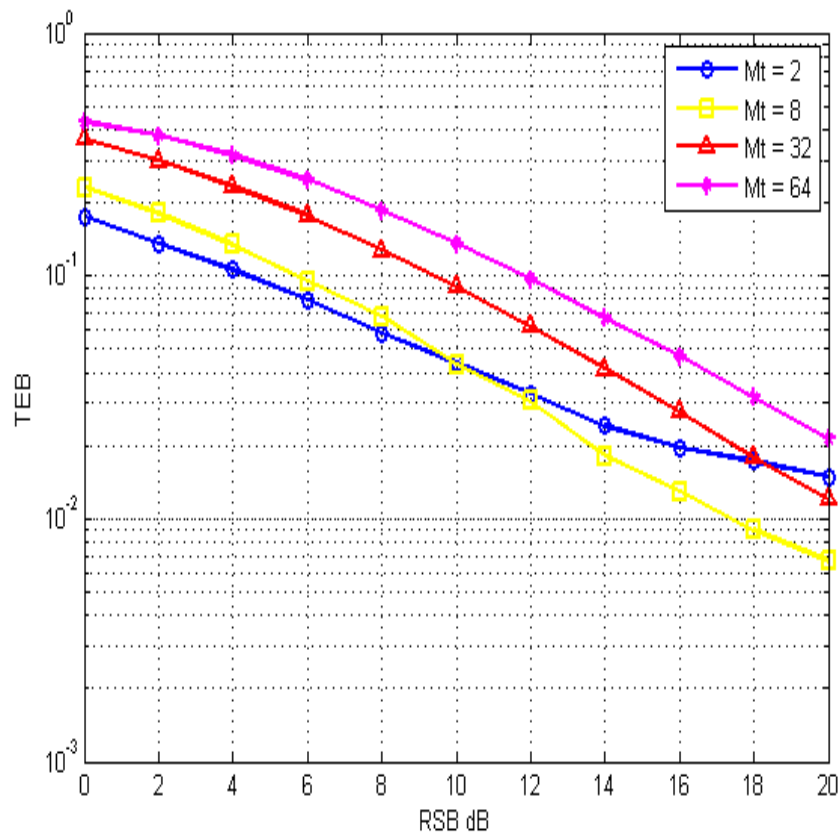


Figure IV.5 — Modulation 64-QAM pour différents nombres d'antennes d'émission pour $M_r = 8$.

D'après la figure IV.3, on constate qu'à chaque fois qu'on augmente le nombre d'antenne d'émission le TEB augmente, Ceci est vérifié pour tous les cas de niveau de modulation (figure IV.4 et IV.5). Ceci est contre logique de l'augmentation de nombre d'antennes qui suppose qu'on aura une meilleure performance comme le cas d'un système MIMO classique. Pour la SM, comme l'antenne utilisée est porteuse de l'information, l'augmentation de nombre d'antennes entraîne une transmission plus grande de bits informations et donc, une difficulté plus grande pour la récupération de l'information portée par l'utilisation d'une antenne parmi M_t antennes disponible. Il est plus facile de détecter l'indice de l'antenne utilisée parmi 2 antennes disponible que de détecter cet indice parmi 16 antennes possibles. En augmentant M_t , on augmente la probabilité d'avoir des canaux semblables ou corrélés entre l'antenne d'émission et celles de réception, d'où la dégradation des performances. Mais, cette dégradation est compensée par l'augmentation de l'efficacité spectrale ou la capacité vu que le nombre de bits porté par l'indice de l'antenne sélectionnée augmente.

IV.7 Modulation M-PSK avec variation dans le nombre d'antenne d'émission

Les résultats de simulation pour **4-PSK**, **16-PSK** et **32-PSK** sont donnés dans les figures IV.6, IV.7 et IV.8.

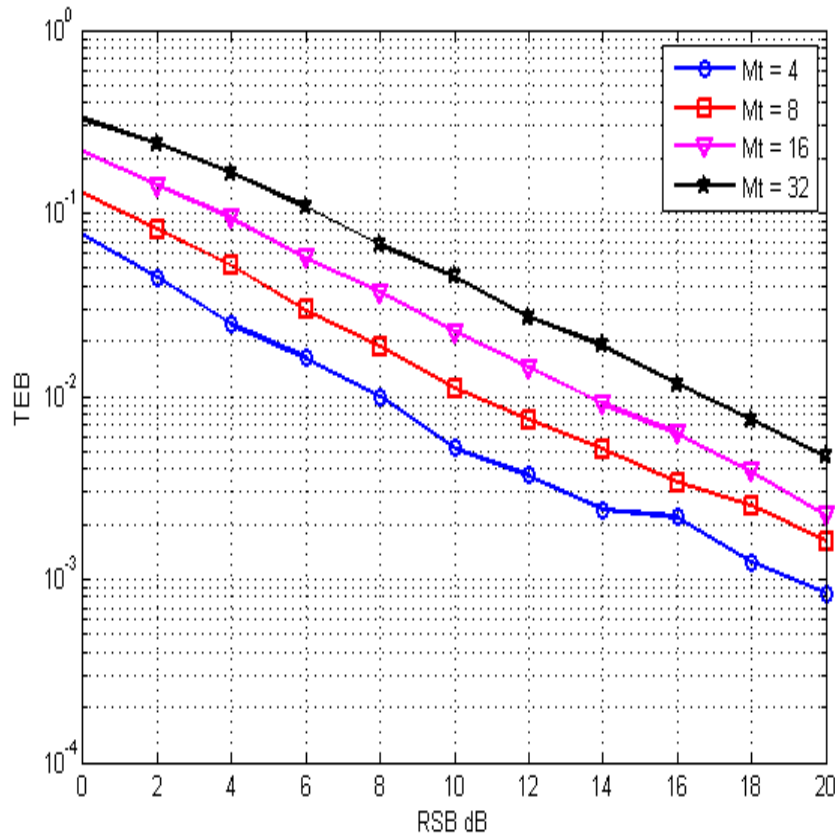


Figure IV.6 — Modulation 4-PSK pour différents nombres d'antennes d'émission pour $M_r = 8$.

D'après les figures IV.6, IV.7 et la figure IV.8, Même remarques peuvent être reconduites pour la M-PSK. On note cependant une dégradation plus accentuée que le cas M-QAM. Il faut une puissance d'émission plus grande pour achever une performance adéquate. On note aussi que ces performances sont obtenues sans recourir au codage canal qui peut améliorer les performances quand un minium de qualité de signal est disponible ($TEB < 10^{-1}$).

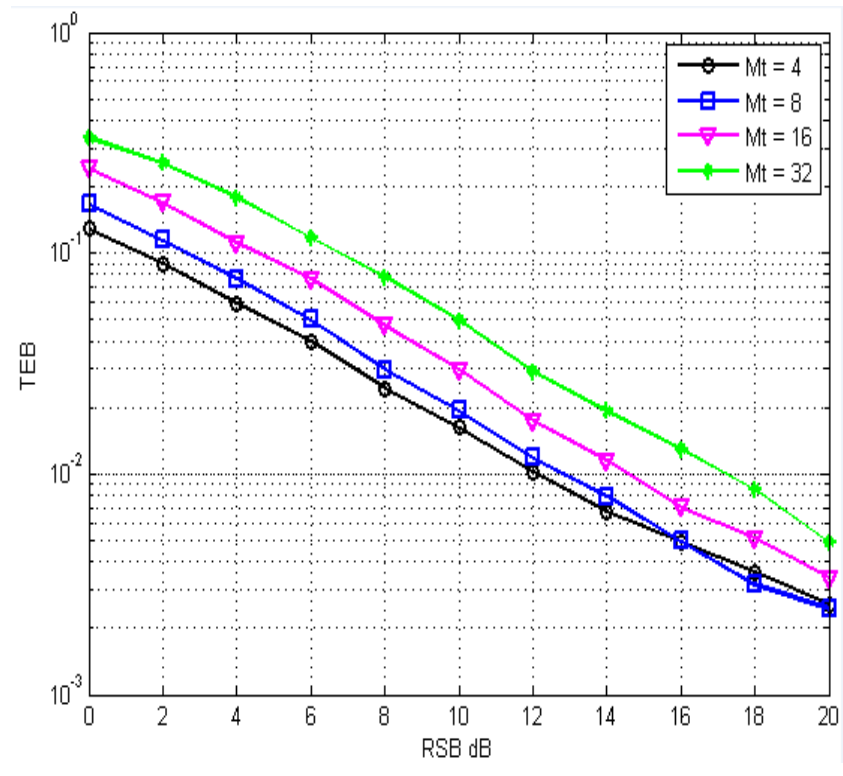


Figure IV.7 — Modulation 16-PSK pour différents nombres d’antennes d’émission pour $M_r = 8$.

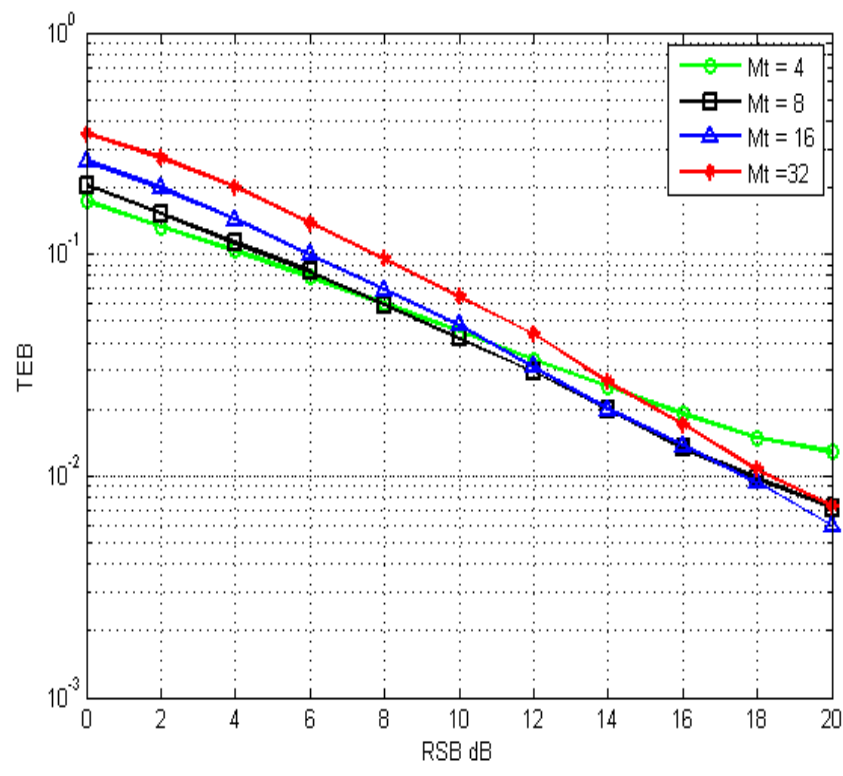


Figure IV.8 — Modulation 32-PSK pour différents nombres d’antennes d’émission pour $M_r = 8$.

IV.8 Type de modulation

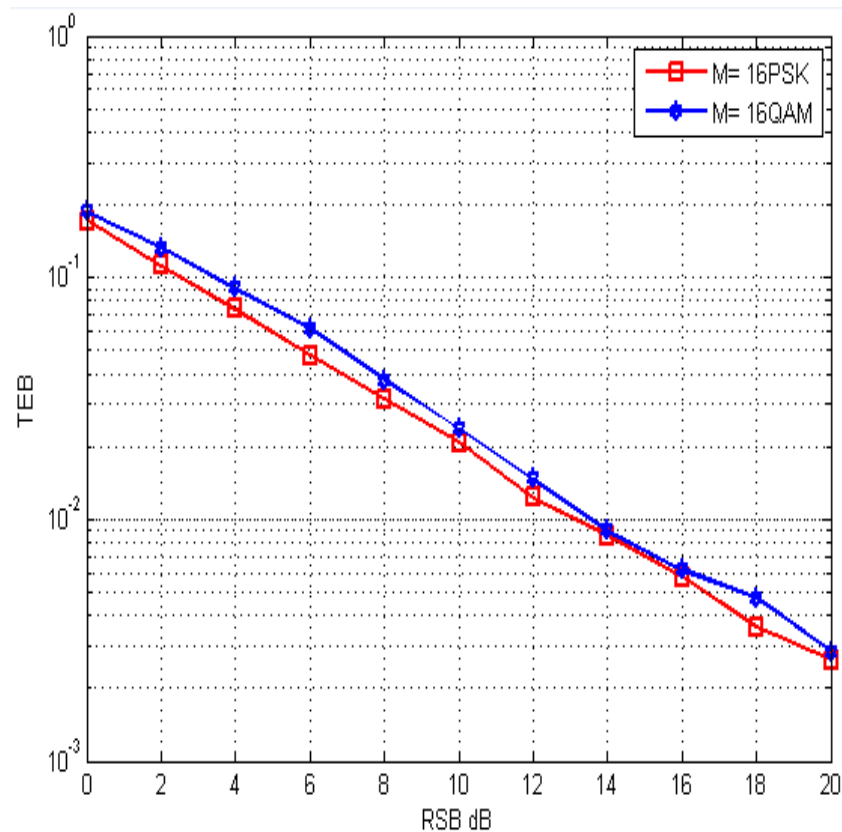


Figure IV.9 — Modulation 16-PSK et 16-QAM pour $M_t = 8$ et $M_r = 8$.

- D'après la figure IV.9, nous remarquons que la courbe du TEB pour 16-PSK est au-dessous de celle pour 16-QAM, mais ce n'est pas une grande différence. Donc nous avons obtenu presque le même résultat pour les deux modulations M-PSK et M-QAM. Le type de modulation n'affecte pas les performances comme il le fait en ce qui concerne le nombre d'antennes d'émission et de réception.

IV.9 Modulation M-QAM avec variation dans le nombre d'antenne de réception

Les résultats de simulation pour **4-QAM**, **8-QAM**, **32-QAM** et **128-QAM** sont donnés dans les figures IV.10, IV.11, IV.12 et IV.13

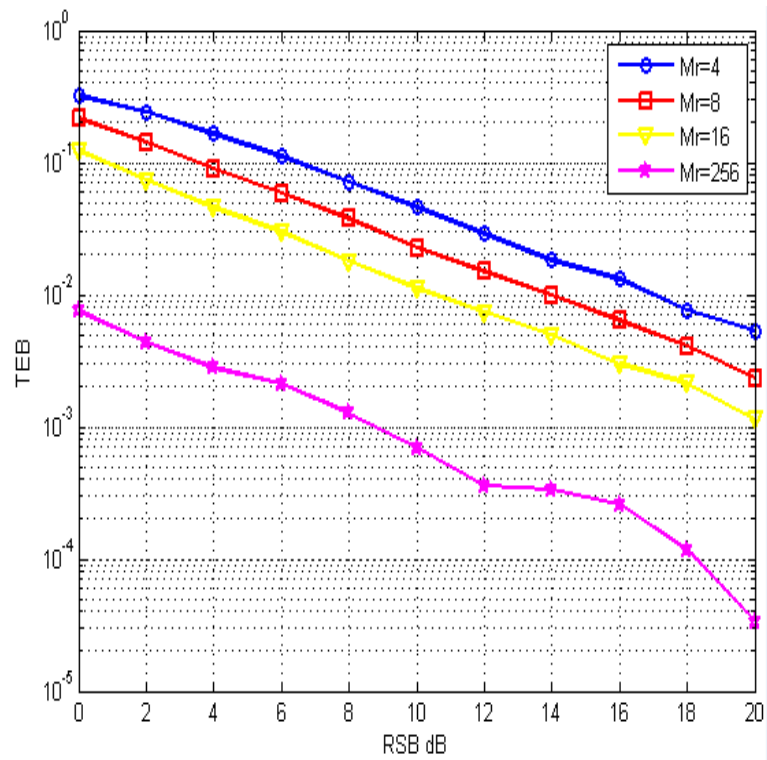


Figure IV.10 — Modulation 4-QAM pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$.

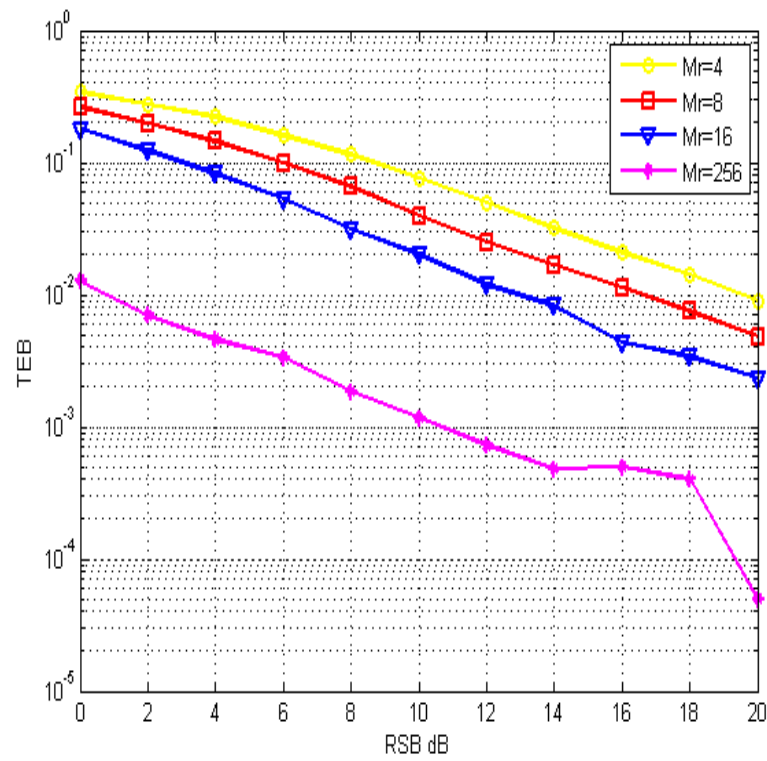


Figure IV.11 — Modulation 8-QAM pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$.

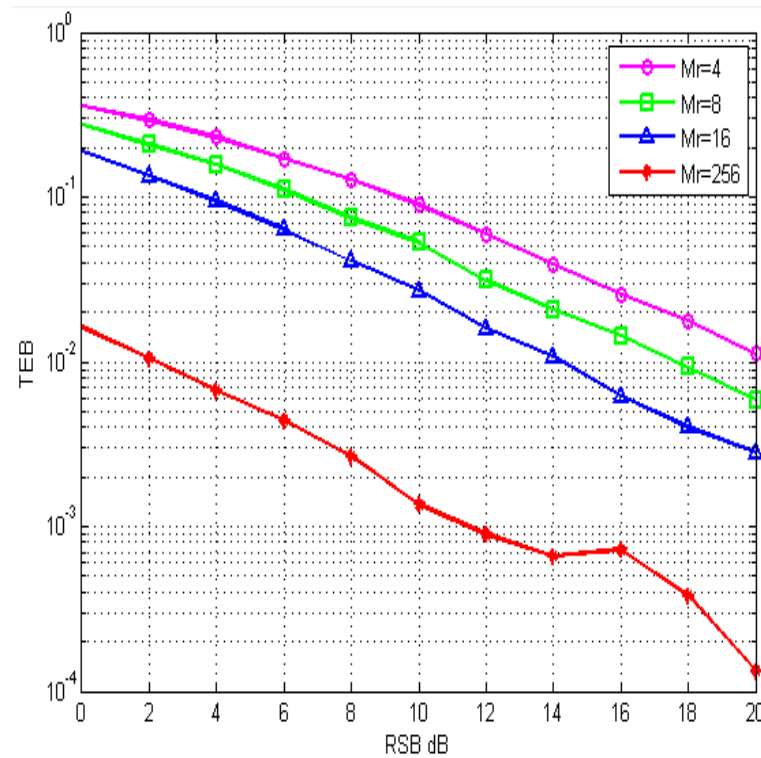


Figure IV.12 — Modulation 32-QAM pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$.

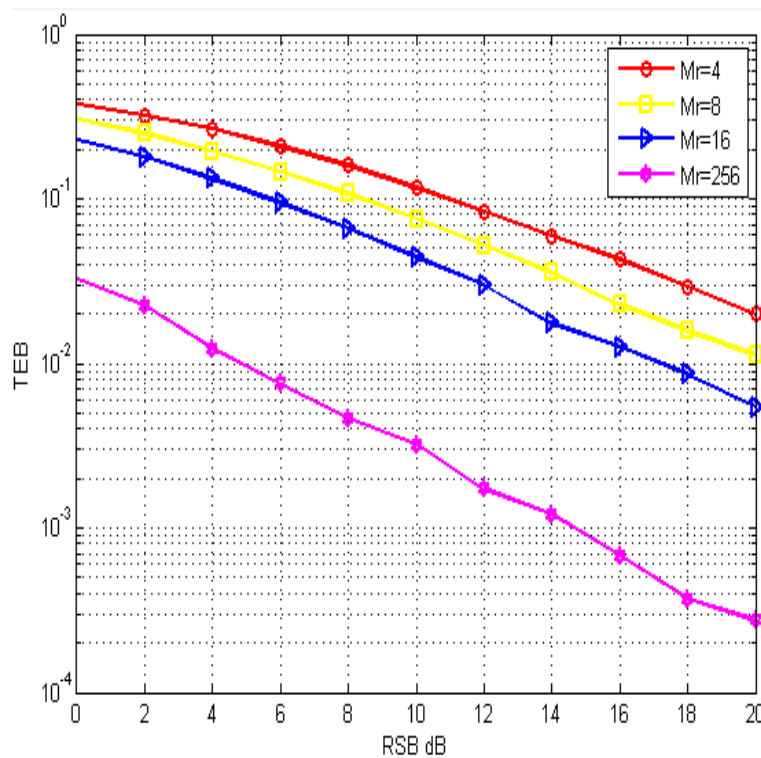


Figure IV.13 — Modulation 128-QAM pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$.

D'après la figure IV.10 , nous remarquons que la courbe du TEB pour $M_r = 4$ et au-dessus de celle pour $M_r = 8$ et le TEB le plus bas pour $M_r = 256$, ce qui signifie qu'en augmentant le nombre d'antenne de réception, le TEB diminue, Ceci est vérifié pour tous les cas de niveau de modulation (figure IV.11, IV.12 et IV.13). En augmentant le nombre d'antennes de réception, on récolte plus d'énergie de signaux utile pour avoir une bonne décision de détection.

IV.10 Modulation M-PSK avec variation dans le nombre d'antenne de réception

Les résultats de simulation pour **2-PSK**, **4-PSK**, **8-PSK** et **16-PSK** sont donnés dans les figures IV.14, IV.15, IV.16 et IV.17

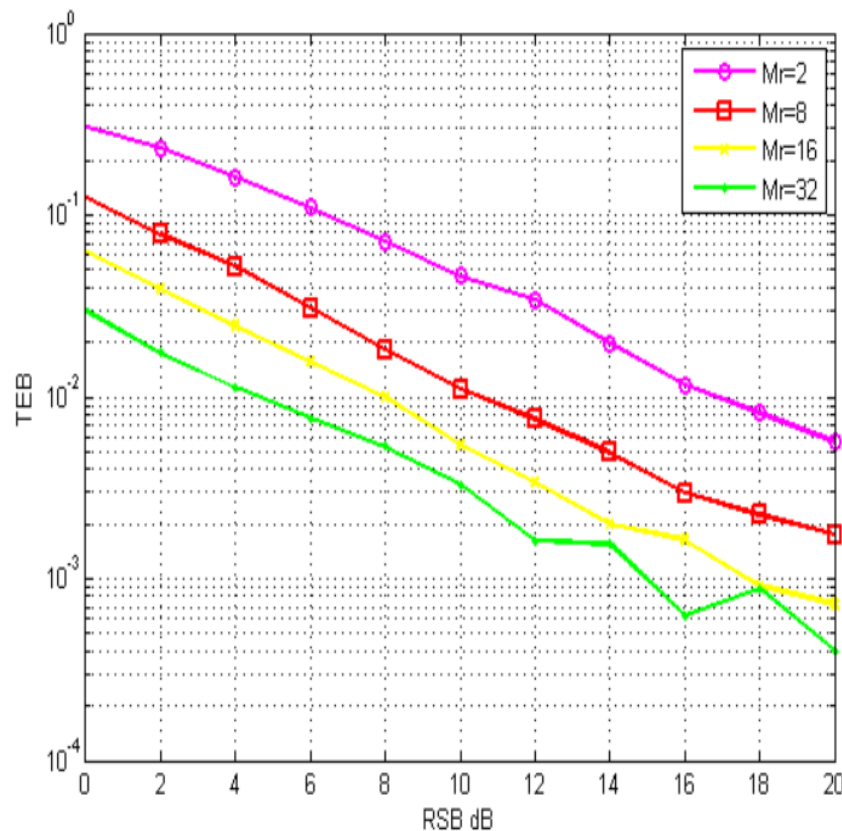


Figure IV.14 — Modulation 2-PSK pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$.

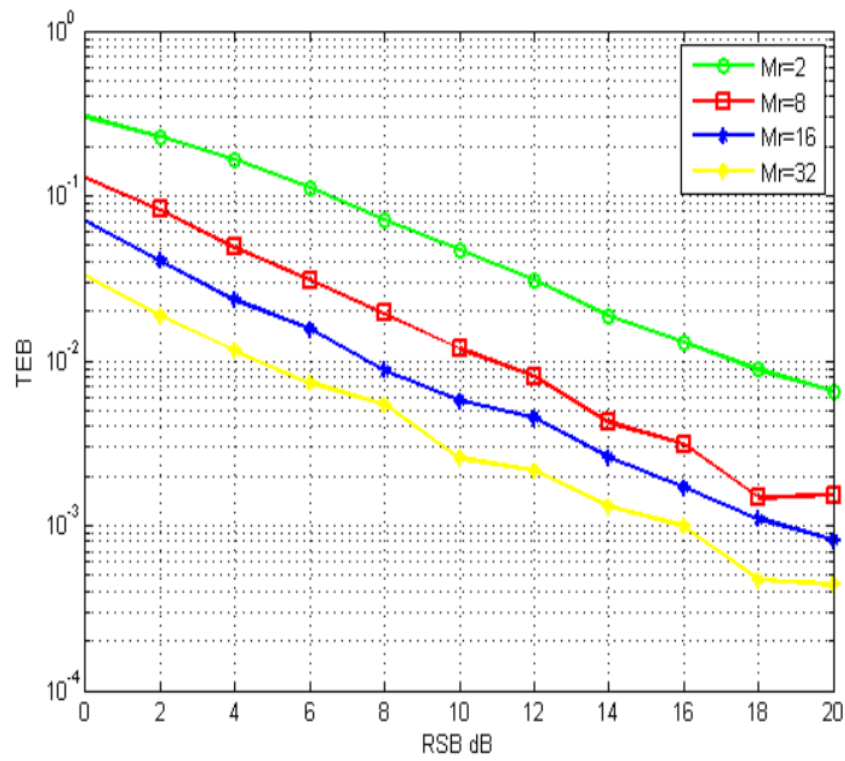


Figure IV.15 — Modulation 4-PSK pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$.

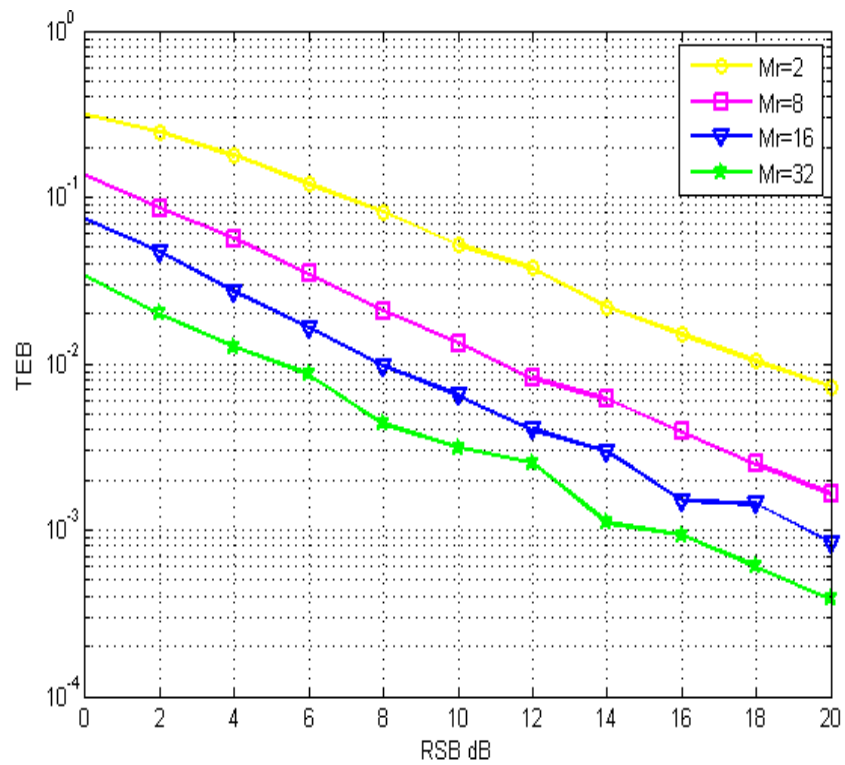


Figure IV.16 — Modulation 8-PSK pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$.

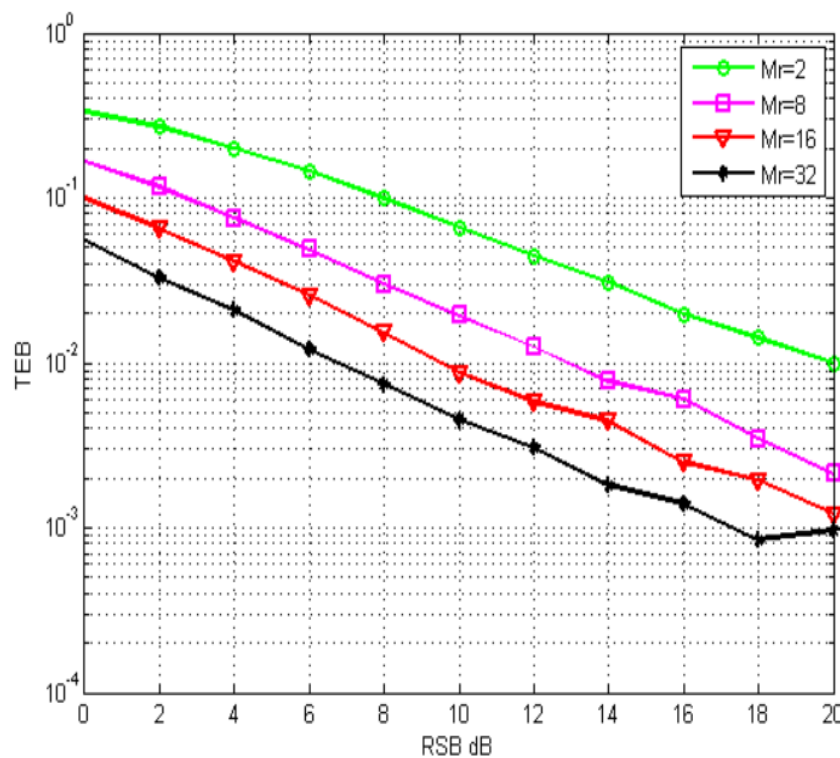


Figure IV.17 — Modulation 16-PSK pour différents nombres d'antennes de réception $M_t = 16$.

D'après la figure IV.14 on constate qu'à chaque fois qu'on augmente le nombre d'antenne de réception le TEB diminue, Ceci est vérifié pour tous les cas de niveau de modulation (figure IV.15, IV.16 et IV.17). L'augmentation du nombre d'antennes à la réception améliore nettement la qualité de transmission, parceque le système récolte plus d'énergie et ainsi un bon SNR pour la detection.

IV.11 L'influence de l'erreur d'estimation de canal Dh sur la SM-OFDM

L'une des exigences pour que la SM fonctionne est que le canal soit estimée d'une façon parfaite, vu que c'est à partir de ces coefficients du canal qu'on peut extraire l'information de l'indice de l'antenne activée durant la transmission. Dans cette simulation, on prospecte la dégradation des performances en terme de TEB quand l'estimation parfaite du canal décale de Dh , soit $h = h + Dh$, avec Dh désigne l'erreur de l'estimation sur les coefficients du canal.

Les résultats de simulation pour **128-QAM** et **16-PSK** sont donnés dans les figures IV.18 et IV.19.

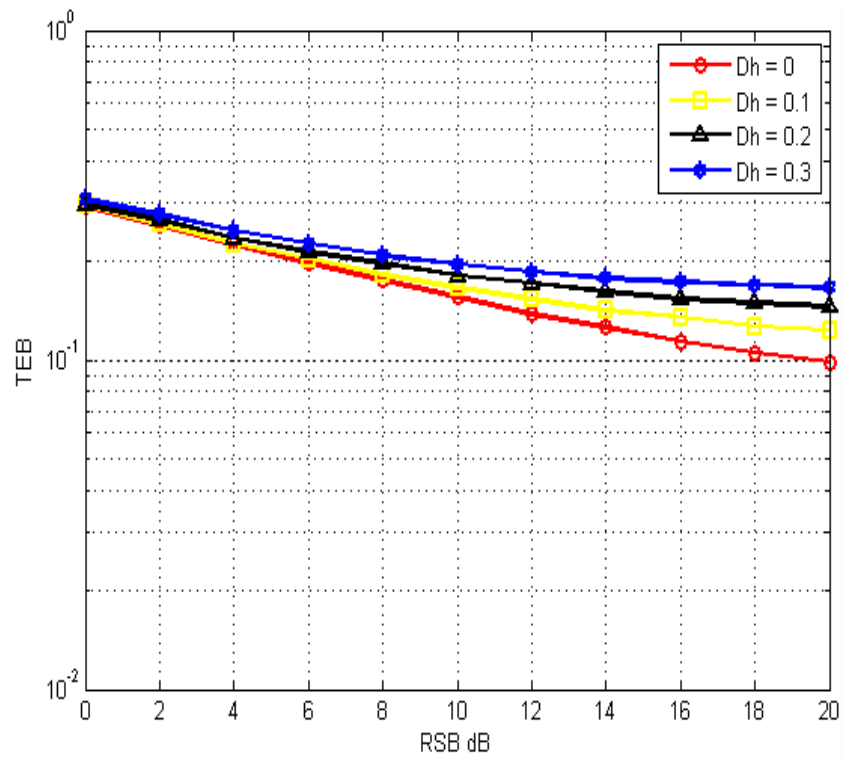


Figure IV.18 — L'influence de l'erreur d'estimation de canal Dh sur la SM-OFDM pour $M_r = 4$ et $M_t = 4$

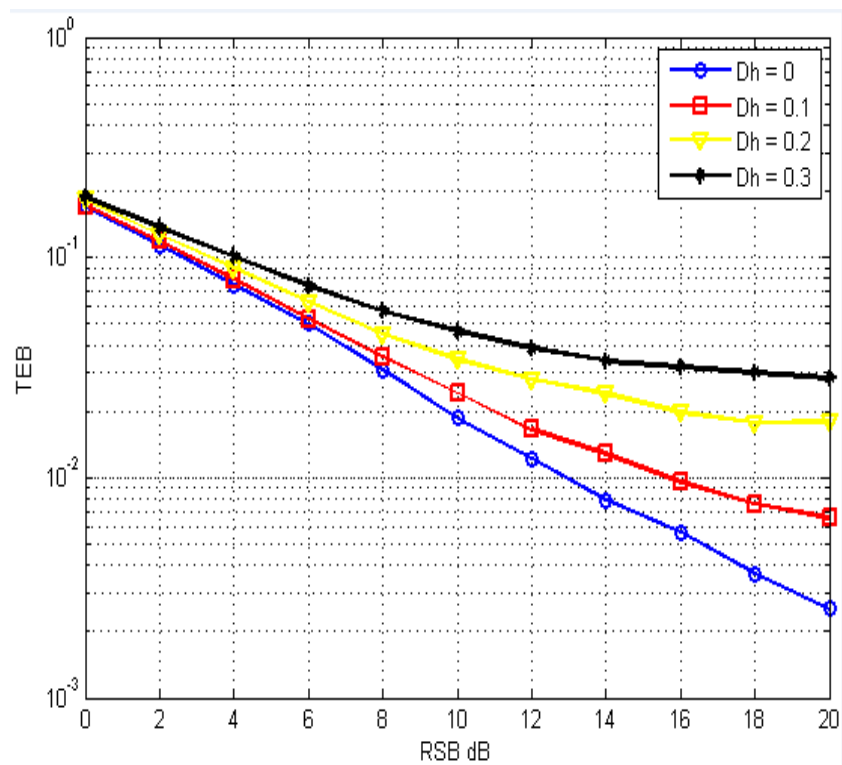


Figure IV.19 — L'influence de l'erreur d'estimation de canal Dh sur la SM-OFDM pour $M_r = 8$ et $M_t = 8$.

- Dans les figures IV.18 et IV.19, nous avons constaté qu'une augmentation de l'erreur d'estimation de canal Dh conduit à une dégradation de performance de système SM-OFDM, d'où la nécessité d'avoir une excellente estimation du canal.
- $Dh = 0$, c'est le cas idéal pour une meilleure estimation de canal.

IV.12 L'efficacité spectrale

l'efficacité spectrale est l'un des paramètres clé d'un système de transmission sans fil. La SM utilise une nouvelle source porteuse d'information à savoir l'indice de l'antenne active. Il est intéressant de voir les performances du système SM-OFDM en terme de l'efficacité spectrale en variant des paramètres clé.

IV.12.1 Modulation M-PSK avec variation du nombre d'antenne d'émission

Les résultats de simulation pour 4-PSK et 32-PSK sont donnés dans les figures IV.20 et IV.21.

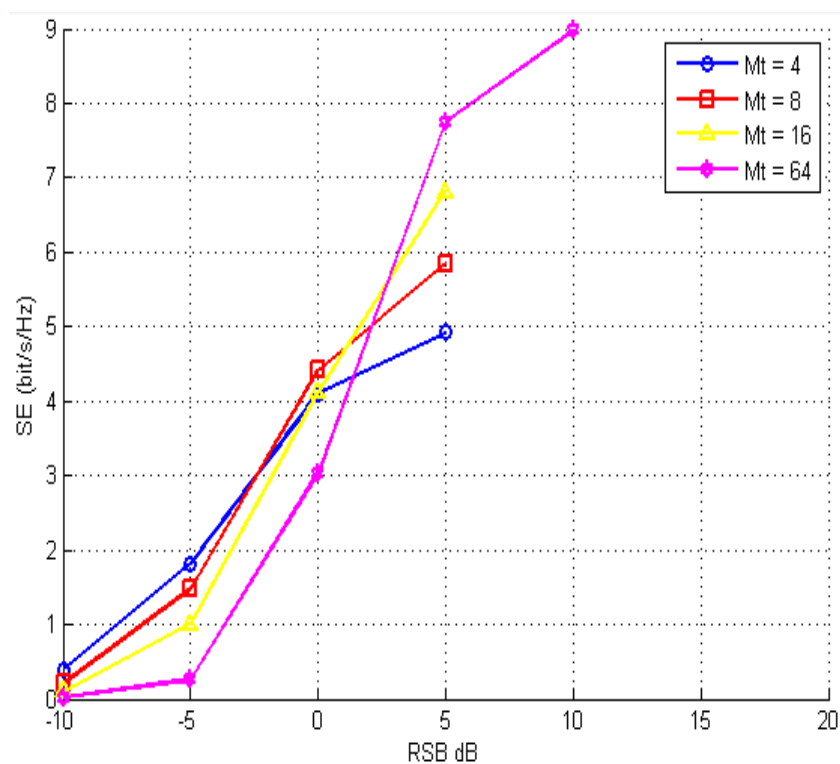


Figure IV.20 — Modulation 4-PSK pour différents nombres d'antennes d'émission $M_r = 4$.

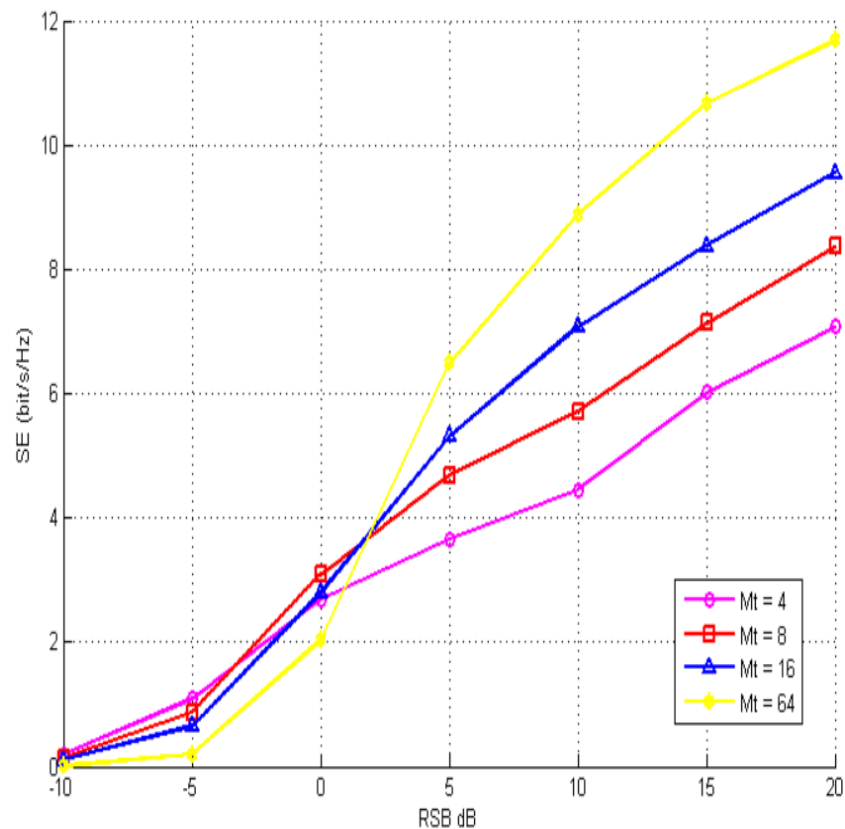


Figure IV.21 — Modulation 32-PSK pour différents nombres d’antennes d’émission $M_r = 4$.

D’après les figures IV.20 et IV.21 on constate qu’à chaque fois qu’on augmente le nombre d’antenne d’émission le SE augmente.

L’augmentation de nombre d’antenne d’émission conduire à une dégradation de performance de système SM-OFDM en terme de TEB comme constaté dans les performances précédentes mais la SE se trouve augmenté par l’utilisation de la position de l’antenne comme moyen porteur de l’information.

IV.12.2 Modulation M-QAM avec variation du nombre d’antenne d’émission

Les résultats de simulation pour **2-QAM** et **64-QAM** sont donnés dans les figures IV.22 et IV.23.

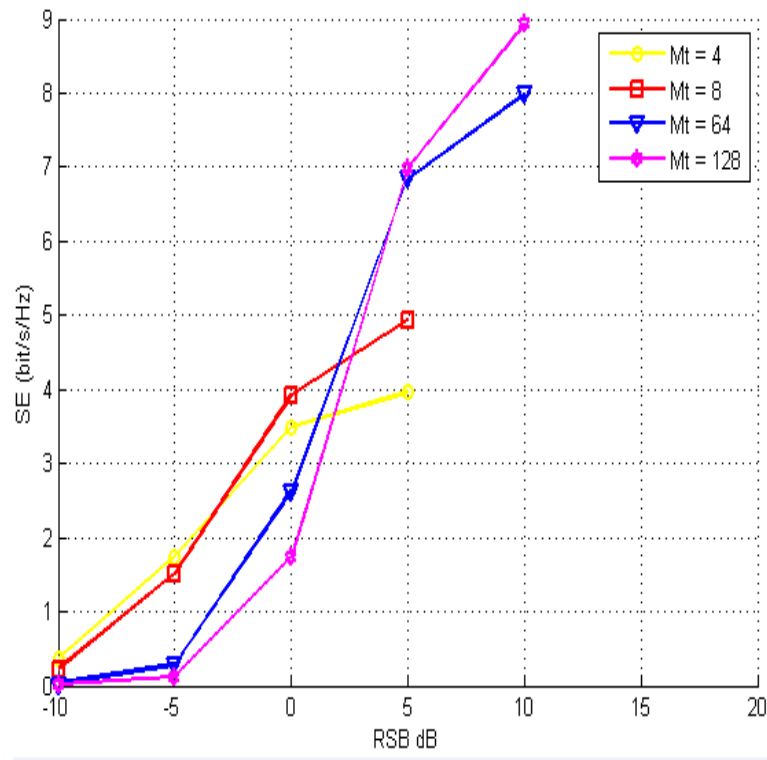


Figure IV.22 — Modulation 2-QAM pour différents nombres d'antennes d'émission pour $M_r = 4$.

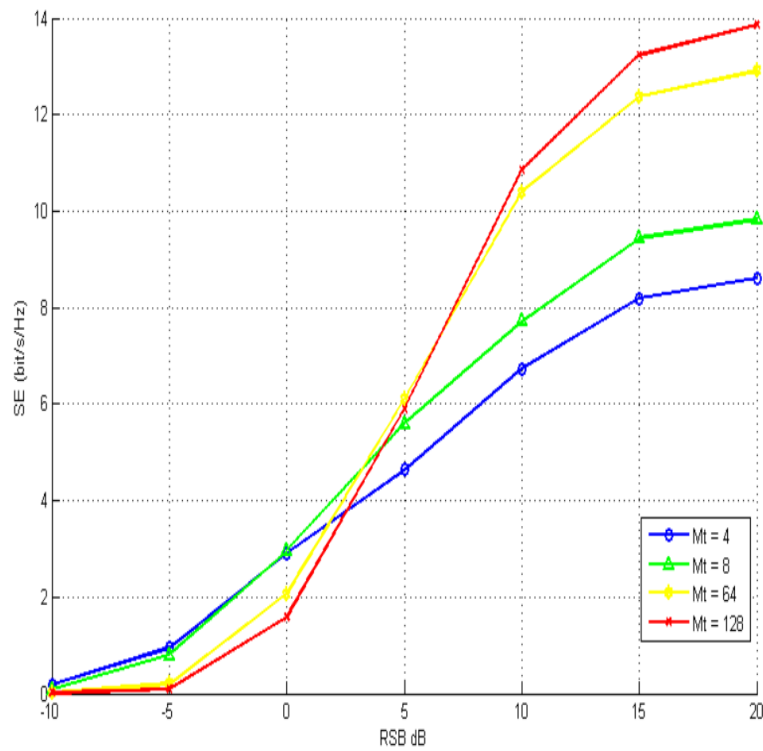


Figure IV.23 — Modulation 64-QAM pour différents nombres d'antennes de réception pour $M_r = 4$.

D'après la figure IV.22, nous remarquons que la courbe du SE pour $M_r = 4$ et au-dessus de celle pour $M_r = 8$ et le SE le plus haute pour $M_r = 128$, ce qui signifie qu'en augmentant le nombre d'antenne d'émission, le SE augmente. Ceci est vérifié pour tous les cas de niveau de modulation (figure IV.23).

IV.12.3 Modulation M-QAM avec variation du nombre d'antenne de réception

Le résultat de simulation pour **16-QAM** est donné dans la figure IV.24.

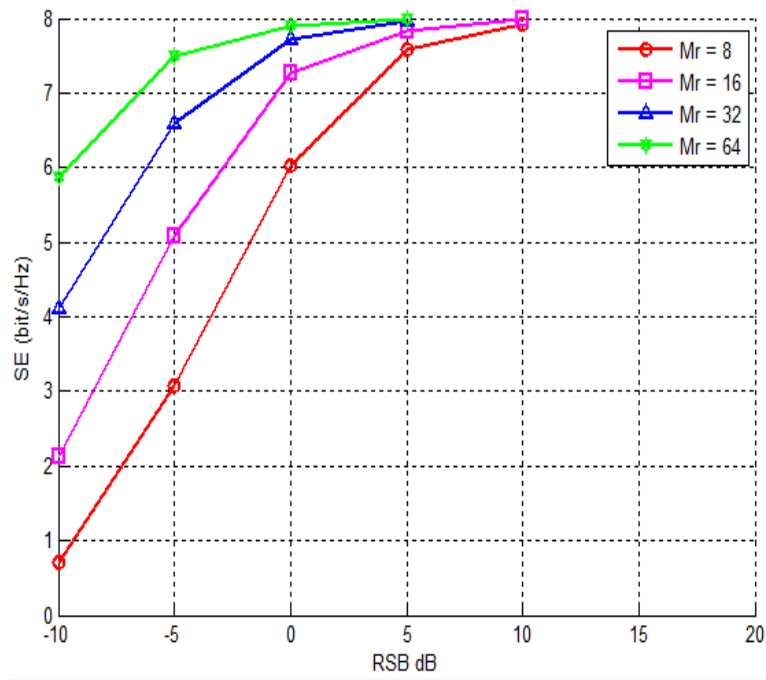


Figure IV.24 — Modulation 8-QAM pour différents nombres d'antennes de réception pour $M_r = 8$.

D'après la figure IV.24, nous remarquons qu'à chaque fois qu'on augmente le nombre d'antenne de réception le SE augmente. Le système MIMO utilise un nombre d'antennes important au niveau de la réception ce qui augmente la SE et ainsi une bonne performance est achevée.

IV.12.4 Modulation M-PSK avec variation du nombre d'antenne de réception

Les résultats de simulation pour **2-PSK** et **16-PSK** sont donnés dans les figures IV.25 et IV.26.

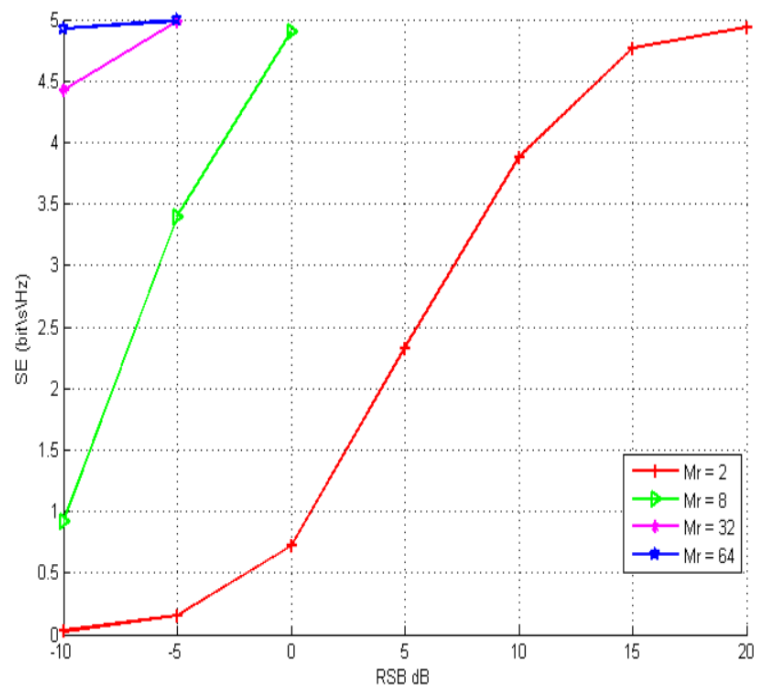


Figure IV.25 — Modulation 2-PSK pour différents nombres d'antennes de réception pour $M_r = 8$.

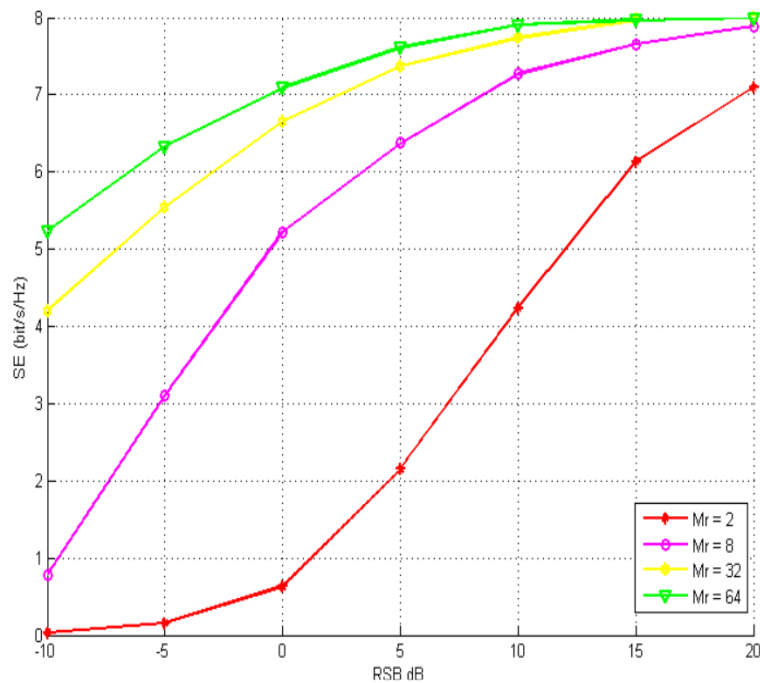


Figure IV.26 — Modulation 16-PSK pour différents nombres d'antennes de réception pour $M_r = 8$.

D'après les figures IV.25 et IV.26, on constate qu'à chaque fois qu'on augmente le nombre d'antenne réception le SE augmente. Comparé aux systèmes MIMO, SM-MIMO

atteint une efficacité spectrale moindre à mesure que le nombre d'antenne augmente. Ceci est dû au fait que le nombre d'antenne augmente de manière logarithmique dans SM-MIMO. Une meilleure performance spectrale du SM-MIMO est essentielle à mesure que le nombre d'antennes de transmission augmente. Ceci peut être réalisé en modifiant le modèle conventionnel SM pour une utilisation complète du spectre disponible. La SM-OFDM est la meilleure solution pour augmenter l'efficacité spectrale.

IV.13 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les performances du SM-OFDM, en variant des paramètres clé du système. Dans le but de connaître les changements les plus performants. Nous avons obtenu plusieurs résultats, à savoir :

- A chaque fois qu'on augmente niveau de modulation, les performances de la transmission se dégradent.
- A chaque fois qu'on augmente le nombre d'antenne d'émission, les performances se dégradent mais une efficacité spectrale plus grande et une meilleure efficacité d'énergie sont achevée. Par contre, l'augmentation du nombre d'antennes de réception améliore considérablement les performances.
- La SM-OFDM sensible à l'erreur de l'estimation du canal d'où la nécessité d'avoir une excellente estimation des coefficients de canal.
- La SM-OFDM est la meilleure solution pour augmenter l'efficacité spectrale.

CONCLUSIONS GÉNÉRALE

Ce mémoire s'est principalement concentré sur une nouvelle technique de transmission à entrée multiple et sortie multiple appelé : La modulation spatiale (SM). L'objectif principal était de minimiser la complexité de système tout en offrant de bonnes performances en termes d'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique, ainsi, lutter contre l'ICI et l'ISI en utilisant un technique améliorée pour les systèmes de communication sans fil fonctionnant sur des canaux à évanouissements sélectifs en fréquence qui s'appelle SM-OFDM. Cette combinaison SM-OFDM permet d'exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et un compromis entre la taille de la constellation spatiale et la taille de la constellation de signaux avec des efficacités spectrales élevées pour la SM. Les principales contributions et conclusions de ce mémoire sont résumées ci-dessous.

Dans le chapitre 1, un bref historique de l'évolution des communications sans fil était présenté. Nous avons justifié le passage de la 1G vers la 5G et le besoin d'exploiter la dimension spatiale qui permet d'améliorer les performances des systèmes sans fil. Nous avons abordé une nouvelle technologie pour les nouvelles générations appelé "MIMO" (Multiple-Input Multiple-Output) qui exploite l'utilisation d'antennes multiples au niveau de l'émetteur et/ou du récepteur qui permet de mettre en œuvre de plusieurs techniques comme la diversité, le multiplexage spatial et le beamforming. Avec tous ses avantages, le MIMO a consisté à utiliser un nombre de chaînes RF égal au nombre d'antennes d'émission ce qui augmente la consommation d'énergie.

Dans le chapitre 2, nous avons étudié une solution prometteuse pour éviter ce problème c'est la modulation spatiale à une seule chaîne RF pour les canaux à évanouissement sélectif en fréquence et offrir des options de conception attrayantes pour faire un compromis entre performance et complexité, avec un encodage approprié du côté de l'émetteur et en utilisant un détecteur simple appelé MRC du côté du récepteur sans sacrifier les performances ou le débit de données.

Cela nous a mené au (chapitre 3) à la présentation d'une des techniques de modulations multi-porteuses (L'OFDM) permettant, d'un côté, de lutter contre les perturbations qu'entraînent ces canaux et, d'un autre côté, d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes. Toujours dans le contexte des techniques améliorant les performances, nous avons combinée par la suite la SM et l'OFDM (SM-OFDM) en utilisant le détecteur ZF au niveau de récepteur.

Le dernier chapitre a été consacré à la simulation de cette combinaison SM-OFDM en modifiant à chaque fois le nombre d'antennes d'émission, antennes de réception et le type de modulation dans le but de connaître les changements les plus performants. Les résultats trouvés sont satisfaisants en termes de taux d'erreurs binaires en fonction du rapport signal sur bruit. Les résultats de simulations montrent que à chaque fois qu'on augmente le nombre d'antennes d'émission, les performances se dégradent mais une efficacité spectrale plus grande et une meilleure efficacité d'énergie. Par contre, l'augmentation du nombre d'antennes de réception améliore considérablement les performances. La SM-OFDM est sensible à l'erreur de l'estimation du canal d'où la nécessité d'avoir une excellente estimation des coefficients de canal est très importante, et lorsque l'erreur d'estimation de canal est nulle, une meilleure estimation de canal est obtenue. Ainsi, nous avons étudié l'efficacité spectrale qui est l'un des paramètres clé dans un système de transmission sans fil, toujours en variant le nombre d'antennes d'émission, de réception et, le niveau et le type de modulation. Les résultats montrent que plus le nombres d'antennes d'émission, de réception et le niveau de modulation étaient élevés, plus l'efficacité spectrale était élevée. En perspective, plusieurs travaux peuvent être conduits :

- Etude de la modulation à Indice (Index - OFDM) ;
- Généraliser le concept de la SM en groupe d'antennes actif ;
- Estimation du canal pour la SM ;
- Association de code correcteurs d'erreurs à la chaine SM et pré-codage STBC ;
- Prospector d'autres sources de port d'information.

Bibliographie

- [1] M. R. Ibn Azad, "Multiple antenna technique (mimo)," Ph.D. dissertation, Metropolia University of Applied Sciences, Helsinki, Finlande, 2012.
- [2] V. K. Nassa, "Wireless communications : Past, present and future," *Dronacharya Research Journal*, vol. 50, 2011.
- [3] A. Mokh, "Receive and transmit spatial modulation techniques for low complexity devices," Ph.D. dissertation, Rennes, INSA, 2018.
- [4] I. D. V. Bagad, *Data Communication*. Technical Publications, 2008.
- [5] N. LaSorte, W. J. Barnes, and H. H. Refai, "The history of orthogonal frequency division multiplexing," in *IEEE GLOBECOM 2008-2008 IEEE Global Telecommunications Conference*. IEEE, 2008, pp. 1–5.
- [6] "Multiple access schemes for cellular systems." [Online]. Available : <https://www.electronics-notes.com/>
- [7] J. Zhang, Y.-x. Liu, Ş. K. Özdemir, R.-B. Wu, F. Gao, X.-B. Wang, L. Yang, and F. Nori, "Quantum internet using code division multiple access," *Scientific reports*, vol. 3, p. 2211, 2013.
- [8] I. S. Misra, *Wireless communications and networks : 3G and beyond*. McGraw Hill Education (India) Pvt Ltd, 2013.
- [9] H. Mehta, D. Patel, B. Joshi, and H. Modi, "0g to 5g mobile technology : a survey," *J. of Basic and Applied Engineering Research*, vol. 1, no. 6, pp. 56–60, 2014.
- [10] "From 1g to 5g : A brief history of the evolution of mobile standards." [Online]. Available : <https://www.brainbridge.be/>
- [11] N. Bhandari, S. Devra, and K. Singh, "Evolution of cellular network : from 1g to 5g," *International Journal of Engineering and Techniques*, vol. 3, no. 5, pp. 98–105, 2017.

- [12] A. Banupriya, T. Suba, K. Rajalakshmi, and S. Rajasri, "Milestone of wireless communication (1g to 5g technology)," *International Journal of Engineering Research and Science & Technology*, vol. 1, no. 1, pp. 39–45, 2015.
- [13] S. Yadav and S. Singh, "Review paper on development of mobile wireless technologies (1g to 5g)," *Int. J. Comput. Sci. Mob. Comput*, vol. 7, no. 5, pp. 94–100, 2018.
- [14] M. Goyal and Y. Lather, "Advancement of communication technology from 1g to 5g," *International Journal of Advanced Research in IT and Engineering*, vol. 4, no. 5, pp. 1–17, 2015.
- [15] S. Hossain, "5g wireless communication systems," *American Journal of Engineering Research (AJER)*, vol. 2, no. 10, pp. 344–353, 2013.
- [16] R. Yadav, "Challenges and evolution of next generations wireless communication," in *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists*, vol. 2, 2017.
- [17] K. G. Eze, M. N. Sadiku, and S. M. Musa, "5g wireless technology : a primer," *International Journal of Scientific Engineering and Technology*, vol. 7, no. 7, pp. 2277–1581, 2018.
- [18] M. G. Kachhavay and A. P. Thakare, "5g technology-evolution and revolution," *International Journal of Computer Science and Mobile Computing*, vol. 3, no. 3, pp. 1080–1087, 2014.
- [19] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless personal communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.
- [20] M. Belattar and M. Lashab, "Performance of mimo systems over rayleigh channels," *networks (4G networks and more)*, vol. 3, p. 4, 2018.
- [21] S. Ferouani, G. Abdellaoui, F. Debbat, and F. Bendimerad, "Performance of mimo vblast-ofdm in ka-band," *International Journal of Computer Science Issues (IJCSI)*, vol. 8, no. 5, p. 291, 2011.
- [22] E. Ghayoula, A. Bouallegue, R. Ghayoula, and J. Chouinard, "Capacity and performance of mimo systems for wireless communications," *Journal of Engineering Science and Technology, Review*, vol. 7, no. 3, 2014.

- [23] W. Zhang, X.-G. Xia, and K. B. Letaief, "Space-time/frequency coding for mimo-ofdm in next generation broadband wireless systems," *IEEE Wireless Communications*, vol. 14, no. 3, pp. 32–43, 2007.
- [24] C. Masterson, "Massive mimo and beamforming : the signal processing behind the 5g buzzwords," *10 Massive MIMO and Beamforming : The Signal Processing Behind the 5G Buzzwords*, p. 10, 2017.
- [25] H. Zerrouki, "Cross-layer design et acces multiple dans les reseaux sans fil mimo : Application au reseau wimax," Ph.D. dissertation, Université UABB de Tlemcen, Algérie, 2013.
- [26] "Advantages of mimo | disadvantages of mimo." [Online]. Available : <https://www.rfwireless-world/>
- [27] E. G. Larsson and L. Van der Perre, "Massive mimo for 5g," *Ku Leuven*, vol. 1, no. 1, 2017.
- [28] R. Chataut and R. Akl, "Massive mimo systems for 5g and beyond networks—overview, recent trends, challenges, and future research direction," *Sensors*, vol. 20, no. 10, p. 2753, 2020.
- [29] M. Feng and S. Mao, "Harvest the potential of massive mimo with multi-layer techniques," *IEEE Network*, vol. 30, no. 5, pp. 40–45, 2016.
- [30] M. Di Renzo, H. Haas, A. Ghrayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, "Spatial modulation for generalized mimo : Challenges, opportunities, and implementation," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 1, pp. 56–103, 2013.
- [31] M. Yousefbeiki and J. Perruisseau-Carrier, "Towards compact and frequency-tunable antenna solutions for mimo transmission with a single rf chain," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 62, no. 3, pp. 1065–1073, 2013.
- [32] X. Zhou, L. Yang, C.-X. Wang, and D. Yuan, "Scm-sm : Superposition coded modulation-aided spatial modulation with a low-complexity detector," *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 63, no. 5, pp. 2488–2493, 2013.
- [33] Y. Xiao, L. Xiao, L. Dan, and X. Lei, "Spatial modulaiton for 5g mimo communications," in *2014 19th International Conference on Digital Signal Processing*. IEEE, 2014, pp. 847–851.

- [34] R. Mesleh, S. Engelken, S. Sinanovic, and H. Haas, “Analytical ser calculation of spatial modulation,” in *2008 IEEE 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*. IEEE, 2008, pp. 272–276.
- [35] M. Di Renzo, H. Haas, and P. M. Grant, “Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems : A survey,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 12, pp. 182–191, 2011.
- [36] M. Di Renzo, “Spatial modulation based on reconfigurable antennas—a new air interface for the iot,” in *MILCOM 2017-2017 IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*. IEEE, 2017, pp. 495–500.
- [37] M. Mbaye, “Multiplexage spatial dans le contexte des systèmes de communication mimo large bande,” Ph.D. dissertation, Université Cheikh Anta Diop, Dakar (Sénégal), 2019.
- [38] P. Yang, M. Di Renzo, Y. Xiao, S. Li, and L. Hanzo, “Design guidelines for spatial modulation,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 1, pp. 6–26, 2014.
- [39] B. Vo, “Improved spatial modulation techniques for wireless communications,” Ph.D. dissertation, University of Saskatchewan, 2018.
- [40] K. Pilitha Chandran and P. Narayanan, “Spatial modulation-a high efficient technique for mimo communication,” *Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE)*, pp. 80–86, 2016.
- [41] R. W. Chang, “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission,” *Bell System Technical Journal*, vol. 45, no. 10, pp. 1775–1796, 1966.
- [42] P. H. Moose, “A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction,” *IEEE Transactions on communications*, vol. 42, no. 10, pp. 2908–2914, 1994.
- [43] H. A. BAKIR, “Exploitation de l’association des techniques mimo-ofdm pour la transmission dans les réseaux locaux sans fil,” Ph.D. dissertation, Université Abou Bakr Belkaid de Tlemcen, Algérie, 2012.
- [44] H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, “A study of led nonlinearity effects on optical wireless transmission using ofdm,” in *2009 IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks*. IEEE, 2009, pp. 1–5.

- [45] A. Rachini, “Etude de la synchronisation temporelle dans les systèmes mimo-ofdm appliqués aux réseaux mobiles,” Ph.D. dissertation, Rennes, INSA, 2014.
- [46] K. Pietikäinen, “Orthogonal frequency division multiplexing,” *Internet presentation*, 2005.
- [47] Y. Djemamar, S. Ibnyaich, and A. Zeroual, “Performance of mimo 2×2 and 4×4 for ofdm-mimo system without using convolution code over mobile radio channel,” *1ère Edition du Congrès International sur les Technologies de l’Information et les Systèmes de Production Intégrée*, 2016.
- [48] P. Ödling, W. Henkel, P. O. Börjesson, G. Tauböck, N. Petersson, and A. Johansson, “The cyclic prefix of ofdm/dmt-an analysis,” in *International Zurich Seminar on Broadband Communications, Access, Transmission, Networking*, 2002.
- [49] Y. Nasser, “Sensibilité des systèmes ofdm-cdma aux erreurs de synchronisation en réception radio-mobile.” Ph.D. dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2006.
- [50] H. Haas, S. Sinanovic, C. Ahn, and S. Yun, “Spatial modulation,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 4, pp. 2228–2241, 2008.
- [51] R. Mesleh, H. Haas, C. Ahn, and S. Yun, “Spatial modulation-ofdm,” in *Proc. of the International OFDM Workshop*, 2006, pp. 30–31.
- [52] R. Y. Mesleh, “Spatial modulation : a spatial multiplexing technique for efficient wireless data transmission,” Ph.D. dissertation, Jacobs University Bremen, 2007.
- [53] Y. Acar, H. Dogan, and E. Panayırçı, “Channel estimation for spatial modulation orthogonal frequency division multiplexing systems,” in *2015 9th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT)*. IEEE, 2015, pp. 382–385.

Résumé: L'un de défis actuel dans les communications mobiles est l'augmentation de l'efficacité spectrale (SE), tout en minimisant la consommation d'énergie. La modulation spatiale (SM) avec une seule chaîne RF s'est avérée être une technique prometteuse qui offre une efficacité spectrale et énergétique élevées en utilisant une seule antenne active (donc une seule chaîne RF) porteuse d'information à un instant donné, en plus du symbole envoyé. Dans ce mémoire, le schéma basé sur SM-OFDM est étudié pour tirer les avantages des deux paradigmes. L'étude des performances a montré qu'on peut améliorer l'efficacité spectrale dans tout en gardant un taux d'erreur binaire assez acceptable.

Mots clés: Modulation Spatiale, OFDM, MIMO, Efficacité énergétique, Efficacité spectrale.

Abstract: One of the current challenges in mobile communication is increasing spectral efficiency, while minimizing power consumption. Spatial modulation (SM) with a single RF chain has proved to be a promising technique which offers high spectral and energy efficiency by using a single active antenna (therefore a single RF chain) carrying information at a given time, in addition of the sent symbol. In this thesis, the SM-OFDM-based scheme is studied to take advantage of both paradigms. The performance study has shown that the spectral efficiency can be improved while still maintaining a fairly acceptable bit error rate.

Keywords: Spatial modulation, OFDM, MIMO, Energy efficiency, Spectral efficiency.

ملخص: تتمثل إحدى التحديات الحالية في الاتصالات المتنقلة في زيادة الكفاءة الطيفية، مع تقليل استهلاك الطاقة. أثبت التشكيل المكاني (SM) بسلسلة RF الفردية أنه تقنية واعدة توفر طيفاً عاليًا وكفاءة في استخدام الطاقة باستخدام هوائي واحد نشط (وبالتالي سلسلة RF واحدة) يحمل المعلومات في وقت معين، بالإضافة إلى الرمز المرسل. في هذه الأطروحة، تمت دراسة المخطط القائم على SM-OFDM للاستفادة من كلا النموذجين. أظهرت دراسة الأداء أنه يمكن تحسين الكفاءة الطيفية مع الحفاظ على معدل خطأ بتات مقبول إلى حد ما.

الكلمات المفتاحية: التشكيل المكاني، OFDM، MIMO، كفاءة الطاقة، الكفاءة الطيفية

