

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



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

Domaine : **Sciences et Technologie**  
Filière : **Télécommunications**  
Spécialité : **Réseaux et Télécommunications**

---

**CODAGE ET TRANSMISSION DE L'INFORMATION : CAS  
DU RESEAU RADIO-MOBILE 4G**

---

Présenté par :

-----  
**MAIFIA Khalil**  
**BOUZIANE Badre Eddine**  
-----

Sous la direction de :

**Pr. REDADAA Salah**

Juillet 2019

## *Remerciements*

Nous remercions tout d'abord DIEU LE TOUT PUISSANT de nous avoir donné la santé et la volonté de parvenir à élaborer ce travail.

Nous tenons à remercier vivement notre encadreur, Professeur Salah REDADAA qui nous a ouvert le domaine des réseaux mobiles au cours de ce mémoire de Master.

Nos remerciements les plus distingués pour sa qualité d'encadrement, sa rigueur, sa disponibilité, ses remarques fructueuses et ses directives précieuses.

Nos remerciements s'adressent aussi à tous les enseignants du département d'Electronique et Télécommunications qui ont participé à notre formation ainsi qu'aux membres du jury.

Nos remerciements s'adressent également à nos parents et aux membres de nos familles pour leur encouragement et leur soutien sans limites tout le long de notre parcours.

Enfin, nous tenons à remercier toute personne qui, de près ou de loin, d'une manière ou d'une autre, a contribué à l'élaboration de ce présent travail.

## Dédicaces

*C'est grâce à Allah seul que j'ai pu achever ce travail.*

*Nous dédions ce modeste travail plus particulièrement à :  
nos très chères mères, qui a toujours été présente pour nous,  
dans les moments les plus difficiles et qui sans cesse veille sur  
nous avec ses prières, pour ses grands sacrifices et tout  
l'amour qu'elle me porte.*

*Nos très chers pères, pour tous ses conseils, pour l'éducation,  
pour sa patience et toute ses confiances qu'il a mises en nous  
et pour leurs dévouements pour mon bonheur. Que dieu me les  
garde.*

*A nos chers Frères et Sœurs. Votre soutien m'a été d'une  
grande importance. Merci beaucoup.*

*A nos Frères l'enseignant à l'université, qui m'a beaucoup  
aidé.*

*A tous ceux qui me sont chers et qui m'aiment.*

## Table des matières

*Remerciement*

*Dédicace*

<i>Table des matières</i> .....	<b>I</b>
<i>Liste des figures</i> .....	<b>V</b>
<i>Listes des tableaux</i> .....	<b>VII</b>
<i>Listes des abréviations et des acronymes</i> .....	<b>VIII</b>

*Résumé*

*Introduction générale*.....**1**

*Chapitre I : Evolution vers les réseaux 4G LTE*.....**2**

I.1 Introduction.....	2
I.2 Architecture des réseaux mobile 2G & 3G.....	2
I.2.1 Définition du GSM.....	2
I.2.2 Définition du l'UMTS.....	3
I.2.3 Architecture 2G-3G.....	3
I.3 Architecture du réseau 4G LTE.....	4
I.4 Caractéristiques principales du systèmes LTE.....	6
I.5 Interface radio dans les réseaux 4G LTE.....	7
I.5.1 Attribution du spectre.....	7
I.5.1.1 Mode FDD.....	7
I.5.1.2 Mode TDD.....	8
I.5.1.3 Modes du duplexage du réseau LTE.....	8
I.5.2 Analyse du liaison UE – eNodeB.....	9
I.5.2.1 Architectures des couches du RAN.....	9
I.5.2.2 Voie descendante.....	11
I.5.2.3 Voie montante.....	11

## Table des matières

---

I.6 Conclusion.....	12
<b>Chapitre II : Transmission OFDM.....</b>	<b>13</b>
II.1 Introduction.....	13
II.2 Techniques de base du l'OFDM.....	13
II.2.1 Modulation et démodulation.....	13
II.2.1.1 Condition d'orthogonalité.....	13
II.2.1.2 Modulations OFDM.....	14
II.2.1.3 Démodulations OFDM.....	16
II.2.2 Problèmes d'interférence entre symboles.....	18
II.2.2.1 Préfixe cyclique.....	19
II.2.2.2 Suffixe cyclique.....	19
II.2.2.3 Zero-padding.....	20
II.2.3 OFDMA : Accès multiple OFDM.....	20
II.3 Etalement DFT-OFDM (SC-FDMA).....	22
II.3.1 Introduction.....	22
II.3.2 Modulation et démodulation.....	22
II.3.2.1 Modulation SC-FDMA.....	22
II.3.2.2 Démodulations SC-FDMA.....	24
II.3.3 Allocations des ressources pour l'accès SC-FDMA.....	25
II.3.3.1 Mode distribué I-FDMA.....	25
II.3.3.2 Mode localisé L-FDMA.....	26
II.4 PAPR des signaux OFDM.....	27
II.4.1 Définition du PAPR.....	27
II.4.2 Généralités sur les amplificateurs de puissance.....	27
II.5 Conclusion.....	29

## Table des matières

---

<b>Chapitre III : la technologie MIMO.....</b>	<b>30</b>
II.1 Introduction.....	30
III.2 Modèle d'un système MIMO.....	31
III.2.1 Les gains d'un système MIMO.....	31
III.2.2 SIMO et MISO.....	32
III.2.3 MIMO.....	33
III.3 Capacité d'un système MIMO.....	35
III.4 Codage spatio-temporel.....	37
III.4.1 Construction des codes spatio-temporel.....	38
III.4.2 Codes block spatio-temporel.....	39
III.4.2.1 Codes STBC orthogonaux.....	39
III.4.2.2 Codes STBC quasi-orthogonaux.....	40
III.4.2.3 Décodage STBC.....	41
III.5 Modélisation d'un système MIMO-OFDM.....	43
II.6 Conclusion.....	44
<b>Chapitre IV : simulation et discussion des résultats.....</b>	<b>45</b>
IV.1 Introduction.....	45
IV.2 Systèmes OFDM.....	45
IV.2.1 Taux d'erreur binaire et le rapport signal sur bruit.....	45
IV.2.2 Orthogonalité du signal OFDM.....	45
IV.2.3 Evaluation du TEB en fonction du RSB du signal OFDM.....	46
IV.2.4 Evaluation du TEB en fonction du RSB du signal SC-FDMA.....	47
IV.2.5 Comparaison de la fonction CCDF des signaux OFDM et SC-FDMA.....	49
IV.3 Systèmes MIMO.....	50
IV.2.1 Capacité des différents systèmes MIMO.....	50
IV.2.2 Codage spatio-temporel.....	53

## Table des matières

---

IV.4 Conclusion.....	55
<i>Conclusion générale</i> .....	<b>56</b>
<i>Bibliographie</i> .....	<b>57</b>

### Liste des figures

<b>Figure I.1</b> : Convergence des deux réseaux GSM et UMTS.....	3
<b>Figure I.2</b> : Architecture du réseau LTE.....	5
<b>Figure I.3</b> : Interfaces dans le réseau LTE.....	6
<b>Figure I.4</b> : Modes du duplexage.....	7
<b>Figure I.5</b> : Schéma explicatif du mode FDD.....	7
<b>Figure I.6</b> : Schéma explicatif du mode TDD.....	8
<b>Figure I.7</b> : Hiérarchie UE – eNodeB.....	9
<b>Figure I.8</b> : Système de transmission de la voie descendant.....	11
<b>Figure I.9</b> : Système de transmission de la voie montante.....	12
<b>Figure II.1</b> : Schéma du modulateur OFDM.....	15
<b>Figure II.2</b> : Orthogonalité des porteuses dans un signal OFDM.....	15
<b>Figure II.3</b> : Modulateur OFDM dans le domaine numérique.....	16
<b>Figure II.4</b> : Récepteur du signal OFDM.....	17
<b>Figure II.5</b> : Récepteur OFDM dans le domaine numérique.....	18
<b>Figure II.6</b> : Structure d'émetteur-récepteur en bande de base pour OFDM.....	18
<b>Figure II.7</b> : Retard des symboles avec leur préfixe cyclique.....	19
<b>Figure II.8</b> : Insertion du suffixe cyclique.....	19
<b>Figure II.9</b> : Insertion du Zero Padding.....	20
<b>Figure II.10</b> : Techniques d'accès au ressource OFDM.....	20
<b>Figure II.11</b> : Principe de l'OFDMA.....	21
<b>Figure II.12</b> : Système d'émission SC-FDMA.....	22
<b>Figure II.13</b> : Réponse d'un filtre cosinus surelevé.....	23
<b>Figure II.14</b> : Système de réception SC-FDMA.....	24
<b>Figure II.15</b> : Mode I-FDMA.....	25
<b>Figure II.16</b> : Mode L-FDMA.....	25
<b>Figure II.17</b> : Types des modes distribués.....	26



## Liste des figures

---

<b>Figure II.18</b> : Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance .....	27
<b>Figure III.1</b> : Techniques de couverture pour les antennes MIMO.....	28
<b>Figure III.2</b> : Exemple d'un système SIMO.....	30
<b>Figure III.3</b> : Schéma explicatif des systèmes SIMO et MISO.....	31
<b>Figure III.4</b> : Schéma d'un système MIMO.....	31
<b>Figure III.5</b> : Canal des transmissions pour un système MIMO.....	32
<b>Figure III.6</b> : Système MIMO.....	33
<b>Figure III.7</b> : Technique de simplification de la matrice H.....	34
<b>Figure III.8</b> : Système d'émission STBC.....	37
<b>Figure III.9</b> : Système de réception STBC.....	38
<b>Figure III.10</b> : Système de réception d'un STBC orthogonal. ....	40
<b>Figure III.11</b> : Architecture d'un système MIMO-OFDM.....	41
<b>Figure IV.1</b> : Test d'orthogonalité de quelques signaux sinusoïdales.....	43
<b>Figure IV.2</b> : TEB en fonction de RSB des signaux BPSK-OFDM et QPSK-OFDM.....	45
<b>Figure IV.3</b> : TEB en fonction de RSB des signaux 16QAM-OFDM et 64QAM-OFDM..	45
<b>Figure IV.4</b> : TEB en fonction de RSB des signaux BPSK SC-FDMA et QPSK SC-FDMA .....	46
<b>Figure IV.5</b> : TEB en fonction de RSB des signaux 16QAM SC-FDMA et 64QAM SC- FDMA...	46
<b>Figure IV.6</b> : La fonction CCDF en fonction du PAPR d'un signal QPSK-OFDM.....	47
<b>Figure IV.7</b> : La fonction CCDF en fonction du PAPR d'un signal QPSK SC-FDMA.....	47
<b>Figure IV.8</b> : Capacité du systèmes SISO, MISO et SIMO.....	48
<b>Figure IV.9</b> : Capacité du déférent canaux MIMO pour $N_t = N_r$ .....	49
<b>Figure IV.10</b> : Capacité du déférent canaux MIMO pour $N_t > N_r$ .....	50
<b>Figure IV.11</b> : Capacité du déférent canaux MIMO pour $N_t < N_r$ .....	50
<b>Figure IV.12</b> : Diversité du transmission et réception.....	51
<b>Figure IV.13</b> : Comparaison entre quelques techniques de codage STBC.....	52

## Liste des tableaux

<b>Tableau I.1</b> : Histoire des releases 3GPP 3G.....	2
<b>Tableau I.2</b> : Histoire des releases 3GPP 4G LTE.....	4
<b>Tableau I.3</b> : Bandes attribuer pour FDD.....	8
<b>Tableau I.4</b> : Bandes attribuer pour TDD.....	9
<b>Tableau IV.1</b> : Test d'orthogonalité des signaux.....	43

### Liste des acronymes et des abréviations

<b>AUC</b>	Authentication Center.
<b>BTS</b>	Base Transceiver Station.
<b>BSC</b>	Base Station Controller.
<b>BPSK</b>	Binary Phase-Shift keying.
<b>CN</b>	Core Network.
<b>CDMA</b>	Code Division Multiple Access.
<b>CS</b>	Circuit Switched.
<b>CP</b>	Cyclic prefix.
<b>CS</b>	Cyclic suffix.
<b>DL</b>	Downlink.
<b>DFT</b>	Discrete Fourier transform.
<b>eNode B</b>	Evolved Node B.
<b>EDGE</b>	Enhanced Data Rates for GSM Evolution.
<b>EPC</b>	Evolved Packet Core.
<b>EUTRAN</b>	Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network.
<b>EIR</b>	Equipment Identity Register.
<b>FDMA</b>	Frequency Division Multiple Access.
<b>FDD</b>	Frequency Division Duplex.
<b>FCC</b>	La Federal Communications Commission des États-Unis.
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform.
<b>GSM</b>	Global system for mobile communications.
<b>GPRS</b>	General Packet Radio Service.
<b>GGSN</b>	Gateway GPRS Support Node.
<b>GERAN</b>	GSM EDGE Radio Access Network.
<b>HSPA</b>	High Speed Packet Access.
<b>HLR</b>	HOME LOCATION REGISTER.

## Liste des abréviations et acronymes

---

<b>HSS</b>	Home Subscriber Server.
<b>ISI</b>	Inter Symbol Interference.
<b>IDFT</b>	Inverse Discrete Fourier Transform.
<b>LTE</b>	Long Term Evolution.
<b>MSC</b>	Mobile Switching Center.
<b>MME</b>	Mobility Management Entity.
<b>MIMO</b>	Multiple-input multiple-output.
<b>MISO</b>	La sortie unique à entrées multiples.
<b>MBMS</b>	Multimedia Broadcast Multicast Services.
<b>MAC</b>	Media Access Control.
<b>MRC</b>	Max Ratio Combining.
<b>OFDMA</b>	Orthogonal Frequency Division Multiple Access.
<b>PS</b>	Paquet Switched.
<b>PGW</b>	PDN Gateway.
<b>PDSCH</b>	Physical Downlink Shared Channel.
<b>PDN</b>	Packet Data Network.
<b>PCRF</b>	Policy and Charging Rules Function.
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation.
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying.
<b>RAN</b>	Radio-Access Network.
<b>RNC</b>	Radio Network Controller.
<b>RLC</b>	Radio Link Control.
<b>SON</b>	Self Organizing Network.
<b>SAE</b>	System Architecture Evolution.
<b>SGSN</b>	Serving GPRS Support Node.
<b>SGW</b>	Serving Gateway.
<b>SC-FDMA</b>	Single-Carrier Frequency Division Multiple Access.

## Liste des abréviations et acronymes

---

<b>SIMO</b>	Single Input Multiple Output.
<b>SISO</b>	Single Input Single Output.
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio.
<b>SFN</b>	Single Fréquence Network.
<b>SAE-GW</b>	Service Architecture Evolution Gateway.
<b>TDMA</b>	Time Division Multiple Access.
<b>TDD</b>	Time Division Duplex.
<b>UE</b>	User equipment.
<b>UTRAN</b>	Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network.
<b>UMTS</b>	Universal Mobile Telecommunications System.
<b>UL</b>	Up Link.
<b>VLR</b>	Visitor Location Register.
<b>W-CDMA</b>	Wideband Code Division Multiple Access.
<b>ZP</b>	Zero Padding.
<b>3GPP</b>	3rd generation Partnership Project.

### Résumé

LTE (Long Term Evolution) et LTE-Advanced sont les dernières normes en matière de réseaux de communications mobiles développées dans le cadre du réseau mobile de la 4ème génération (4G). Ces normes sont basées sur l'utilisation des modulations multiporteuses (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) en combinaison avec la technologie MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) ce qui a permis une augmentation significative des débits binaires des utilisateurs pour une large gamme d'applications multimédia.

L'interface radio du réseau mobile 4G est contrôlée par un algorithme d'auto-configuration connu sous le nom de Self Organizing Network (SON), qui est responsable de faire l'optimisation de tous éléments dans l'interface radio à savoir le choix approprié du type de la modulation pour les canaux physiques suivant leur service, l'ajustement des tailles des cellules pour offrir une meilleure qualité de service aux utilisateurs, ainsi que le contrôle des puissances aux niveau de l'UE et l'eNodeB. Le but de ce travail consiste en l'étude de l'architecture et la transmission de l'information dans le réseau mobile 4G. Les performances sont évaluées par des simulations avec le logiciel MATLAB.

### **Summary**

LTE (Long Term Evolution) and LTE-Advanced are the latest standards for mobile communications networks developed as part of the 4th generation (4G) mobile network. These standards are based on the use of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) in combination with MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) technology, which has significantly increased user bit rates for a wide range of applications. multimedia applications.

The radio interface of the 4G mobile network is controlled by a self-configuration algorithm known as the Self Organizing Network (SON), which is responsible for optimizing all elements in the radio interface ie the choice appropriate modulation type for physical channels following their service, adjusting cell sizes to provide better quality of service to users, as well as power control at EU level and eNodeB. The purpose of this work is to study the architecture and the transmission of information in the 4G mobile network. Performance is evaluated by simulations with the MATLAB software.

## ملخص

LTE (التطور طويل الأجل) و LTE-Advanced هي أحدث المعايير في شبكات الاتصالات المحمولة المتقدمة في إطار شبكة المحمول من الجيل الرابع (G4). وتستند هذه المعايير على استخدام التشكيل المتضاعف لقسم التردد المتعامد (OFDM) جنبا إلى جنب مع تقنية MIMO (متعددة المدخلات متعددة الإخراج) التي لديها امكانية زيادة كبيرة في معدلات بت المستخدم لمجموعة واسعة من تطبيقات الوسائط المتعددة. يتم التحكم في واجهة الراديو لشبكة المحمول G4 بواسطة خوارزمية التكوين المعروف باسم شبكة التنظيم الذاتي (SON) ، وهو المسؤول عن القيام بتحسين جميع العناصر في واجهة الراديو وهي الاختيار المناسب لنوع التعديل للقنوات المادية وفقا لأي خدمة ، وضبط أحجام الخلايا لتوفير نوعية أفضل من الخدمة للمستخدمين ، وكذلك التحكم في الطاقة على مستوى جهاز المستخدم UE و eNodeB. والغرض من هذا العمل هو دراسة الهندسة المعمارية ونقل المعلومات في شبكة المحمول G4. يتم تقييم العروض من قبل المحاكاة مع برنامج MATLAB.



### **INTRODUCTION GENERALE**

Ces dernières années, nous vivons à l'ère d'une révolution des données mobiles. Avec l'expansion du marché de masse des smartphones, tablettes, ordinateurs portables, les utilisateurs exigent des services et des applications de systèmes de communication mobiles qui vont bien au-delà de la simple voix et de la téléphonie. La croissance des services et applications mobiles à forte intensité de données, tels que la navigation sur le Web, les réseaux sociaux et la diffusion de musique et de vidéos en continu, est devenue un élément moteur du développement des de normes avancées de communications sans fil. En conséquence, de nouvelles normes, en l'occurrence la 4ème génération (4G) permette de fournir les débits de données et la capacité de réseau nécessaires pour prendre en charge la diffusion mondiale de différents types d'applications multimédia [1].

Les systèmes de communication sans fil de quatrième génération (4G) visent à permettre des débits de données de pointe allant de 1 Gbit/s à l'accès nomade et de 100 Mbps à la mobilité automobile. La 4G vise à soutenir les services multimédias actuels et émergents, tels que la télévision mobile, les réseaux sociaux et les jeux, la télévision haute définition et la téléconférence vidéo, le service de messagerie multimédia, en utilisant le concept tout sur IP et avec une qualité de service améliorée [2][3].

Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif d'étudier les performances des réseaux mobiles 4G LTE avec différentes configurations.

Le mémoire est structuré en quatre (04) chapitres :

Le premier chapitre présente un aperçu sur l'évolution de la norme LTE 4G. Nous présentons les différentes architectures des réseaux mobile jusqu'à la 4G, puis nous expliquons la structure des deux voies des données.

Le deuxième chapitre traite la modulation OFDM, et l'étalement DFT-OFDM.

Le troisième chapitre expose la technique MIMO. Nous présenterons tout d'abord les systèmes SISO, SIMO, MISO et MIMO. Ensuite nous étudierons un algorithme de codage qu'utilise le MIMO à savoir le codage d'Alamouti.

Enfin le dernier chapitre est consacré aux résultats de simulation pour évaluer les performances du système LTE 4G avec différentes configurations.

## Chapitre I : Evolution vers les réseaux LTE 4G

### I.1- Introduction

Le récent succès des téléphones intelligents (ou *smartphones*) est le résultat de progrès réalisés dans le domaine de l'informatique embarquée et au développement de systèmes mobiles performants. Les systèmes existants sont le résultat d'une évolution technologique d'abord initiée par le GSM au début des années 1990. Le 3GPP est maintenant en charge de définir les recommandations des systèmes mobiles opères les plus répandus dans le monde, pour répondre à certaine exigence des normes précédents, il a finalisé le développement de cette nouvelle norme qui menace l'architecture du deux Radio-Access Network (RAN) et le Core Network (CN), ce travail est connu sous le nom de System Architecture Evolution (SAE) [4] [5][6].

### I.2- Architecture des réseaux mobile 2G et 3G

Release	Date de gel des fonctionnalités	Principales évolutions
R99	Mars 2000	Interface radio WCDMA Réseau d'accès UTRAN Réseau de transport ATM
R4	Mars 2001	IP dans le réseau de transport de l'UTRAN SIGTRAN et MEGACO dans le domaine circuit
R5	Juin 2002	HSDPA sur la voie descendante IMS phase 1; Interface $I_U$ -Flex
R6	Mars 2005	HSUPA sur la voie montante IMS phase 2 ; GAN
R7	December 2007	HSPA+ et techniques MIMO Convergence IMS et TSPAN

Tableau I.1 : Histoire des releases 3GPP

#### I.2.1- Définition du GSM

GSM est un système de communication mobile de 2<sup>ème</sup> génération qui fonctionne sur les bandes 900 MHz et 1800 MHz. Le spectre disponible est divisé en utilisant la technique de multiplexage FDMA en canaux de 200 KHz divisés en accès (TDMA). Le débit de données est d'environ 9,6 kbps dans le standard de communication GSM, et 171,2 kbps pour le standard (GPRS) et 473 kbps pour la norme plus évolué (EDGE) [7].

### I.2.2- Définition du l'UMTS

UMTS est la technologie de 3<sup>ème</sup> génération des systèmes de communication mobile qui fonctionne sur les bandes 900 MHz (dualité GSM-UMTS), 1900MHz – 2100 MHz. La plupart des systèmes 3G sont basés sur la technologie CDMA, en technologie CDMA, les canaux à 1,25 MHz sont partagés par différents utilisateurs. L'accès haute vitesse aux paquets (HSPA) est une autre technologie 3G avec des débits de données pouvant atteindre 14 Mbps. La norme HSPA + offre le débit de données 3G plus élevé jusqu'à 84 Mbps [8].

### I.2.3- Architecture 2G-3G

La figure I.1 présente l'architecture conjointe des réseaux mobiles GSM et UMTS, on les détaillés sur 3 domaines :

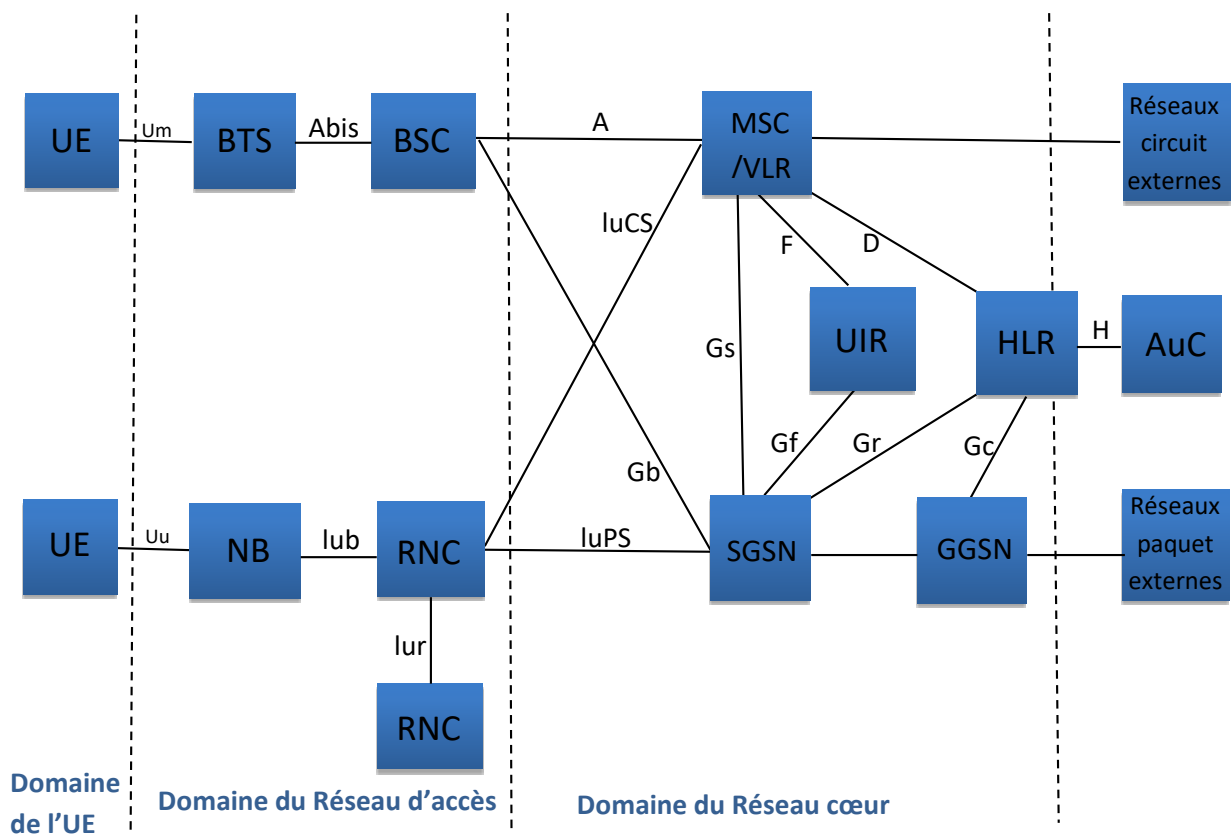


Figure I.1 : Convergence des deux réseaux GSM et UMTS

Domaine de l'UE : est la partie de l'équipement de l'utilisateur.

Domaine du réseau d'accès : est appelé GERAN pour le réseau 2G et UTRAN le réseau 3G. GERAN et UTRAN sont composés de deux éléments :

- La station de base (BTS), et la NB (NodeB) ;
- Les stations de contrôles BSC et RNC

Domaine du réseau cœur : regroupe l'ensemble des équipements assurant les fonctions telles que l'enregistrement de l'UE au réseau et la mise à jour de sa localisation. Le contrôle des

appels, le contrôle de la sécurité, la gestion de l'interface avec les réseaux externes. Le domaine cœur contient deux domaines principaux [5] :

- Le domaine circuit ou CS (Circuit Switched)
- Le domaine paquet ou PS (Paquet Switched)

### 1.3- Architecture du réseau LTE

En décembre 2008, le 3GPP a finalisé la normalisation de la norme LTE, elle est basée sur la technique de transmission sur plusieurs porteuses [9].

Les systèmes 4G LTE sont caractérisés par une infrastructure de réseau tout IP reposant uniquement sur :

- La technique de commutation de paquets.
- Architecture de réseau radio distribuée.
- Utilisation de techniques d'antenne avancées.
- Largeurs de bande de canaux radioélectriques étendues.

Les buts de la normalisation LTE sont les suivants [4] :

- **Débits et efficacité spectrale** : les débits sur la voie descendante doivent atteindre 100 Mbps et 50 Mbps sur la voie montante pour une largeur de bande passante 20 MHz.
- **Délais** : le délai de transmission d'un « petit » paquet IP à travers le RAN en faible charge et jusqu'à l'UE ne doit pas dépasser 5 ms. La transition d'un état de veille à un état actif ne doit pas dépasser 100 ms.
- **Mobilité** : les performances maximales ne sont, bien sûr, assurées que pour les faibles mobilités, typiquement inférieures à 15 km/h, mais le service doit être assuré jusqu'à 350 km/h.
- **Couverture** : les performances précédentes doivent être assurées pour des rayons de cellules allant jusqu'à 5 km.
- **Coexistence** : les terminaux multi-technologies doivent pouvoir effectuer des mesures sur les réseaux 2G et 3G et l'interruption de service due à un handover vers ou depuis le réseau d'accès ne doit pas dépasser 300 ms pour les services temps réel et 500 ms pour les services non temps réel.

Voici quelques détails sur les versions mobiles 3GPP-LTE :

version 8	Q4 2008	Introduction de LTE, SAE, OFDMA, MIMO, Double cellule HSDPA
version 9	Q4 2009	WiMAX/ LTE/ UMTS interopérabilité, Double cellule HSDPA avec MIMO, Double cellule HSUPA, LTE HeNB
version 10	Q1 2011	LTE-Avancé, compatibilité ascendante avec la version 8 (LTE), Multi-cellule HSDPA
version 11	Q3 2012	Réseaux hétérogènes (Het Net), Coordonné Multipoint (CoMP), Coexistence des périphériques (IDC), Interconnexion de services par IP
		Fonctionnement amélioré des petites cellules, agrégations des porteuses (2 porteuses de liaison montante, 3 porteuses de

## CHAPITRE I : Evolution vers les réseaux 4G LTE

version 12	Mars 2015	liaison descendante, agrégations des porteuses FDD / TDD), MIMO (modélisation de canal en 3D, formation de faisceau en élévation, MIMO massive) MTC-UE cat 0 introduit la communication D2D, améliorations eMBMS
version 13	Q1 2016	LTE-U / LTE-LAA, LTE-M, mise en forme du faisceau d'élévation / MIMO pleine dimension, positionnement à l'intérieur, LTE-M Cat 1.4Mhz et Cat 200Khz introduits

Table I.2 : Histoire des releases 3GPP 4G LTE.

L'architecture générale du réseau LTE/EPC est définie sur 3 éléments :

- L'UE (User Equipement).
- Le réseau d'accès E-UTRAN.
- Le réseau cœur EPC.

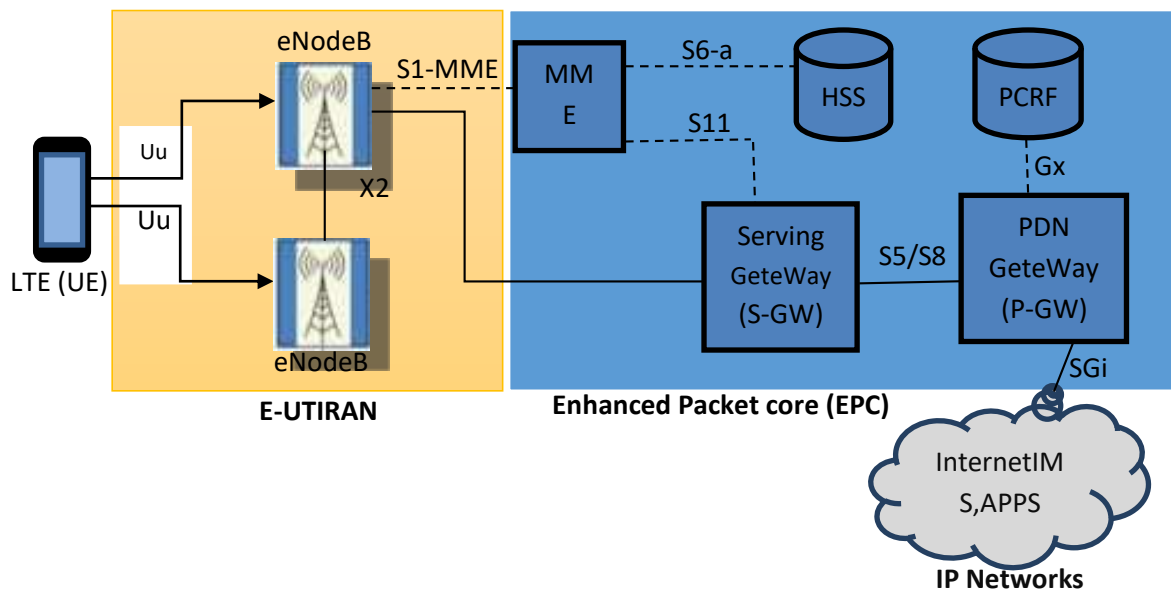


Figure I.2 : Architecture du réseau LTE.

Le réseau d'accès LTE se nomme eUTRAN, il est composé de :

- L'UE (user équipement : smartphone, PC portable...) : en LTE, l'UE communique avec l'E-UTRAN et l'EPC en utilisant les protocoles
- eNodeB : L'eNodeB est responsable de la transmission et de la réception radio avec l'UE.

Les principaux nœuds de l'EPC sont :

- SGW (Serving Gateway).
- PGW (PDN Gateway).
- MME (Mobility Management Entity).
- HSS (Home Subscriber Server).

Pour lier Les différents éléments du réseau LTE, il nécessite de poser des interfaces :

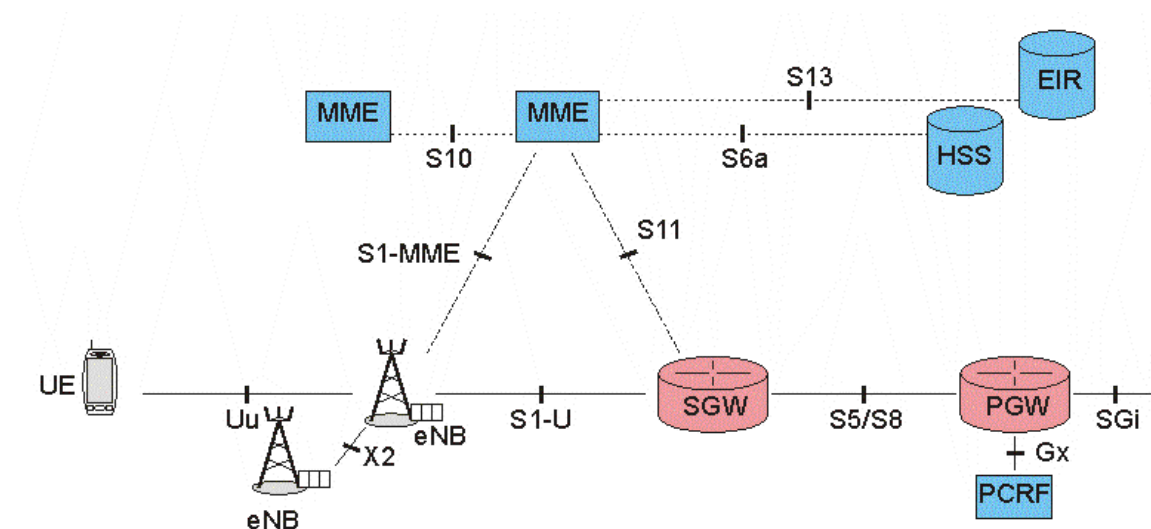


Figure I.3 : Interfaces du réseau LTE.

Lorsqu'un utilisateur souhaite naviguer sur Internet, l'UE doit être enregistré sur le réseau LTE en suivant une procédure appelée Pièce jointe au réseau. L'UE se connecte à l'antenne « eNodeB » qui, à son tour, transmet la demande au MME. L'utilisateur est d'abord authentifié par le serveur HSS. Le MME envoie ensuite une demande de session qui la transmet au SAE-GW, qui lui-même affecte une adresse IP disponible. Le SAE-GW renverra la réponse de la session au MME et le MME renverra toutes les informations à l'UE [10].

### 1.4- Caractéristiques principales du système LTE

- Aspect multi-accès
  - Sens descendant (DL) : utilisation de l'OFDMA avec CP (préfix cyclique)
  - Sens ascendant (UL) : utilisation d'une seule bande FDMA(SC-FDMA) avec CP.
- Adaptation de la modulation et du codage
  - Modulation en DL : QPSK, 16QAM et 64QAM.
  - Modulation en UL : QPSK et 16 QAM.
  - Techniques du multiplexage MIMO spatial (2 ou 4) en (DL) et (UL) supportées.
  - Multiutilisateurs MIMO aussi supportée.
- Requête automatique de répétition : ARQ (à l'intérieur de la sous couche RLC et ARQ hybride (HARQ) à l'intérieure de la sous couche MAC.
- Contrôle de puissance et adaptation du lien.
- Support des deux modes FDD et TDD.
- Support possible du fonctionnement en réseau à fréquence unique (SFN) [11][4].

I.5- Interface radio dans les réseaux 4G LTE

I.5.1- Attribution du spectre

Le duplexage est la séparation de la transmission sur la voie descendante de la voie montante. La voie descendante correspond à la transmission de la station de base vers l'UE. La voie montante correspond à la transmission de l'UE vers la station de base. Il existe deux principaux modes de duplexage, tous deux gérés par l'interface radio du LTE [12][13] :

- Le duplexage en fréquence ou Frequency Division Duplex (FDD)
- Le duplexage en temps ou Time Division Duplex (TDD).

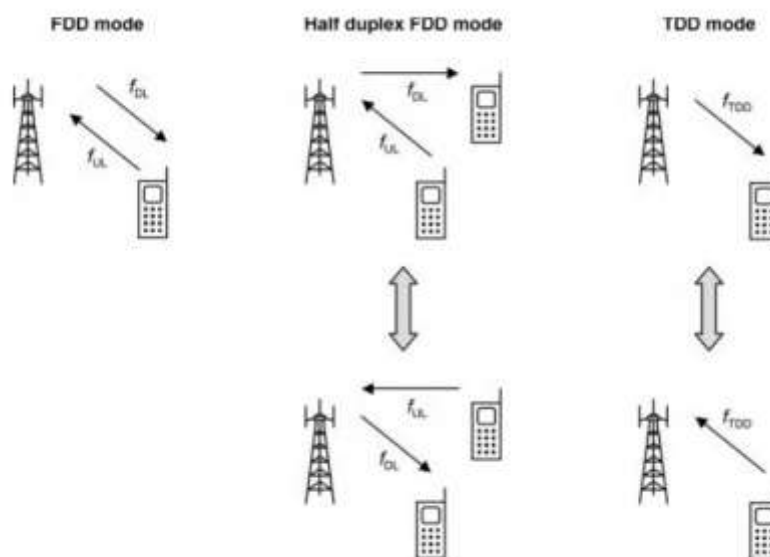


Figure I.4 : Modes du duplexage.

I.5.1.1- Mode FDD

Le mode FDD partage la bande entre la voie montante et descendante avec une fréquence unique pour chaque voie. Cette séparation confère à ce mode une grande immunité vis-à-vis des interférences et simplifie ainsi le déploiement du réseau.

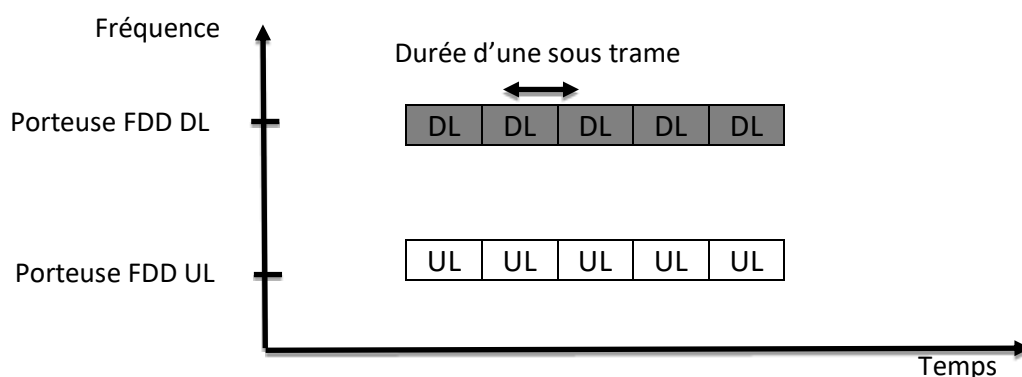


Figure I.5 : Schéma explicatif du mode FDD.

## CHAPITRE I : Evolution vers les réseaux 4G LTE

### I.5.1.2- Mode TDD

Le mode TDD permet les deux voie montante et descendante d'utiliser la même fréquence avec une partage de la bande dans le domaine temporel.

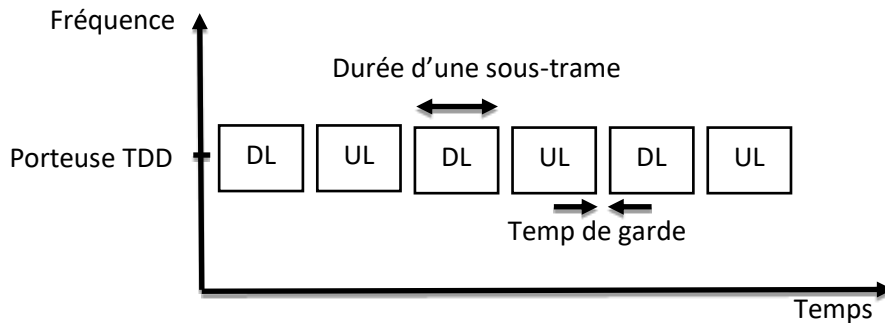


Figure I.6 : Schéma explicatif du mode TDD.

### I.5.1.3- Modes du duplexage du réseau LTE

Le tableau I.3 répertorie les bandes qui prennent en charge le mode duplex par division de fréquence (FDD), tandis que Le tableau I.4 présente les bandes du mode TDD.

Bande	version	nde Montante (MHz)	Bande Descendante (MHz)	Régions principaux	Remarques
10	R7	1710-1770	2110-2170	les amériques	
11	R8	1427.9-1447.9	1475.1495.9	Japon	
12	R8R	699-716	729-746	USA	Fracture numérique
13	R8	777-787	746-756	USA	Fracture numérique
14	R8	788-798	758-768	USA	Fracture numérique
15	-	-	-	-	Pas utilisé par 3GPP
16	-	-	-	-	Pas utilisé par 3GPP
17	R8	704-716	734-746	USA	Fracture numérique
18	R9	815-830	860-875	Japon	
19	R9	830-845	875-890	Japon	
20	R9	832-862	791-821	l'Europe	Fracture numérique
21	R9	1447.9-1462.5	1495.9-1510.9	Japon	
22	R10	3410-3490	3510-3590	l'Europe	
23	R10	2000-2020	2180-2200	L'Amérique du nord	
24	R10	1626.5-1660.5	1525-1559	L'Amérique du nord	
25	R10	1850-1915	1930-1995	les amériques	

Table I.3 : Bandes attribuer pour le mode FDD.



Bande	version	La bande de fréquence (MHz)	Régions principales
38	R7	2570-2620	L'Europe
39	R8	1880-1920	La Chine
40	R8	2300-2400	La Chine
41	R10	2496-2690	USA
42	R10	3400-3600	L'Europe
43	R10	3600-3800	L'Europe

Table I.4 : Bandes attribuées pour le mode TDD.

### I.5.2- Analyse de la liaison UE – eNodeB

#### I.5.2.1- Architecture des couches du RAN

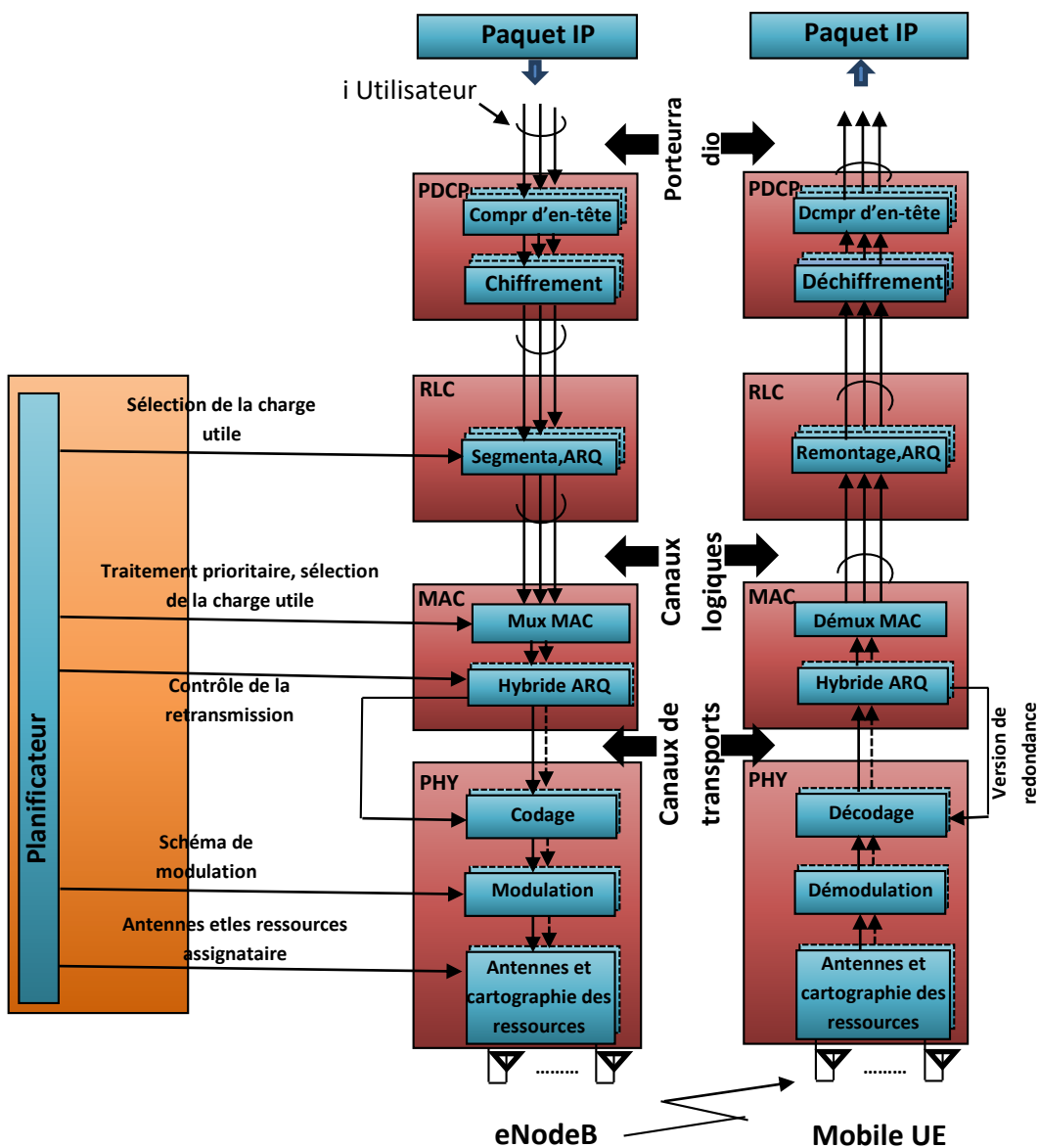


Figure I.8 : Hiérarchie UE – eNodeB.

### La Couche PDCP

PDCP assure les fonctions suivantes [14] [12] [5] :

- Sécurité et de transfert des données ;
- Compression d'en-tête ;
- Chiffrement des données et de la signalisation RRC ;
- Protection de l'intégrité de la signalisation RRC ;
- Remise en séquence des paquets.

### ➤ La Couche RLC

La sous-couche RLC assure les fonctions de contrôle suivantes [14] [12][5] :

- Détection et retransmission des POU manquantes (en mode acquitté) permettant la reprise sur erreur ;
- Remise en séquence des POU pour assurer l'ordonnancement des SOU à la couche supérieure (POCP) ;
- Utilisation de fenêtres d'émission et de réception pour optimiser la transmission de données.

### ➤ La Couche MAC

La sous-couche MAC permet l'accès et l'adaptation au support de transmission grâce aux fonctions suivantes [14] [12][5] :

- Le mécanisme d'accès aléatoire sur la voie montante ;
- La correction d'erreurs par retransmission HARQ ;
- Les allocations dynamique et semi-statique de ressources radio (Scheduling) ;
- Le maintien de la synchronisation sur le lien montant ;
- La priorisation des flux sur le lien montant.

La fonction de Scheduling s'appuie sur les mesures effectuées par la couche physique, tandis que le mécanisme HARQ est couplé avec le codage de canal. Ces fonctions sont donc étroitement liées à la couche physique et sont optimisées pour cet interfonctionnement. L'optimisation inter couches est l'une des caractéristiques clés de l'interface radio du LTE [15].

### ➤ La Couche Physique

L'évolution de la couche physique est liée à l'avancement des versions de la normes LTE. Elle se base sur la transmission multi-porteuse, OFDMA sur la voie descendante, SC-FDMA sur la voie montante. La norme offre plusieurs bandes spectrales possibles : 1,4, 3, 5, 10, 15 et 20 MHz. Les modulations utilisées sont la BPSK, la QPSK, la 16-QAM et la 64-QAM. Tout mobile doit être capable de recevoir un signal 64-QAM sur la voie descendante mais seuls. La couche physique de LTE offre l'utilisation de la technologie à multi antennes MIMO sur les deux voies montante et descendante avec deux ou quatre antennes de transmission et de réception. [4].

### I.5.2.2- Voie descendante

La chaîne de traitement du signal en bande de base appliquée à la combinaison de DLSCCH et de PDSCH peut être résumée comme suit dans la figure I.9. La pile de traitement est complètement spécifiée dans les documents 3GPP décrivant le multiplexage, le codage de canal, les canaux physiques et la modulation.

- Canaux de la liaison descendante
  - Canal de transport DLSCCH "Downlink Shared Chanel"
  - Canal physique PDSCH "Physical Downlink Shared Chanel"

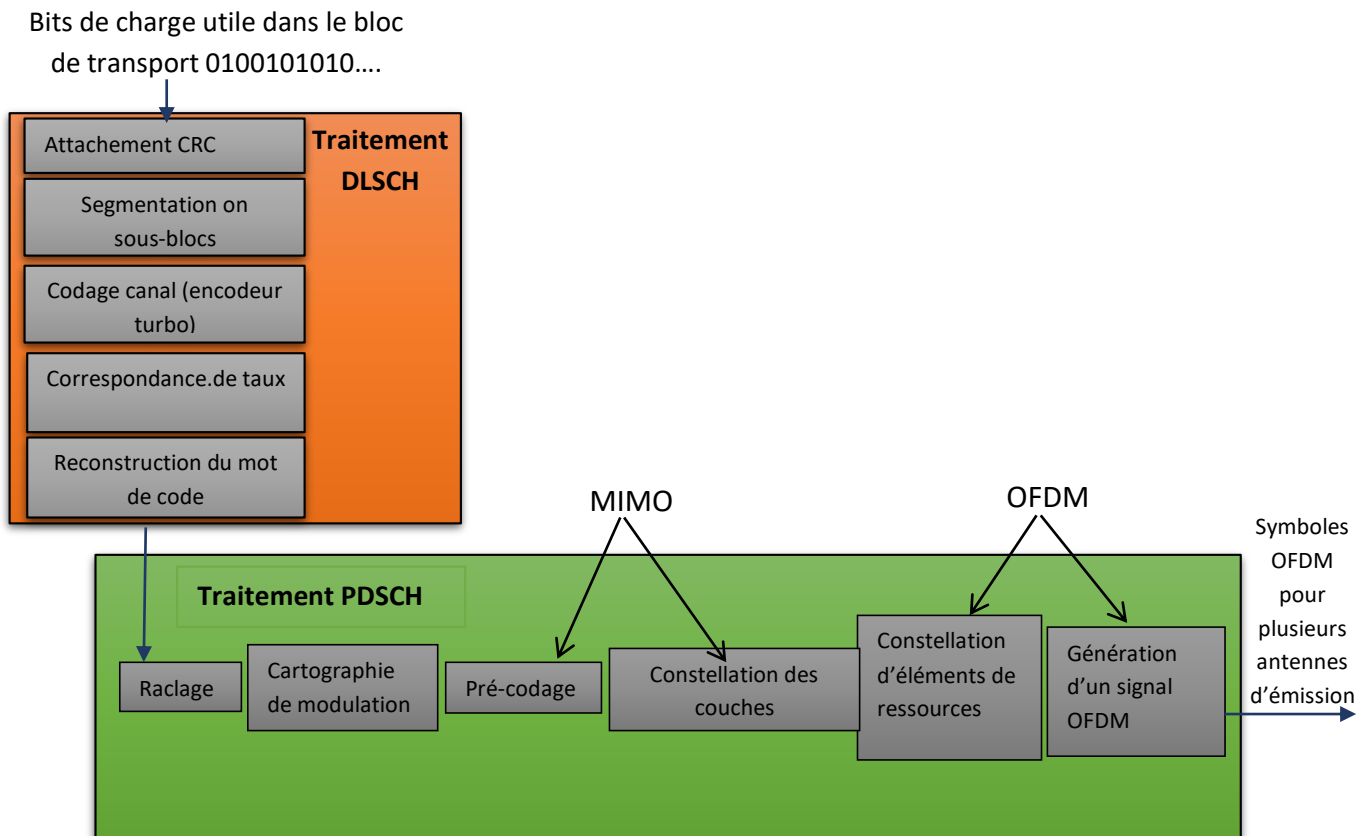


Figure I.9 : Système de transmission de la voie descendant [14][5].

### I.5.2.3- Voie montante (Uplink)

La chaîne d'opérations de traitement du signal appliquée à la combinaison de ULSCCH et de PUSCH se résume comme suit dans la figure I.10, La pile de traitement est aussi spécifiée par l'organisation 3GPP.

- Canaux de la liaison montante
  - Canal de transport ULSCCH "Uplink Shared Chanel"
  - Canal physique PUSCH "Physical Uplink Shred Chanel"

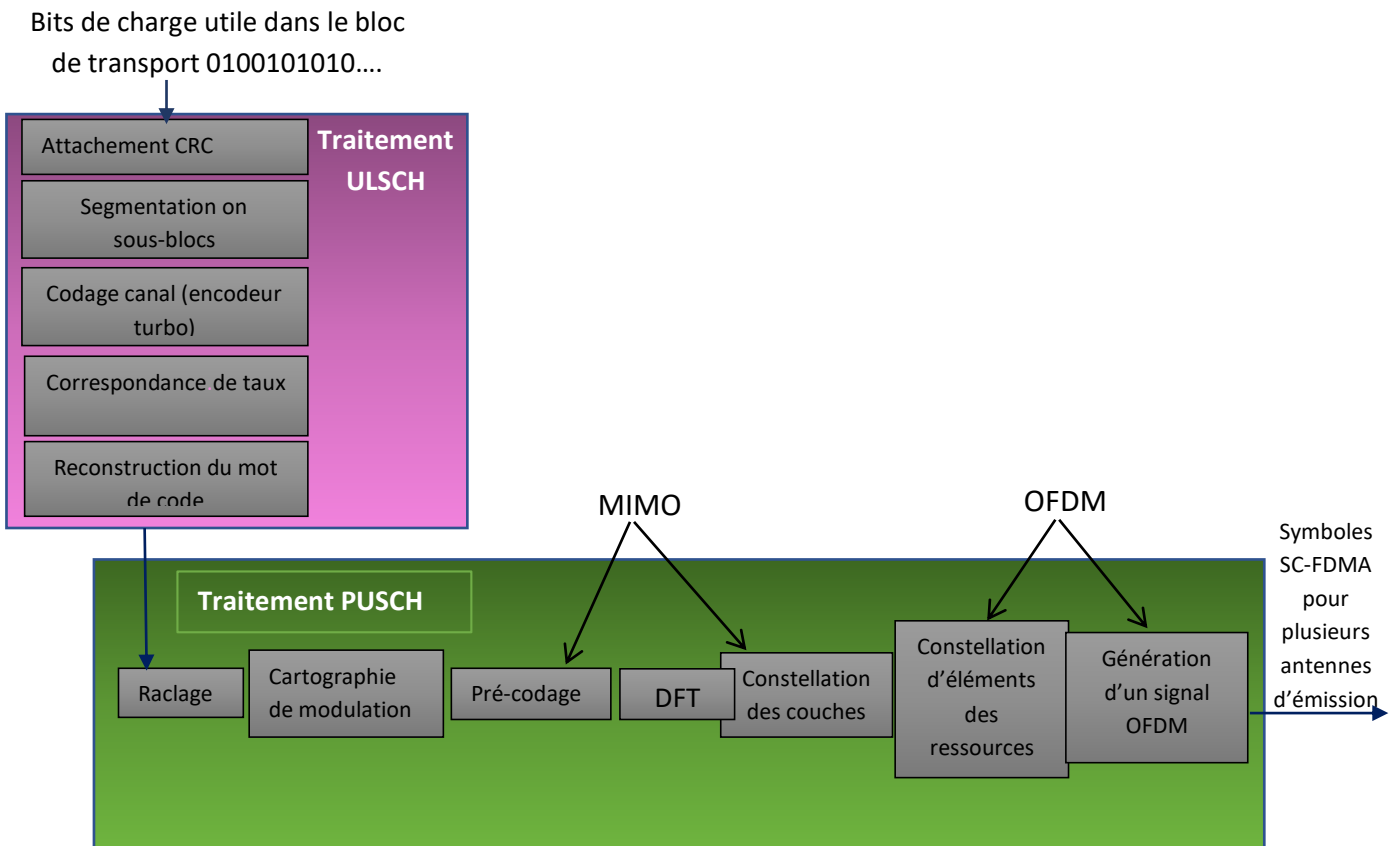


Figure I.10 : Système de transmission de la voie montante [14][5].

### 1.6- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fourni des informations sur les communications mobiles de la deuxième génération à la quatrième génération, dans le quel on parle sur :

- Architecture des réseaux mobiles 2G et 3G (on définit les réseaux GSM et UMTS).
- On passe à l'architecture du réseau mobile 4G LTE.
- Puis on parle sur les caractéristiques principales du système LTE.
- En fin on définit l'interface radio des réseaux 4G LTE (Attribution du spectre et Analyse de la liaison UE-eNodeB).

## Chapitre II : Transmission OFDM

### II.1- Introduction

L'OFDM a été introduit par Chang des Bell Labs en 1966 [16] de nombreux signaux de sous-porteuse orthogonale espacés de manière rapprochée avec des spectres se chevauchant sont émis pour transporter des données. L'OFDM a été amélioré par Weinstein et Ebert en 1971 avec l'introduction d'intervalle de garde, offrant une meilleure orthogonalité dans les canaux de transmission affectés par la propagation par trajets multiples [17]. Chaque sous-porteuse (signal) est modulée selon un schéma de modulation classique (tel qu'une modulation d'amplitude en quadrature ou une modulation par déplacement de phase) à un faible débit de symboles. Cela maintient des débits de données totaux similaires aux schémas de modulation conventionnels à une seule porteuse dans la même bande passante [18].

Un avantage clé de OFDM est la capacité de maintenir l'orthogonalité entre plusieurs utilisateurs dans un scénario d'accès multiple [29] grâce à un canal sévère (atténuation des hautes fréquences dans un long fil de cuivre, interférences en bande étroite et évanouissements sélectifs en fonction de la propagation par trajets multiples) sans filtres d'égalisation complexes. L'égalisation de canal est simplifiée car OFDM peut être considéré comme utilisant de nombreux signaux à bande étroite modulés lentement plutôt qu'un signal large bande à modulation rapide. Le faible débit de symboles rend l'utilisation d'un intervalle de garde entre les symboles abordables, ce qui permet d'éliminer les interférences inter-symboles (ISI) et d'utiliser les échos et l'étalement temporel (respectivement en télévision analogique visible sous forme d'images fantômes et de flou), c'est-à-dire une amélioration du rapport signal sur bruit. Ce mécanisme facilite également la conception de réseaux mono fréquences (SFN) dans lesquels plusieurs émetteurs adjacents envoient le même signal simultanément à la même fréquence, car les signaux provenant de plusieurs émetteurs distants peuvent être combinés de manière constructive, en évitant les interférences d'un système à porteuse unique traditionnel [19], Il s'est avéré être un système efficace pour l'utilisation de la bande passante et pour atténuer les effets de la propagation par trajets multiples [19].

### II.2- Techniques de base de l'OFDM

#### II.2.1- Modulation et démodulation

##### II.2.1.1- Condition d'orthogonalité

Le terme OFDM est dû au fait que deux sous-porteuses OFDM modulées, considérons les signaux exponentiels complexes limités dans le temps  $e^{j2\pi f_k t}$ , qui représentent les différentes sous-porteuses de  $f_k = k/T_{sym}$  dans le signal OFDM, où  $0 < t < T_{sym}$ . Ces signaux sont définis comme orthogonaux si l'intégrale des produits pour leur période commune (fondamentale) est égale à zéro, c'est-à-dire [20] :

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_i t} dt &= \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi \frac{k}{T_{sym}} t} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} t} dt \\ &= \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi \frac{k-i}{T_{sym}} t} dt \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$= \begin{cases} 1, & \forall \text{ entier } k = i \\ 0, & \text{autrement} \end{cases} \quad (2.2)$$

Prendre les échantillons discrets avec les instances d'échantillonnage à :  $t = nT_s = nT_{sym}/N$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ , :

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_{sym}} nT_s} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} nT_s} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_{sym}} \frac{nT_{sym}}{N}} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} \frac{nT_{sym}}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \left(\frac{k-i}{N}\right)n} \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$= \begin{cases} 1, & \forall \text{ entier } k = i \\ 0, & \text{autrement} \end{cases} \quad (2.4)$$

L'orthogonalité ci-dessus est une condition essentielle pour que le signal OFDM soit exempt d'IES.

### II.2.1.2- Modulation OFDM

Un signal d'émission OFDM est constitué de  $N$  sous-porteuses adjacentes et orthogonales espacées de la distance de fréquence  $\Delta_f$  sur l'axe des fréquences. Tous les signaux de sous-porteuse sont orthogonaux dans la durée du symbole de longueur  $T_s$ , si la distance de sous-porteuse et les durées des symboles sont choisies telles que  $T_s = \frac{1}{\Delta_f}$

Considérons une séquence de  $N$  données  $c_0, c_1, \dots, c_{N-1}$ . Appelons  $T_s$  la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de  $N$  données. Chaque donnée  $c_k$  module un signal à la fréquence  $f_k$ . Le signal individuel s'écrit sous forme complexe :  $c_k \cdot e^{2j\pi f_k t}$ . Le signal  $s(t)$  total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels [20].

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \cdot e^{2j\pi f_k t} \quad (2.5)$$

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est  $1/T_s$ .

Alors :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}$$

Et :

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k \cdot e^{2j\pi \frac{k}{T_s} t} \quad (2.6)$$

Et

Voici le schéma de principe de la modulation :

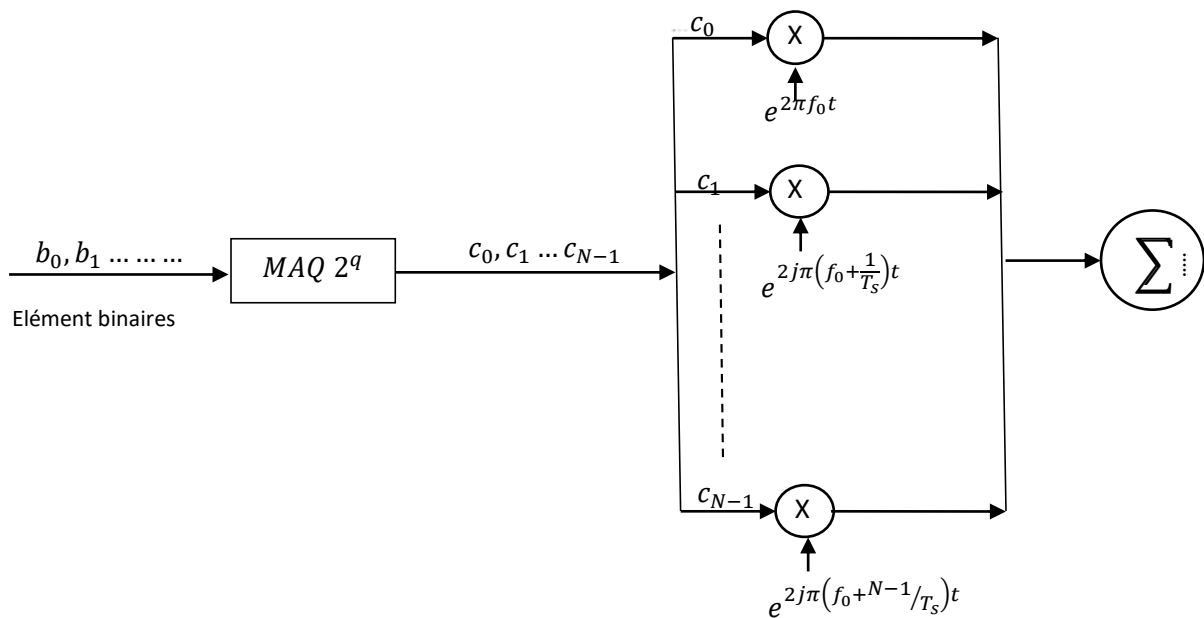


Figure II.1 : Schéma du modulateur OFDM.

Plus précisément, les données numériques  $c_k$  sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation (mapping) de modulation d'amplitude en quadrature MAQ à plusieurs états (4, 16, 64, de façon générale à  $2^q$  états). Ces données sont des symboles q-aires formés par groupement de q bits. On les appelle symboles numériques. Il ne faut pas les confondre avec le symbole OFDM qui est un regroupement de N symboles numériques sur N porteuses [21]. Le spectre du signal modulé est représenté sur la figure II.2.

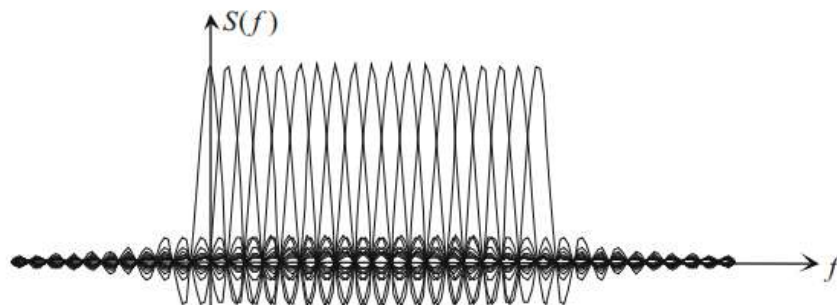


Figure II.2 : Orthogonalité des porteuses dans un signal OFDM.

$$S(f) = \sum_{k=0}^{N-1} T_s c_k \text{sinc} \left( f - \left( f_0 + \frac{k}{T_s} \right) \right) \quad (2.7)$$

D'où :  $T_s = N.T$  Est la durée d'un symbole OFDM.

L'implémentation numérique de la modulation OFDM :

L'analyse algébrique indique que le signal de sortie  $s(t)$  est sur la forme :

$$s(t) = e^{j2\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi \frac{kT}{T_s} t} \quad (2.8)$$

En discrétisant ce signal et en le ramenant en bande de base pour l'étude numérique et on obtient une sortie  $S(n)$  sous la forme :

$$S_N = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (2.9)$$

Avec :  $t = t_n = \frac{nT_s}{N}$

Les  $s(n)$  sont donc obtenus pour une transformée de fourrier inverse discrète, en plus en choisissant le nombre des porteuses  $N$  tel que  $N = 2^n$

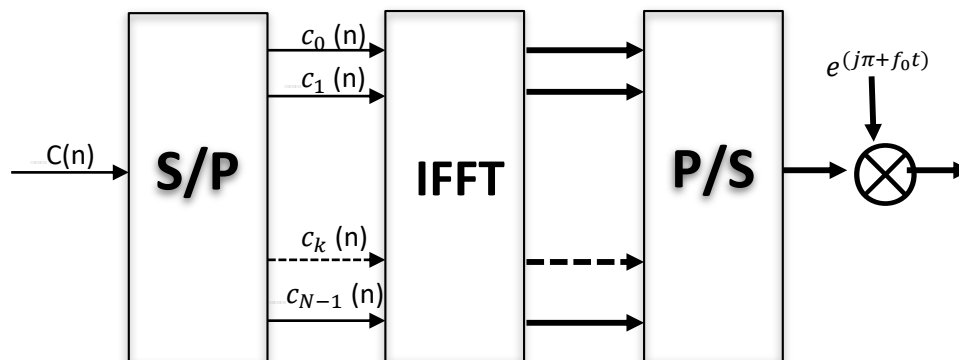


Figure II.3 : Modulateur OFDM dans le domaine numérique.

### II.2.1.3- Démodulation OFDM

Le signal parvenant au récepteur s'écrit, sur une durée symbole  $T_s$  [21] :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi \left( f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t} \quad (2.9)$$

$H_k(t)$  est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence  $f_k$  et au temps  $t$ . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période  $T_s$  ( $T_s \ll 1/B_d$ ). La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les  $N$  sous-porteuses comme indique le schéma suivant :



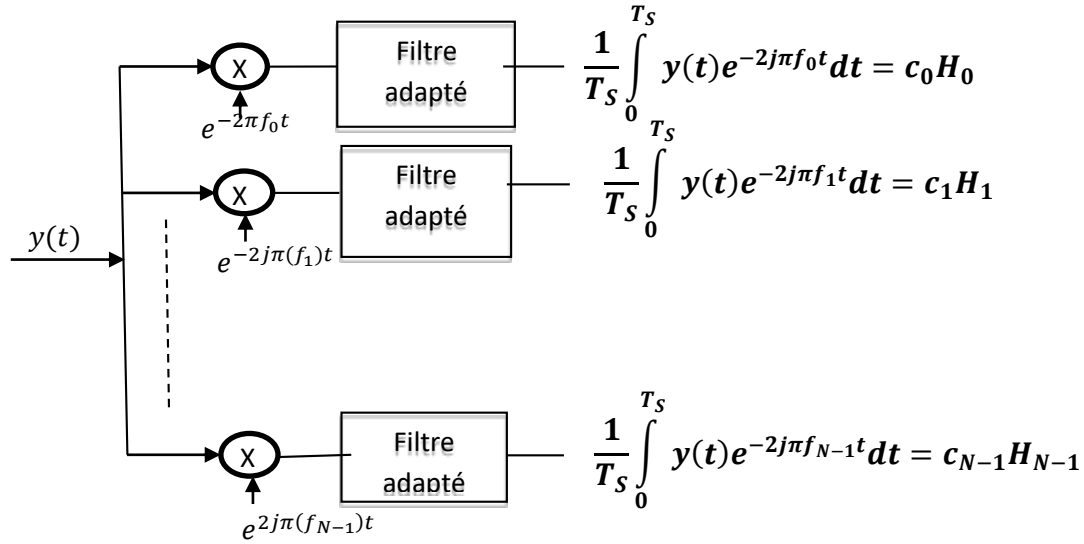


Figure II.4 : Récepteur du signal OFDM.

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt &= \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} c_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt \\ &= c_i H_i \end{aligned} \quad (2.10)$$

Parce que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} c_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = \begin{cases} 0, & \text{si } k \neq i \\ 1, & \text{si } k = i \end{cases} \quad (2.11)$$

L'implémentation numérique du démodulation OFDM :

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu aux niveaux du démodulateur sous la forme :

$$r(t_n) = r\left(\frac{nT_s}{N}\right) = r_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{j2\pi\frac{kn}{N}} \quad (2.12)$$

$r_n$  est la transformée de fourrier discrète inverse de  $c_k H_k$ , la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de fourrier discrète.

Le nombre de porteuse ayant été choisi tel que  $N = 2^n$ , on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT et on obtient alors le schéma suivant :

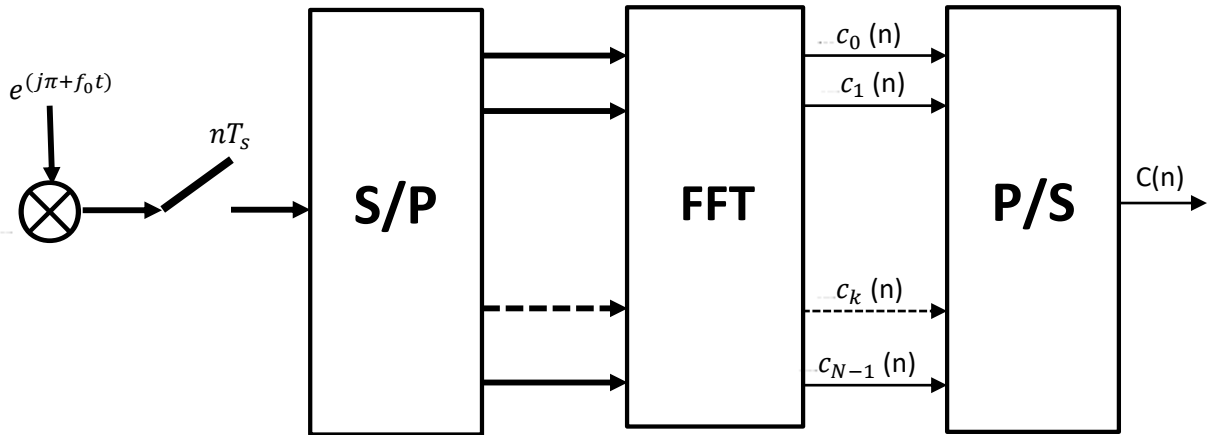


Figure II.5 : Récepteur OFDM dans le domaine numérique.

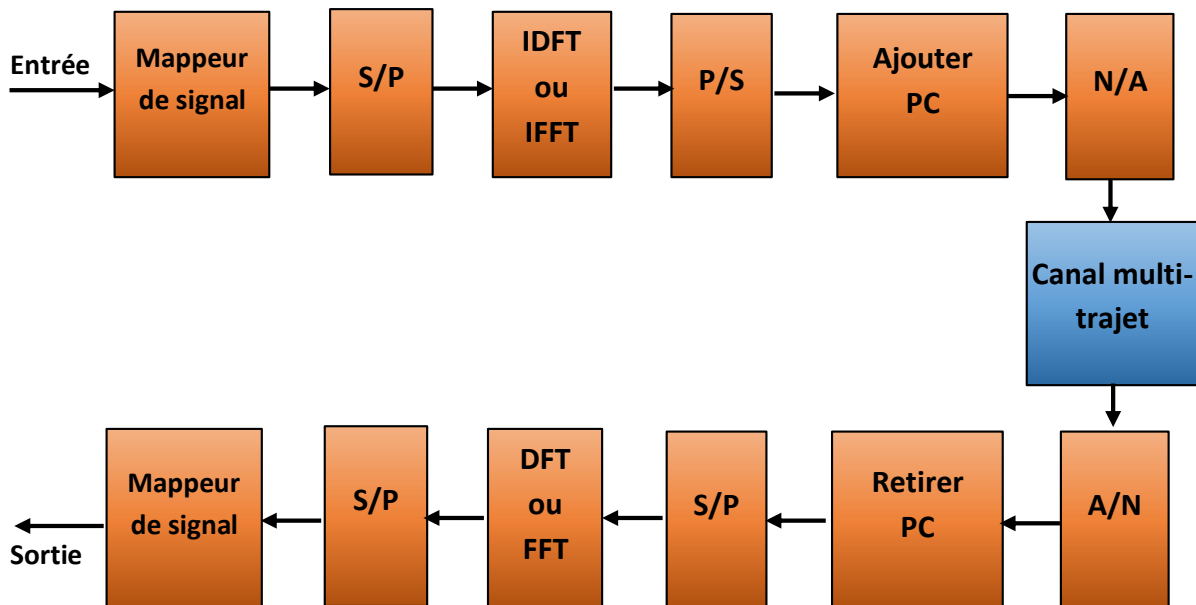


Figure II.6 : Structure d'émetteur-récepteur en bande de base pour OFDM utilisant la transformée de Fourier pour la modulation et la démodulation.

### II.2.2- Problème d'interférence entre symboles

Les symboles OFDM subissent des échos et un symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés. Un symbole émis lors d'une période  $iT_s$  peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période  $(i - 1) T_s$ , Il se produit alors des interférences [22].

Pour éviter ces interférences, on ajoute un intervalle de garde d'une durée  $\Delta t$ . Chaque symbole est précédé par une extension périodique du signal lui-même. La durée du symbole totale transmis est alors  $T = T_s + \Delta t$ . Pour que les interférences soient éliminées, il faut que l'intervalle de garde soit plus grand que le plus grand des retards  $T_m$  qui apparaissent dans le

## CHAPITRE II : Transmission OFDM

canal. L'intervalle de garde OFDM peut être inséré de deux manières différentes. L'un est le remplissage zéro (ZP) qui couvre l'intervalle de garde avec des zéros. L'autre est l'extension cyclique du symbole OFDM (pour une certaine continuité) avec CP (préfixe cyclique) ou CS (suffixe cyclique). CP est d'étendre la Symbole OFDM en copiant les derniers échantillons du symbole OFDM sur son devant [22].

### II.2.2.1- Préfixe cyclique

Pour éviter qu'ils s'interfèrent, on laisse entre deux symboles OFDM consécutifs un intervalle de garde, qui absorbe les répliques du signal dues aux trajets multiples. En réalité, au lieu d'un intervalle de garde vide, on recopie la fin du symbole OFDM à son début, formant ainsi ce qu'on appelle un *préfixe cyclique* (CP). En plus d'effectivement supprimer l'interférence entre symboles OFDM, le CP fait apparaître le signal comme périodique (ou cyclique) sur l'horizon temporel formé du CP et du symbole OFDM [23] [20].

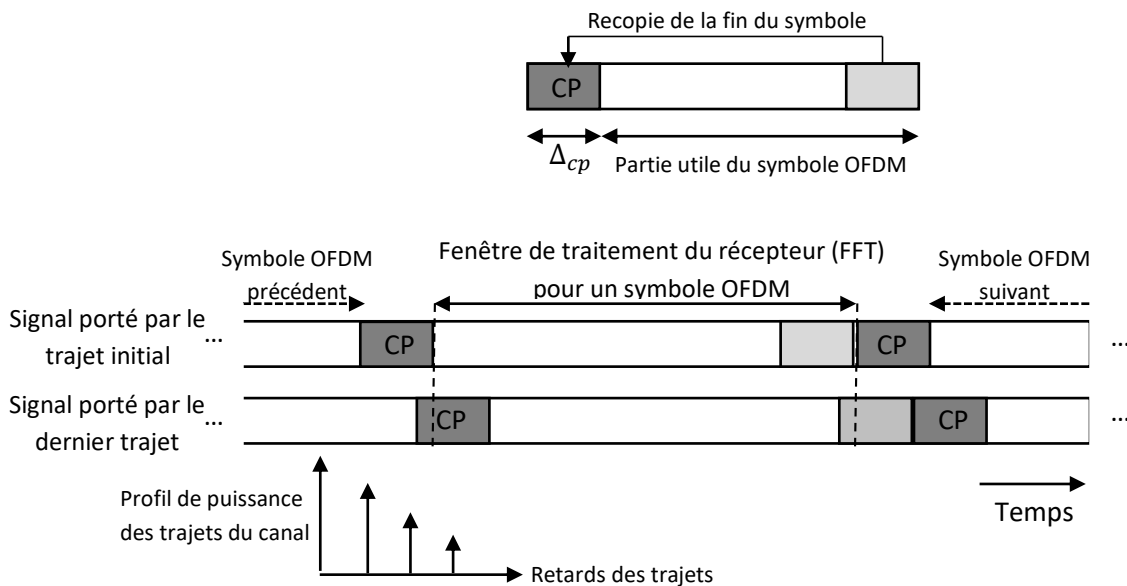


Figure II.7 : Retard des symboles avec leur préfixe cyclique.

### II.2.2.2- Suffixe cyclique

Le suffixe cyclique (CS) est également une extension cyclique du système OFDM. Il diffère de CP uniquement par le fait que CS est la copie de la partie principale d'un symbole OFDM effectif et qu'il est inséré à la fin du symbole. CS sert à éviter les interférences entre l'amont et l'aval, et sert également d'intervalle de garde pour les sauts de fréquence ou la convergence RF [23] [20].

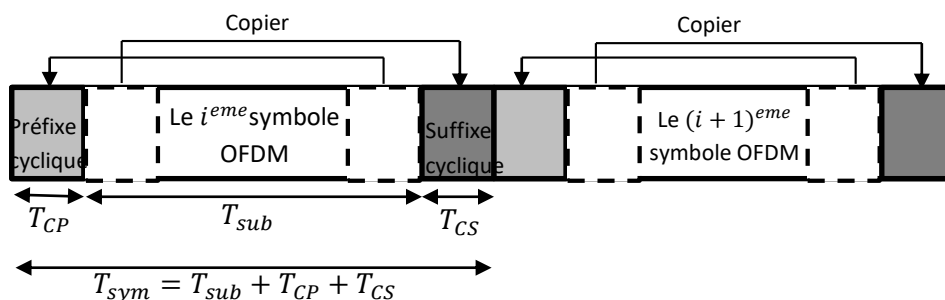


Figure II.8 : Insertion du suffixe cyclique.

### II.2.2.3- Zero Padding

Comme le ZP est rempli de zéros, la longueur réelle d'un symbole OFDM contenant ZP est plus courte que celle d'un symbole OFDM contenant CP ou CS et, par conséquent, la longueur d'une fenêtre rectangulaire pour la transmission est également plus courte type le spectre peut être plus large. Cela implique que, comparé à un symbole OFDM contenant CP ou CS, un symbole OFDM contenant ZP a une densité spectrale de puissance (PSD) (densité spectrale de puissance) avec la plus petite ondulation dans la bande et la plus grande puissance hors bande, voici la figure II.10 qui définit la méthode d'insertion du remplissage à zéro [23] [20].

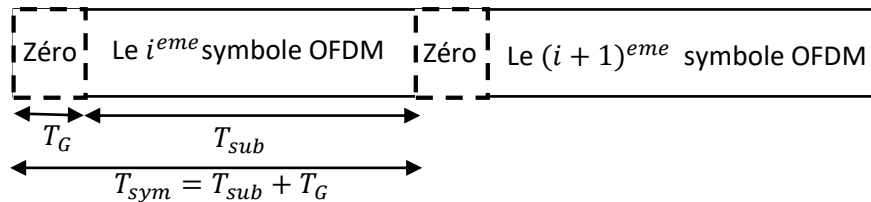


Figure II.10 : Insertion du remplissage à Zéro.

- Notez que le débit de données du symbole OFDM est réduit de
- $\frac{T_{sub}}{T_{sym}} = T_{sub}/(T_{sub} + T_G)$  Fois en raison de l'intervalle de garde.

### II.2.3- OFDMA : accès multiple OFDM.

En général, l'OFDM est une technique de transmission dans laquelle toutes les sous-porteuses sont utilisées pour transmettre les symboles d'un seul utilisateur. En d'autres termes, l'OFDM n'est pas une technique d'accès multiple en soi, mais il peut être combiné avec des techniques d'accès multiples existantes telles que TDMA (accès multiple par répartition dans le temps), FDMA (accès multiple par division de fréquence) et CDMA (accès multiple par répartition de code) [24] [20].

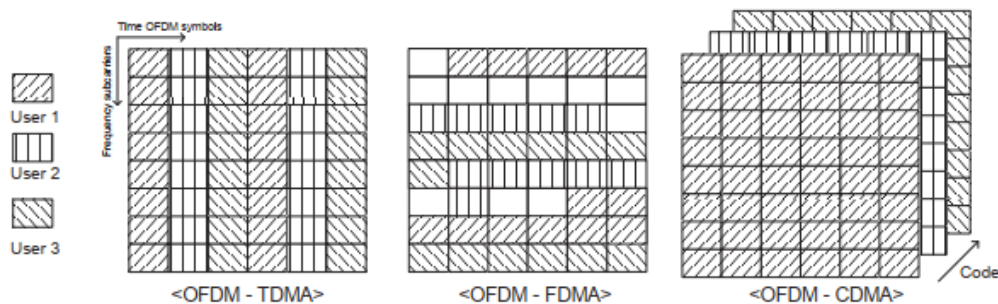


Figure II.10 : Techniques d'accès au ressource OFDM.

Pour un système multi-utilisateur, toutes les sous-porteuses peuvent être partagées par plusieurs utilisateurs sous les formes OFDM-TDMA, OFDMA (OFDM-FDMA) ou MCCDMA (OFDM-CDMA)

Le système OFDM-TDMA attribue toutes les sous-porteuses à un seul utilisateur pour la durée de plusieurs symboles OFDM, le nombre de symboles OFDM par utilisateur pouvant être modifié de manière adaptative dans chaque trame [24] [22].

Le système OFDM-CDMA permet de partager à la fois le temps et les sous-porteuses entre tous les utilisateurs (et non de manière orthogonale), un sous-ensemble de codes orthogonaux étant attribué à chaque utilisateur et l'information les symboles sont répartis dans le domaine fréquentiel [24] [23].

En OFDM-FDMA, la granularité fréquentielle fournie par le découpage de la bande du système en sous-porteuses permet de multiplexer aisément différents utilisateurs, ou différents canaux, en leur allouant des sous-porteuses différentes. L'accès multiple selon ce principe est appelé OFDMA et est employé dans la liaison descendante du LTE [24] [22].

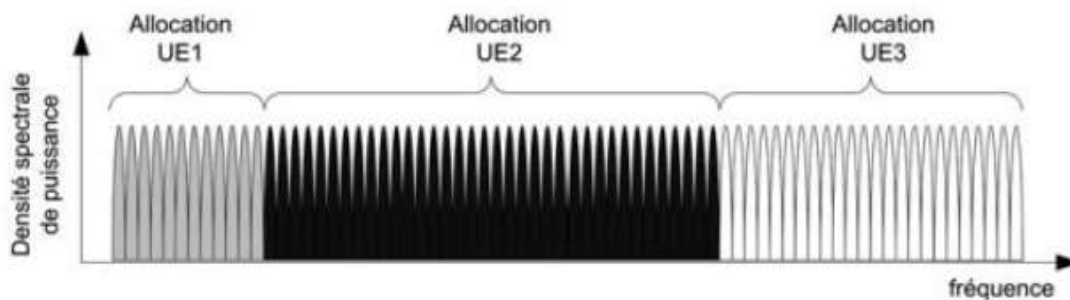


Figure II.11 : Principe de l'OFDMA.

OFDMA est l'une des approches les plus utiles du système cellulaire mobile. Étant donné que les utilisateurs d'une même cellule peuvent avoir des rapports RSB (rapport signal sur bruit) différents, il serait plus efficace de permettre à plusieurs utilisateurs de sélectionner leur propre sous-ensemble de sous-porteuses avec de meilleures conditions de canal, plutôt que de sélectionner un seul utilisateur utilisant toutes les sous-porteuses en même temps [25].

### II.3- Etalement DFT-OFDM (SC-FDMA)

#### II.3.1- Introduction

La SC-FDMA est une technique d'accès multiple permettant le partage des ressources radio dans un système de communication radio mobile. En 2008, il a été adopté pour les communications en voix montante de la norme 3GPP LTE.

La SC-FDMA combine la technique de transmission mono-porteuse SC/FDE et une allocation de ressource radio par répartition de fréquences (FDMA). Il a été récemment proposé dans le cadre de la future norme de réseaux cellulaires 3GPP LTE pour les communications à voix montante c'est à dire des téléphones portables EU aux BTS. Ce système d'accès multiple est très largement exposé par les américains Hyung G. Myung et David J. Goodman [26]. Il est par construction très proche du système OFDMA et possède par conséquent des performances similaires à ce dernier. Son principal avantage est son faible PAPR très bénéfique à la réduction

de la consommation énergétique des mobiles qui a d'ailleurs valu son adoption pour la voix montante de la norme 3GPP LTE de 2008 à la place de l'OFDMA [26].

### II.3.2- Modulation et démodulation

#### II.3.2.1- Modulation SC-FDMA

La modulation SC-FDMA est une technique de transmission mono-porteuse mais très proche de la modulation OFDM. Cette technique consiste à répartir sur un grand nombre de porteuses, non pas directement les symboles source comme en OFDM, mais leur représentation fréquentielle après les avoir réparties sur la bande du système selon un certain mode que nous présenterons [26].

La principale différence entre les émetteurs OFDM et SC-FDMA est le mappeur DFT. Après avoir mappé des bits de données dans des symboles de modulation, l'émetteur regroupe les symboles de modulation dans un bloc de N symboles. Une transformation DFT à N points transforme ces symboles du domaine temporel en domaine fréquentiel. Les échantillons du domaine fréquentiel sont ensuite mappés sur un sous-ensemble de M sous-porteuses, où M est généralement supérieur à N. De manière similaire à OFDM, un IFFT à point M est utilisé pour générer les échantillons de domaine temporel de ces sous-porteuses, suivis de préfixe cyclique, convertisseur parallèle à série [27].

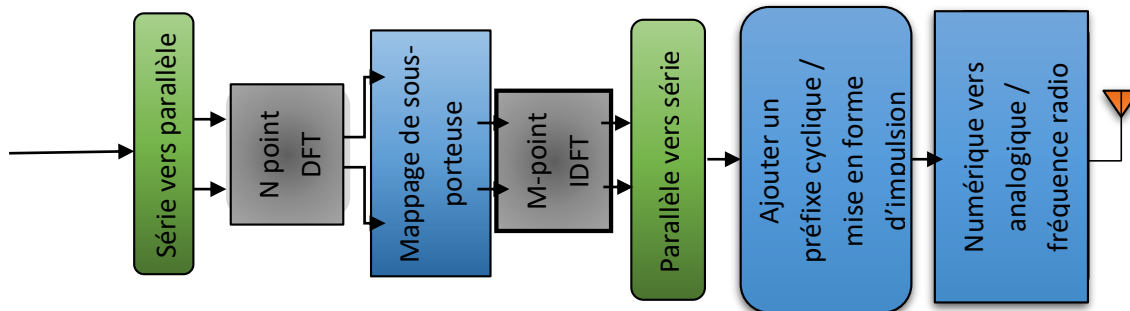


Figure II.12 : Système d'émission SC-FDMA.

Le signal après la DFT peut être exprimé comme suit :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi\frac{nk}{N}} \quad (2.13)$$

$x(n)$  Représente les symboles modulés ou :  $n = 0, 1, \dots, N-1$

Les sorties sont ensuite mappées sur M ( $M > N$ ) sous-porteuses orthogonales suivi de l'IDFT de point M pour convertir en complexe de domaine temporel séquence signal.  $M = QN$  est la taille du bloc de sortie. Q est le maximum nombre d'utilisateurs pouvant transmettre simultanément.

$$x(m) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{N-1} X(l)e^{j2\pi\frac{ml}{M}} \quad (2.14)$$

$X(l)$  Représente les échantillons du domaine fréquentiel après le schéma de mappage des sous-porteuses ou :  $l = 0, 1, \dots, N-1$ . Le but est d'abord de réduire l'interférence entre les blocs émis introduite par les multi-trajets du canal, mais également de rendre circulaire la convolution du canal afin d'utiliser des techniques d'égalisation fréquentielle simples à mettre en œuvre [28].

$$p(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{\frac{\pi t}{T}} \cdot \frac{\cos(\pi \alpha t/T)}{1 - \frac{4\alpha^2 t^2}{T^2}} \quad (2.15)$$

$$p(f) = \begin{cases} T, & \text{si } 0 \leq |f| \leq 1 - \alpha/2T \\ T/2 \left\{ 1 + \cos \left[ \frac{\pi T}{\alpha} \left( |f| - \frac{1 - \alpha}{2T} \right) \right] \right\}, & \text{si } \frac{1 - \alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1 + \alpha}{2T} \\ 0, & \text{si } |f| \geq \frac{1 + \alpha}{2T} \end{cases} \quad (2.16)$$

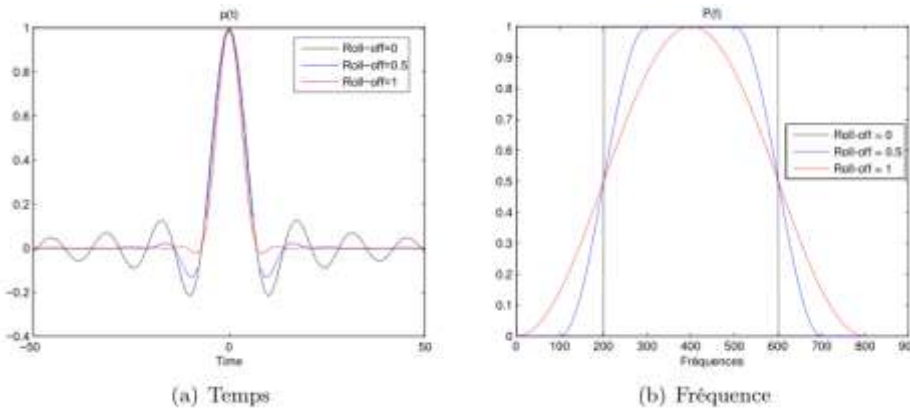


Figure II.13 : Réponse d'un filtre cosinus surelevé.

De plus, pour prévenir l'interférence entre symboles introduit par le canal, on prend le soin d'appliquer des filtres linéaires de mise en forme particulier afin de réduire l'énergie du signal en dehors de la bande passante autorisée. Les filtres en cosinus surlevé sont les plus utilisés dont les équations temporelle et fréquentielle sont données en (2.15), (2.16) ou  $\alpha$  représente le facteur de Roll-off du filtre. La Figure II.13 représente la réponse impulsionnelle Figure II.13 (a) et la réponse fréquentielle Figure II.13 (b) du filtre pour quelques valeurs du facteur de Roll-off. La bande passante du canal de transmission ainsi que le débit de transmission canal sont donnés par :

$$W_{canal} = N \cdot \Delta f \quad (2.17)$$

$$R_{canal} = \frac{N}{Q} R_{source} \quad (2.18)$$

Où,  $\Delta f = 1/T_s$  est l'espacement entre sous-canaux, avec  $T_s$  la durée d'un symbole et  $R_{source}$  le débit source de chaque utilisateur.

Soit  $\{f_n\}_{0 \leq n \leq N-1}$  l'ensemble des fréquences porteuses orthogonales modulable du système, et  $f_c$  la fréquence centrale (fréquence RF) du signal transmis dans le canal. On a la relation suivante :  $f_n = f_c + n \cdot \Delta f$ , avec  $0 \leq n \leq N - 1$

Le multiplexage que nous avons évoqué permet de répartir le débit total du signal sur  $Q$  sous-porteuses comme en OFDM. si  $\Omega_Q^k$  représente l'ensemble des  $Q$  sous-porteuses modulées par l'utilisateur  $k$ ,  $\{u_n^k\}_{n \in \Omega_Q^k}$  la représentation fréquentielle du bloc de données à transmettre et  $p(t)$  le filtre de mise en forme utilisé, le signal  $s^k(t)$  de l'utilisateur  $k$  à la sortie du système sera donné par l'expression (2.19) [29].

$$s^k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} u_n^k p(\tau - nT_s) e^{2j\pi f_n \tau} \quad (2.19)$$

II.3.2.2- Démodulation SC-FDMA :

Le signal d'un utilisateur  $k$  parvenu au récepteur sur une durée symbole  $T_s$  s'écrit comme suit :

$$y^k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} u_n^k \int_{T_s} [h_n^k(t - \tau) p(\tau - nT_s) e^{2j\pi f_n \tau}] d\tau \quad (2.20)$$

Où  $h_n^k$  représente la fonction de transfert du canal de l'utilisateur  $k$  autour de la porteuse  $f_n$  à l'instant  $t$ . Le principe de la démodulation du système SC-FDMA consiste à démoduler le signal sur chacune des sous-porteuses  $f_n$  du système. En effet, le signal reçu  $y^k(t)$  est d'abord ramené en bande de base, avant d'être échantillonné pour le traitement numérique du signal. Après suppression de l'intervalle de garde, un démodulateur DFT permet d'obtenir les symboles modulant chaque porteuse  $f_n$ . Un égaliseur est ensuite mis en œuvre, comme dans la technique SC/FDE, dans le but de supprimer la contribution du canal sur chaque sous-porteuse du signal, et de récupérer ainsi les symboles fréquentiels  $\{u_q\}_{0 \leq q \leq Q-1}$ . Un démodulateur IDFT permet ensuite de récupérer les symboles sources  $\{d_q\}_{0 \leq q \leq Q-1}$  du système. La Figure II.14 illustre ce principe de démodulation [29].

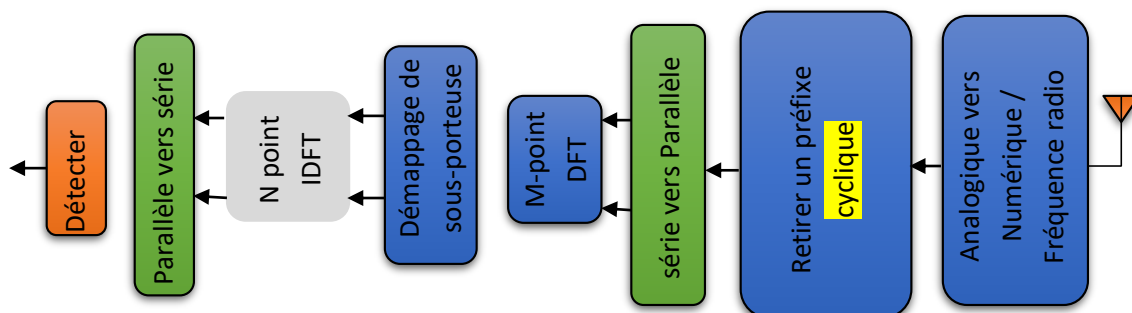


Figure II.14 : Système de réception SC-FDMA [25]

Où  $h_n^k$  représente la fonction de transfert du canal de l'utilisateur  $k$  autour de la porteuse  $f_n$  à l'instant  $t$ . Le principe de la démodulation du système SC-FDMA consiste à démoduler le signal



sur chacune des sous-porteuse  $f_n$  du système. En effet, le signal reçu  $y^k(t)$  est d'abord ramené en bande de base, avant d'être échantillonné pour le traitement numérique du signal. Après suppression de l'intervalle de garde, un démodulateur DFT permet d'obtenir les symboles modulant chaque porteuse  $f_n$ . Un égaliseur est ensuite mis en œuvre, comme dans la technique SC/FDE, dans le but de supprimer la contribution du canal sur chaque sous-porteuse du signal, et de récupérer ainsi les symboles fréquentiels  $\{u_q\}_{0 \leq q \leq Q-1}$ . Un démodulateur IDFT permet ensuite de récupérer les symboles sources  $\{d_q\}_{0 \leq q \leq Q-1}$  du système. La Figure II.14 illustre ce principe de démodulation [29] [25].

**II.3.3- Allocation des ressources SC-FDMA**

La sortie DFT des symboles de données est mappée sur un sous-ensemble de sous-porteuses, un processus appelé mappage de sous-porteuse. Le mappage de sous-porteuses assigne des valeurs complexes de sortie DFT en tant qu'amplitudes de certaines des sous-porteuses sélectionnées. La cartographie des sous-porteuses peut être classée dans deux types : mappage localisé et mappage distribué. Dans le mappage localisé, les sorties DFT sont mappées sur un sous-ensemble de sous-porteuses consécutives, ce qui les confère à une fraction de la bande passante du système. En mappage distribué, les sorties DFT des données d'entrée sont attribués aux sous-porteuses sur toute la largeur de bande de manière non continue, ce qui entraîne une amplitude nulle pour les sous-porteuses restantes. Un cas particulier de SC-FDMA distribué est appelé SC-FDMA entrelacé, où les sous-porteuses occupées sont équidistantes sur toute la largeur de bande [29] [20].

*II.3.3.1- Mode distribué I-FDMA*

Avec le schéma de transmission LFDMA, les données de chaque utilisateur est transmis avec des sous-porteuses consécutives, alors qu'avec le schéma de transmission FDMA distribué, les données de l'utilisateur sont transmises avec sous-porteuses distribuées. En raison de l'étalement du symbole d'information sur toute la bande de signal, le schéma FDMA distribué est plus robuste à l'évanouissement sélectif en fréquence. Par conséquent, il peut atteindre plus de diversité de fréquence. Pour la transmission LFDMA sur un canal à évanouissement sélectif en fréquence, la diversité multi-utilisateur et la diversité sélective en fréquence peuvent également être obtenues si l'utilisateur reçoit des sous-porteuses avec des caractéristiques de transmission favorables [29] [28].

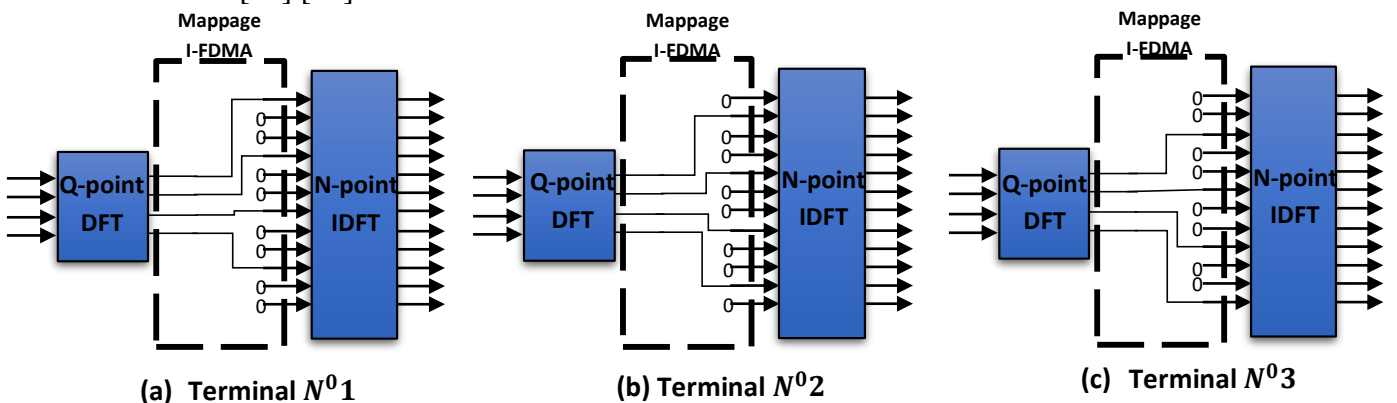


Figure II.15 : Mode I-FDMA.

### II.3.3.2- Mode localisé L-FDMA

L'autre mode d'allocation des ressources utilisées dans la modulation SC-FDMA est beaucoup plus robuste et a été adopté pour la voix montante de la norme LTE. Il s'agit du mode localisé avec le système L-FDMA ou (« FDMA localisé »). Les sous-porteuses non modulées étant affectées à des signaux nuls, Figure II.16. Les sous porteuses n'étant plus réparties sur toute la bande du système, on perd en diversité fréquentielle. Par contre le système est plus robuste à l'offset de fréquence en garantissant dans ce cas l'orthogonalité des signaux des différents utilisateurs [29] [28].

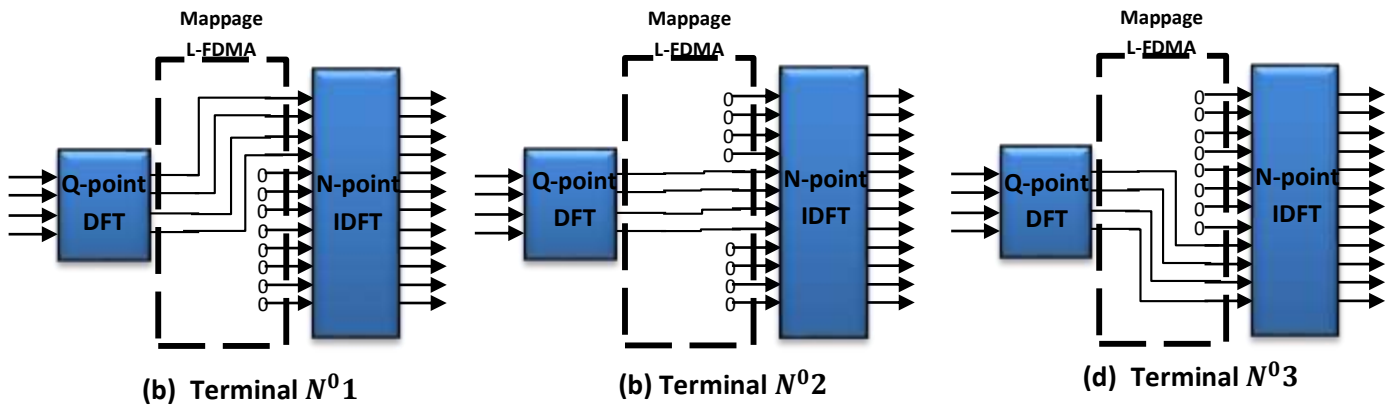


Figure II.16 : Mode L-FDMA [25]

SC-FDMA offre de manière inhérente un gain de diversité de fréquence par rapport au modèle OFDM standard, car toutes les données d'information sont réparties sur plusieurs sous-porteuses par le mappageur DFT. Cependant, le SC-FDMA distribué est plus robuste en ce qui concerne les évanouissements sélectifs en fréquence et offre un gain de diversité de fréquence supplémentaire, car les informations sont réparties sur toute la bande passante du système. Le SC-FDMA localisé, associé à une programmation en fonction du canal, peut potentiellement offrir une diversité d'utilisateurs multiples dans des conditions de canal sélectif en fréquence [29].

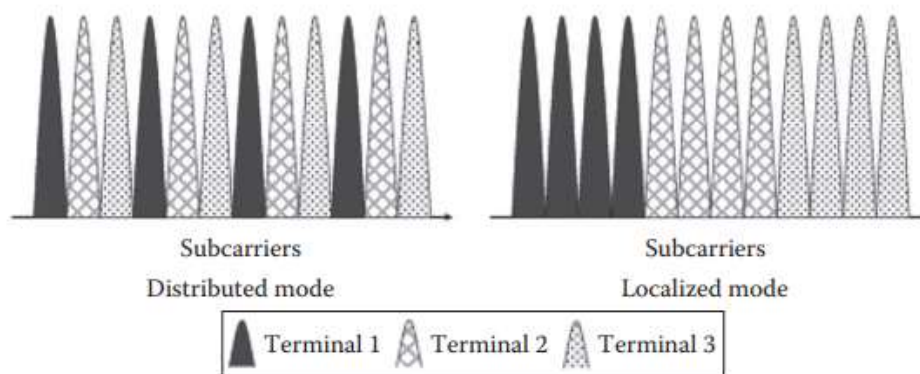


Figure II.17 : Types des modes distribués.

### II.4- PAPR des signaux OFDM

#### II.4.1- Définition du PAPR

Le PAPR est utilisé pour quantifier les fluctuations d'amplitude des signaux. Il est défini comme étant le rapport de la puissance crête (ou puissance instantanée maximale) d'un signal sur la puissance moyenne de ce signal. Le PAPR du signal  $s(t)$  défini par l'équation (2.21) est donné par [30] [20] :

$$PAPR_{[s]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|s(t)|^2)}{\rho_s} \quad (2.21)$$

Où  $\max_{0 \leq t \leq T} |s(t)|^2$  est la puissance crête et  $\rho_s = E[|s(t)|^2]$  est sa puissance moyenne.

On utilise en général des méthodes numériques pour estimer le PAPR. La technique la plus répandue est celle de la CCDF.

La CCDF « Complementary Cumulative Distribution Function » du PAPR qui correspond à la probabilité pour que le PAPR soit supérieur à une certaine valeur  $PAPR_0$ :

$\Pr(PAPR > PAPR_0)$  [31].

#### II.4.2- Généralité sur les amplificateurs de puissance

Dans les systèmes de transmission radio mobile, après les différents étages de la chaîne de transmission à savoir codage, modulation, et transposition en fréquence porteuse, le signal est amplifié avant d'être envoyé dans le canal de transmission.

Dans un amplificateur de puissance la relation entrée-sortie est caractérisée par deux fonctions de transferts l'une relative à la phase et l'autre à l'amplitude du signal de sortie de l'amplificateur. La caractéristique AM/PM donne la relation entre Amplitude d'entrée et phase du signal de sortie de l'amplificateur. Par contre, la caractéristique AM/AM que nous analysons en détail ici, donne de la relation entre la puissance du signal d'entrée et celle du signal de sortie. La caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance comporte trois zones particulières [31] [30] [29] :

**La zone linéaire (Zone I) :** C'est la zone la plus exploitée. Dans cette zone l'amplificateur a un comportement linéaire. Le signal de sortie est proportionnel au signal d'entrée avec un gain supérieur à 1. C'est exactement le rôle que l'on souhaite obtenir de l'amplificateur. Aucune distorsion apparaît dans cette zone. Noter que les puissances d'entrée sont faibles dans cette zone.

**La zone de compression (Zone II) :** Dans cette zone, la puissance de sortie de l'amplificateur n'est plus proportionnelle à celle du signal d'entrée. Des distorsions d'amplitudes, d'harmoniques, de phase, apparaissent en sortie. Cette zone contient un point particulier appelé

point de compression de l'ampli qui est atteint lorsque l'écart entre la courbe de gain de cette zone et le prolongement du gain linéaire de la zone linéaire est de 1 dB, Figure II.19

**La zone de saturation (Zone III) :** C'est une zone où la puissance de sortie du signal reste quasi constante lorsque l'on augmente la puissance de l'entrée. On dit que l'amplificateur est saturé. Dans cette zone des distorsions apparaissent également. Noter que les puissances d'entrée dans y sont très élevées. Le bilan énergétique est donc médiocre.

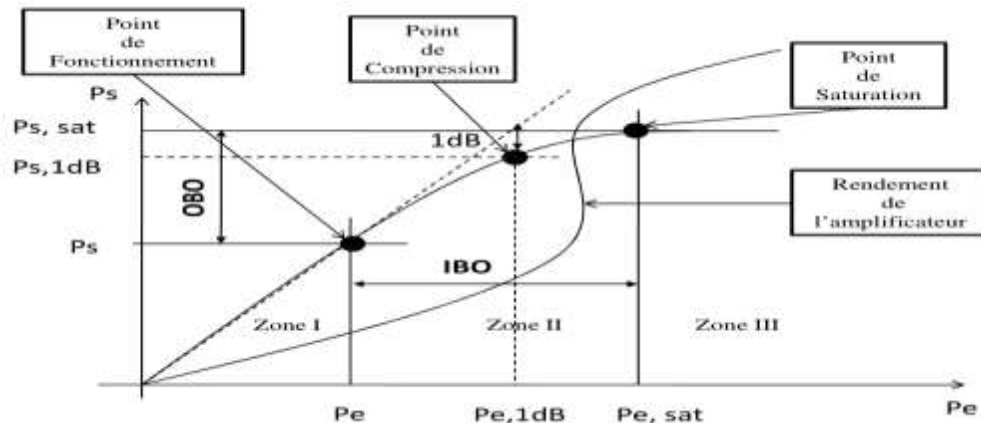


Figure II.19 – Exemple de Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance

Pour utiliser un amplificateur de puissance on se place généralement dans sa zone linéaire à une certaine hauteur de son point de compression que nous avons défini dans le paragraphe précédent. Cela se traduit par le choix du niveau de puissance du signal d'entrée que l'on souhaite amplifier. Soit  $P_e$  la puissance d'entrée de l'amplificateur et  $P_e^{max}$  celle au point de compression. De même notons par  $P_s$  la puissance de sortie de l'amplificateur et  $P_s^{max}$  celle au point de compression. On définit les notions suivantes de « Input Back-Off » (IBO) et de « Output Back-Off » par les relations suivantes [39] :

$$IBO = 10 \log_{10} \left( \frac{P_e^{max}}{P_e} \right) \quad (2.22)$$

$$OBO = 10 \log_{10} \left( \frac{P_s^{max}}{P_s} \right) \quad (2.23)$$

L'IBO ou l'OBO sont des paramètres caractérisant la zone de la fonction de transfert AM/AM de l'amplificateur dans laquelle il est utilisé, Figure II.19.

### II.5- Conclusion

Dans ce chapitre on parle sur la modulation OFDM. Dans laquelle on définit les techniques de base de cette modulation, condition d'orthogonalité, modulation et démodulation OFDM.

Ensuite, on pose le problème d'interférence entre symboles et comment le réduisait. On passe à la technique d'étalement du spectre SC-FDMA, dans laquelle on parle sur la méthode de modulation et démodulation, allocation des ressources...etc.

En fin on parle sur les amplificateurs dans les quels on définit le PAPR et la CCDF.

## Chapitre III : La technologie MIMO

### II.1- Introduction

La technologie Multiple-Input Multiple-Output (MIMO en anglais) utilise plusieurs antennes dans les équipements de transmission et de réception pour exploiter la propagation par trajets multiples dans les communications radio sans fil. Il divise la puissance totale de transmission entre plusieurs trajets spatiaux sur lesquels les signaux doivent être transmis, ce qui permet de gérer la capacité sans consommer des fréquences radio et avec l'augmentation de l'efficacité spectrale globale. En raison de la propagation par trajets multiples, chaque antenne de récepteur reçoit une combinaison linéaire des multiples flux de données transmis. Les flux de données sont séparés au niveau du récepteur à l'aide d'algorithmes qui dépendent d'estimations de tous les canaux entre chaque émetteur et chaque récepteur [32].

On distingue quatre grandes techniques permises par la présence de la technologie MIMO, illustrées à la figure suivante :

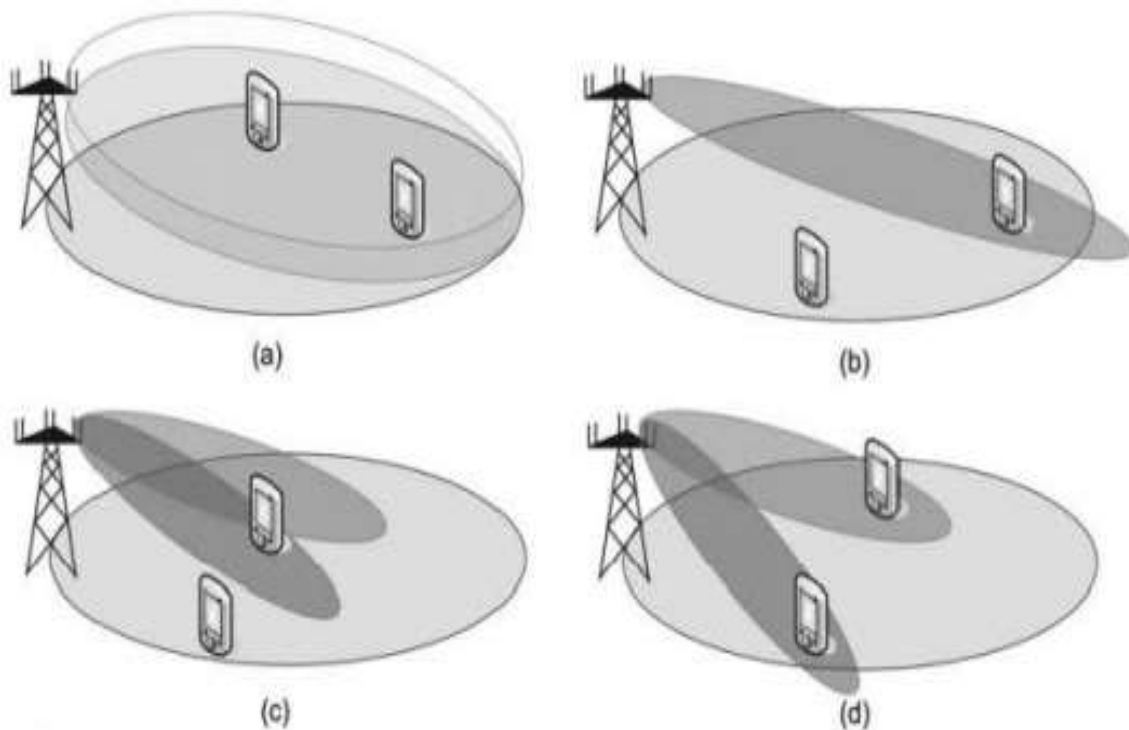


Figure III.1 : Techniques de couverture pour les antennes MIMO.

### III.2- Modèle d'un système MIMO

Il existe d'autres cas de systèmes MIMO simplifiés sont également expliqués [33] :

- SIMO (Single Input Multiple Output) est une forme simplifiée de systèmes MIMO dans laquelle système émetteur a une seule antenne.
- La sortie unique à entrées multiples (MISO) est une forme de système MIMO dans laquelle le système récepteur a une seule antenne.
- Lorsque ni le récepteur ni l'émetteur ne dispose de plusieurs antennes, le système radio est appelé système SISO (Single Input Single Output).

#### III.2.1- Les gains d'un système MIMO

Les avantages de la technologie MIMO permettent d'obtenir des gains sont décrits brièvement ci-dessous.

— Le gain de la matrice

Le gain de matrice est l'augmentation du SNR de réception résultant d'un effet de combinaison cohérent des signaux sans fil au niveau d'un récepteur [34].

— Gain de la diversité spatiale

Le gain de diversité spatiale atténue les évanouissements. Il est réalisé en fournissant au récepteur de multiples copies (idéalement indépendantes) du signal transmis dans l'espace, la fréquence ou le temps. Avec un nombre croissant de copies indépendantes (le nombre de copies est souvent appelé ordre de diversité), la probabilité qu'au moins une des copies ne subisse pas de décoloration en profondeur augmente, ce qui améliore la qualité et la fiabilité de la réception [34].

— Gain du multiplexage spatial

Les systèmes MIMO offrent une augmentation linéaire du débit de données par multiplexage spatial, c'est-à-dire en transmettant de multiples flux de données indépendants dans la bande passante utilisée. Dans des conditions de canal appropriées, telles qu'une diffusion riche dans l'environnement, le récepteur peut séparer les flux de données [34].

— Réduction d'interférence

Les interférences dans les réseaux sans fil résultent du partage par plusieurs utilisateurs des ressources de temps et de fréquence. Les brouillages peuvent être atténués dans les systèmes MIMO en exploitant la dimension spatiale pour augmenter la séparation entre les utilisateurs [34].

**III.2.2- SIMO et MISO**

Prenons, par d'exemple, le scénario de la figure III.2 et imaginons qu'il existe un mobile  $M_1$  émetteur et une station de base réceptrice munie de deux antennes. Le signal transmis depuis la station mobile est noté  $x$  et les signaux reçus aux deux bases les antennes des stations sont indiquées par  $y_1$  et  $y_2$ . La relation entre eux est [35] [34] :

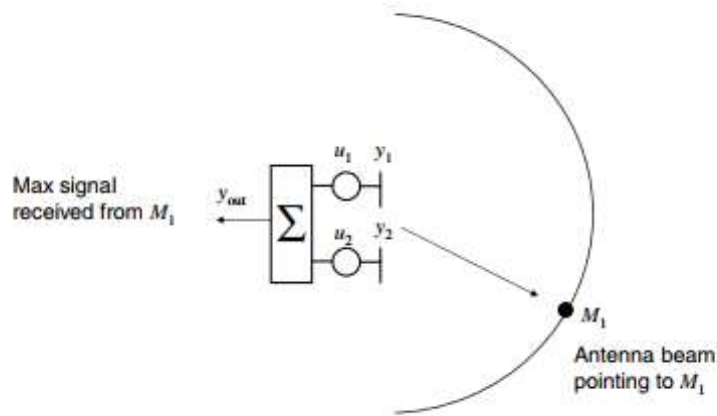


Figure III.2 : Exemple d'un système SIMO.

$$y_1 = h_1x + n_1 \quad (3.1)$$

$$y_2 = h_2x + n_2 \quad (3.2)$$

Où  $h_1, h_2$  sont les coefficients de canal entre la station mobile et les deux antennes de réception, respectivement, et  $n_1, n_2$  sont les signaux de bruit au niveau des deux antennes de réception, qui, pour des raisons de simplicité, seront supposés indépendants et de la même statistique. La base de station peut combiner les signaux de ses deux antennes de réception pour améliorer la qualité du signal [35] [33].

La diversité de sélection sélectionnerait le meilleur des deux signaux, c'est-à-dire celui avec le plus grand coefficient de canal, et donc la sortie d'un récepteur en diversité de sélection serait [35] [20] :

$$y_{sel} = \max(|h_{11}|, |h_{12}|) x_1 + n_i \quad (3.3)$$

Une combinaison de gain égal ajouterait simplement les deux signaux, après avoir aligné leurs phases de manière à les ajouter de manière cohérente. Par conséquent, la station de base applique les poids de phase,  $u_1$  et  $u_2$ , à la sortie de  $y_{equal}$  [35] [20] :

$$\begin{aligned} y_{equal} &= u_1y_1 + u_2y_2 = (u_1h_{11} + u_2h_{12})x + (u_1n_1 + u_2n_1) \\ &= (|h_{11}| + |h_{12}|)x + (u_1n_1 + u_2n_1) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Si les éléments d'antenne sont proches les uns des autres, on suppose que les magnitudes des coefficients de canal  $|h_{11}|$  et  $|h_{12}|$  sont les mêmes, seule leur phase est différente, l'équation est



donc simplifiée :  $y_{equal} = 2|h_1|x$ . Par conséquent, le signal reçu est le double de celui qui serait reçu s'il n'y avait eu qu'une seule antenne au récepteur. L'exemple présenté est le cas d'un système SIMO. Puisque le canal SIMO est réciproque, le gain de formation de faisceau est toujours valable si les poids de phase sont toujours optimisés, ce qui signifie que nous avons maintenant un système à entrées multiples à sortie unique (MISO), car c'est le récepteur qui n'en possède plus qu'une antenne [36] [34].

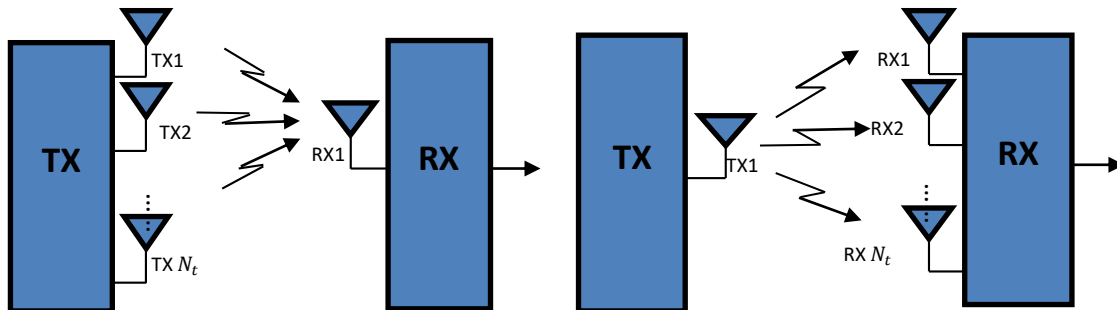


Figure III.3 : Schéma explicatif des systèmes SIMO et MISO.

### III.2.3- MIMO

La figure III.4 présente les blocs de construction de base composant un système de communication MIMO. Les bits d'information à transmettre sont codés à l'aide d'un codeur convolusionnel et entrelacés. Le mot de code entrelacé est modulé par une modulation QAM par exemple. Ces symboles de données sont entrés dans un codeur spatio-temporel qui génère un ou plusieurs flux de données spatiales. Les flux de données spatiales sont mappés sur les antennes d'émission par l'interface espace-temps bloc de pré-codage. Les signaux émis par les antennes d'émission se propagent dans le canal et parviennent au réseau d'antennes de réception [37].

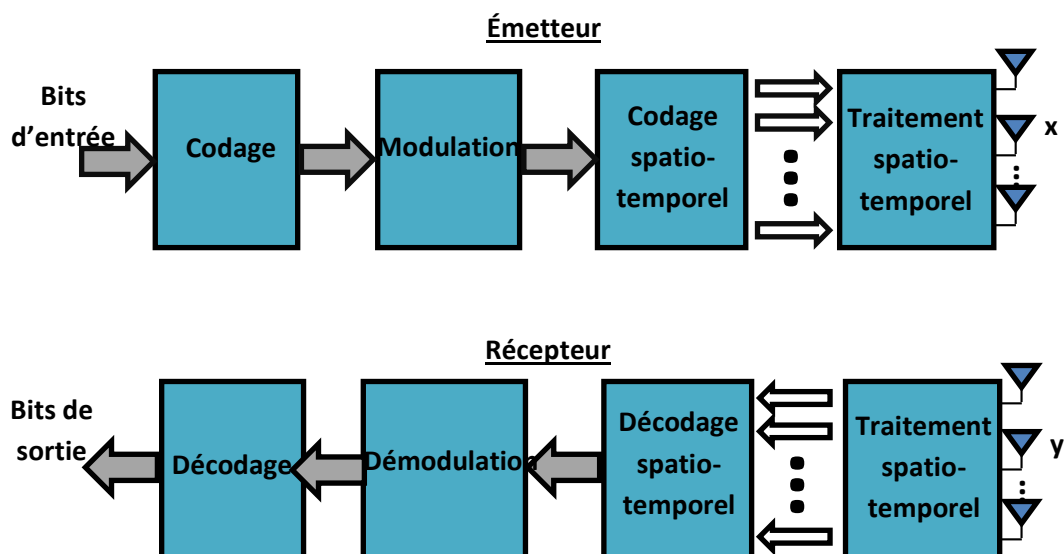


Figure III.4 : Schéma d'un système MIMO.

Le récepteur reçoit les signaux à la sortie de chaque élément d'antenne de réception et inverse les opérations de l'émetteur afin de décoder les données du codeur spatio-temporel, suivi du

## CHAPITRE III : La technologie MIMO

décodage espace-temps, et puis une démodulation et décodage d'entrelacement du signal résulté.

Le principe de base des systèmes MIMO consiste donc à combiner les signaux judicieusement tant à l'émission qu'à la réception pour exploiter la diversité spatiale et donc réduire les effets des évanouissements ou pour augmenter le débit de transmission [37].

Soit un système MIMO composé de  $N_T$  antennes à l'émission et de  $N_R$  antennes à la réception comme illustré sur la figure 1. Le signal reçu  $y_{N_R}$  à chaque instant de réception est la somme des symboles bruités issus des  $N_T$  signaux transmis :

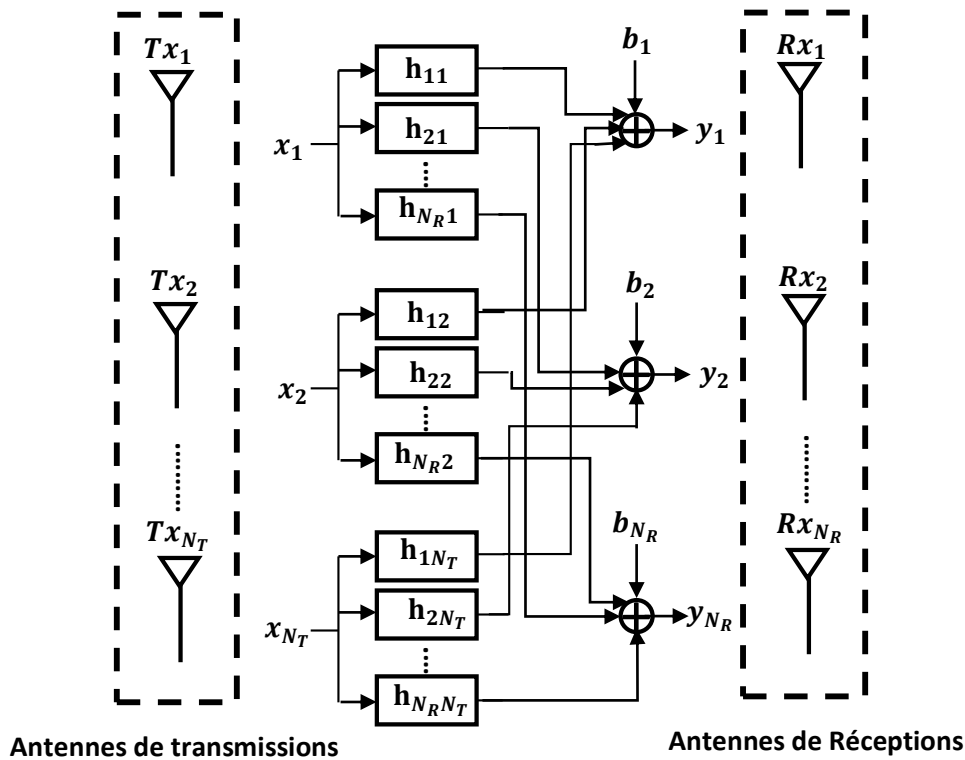


Figure III.5 : Canal de transmission pour un système MIMO.

$$y_{N_R} = \sum_{i=1}^{N_T} h_{ji} c_i + n_j \quad (3.5)$$

Où  $h_{ji}$  est le gain du canal non sélectif en fréquence entre l'antenne d'émission  $i$  et l'antenne de réception  $j$  et  $n_j$  est le bruit additif qui est modélisé par des échantillons indépendants et suivant une loi gaussienne centrée de variance  $N_0/2$  par dimension réelle. Le rapport signal à bruit (RSB) par antenne de réception est défini par  $RSB = E_s/N_0$  [38].

Ce modèle est généralement utilisé dans les cas où la fonction de transfert de canal dans le domaine fréquentiel reste à peu près constante sur la largeur de bande de la forme d'onde transmise et est appelée scénario à évanouissements plats. La relation d'entrée-sortie pour cette MIMO système est défini comme [38] :

$$y = Hx + b \quad (3.6)$$

Où :

- $H$  Est la matrice complexe du canal du taille  $(N_R \times N_T)$  :

$$H = \begin{bmatrix} H_{1,1} & H_{1,2} & \dots & H_{1,N_T} \\ H_{2,1} & H_{2,2} & \dots & H_{2,N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_R,1} & H_{N_R,2} & \dots & H_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

- $x = [x_1, \dots, x_{N_T}]$  Est le vecteur complexe du signal de transmission.
- $y = [y_1, \dots, y_{N_R}]$  Est le vecteur complexe du signal de réception.
- $b = [b_1, \dots, b_{N_R}]$  Est le vecteur complexe du bruit additif [38].

### III.3- Capacité d'un système MIMO

La capacité d'un système de communication est le débit de transmission maximal pour lequel la probabilité d'erreur de décodage peut être amenée arbitrairement à zéro. La capacité est également définie sur la base de la notion de fiabilité. Une communication à la vitesse  $R$  est dite fiable si on peut concevoir un code à la vitesse  $R$  qui rend la probabilité d'erreur arbitrairement petite. La capacité peut être définie comme le débit de transmission maximal pour lequel une communication fiable peut être réalisée [39] [20]

Les performances des systèmes MIMO sont généralement des versions en termes de capacité de système de communication. On the introduction in the suite, les terminologies de la théorie de l'information permettant d'évaluer la capacité de système MIMO [39] [20].

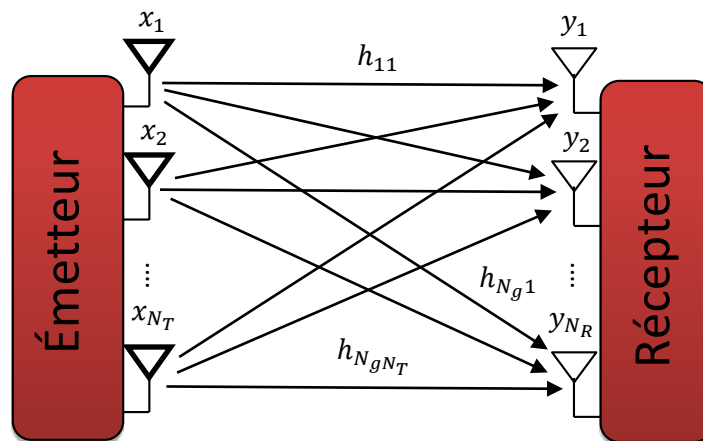


Figure III.6 : Système MIMO.

Lorsque le canal est constant et parfaitement connu à l'émetteur et au récepteur, la capacité est :

$$C = \max_{Q:tr(Q)=P} \log(\det(I_N + HQH^*)) \quad (3.8)$$

Où l'optimisation est sur la matrice de covariance en entrée  $\mathbf{Q}$ , qui est  $N \times N$  et doit être positive semi-définie par définition. En utilisant la décomposition en valeurs singulières (SVD) de la matrice  $N_R \times N_T \mathbf{H} \in \mathcal{C}^{N_R \times N_T}$ , ce canal peut être converti en canaux  $\min(N_R \times N_T)$  parallèles, canaux SISO, non perturbants [40].

Le canal MIMO défini par la matrice  $\mathbf{H}$  peut être décomposé en plusieurs canaux (SISO) parallèles en utilisant la décomposition en valeurs propres (SVD) comme suit [40] :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (3.9)$$

Où  $\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$  sont des matrices unitaires et  $\mathbf{\Sigma}$  est la matrice diagonale  $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\sqrt{\lambda_1}, \sqrt{\lambda_2}, \sqrt{\lambda_3}, \dots, \sqrt{\lambda_r}, 0, \dots, 0)$  où  $\lambda_i (i = 1, \dots, r)$  sont les valeurs propres non nulles de  $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$  (en considérant que  $N_T \leq N_R$ ). Le nombre de valeurs propres  $r$  est le rang de la matrice de canal  $\mathbf{H}$  et est égal à  $\min(N_R \times N_T)$ .

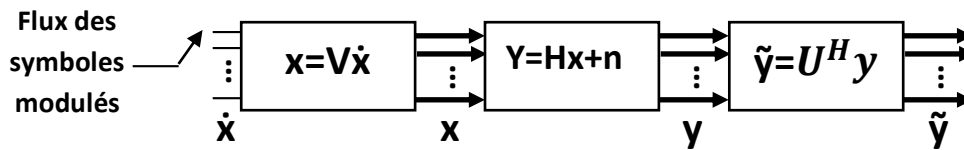


Figure III.7 : Technique de simplification de la matrice H.

Le canal MIMO est converti en canaux parallèles non perturbateurs en pré-multipliant l'entrée par la matrice  $\mathbf{V}$  (c'est-à-dire le pré-codage d'émission) et en post-multipliant la sortie par la matrice  $\mathbf{U}$  [30].

L'entrée  $\mathbf{x}$  du canal est générée en multipliant le flux de données  $\tilde{\mathbf{x}}$  par la matrice  $\mathbf{V}$ , c'est-à-dire  $\mathbf{x} = \mathbf{V}\tilde{\mathbf{x}}$ . Puisque  $\mathbf{V}$  est une matrice unitaire, il s'agit d'une transformation linéaire préservant la puissance, c'est-à-dire  $E[||\mathbf{x}^2||] = E[||\tilde{\mathbf{x}}^2||]$ . Le vecteur  $\mathbf{x}$  est introduit dans le canal et la sortie  $\mathbf{y}$  est multipliée par la matrice  $\mathbf{U}$ , résultant en  $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}\mathbf{y}$ , qui peut être étendu comme [40][34] :

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^*(\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) = \mathbf{U}^*(\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^*(\mathbf{V}\tilde{\mathbf{x}}) + \mathbf{n}) \quad (3.10)$$

$$= \mathbf{\Sigma}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{U}^*\mathbf{n} = \mathbf{\Sigma}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (3.11)$$

Où  $\tilde{\mathbf{n}}$  est encore gaussien avec la même variance que  $\mathbf{n}$

L'équation (3.11) représente un système équivalent avec  $r$  canaux SISO parallèle dont la puissance du signal est donnée par leurs valeurs propres. Ainsi, la capacité instantanée peut être écrite ainsi :

$$C(\rho) = \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N_T} \lambda_i \right) \quad (3.12)$$

Lorsque  $\mathbf{H}$  n'est pas connu du côté de l'émetteur, l'énergie peut être répartie également entre toutes les antennes d'émission, c'est-à-dire que la fonction d'autocorrélation du vecteur de signal émis  $\mathbf{x}$  est donné comme [40] :

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{I}_{N_T} \quad (3.13)$$

Dans ce cas, la capacité du canal est donnée par :

$$C = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_R} + \frac{E_x}{N_T N_0} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (3.14)$$

### Capacité d'un système SIMO et MISO

Dans le cas d'un canal SIMO avec une antenne d'émission et deux antennes de réception  $N_R$ , le gain de canal est exprimé en  $\mathbf{H} \in \mathbf{C}^{N_R \times 1}$ , et donc  $r = 1$  et  $\lambda_1 = \|\mathbf{h}\|_F^2$ . Par conséquent, quelle que soit la disponibilité de CSI du côté de l'émetteur, la capacité de canal est donnée comme [40] [36] :

$$C_{SIMO} = \log_2 \left( 1 + \frac{E_x}{N_0} \|\mathbf{h}\|_F^2 \right) \quad (3.15)$$

Si  $|h|^2 = 1, i = 1, 2, \dots, N_R$ , et par conséquent  $\|\mathbf{h}\|_F^2 = N_R$ , la capacité est donnée comme :

$$C_{SIMO} = \log_2 \left( 1 + \frac{E_x}{N_0} N_R \right) \quad (3.16)$$

Dans le cas d'un canal MISO, le gain de canal est exprimé en  $\mathbf{H} \in \mathbf{C}^{1 \times N_T}$ , et donc  $r = 1$  et  $\lambda_1 = \|\mathbf{h}\|_F^2$ . Lorsque CSI n'est pas disponible du côté émetteur, la capacité du canal est donnée comme suit :

$$C_{MISO} = \log_2 \left( 1 + \frac{E_x}{N_T N_0} \|\mathbf{h}\|_F^2 \right) \quad (3.17)$$

Si  $|h|^2 = 1, i = 1, 2, \dots, N_T$ , et par conséquent  $\|\mathbf{h}\|_F^2 = N_T$ , la capacité est donnée par :

$$C_{MISO} = \log_2 \left( 1 + \frac{E_x}{N_0} \right) \quad (3.18)$$

### III.4- Codage spatio-temporel

Les efforts de recherche initiaux dans ce domaine se sont concentrés sur les canaux à atténuation plate à bande étroite. La mise en œuvre réussie du STC (Space-Time Codes) sur des canaux sélectifs en fréquence large bande multi-utilisateurs nécessite le développement d'un signal novateur, pratique, des algorithmes de traitement pour l'estimation de canal, l'égalisation et le décodage conjoint et la suppression d'interférences. Cette tâche est assez ardue en raison de la longue durée de propagation du canaux haut débit qui augmentent le nombre de paramètres de canal [41].

Le système Alamouti a révolutionné les systèmes multi-antenne en offrant une diversité complète de deux sens au niveau de l'émetteur et un système très simple de décodage du maximum de vraisemblance au niveau du récepteur. Les décodeurs à vraisemblance maximale offrent un gain de diversité complet de la résonance magnétique numérique au récepteur. Cependant, les codes de bloc espace-temps ne fournissaient pas de gain de codage et les codes de bloc espace-temps non remplis introduisaient une expansion de la bande passante. Dans cette perspective, il devient intéressant d'envisager une conception conjointe du codage, de la modulation, de la transmission et de la réception de la diversité pour le contrôle des erreurs [42] [39].

### III.4.1- Construction des codes spatio-temporel

Soit un système MIMO composé de  $N_T$  antennes à l'émission et de  $N_R$  antennes à la réception. A l'émission, les symboles d'information si appartenant à l'alphabet  $\Lambda_s$  sont groupés en bloc  $s = [s_1, s_2, s_3, \dots, s_Q]^T$  de dimension  $Q \times 1$ . Ce bloc est encodé par l'encodeur qui associe  $s$  à la matrice code suivante de dimension  $N_T \times 1$  [42] [36] :

$$C = \begin{bmatrix} c_{11} & \cdots & c_{1T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N_T} & \cdots & c_{N_T T} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Où le symbole codé  $c_{ij}$  appartient à l'alphabet  $\Lambda_c$ .

En considérant que le canal est non sélectif en fréquence, à partir de la relation 3.19 on peut écrire la relation matricielle suivante :

$$Y = HC + N \quad (3.20)$$

Où  $Y, N$  sont les vecteurs de la réception et de bruit de taille  $N_R \times T$

Soit la matrice de différence :

$$B = \begin{bmatrix} c_{11} - c'_{11} & \cdots & c_{1T} - c'_{1T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N_T 1} - c'_{N_T 2} & \cdots & c_{N_T 2} - c'_{N_T 2} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

On a :

La matrice hermétique  $A = BB^H$ ; la matrice réelle diagonal  $D$ ; et la matrice unitaire  $V$  ; pour que :

$$D = VAV^H \quad (3.22)$$

Et les éléments de la diagonal de  $D$  sont les valeurs propres  $\lambda_i$  de  $A$ .

On a la probabilité de décodage du matrice  $B$ ,  $P\{C \rightarrow C' | H\}$  :

$$P\{C \rightarrow C'\} \leq \left(\frac{E_s}{4N_0}\right)^{-r_d N_r} \left(\prod_{k=1}^{r_d} \lambda_k\right)^{-N_r} \quad (3.23)$$

Où  $r_d$  est le rang de la matrice A et  $\lambda_k$  correspond aux valeurs propres non nulles de B.

On dérive deux critères de construction des codes spatio-temporelle [42] [40] :

- Critère du rang : Afin d'obtenir le degré maximum de diversité  $N_T N_R$ , la matrice de différence B doit avoir un rang plein pour toutes les paires distinctes de mot de code. Si le rang minimum est égal à  $r_d$ , le gain de diversité sera égal à  $r_d N_r$ .
- Critère du déterminant : Pour une cible d'ordre de diversité donnée de  $r_d$ , maximisez  $\prod_{k=1}^{r_d} \lambda_k$  toutes les paires de mots de code distincts.

### III.4.2- Codes block Spatio-temporel

#### III.4.2.1- Codes STBC orthogonaux

Selon ce schéma dans la figure III.8, les symboles d'entrée sont regroupés par paires, les symboles  $s_k$  et  $s_{k+1}$  étant transmis à l'instant k depuis le premier et seconde antenne, respectivement. Ensuite, à l'instant k + 1, le symbole  $-s_{k+1}^*$  est transmis à partir de la première antenne et le symbole  $s_k^*$  est transmis depuis la deuxième antenne, où \* désigne le complexe conjugué transposé [43][39].

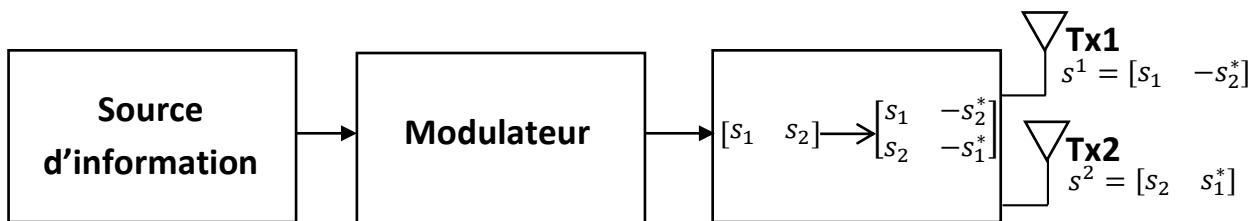


Figure III.8 : Système d'émission STBC.

Ceci impose une structure orthogonale spatio-temporelle à la symboles transmis.

$$\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}$$

La première colonne représente la première période de transmission et la deuxième colonne, la deuxième période de transmission. La première rangée correspond aux symboles transmis par la première antenne et la deuxième rangée correspond aux symboles transmis par la deuxième antenne [43] [40].

Pendant la première période de symbole, la première antenne émet  $s_1$  et la deuxième antenne émet  $s_2$ . Au cours de la deuxième période de symbole, la première antenne émet  $-s_2^*$  et la deuxième antenne émet  $s_1^*$  étant le conjugué complexe de  $s_1$

$$s_1 = [s_1, -s_2^*] \quad (3.24)$$

$$s_2 = [s_2, s_1^*] \quad (3.25)$$

Un examen attentif de (3.24) et (3.25) révèle que les séquences sont orthogonales (c'est-à-dire que le produit intérieur de  $s_1$  et  $s_2$  est nul). Ce produit intérieur est donné par :

$$s_1 s_2 = s_1 s_2^* - s_1 s_2^* = 0 \quad (3.26)$$

Les coefficients d'évanouissement des antennes 1 et 2 sont définis par  $h_1(t)$  et  $h_2(t)$ , respectivement, à l'instant  $t$ . Si nous supposons que ces coefficients sont constants sur deux périodes de transmission de symbole consécutives, nous obtenons [43] [38] :

$$h_1(t) = h_1(t + T) = h_1 = |h_1|e^{j\theta_1} \quad (3.27)$$

$$h_2(t) = h_2(t + T) = h_2 = |h_2|e^{j\theta_2} \quad (3.28)$$

Où  $|h_i|$  et  $\theta_i$ ,  $i = 1, 2$  sont le gain d'amplitude et le déphasage pour le trajet de l'antenne d'émission  $i$  à l'antenne de réception et  $T$  est la durée du symbole. Au niveau du récepteur, les signaux après passage dans le canal peuvent être exprimés [38] :

$$r_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \quad (3.29)$$

$$r_2 = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \quad (3.30)$$

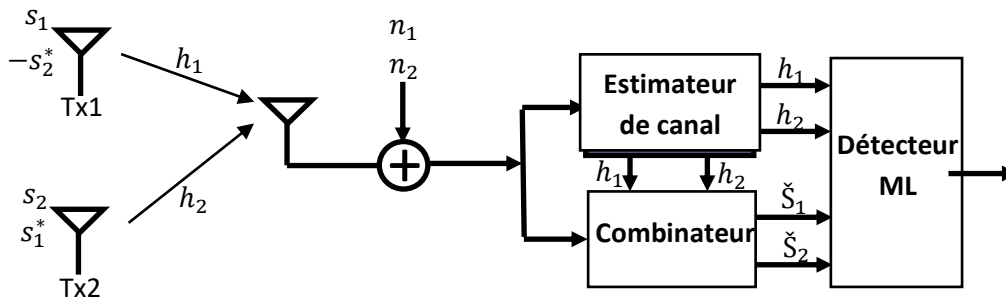


Figure III.9 : Système de réception STBC.

$$r = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_1 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

L'utilisation du code d'Alamouti  $N_T = 2$  et  $N_R = 1$  permet en ajoutant un code correcteur d'erreur puissant de s'approcher de la capacité du canal MIMO. Si nous ajoutons une seconde antenne à la réception ( $N_R = 2$ ), le code d'Alamouti n'est plus optimal. Le code d'Alamouti 2x1 est le seul code orthogonal complexe permettant d'atteindre la diversité maximale avec un rendement égal à  $R_{MIMO} = 1$ . Il existe seulement quelques autres codes orthogonaux complexes ayant un rendement inférieur à 1 [43] [41] [40].

#### III.4.2.2- Codes STBC Quasi-orthogonaux

Comme nous l'avons vu précédemment dans ce chapitre, il n'existe pas de codes à plein taux et à diversité complète (pour les constellations complexes) autres que le schéma Alamouti, et de telles conceptions sont très limitées pour les constellations réelles. L'approche de codage par blocs espace-temps quasi-orthogonale de Jafarkhani (2001) [44] offre un moyen d'obtenir des conceptions de codage par blocs espace-temps à taux plein (ou à taux accru) en utilisant des conceptions plus petites comme blocs de construction [44] [41].



Illustrons les idées à l'aide d'un exemple simple en présentant un modèle complet pour le schéma  $N_T = 4$  utilisant le code Alamouti. Nous considérons la transmission de quatre symboles, disons  $s_1, s_2, s_3$  et  $s_4$ . Nous utilisons le code Alamouti pour coder ces symboles résultant dans deux matrices  $2 \times 2$  de la forme [44] :

$$X_{12} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \text{ Et } X_{34} = \begin{bmatrix} s_3 & s_4 \\ -s_4^* & s_3^* \end{bmatrix}$$

Dans ce cas on obtient :

$$X = \begin{bmatrix} X_{12} & X_{34} \\ X_{34}^* & X_{12}^* \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

La matrice code est la suivante :

$$X_{STBC,4} = \begin{bmatrix} s_1 - s_2^* & -s_3^* & s_4 \\ s_2 & s_1^* & -s_4^* & -s_3 \\ s_3 & -s_4^* & s_1^* & -s_2 \\ s_4 & s_3^* & s_2^* & s_1 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Cette matrice est obtenue à partir de deux matrices d'Alamouti et d'une transformée de Hadamard [44].

C'est clairement un moyen d'obtenir un code à plein débit avec des constellations complexes pour le boîtier à quatre antennes d'émission. Cependant, comme nous le savons, il n'est pas possible de réaliser la diversité complète, car il n'existe pas de système de ce type offrant une diversité complète. En fait, il est facile de montrer que l'ordre de la diversité atteint avec ce schéma est  $2N_R$  [44].

### III.4.2.3- Décodage STBC

#### Codes orthogonaux

Nous supposons maintenant que les coefficients de canal  $h_1$  et  $h_2$  peuvent être parfaitement récupérés au niveau du récepteur. Le combineur combine le signal reçu comme suit [38] :

$$\tilde{s}_1 = h_1^* r_1 + h_2 r_2^* = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \quad (3.34)$$

$$\tilde{s}_2 = h_2^* r_1^* - h_1 r_2^* = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1 \quad (3.35)$$

Peut s'écrire aussi sur la forme :

$$\tilde{s} = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s + \tilde{N} \quad (3.36)$$

Et les envoie au détecteur de probabilité maximum, ce qui minimise la métrique de décision suivante :

$$|r_1 - h_1 s_1 - h_2 s_2|^2 + |r_2 + h_1 s_2^* - h_2 s_1^*|^2 \quad (3.37)$$

En élargissant et en supprimant les termes indépendants des mots de code, la minimisation ci-dessus réduite à minimiser séparément, on a [34] :

$$|r_1 h_1^* + r_2^* h_2 - s_1|^2 + (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_1|^2 \quad (3.38)$$

Pour détecter  $s_1$ , et

$$|r_1 h_2^* + r_2^* h_1 - s_2|^2 + (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_2|^2 \quad (3.39)$$

Pour détecter  $s_2$ .

En cas de combinaison de rapport maximum MRC (Maximal Ratio Combining) (voir Figure III.13), les signaux reçus résultants sont :

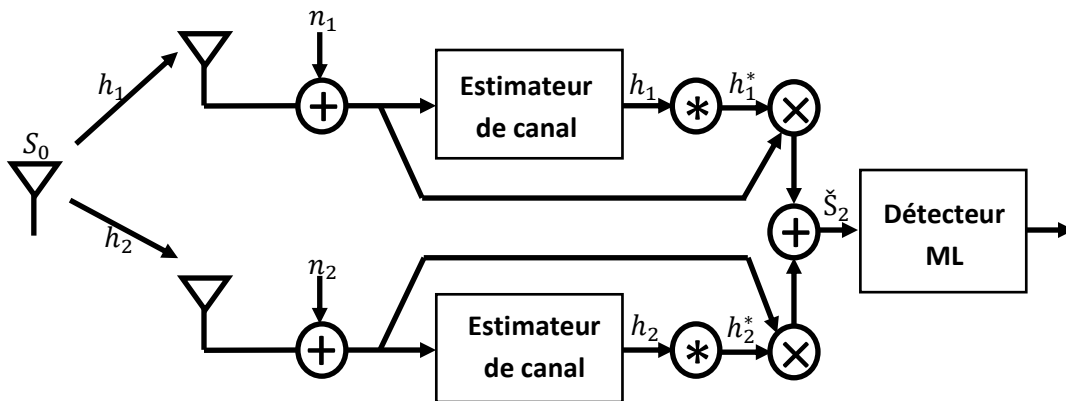


Figure III.10 : Système de réception d'un STBC orthogonal.

$$r_1 = h_1 s_0 + n_1 \quad (3.40)$$

$$r_2 = -h_2 s_0 + n_2 \quad (3.41)$$

Le signal résulter est :

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_1^* s_0 + h_2^* r_2 \\ &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_0 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 \end{aligned} \quad (3.42)$$

Notez que le signal MRC  $\tilde{s}_0$  dans (3.42) est équivalent aux signaux combinés résultants du schéma de diversité d'émission en (3.40) et (3.41), à l'exception d'une différence de phase dans les composantes de bruit qui n'affectent pas le RSB effectif. Cela montre que l'ordre de diversité de la diversité d'émission à deux antennes d'Alamouti (avec une antenne de réception) est le même que celui de la MRC à deux branches [41].

III.5- Modélisation d'un système MIMO-OFDM

MIMO est disponible dans les communications mobiles 4G, qui consistent à équiper l'émetteur et le récepteur d'antennes multiples combinées à la technologie OFDM afin d'accroître la capacité du système. La combinaison de MIMO et OFDM forme ce que l'on appelle le système MIMO-OFDM, représenté à la figure III.11 [45].

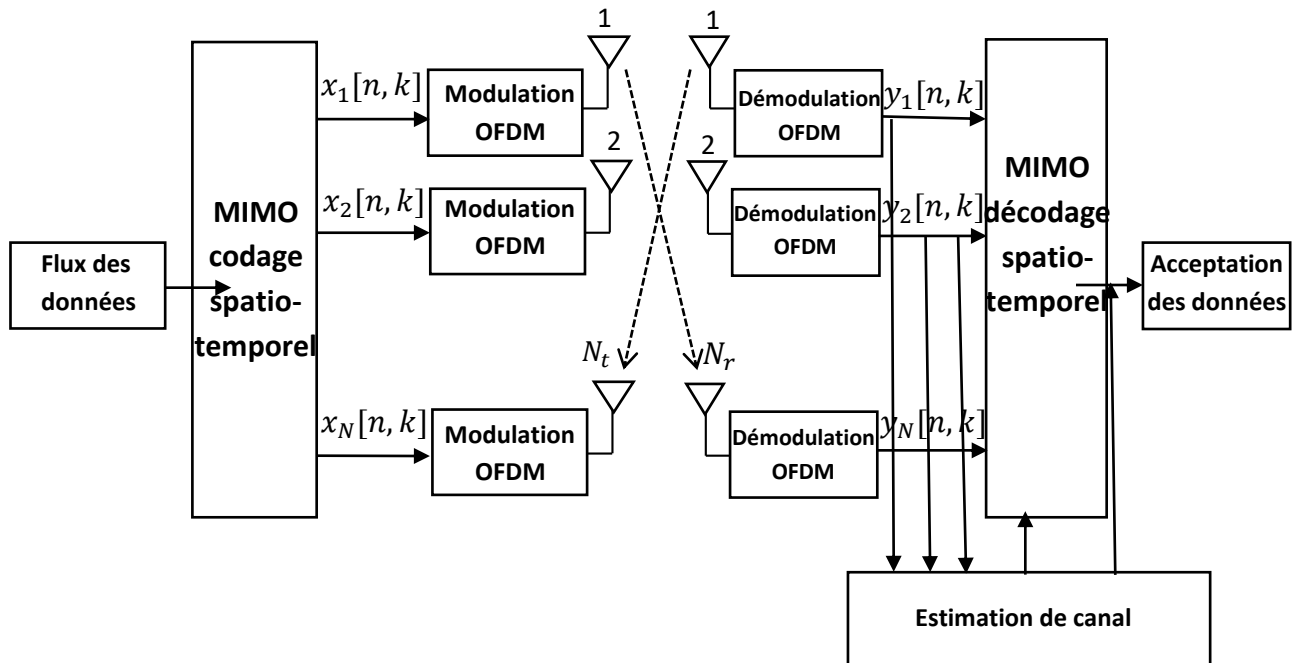


Figure III.11 : Architecture d'un système MIMO-OFDM.

Dans ce qui suit, nous décrivons le parcours suivi par le message comme il est illustré dans la figure III.11 [45][43] :

- La séquence binaire passe à travers un modulateur numérique. Ce dernier associe à chaque séquence de  $m$  bits un symbole complexe selon une constellation de taille  $2m$ .
- Les symboles complexes sont par la suite répartis afin qu'ils soient transmis sur les  $N_t$  antennes de transmission. Comme le système MIMO étudié considère la modulation OFDM, nous disposons à l'entrée du canal de  $N \times N_t$  échantillons à émettre, où  $N$  représente le nombre de sous-porteuses pour le signal OFDM. Ainsi l'utilisation d'un modulateur espace-temps s'avère être une solution efficace afin de profiter des ressources en espace, temps et fréquence présentes,
- Les symboles passent ensuite à travers le modulateur OFDM avant d'être filtrés par le filtre de mise en forme,
- Le signal analogique résultant est transmis à travers le canal radio, où il se trouve affecté par le milieu de propagation,
- À la réception, le récepteur à antennes multiples est constitué d'un filtre adapté au filtre limiteur de bande utilisé à l'émission, du démodulateur OFDM, du décodeur espace-temps, du démodulateur numérique.

### III.6- Conclusion

Les communications MIMO ne sont un centre d'intérêt que depuis peu de temps. Il reste donc de très nombreux points à approfondir, comme par exemple les modèles sur les matrices de canal, les architectures adaptatives et les effets non-linéaires induits par la diaphonie entre les voies. Dans les travaux présentés dans ce mémoire toutes les communications sont non-codées, afin de mieux voir les effets des différentes parties étudiées. Dans un système complet, il faudrait bien sûr coder l'information mais cela n'apporterait rien aux simulations réalisées ici. En supposant le codage antérieur à la modulation, ce qui est généralement le cas, toute amélioration de la probabilité d'erreur sur les symboles transmis réduira le taux d'erreur de l'information codée. Nous allons maintenant voir une méthode pour estimer rapidement le taux d'erreur d'une transmission MIMO, en réduisant le temps de calcul des simulations réalisées.

## **Chapitre IV : Simulations et discussion des résultats**

### **IV.1- Introduction**

Nous proposons dans le cadre de ce mémoire, en utilisant le logiciel MATLAB [46], des simulations liées aux configurations MIMO-OFDM. Après avoir montré théoriquement dans les chapitres précédents la notion d'orthogonalité (base de la modulation OFDM), l'influence du nombre d'antennes aux transmetteurs et aux récepteurs sur la capacité et le taux d'erreur binaire (TEB), nous avons réalisé une série de simulation permettant de visualiser l'optimisation des performances des signaux de réception en termes de capacité et taux d'erreur par l'introduction de la diversité spatiale.

### **IV.2- Systèmes OFDM**

#### **IV.2.1- Taux d'Erreur Binaire et le Rapport Signal a Bruit**

Le Taux d'Erreur Binaire : est le nombre d'erreurs sur les bits par unité de temps. Le taux d'erreur binaire est le nombre d'erreurs sur les bits divisé par le nombre total de bits transférés au cours d'un intervalle de temps étudié. Le taux d'erreur binaire est une mesure de performance sans unité, souvent exprimée en pourcentage.

Le rapport signal sur bruit (RSB) : est un indicateur de la qualité de la transmission d'une information. C'est le rapport des puissances entre :

- Le signal d'amplitude maximale pour laquelle la distorsion à la sortie reste inférieure à une valeur limite ;
- Le bruit de fond, information non significative correspondant en général au signal présent à la sortie du dispositif en l'absence d'un signal à l'entrée.

Il s'exprime généralement en décibels (dB).

#### **IV.2.2- Orthogonalité du signal OFDM**

L'OFDM autorise un fort recouvrement spectral par rapport aux autres types de modulation grâce à la notion d'orthogonalité qui stipule que deux signaux sont périodiques lorsque

## CHAPITRE IV : Résultats de Simulation

l'intégrale de leur produit sur une période  $T$  est égale à zéro.

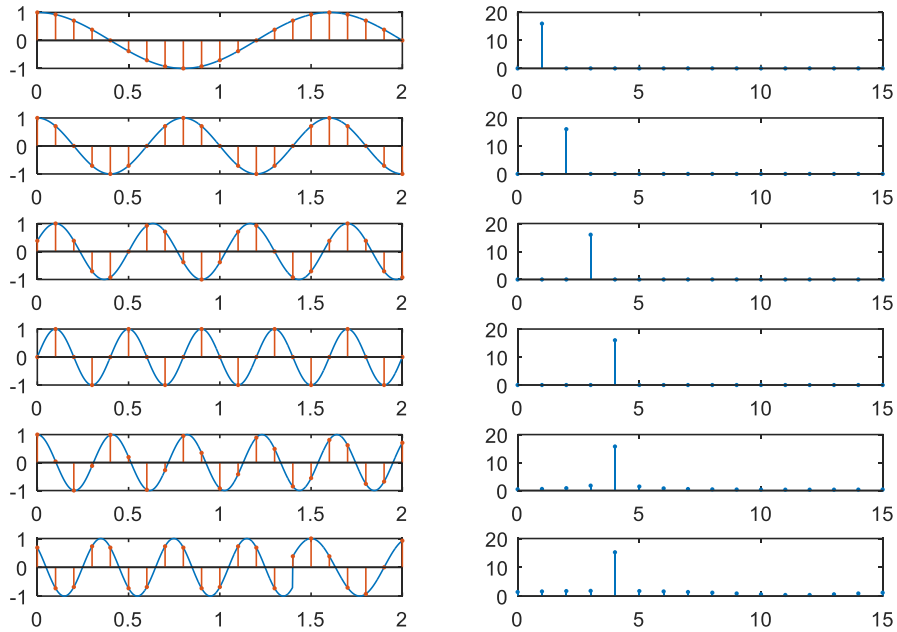


Figure IV.1 : Signaux sinusoidales avec différentes fréquences/phases et leur DFTs [20].

	X1	X2	X3	X4	X5	X6
X1	<b>1.0000</b> + <b>0.0000i</b>	-0.0000 + 0.0000i	0.0000 - 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	-0.0227 - 0.0277i	0.0551 - 0.0846i
X2	-0.0000 - 0.0000i	<b>1.0000</b> + <b>0.0000i</b>	-0.0000 - 0.0000i	0.0000 - 0.0000i	-0.0410 - 0.0336i	-0.0061 - 0.1089i
X3	0.0000 + 0.0000i	-0.0000 + 0.0000i	<b>1.0000</b> + <b>0.0000i</b>	0.0000 - 0.0000i	-0.0849 + 0.0697i	-0.1085 + 0.0325i
X4	0.0000 - 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	<b>1.0000</b> + <b>0.0000i</b>	0.2856 - 0.9413i	-0.7581 - 0.5751i
X5	-0.0227 + 0.0277i	-0.0410 + 0.0336i	-0.0849 - 0.0697i	0.2856 + 0.9413i	<b>1.0000</b> + <b>0.0000i</b>	0.3280 - 0.8475i
X6	0.0551 + 0.0846i	-0.0061 + 0.1089i	-0.1085 - 0.0325i	-0.7581 + 0.5751i	0.3280 + 0.8475i	<b>1.0000</b> + <b>0.0000i</b>

Tableau IV.1 : Test d'orthogonalité de quelque signaux sinusoidale [20].

## CHAPITRE IV : Résultats de Simulation

On note que les quatre premiers signaux  $x_1$ ;  $x_2$ ;  $x_3$ ; et  $x_4$  sont orthogonaux les uns aux autres indépendamment de quelque retard. En revanche, toutes les entrées des cinquième / sixième lignes et colonnes ne sont pas nulles, ce qui implique que les quatre signaux  $x_1$ ;  $x_2$ ;  $x_3$ ;  $x_4$  et les deux derniers signaux  $x_5$ ;  $x_6$  ne sont pas orthogonaux entre eux car la fréquence de  $x_5$  n'est pas un multiple de la fréquence fondamentale et  $x_6$  a une discontinuité comme le montre la figure IV.1. Respectivement. Une telle orthogonalité peut également être révélée à partir des spectres DFT de  $x_1$  ;  $x_2$ ;  $x_3$ ;  $x_4$ ;  $x_5$ ; et  $x_6$  dans la figure IV.1.

### IV.2.3- Evaluation du TEB en fonction du RSB du signal OFDM

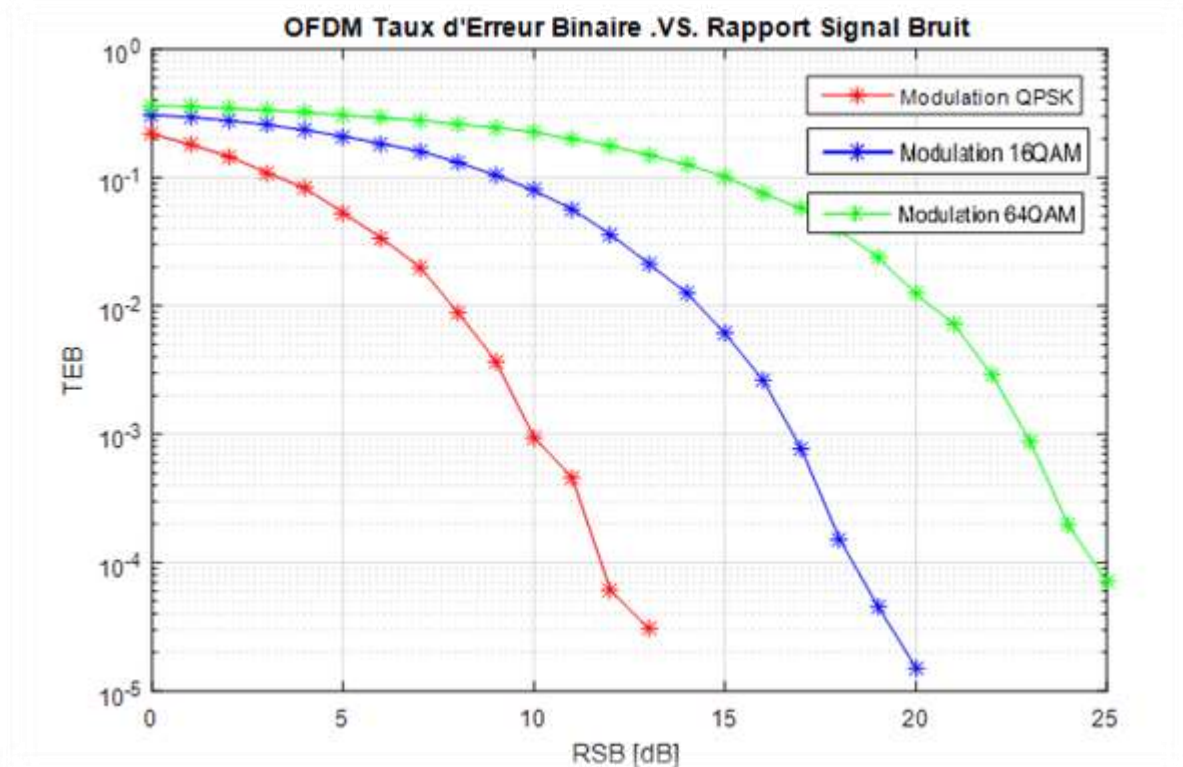


Figure IV.2 : TEB en fonction de RSB des signaux QPSK-OFDM, 16QAM-OFDM et 64QAM-OFDM.

#### Commentaires :

- Dans la figure IV.2 on a le TEB en fonction de RSB des signaux BPSK-OFDM et QPSK -OFDM. On observe que : dans les deux types de modulation si le SNR augmente le TEB s'améliore mais il y a une petite différence tel que le TEB dans la modulation QPSK s'améliore lentement par rapport à la modulation BPSK.
- Dans la figure IV.3 on a le TEB en fonction de RSB des signaux 16QAM-OFDM et 64QAM -OFDM. On observe que : dans les deux types de modulations si le SNR augmente le TEB s'améliore mais il y a une petite différence tel que le TEB dans la modulation 64-QAM s'améliore lentement par rapport à la modulation BPSK.

**IV.2.4- Evaluation du TEB en fonction du RSB du signal SC-FDMA**

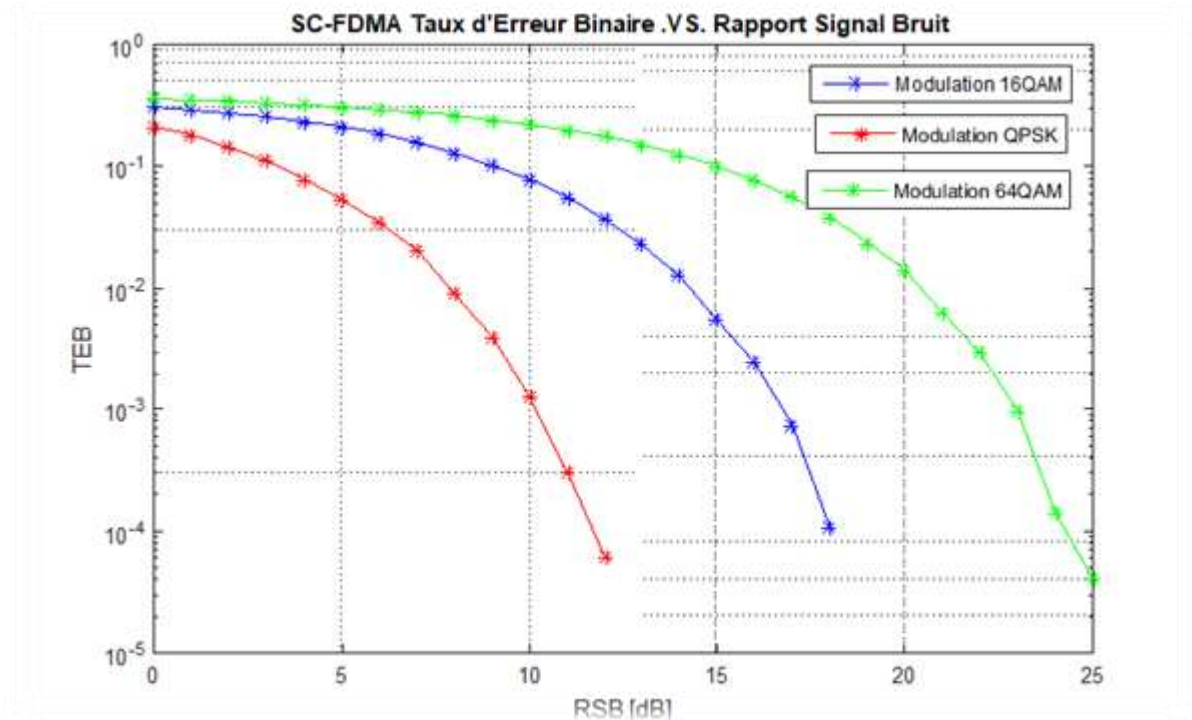


Figure IV.4 : TEB en fonction de RSB des signaux QPSK SC-FDMA, 16QAM SC-FDMA et 64QAM SC-FDMA

Commentaires :

- Dans la figure IV.4 on a le TEB en fonction de RSB des signaux BPSK-SC-FDMA et QPSK -SC-FDMA. On observe que : dans les deux types de modulation si le SNR augmente le TEB amélioré mais il y a une petite déférence tel que le TEB dans la modulation QPSK s’améliore lentement par apport à la modulation BPSK.
- Dans la figure IV.5 on a le TEB en fonction de RSB des signaux 16QAM-SC-FDMA et 64QAM-SC-FDMA. On observe que : dans les deux types de modulation si le SNR augmente le TEB améliore mais il y a une petite déférence tel que le TEB dans la modulation 64-QAM s’améliore lentement par apport à la modulation BPSK.



IV.2.5- Comparaison de la fonction CCDF des signaux OFDM et SC-FDMA

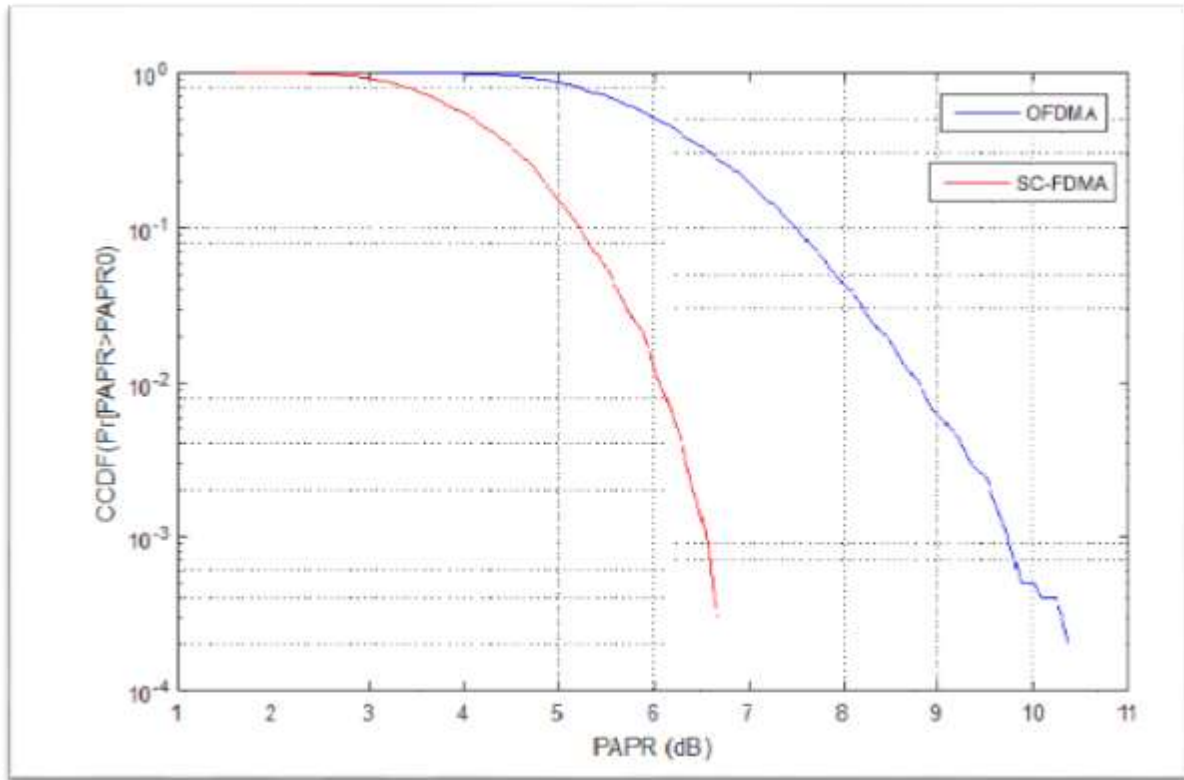


Figure IV.6 : La fonction CCDF en fonction du PAPR d'un signal QPSK-OFDM et QPSK SC-FDMA.

Ces deux graphes ici représente la fonction CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) en fonction du PAPR dont  $CCDF = Pr(PAPR > PAPR_0)$ .

Commentaires :

- D'après les deux figures on observe que si le PAPR inférieur a 3dB le CCDF reste presque constante mais si le PAPR est supérieur à 3 dB le CCDF décroire lentement que ce soit dans l'OFDM et SC-FDMA.
- La valeur max du PAPR du signal OFDM est grand que la valeur max du PAPR du signal SC-FDMA.

### IV.3- Systèmes MIMO

#### IV.3.1- Capacité des différents systèmes MIMO

➤ Capacité SISO, MISO et SIMO :

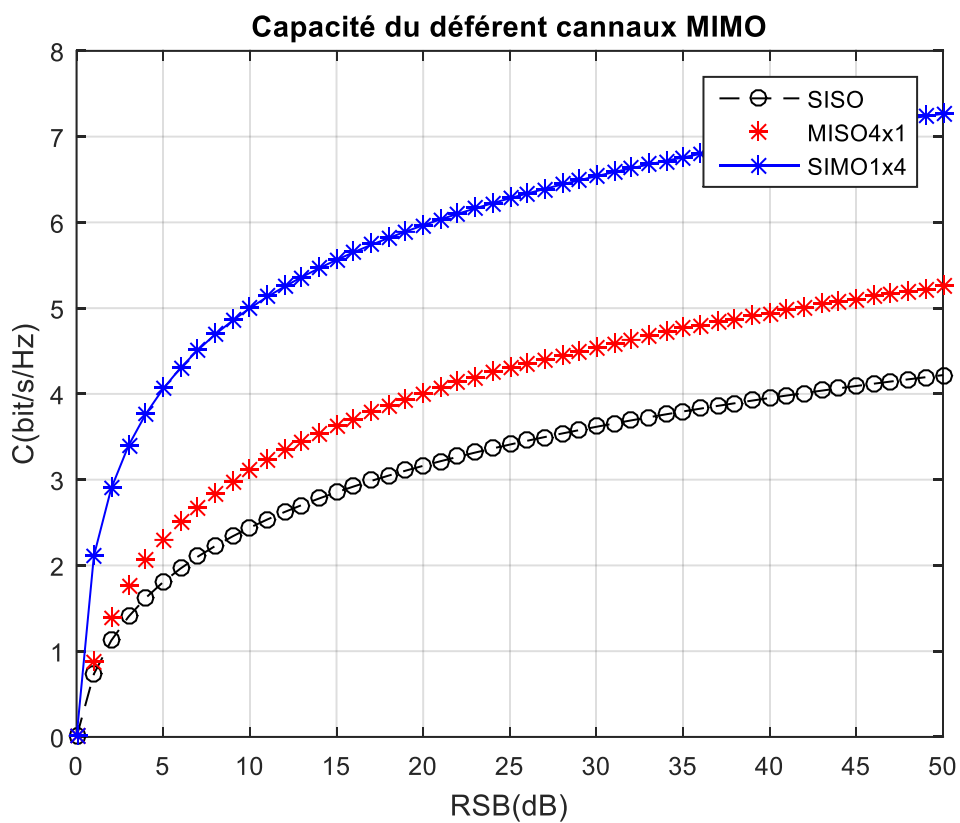


Figure IV.8 : Capacité des systèmes SISO, MISO et SIMO.

#### Commentaires :

- Dans le cas SISO la capacité varie de 0 à 4.2 bps/Hz environ. Elle reste faible et croît lentement avec le RSB, ce qui illustre bien les limitations des transmissions SISO.
- Dans le cas MISO ( $N_t=4$  et  $N_r=1$ ) la capacité varie de 0 à 5,2 bps/Hz environ. Ce qui illustre une petite augmentation de la capacité de 1bps/Hz par rapport au cas SISO.

## CHAPITRE IV : Résultats de Simulation

- Dans le cas SIMO ( $N_t = 1$  et  $N_r = 4$ ) nous constatons une augmentation d'environ 2 bps/Hz, a celle-ci du capacité MISO ce.

➤ Pour  $N_t = N_r$  :

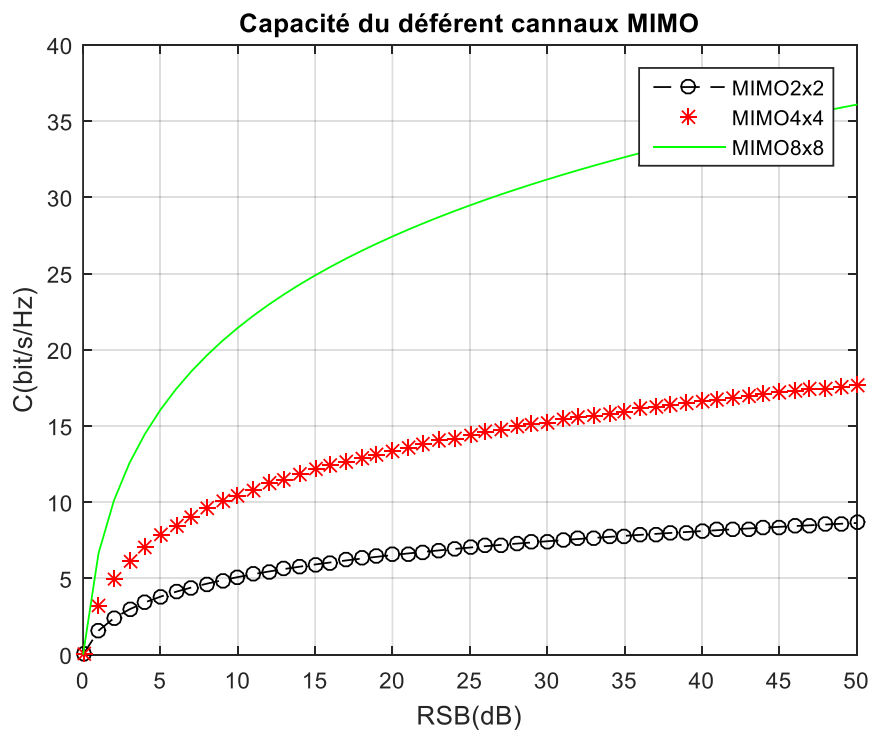


Figure IV.9 : Capacité des différents canaux MIMO pour  $N_t = N_r$ .

➤ Pour  $N_t > N_r$  :

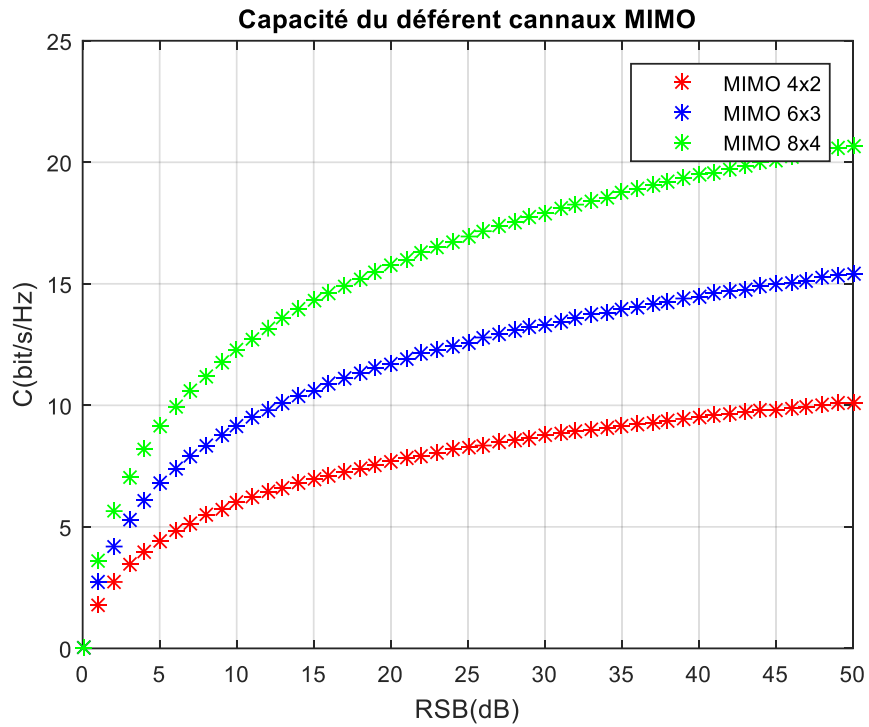


Figure IV.10 : Capacité du déférent canaux MIMO pour  $N_t > N_r$ .

➤ Pour  $N_t < N_r$  :

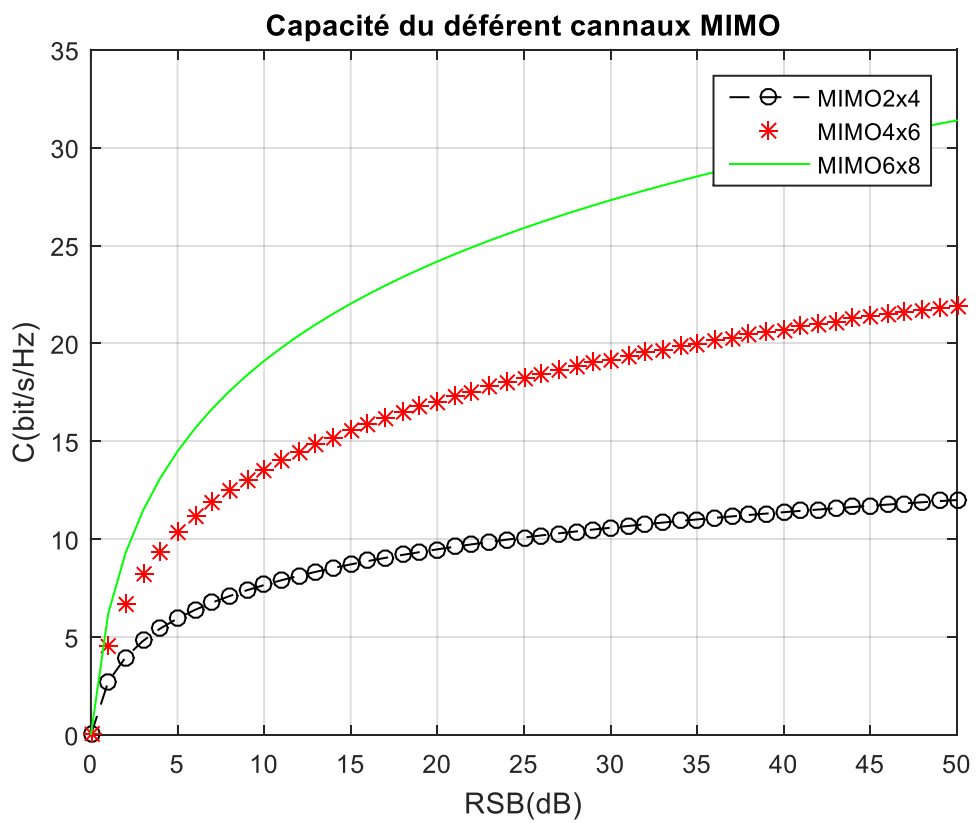


Figure IV.11 : Capacité du déférent canaux MIMO pour  $N_t < N_r$ .

Commentaires :

- La capacité du MIMO-OFDM augmente en fonction du nombre d'antenne,
- La capacité du MIMO-OFDM augmente en fonction du rapport signal sur bruit,
- On constate que la capacité du canal MIMO est meilleure en comparaison aux autres.
- Quand le nombre d'antennes augmente, l'efficacité spectrale augmente à son tour
- Nous pouvons aussi constater une nette augmentation de la capacité pour la configuration MIMO par rapport aux cas SISO, MISO et SIMO.

### IV.3.2- Codage spatio-temporel

➤ Comparaison de diversité spatial :

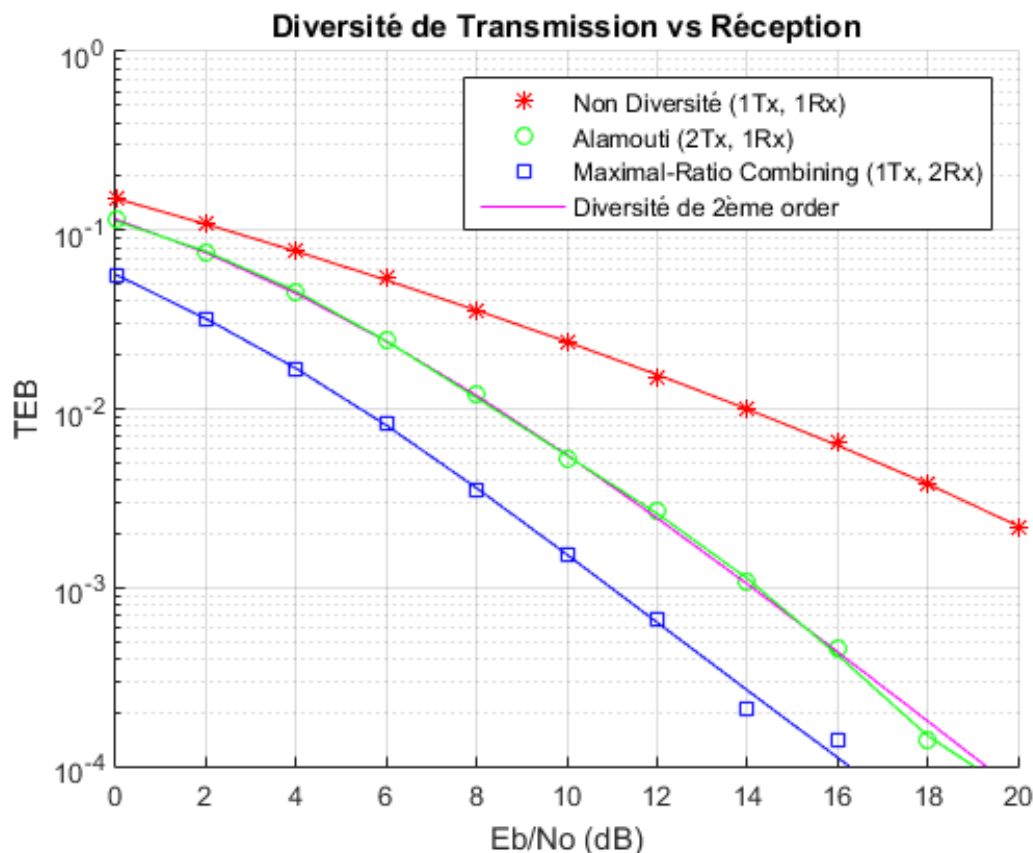


Figure IV.12 : Diversité du transmission et réception.

Dans la figure IV.12 :

- Non diversité (1Tx,1Rx) : est système SISO simple.
- La diversité de 2<sup>ème</sup> ordre : la diversité théorique d'un système (2Tx, 1Rx).

- Comparaison entre différents systèmes STBC :

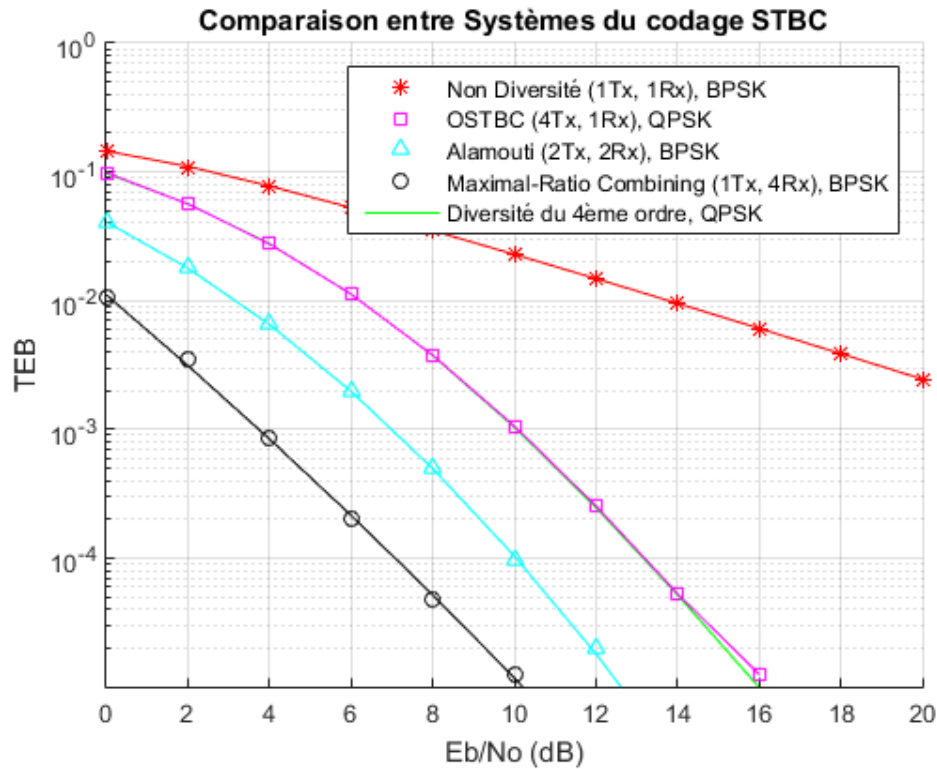


Figure IV.13 : Comparaison entre quelques techniques de codage STBC.

Dans la figure IV.12 :

- Non diversité (1Tx,1Rx) : est système SISO simple.
- La diversité de 4<sup>ème</sup> ordre : la diversité théorique d'un système (4Tx, 1Rx).

Commentaires :

- Dans la figure IV.12, on note que le système d'ALAMOUTI (2x1) produit la même diversité qu'un système de diversité de 2<sup>ème</sup> ordre. Le système MRC (1x2) est mieux que le système ALAMOUTI(2x1) en termes de diversité spatiale.
- Dans la figure IV.13 on note que le codage ALAMOUTI(2x2) produit les mêmes valeurs du TEB que le codage de diversité de 4<sup>ème</sup> ordre. Le codage MRC(1x4) reste toujours mieux que le codage ALAMOUTI(2x2) en terme du TEB en fonction du RSB.

### IV.4- Conclusion

Dans ce chapitre, on a fait quelque simulation des techniques essentielles pour la réalisation d'un système MIMO-OFDM, dans lequel on conclut :

- ❖ La modulation OFDM est plus performante en terme de TEB en fonction du RSB que la technique SC-FDMA.
- ❖ La technique SC-FDMA est mieux que la modulation OFDM en terme de PAPR et la puissance d'émission.
- ❖ Les caractéristiques présentées précédemment permettent l'utilisation de l'OFDMA en voie descendante et la technique SC-FDMA en voie montante de la norme LTE.
- ❖ L'avantage en capacité des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, il est donc un porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices.
- ❖ Le codage blocs espace-temps est un moyen simple mais très efficace de réaliser une diversité de transmission lorsque d'autres formes de diversité peuvent être limitées ou inexistantes, les codes d'ALAMOUTI et MRC sont les plus efficaces dans ce cas.

### CONCLUSION GENERALE et perspectives

Le travail présenté dans ce mémoire avait pour objectif de l'étude des techniques de codage et transmission dans un réseau radio-mobile 4G. Nous avons commencé par une vue sur l'architecture et l'interface radio du norme LTE, ensuite on a fait une étude sur la modulation OFDM et les techniques d'accès OFDMA et SC-FDMA. Puis, nous avons présenté r la technologie MIMO et le codage spatio-temporel d'Alamouti.

Les principaux éléments auxquels ce travail a abouti sont :

- ✓ L'avancement des réseaux de communication mobile nécessite l'élévation des débits soit dans le réseau cœur ou dans l'interface radio
- ✓ Le réseau 4G LTE a une architecture tout IP jusqu'à l'utilisateur.
- ✓ La structure des voies descendante et montante de l'interface radio dépend sur deux techniques élémentaires sont : la modulation OFDM et la technologie MIMO.
- ✓ La modulation OFDM est utilisée dans la voie descendante de la norme LTE, elle est caractérisée par un fort recouvrement spectral entre les sous porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoindrir l'encombrement spectral, et que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste grâce à l'orthogonalité. Pour la protection de l'effet IES, on ajout un préfixe cyclique ou un suffixe cyclique ou un remplissage de zéro.
- ✓ La technique SC-FDMA est un cas particulier de l'OFDM, elle est utilisée dans la voie montante de la norme LTE. La SC-FDMA est considérée comme un étalement du signal DFT-OFDM, elle est caractérisée par une faible consommation électrique du terminal et donc contribue à l'augmentation de l'autonomie de sa batterie.
- ✓ Le MIMO est une bonne alternative aux problèmes de besoin de débit et de capacité du canal de transmission.
- ✓ La diversité MIMO est une solution aux problèmes d'évanouissement du signal
- ✓ L'utilisation du codage d'Alamouti permet d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes MIMO.

Comme perspectives, il s'agit de possibilité d'examiner d'une manière profonde les performances de la modulation SC-FDMA pour des applications pour la 5G ( candidate potentielle).



### Bibliographie

- [1] Xincheng Zhang, Xiaojin Zhou, « LTE-Advanced Air Interface Technology », CRC Press, 2012.
- [2] Mario Marques Da Silva, Américo M.C Correia, « Transmission Techniques for 4G Systems », CRC Press, 2013.
- [3] Bouchentouf Hadjer, Boudghene Stambouli Riyad, « Etudes des performances des réseaux 4G », pour l'obtention de diplôme master en télécommunication, Université de Tlemcen, 2013
- [4] Marceau Coupechoux et Philippe Martins, « Vers les systèmes radio mobiles de 4ème génération », Springer, 2013.
- [5] Erik Dahlman, Stefan Parkvall, Johan Skold, « 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband », Elsevier, 2011.
- [6] Hüseyin Türker, « Next Generation on Mobile Networks; 3G to 4G(lte) Exchange Requirements and Compatibility », pour l'obtention de diplôme en electronic and communication engineering université d'istanbul, 2010.
- [7] Xavier Lagrange, Philippe Godlowski, Sami Tabbane, « Réseaux GSM », Hermes Science publications, 2001.
- [8] Xavier Lagrange, « Principes et Evolution de l'UMTS », Hermes Science Publications, 2004.
- [9] Baha Ali Nasir, « Performance Comparison Between SCfdma and Ofdma in 4g-lte Under Two Subcarrier Mapping Within vVriable Channel Cases », International Journal of Engineering and Advanced Technology, vol .4, n° .3, pp 01-03, 2016.
- [10] Xavier Lagrange, « Architecture et Principes Généraux », Formation MOOC, Institut Mines-Télécom, 2016.
- [11] Sassan Ahmadi, « LTE-Advanced: A Practical Systems Approach to Understanding the 3GPP LTE Releases 10 and 11 Radio Access Technologies », Elsevier, 2015.
- [12] Yannick Bouguen, Eric Hardouin François-Xvier Wolff, « LTE et les réseaux 4G », Eyrolles, 2012.
- [13] Christopher Cox, « An introduction to LTE », Wiley, 2012.
- [14] Houman Zarrinkoub, « Understanding LTE with Matlab », Wiley, 2014.
- [15] Allouche Siham, Moula Kahina, Algorithme de scheduling dans les systèmes LTE : Analyse et programmation, pour l'obtention de diplôme de master en télécommunication, Université de Bejaia 2016.
- [16] Robert W. Chang, « Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission », Bell Labs Technical Journal, Vol. 45, n°.10, pp. 1775-1796, 1966.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [17] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, « Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform », IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-19, No. 5, pp. 628–634, 1971.
- [18] Ramjee Prasad, « OFDM for W Communication Systems », Artech House, 2004.
- [19] Ahmad R.S Bahai, Burton R. Saltzberg, « Multi-carrier Digital Communication Systems », Algorix, 2002.
- [20] Yong so Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung-Gu Kang. « MIMO-OFDM-Wireless-Communications-With Matlab », Wiley, 2010.
- [21] Pierre GRUYER, Simon PAILLARD, « Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM », Ecole national supérieur des télécommunications de Paris, 2005.
- [22] Annick le Glaunec, « Modulation Multiporteuse », 2003.
- [23] Philippe Ciblat, « Systèmes multi-porteuse è accès multiple », École Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, France 2016.
- [24] Carle Lemgoumbi, « Accès multiple OFDMA pour les systèmes cellulaires post 3G : allocation de ressources et ordonnancement », Ecole nationale supérieure des télécommunications de Paris, France, 2008.
- [25] Mohamed Rabie Oularbi, « Identification de systèmes OFDM et estimation de la QoS : Application à la radio opportuniste », thèse de doctorat, Université de Rennes 1, France, 2012.
- [26] Hyung G. Myung, David J. Goodman, « Single Carrier FDMA: A New Air Interface for Long Term Evolution », Wiley, 2008.
- [27] Fathi E. Abd El-Samie, Faisal S. Al-kamali, « SC-FDMA for mobile communication », CRC Press, 2014.
- [28] Alwi Sharif, « Evaluation des performances des technique d'accès OFDMA et SC-FDMA dans la technologie LTE », pour l'obtention de diplôme de master en télécommunication, Universite de Tlemcen, Juillet 2012.
- [29] Yvon Sosthène Yameogo, Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA, Université de Rennes 1, France, Mars 2012.
- [30] Désiré Cuel, « Etude de nouvelle technique de réduction de « facteur de crête » (PAPR) à compatibilité descendante pour les systèmes multi porteuses », Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, France, 2009.
- [31] Zainab Saad Hadi al-Hashmi; « Peak to Average Power Ratio (PAPR) in Ofdm System Using some new PAPR Techniques (with matlab code) », Université de Bagdad, 2015.
- [32] Bruno Clerckx, Claude Oestges, « MIMO wireless Networks », Academic Press 2ème edition, 2013.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [33] H. Khaleghi Bizaki, « MIMO systems theory and applications », IntechWeb, 2011.
- [34] Ezio Biglieri, Robert Calderbank, « MIMO Wireless communications », Cambridge, 2007.
- [35] Nuttapol Prayongpun, « Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation », thèse de doctorat en Signal, Image, Parole, Télécoms, Université Joseph Fourier – Grenoble 1, France, 2009.
- [36] David Tse, Pramod Viswanath, « Fundamentals of Wireless Communication », Press de l'Université de Cambridge, 2005
- [37] Ludovic Collin, « Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale », thèse de doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, France, 2002.
- [38] Mohinder Jankiraman, « Space-Time Codes and MIMO Systems », Artech House, 2004.
- [39] Tolga M. duman, Ali Ghayeb, « Coding for MIMO communication systems, Wiley, 2007.
- [40] Didier Le Ruyet, Berna Ozbek, « article Systèmes MIMO et codage Spatio-temporel », 2005.
- [41] Bannour Ahmed, ,Mohammad Abdul Matin« Coding for MIMO-OFDM for future wireless systems », Springer, 2015.
- [42] Siavash M. Alamouti, « A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications », IEEE Journal on select areas in communications, VOL. 16, N° 8, pp. 1551-158, 1998.
- [43] Maha Ben Zid, « Emploi de techniques de traitement de signal MIMO pour des applications dédiées réseaux de capteurs sans fil », thèse de doctorat en Télécommunication, Université de Grenoble, France, 2012.
- [44] Hamid Jafarkhani, « A Quasi-Orthogonal Space–Time Block Code », IEEE Transactions on Communications, VOL. 49, NO. 1, pp.1-4, 2001.
- [45] BOUAZIZ Samir, « Réduction du PAPR du système OFDM-MIMO en 4G », pour l'obtention de diplôme magister en Communication, UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF 1-UFAS, Algerie, 2015.
- [46] <https://www.mathworks.com/>