

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعة سعد دحلب البليدة

UINVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA



كلية الهندسة – دائرة الإلكترونيك

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

MEMOIRE DE PROJET DE FIN D'ETUDES

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE

MASTER

Spécialité : **Télécommunications et Réseaux**

**Etude et Simulation de la Liaison Uplink
(SC-FDMA) du Standard 3GPP LTE**

Présenté par : **EL BESSEGHI Mourad**

KACI Ouerdia

Session : **2010/2011**

Proposé par : **Mr BERSALI Mahdi**

A ceux qui m'ont guidé avec leurs amour et sacrifice, à mes chers parents, à mes frères et sœurs, à ma famille, à mes amis, Je dédie ce travail.

Mourad

Ouerdia

Remerciements

Tout d'abord, Nous remercions Dieu le tout puissant de nous avoir aidé à surmonter tous les dures épreuves et moments difficiles pour aboutir à la fin de ce projet.

Un grand remerciement à nos chers parents respectifs pour leurs soutiens et encouragements.

Nous tenons à exprimer toute notre gratitude envers notre responsable de thèse, Monsieur BERSALI Mahdi, enseignant chercheur au Département d'Electronique de l'Université de Blida. Sa grande disponibilité, ses nombreux conseils, son soutien indéfectible, auront joué un rôle déterminant dans l'aboutissement de ce travail.

Nous sommes très reconnaissants à messieurs les membres du jury qui nous ont fait l'honneur de présider le jury de ce mémoire.

Enfin, nous tenons à exprimer notre plus grande gratitude à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à notre formation et à la réalisation de ce travail.

Mourad et Ouerdia

RESUME

L' LTE « *Long Term Evolution* » doit assurer la compétitivité à long terme de l'UMTS pour les applications de radiocommunication à large bande. L'objectif est d'atteindre des débits de données de l'ordre de 100 Mbit/s en liaison descendante et jusqu'à 50 Mbit/s dans le sens montant. De plus, des améliorations significatives devraient suivre en ce qui concerne les temps d'accès, la capacité et l'efficacité spectrale. La transmission de données entre la station de base et le mobile utilise la technologie OFDMA déjà utilisée pour le WiMAX. En liaison montante, il sera fait appel au système SC-FDMA. Ce présent mémoire est consacré à l'étude de l'architecture du système LTE et les objectives de cette technologie de réseau d'accès « *Next Generation* » développée par la 3GPP, ainsi que à la simulation de la couche physique de la liaison montante de la chaîne de transmission LTE.

ABSTRACT

The LTE « *Long Term Evolution* » must ensure the long-term competitiveness of UMTS radio applications for broadband. The objective is to achieve data rates around 100 Mbit / s in downlink, and up to 50 Mbps in the uplink. In addition, significant improvements should be followed in regard to access time, capacity and spectral efficiency. The transmission of data between the base station and mobile uses OFDMA technology, already used for WiMAX. Uplink, it will be appealed to the SC-FDMA system. What this memo is devoted to study the architecture of the LTE system and the objective of this technology of access network « *Next Generation* » developed by the 3GPP. And the simulation of the physical layer of the uplink LTE transmission chain.

ملخص

ال " أل تي و " تطور على المدى الطويل, يجب أن يضمن القدرة التنافسية على المدى الطويل لتكنولوجيا " يو ام تي اس " في التطبيقات اللاسلكية ذات النطاق العريض. والهدف هو تحقيق معدلات إرسال للبيانات تصل حتى 100 ميغابت في الثانية للأرسالات النازلة و 50 ميغابت في الثانية للأرسالات الصاعدة. بالإضافة إلى ذلك، ينبغي إتباع ذلك بتحسينات كبيرة فيما يتعلق بوقت الإرسال، القدرة والكفاءة الطيفية. نقل البيانات بين المحطة الأساسية و المستخدم يتم من خلال استعمال التكنولوجيا " أو أف دي أم أ " التي استخدمت من قبل في الواي ماكس. الإرسال في الاتجاه الصاعد ، يتم بواسطة استخدام التكنولوجيا " أس سي أف دي أم أ ". تركز هذه المذكرة لدراسة هندسة شبكة ال " أل تي و "، والهدف من هذه التكنولوجيا للوصول إلى شبكة " الجيل القادم " التي وضعتها المنظمة " 3 جي بي بي "، و كذلك هي مكرسة لمحاكاة الطبقة المادية لسلسلة الإرسال في الاتجاه الصاعد لنظام ال " أل تي و " .

Table des matières

I.	Introduction.....	1
II.	Chapitre1 : Introduction à la 3GPP LTE et Technologies Associées	3
	1.1.Introduction à la 3G LTE.....	3
	1.2.Débuts de la 3G LTE	4
	1.3.Evolution de la 3G LT	4
	1.4.Technologies 3G LTE	5
	1.4.1 La modulation OFDM.....	5
	1.4.2 Transmission en mode MIMO	6
	1.4.3. Architecture SAE.....	6
	1.5. Vue d'ensemble des spécifications 3GPP LTE	6
	1.6. Conclusion	7
III.	Chapitre 2 : Canal de Propagation et Techniques d'Amélioration de la Transmission	8
	2.1.Introduction.....	8
	2.2.Canal de propagation	8
	2.2.1. Propagation en espace libre	9
	2.2.2. Propagation en environnement réel	9
	2.2.3. Réflexion	10
	2.2.4. Transmission	10
	2.2.5. Diffraction	10
	2.2.6. Diffusion.....	10
	2.3. Modulation à une seule porteuse et égalisation	11
	2.4.L'effet Doppler	14
	2.5.L'OFDM	15
	2.5.1 Définition et avantages.....	15
	2.5.2. Inconvénients de l'OFDM.....	17
	2.5.3. Sensibilité aux erreurs de fréquence	17
	2.5.4. Rapport puissance crête-à-moyenne élevé.....	18

2.6. L'OFDMA.....	19
2.6.1 Comparaison des protocoles OFDMA et orientés- paquets.....	19
2.6.2 Définition du bloc de ressource physique et de la structure générique de trame LTE	20
2.7. SC-FDMA.....	23
2.7.1. La chaine de transmission du SC-FDMA	24
2.7.2. Le mode localisé	25
2.7.3. Mode distribué	25
2.7.4. Génération et réception d'un signal SC-FDMA	26
2.7.5. Les avantages de la SC-FDMA	27
2.8. Le mode MIMO « Multiple Input Multiple Output »	28
2.8.1. Principe du MRC	29
2.9 Conclusion.....	31
IV. Chapitre3 : Spécifications de la norme LTE	32
3.1.Introduction	32
3.2.Schémas duplex FDD, TDD.....	32
3.2.1. Types de Schémas duplex.....	32
3.2.2. Caractéristiques de la LTE TDD et LTE FDD	33
3.2.3. Vision au marché	33
3.3.Structure de Trame & Sous-trame.....	33
3.3.1. La trame LTE de type 1	35
3.3.2. La trame LTE de type 2	35
3.3.3. Allocation de sous-trame LTE TDD	36
3.3.4. Utilités	37
3.4. Canaux Physiques, Logiques & de Transport.....	37
3.4.1. Canaux physiques LTE	39
3.4.2. Canaux de transport LTE	40
3.4.3. Canaux logiques LTE	41
a) Canaux de Contrôle.....	41
b) Canaux de Trafic.....	41
3.5. Spectre et bandes de fréquences.....	42
3.5.1.Allocations de bandes de fréquences FD-LTE.....	42
3.5.2 Allocation de bandes de fréquences TD-LTE.....	43

3.6 Réseau cœur de la norme 3GPP LTE	43
3.6.1. Motivations de la SAE, System Architecture Evolution.....	44
3.6.2. Les bases de la SAE, System Architecture Evolution	45
a) Réseau cœur.....	45
3.7 Conclusion	47
V. Chapitre 4 : Simulation et résultats.....	48
4.1 Introduction.....	48
4.2 L'outil Simulink.....	48
4.3 Présentation de la chaîne.....	49
4.3.1 Implémentation de l'émetteur	49
a) Source de données.....	49
b) Codage canal.....	49
c) Procédé d'entrelacement	53
d) La modulation Numérique	53
e) Transposition des données dans le domaine fréquentiel	55
f) Mapping des sous porteuses selon le mode localisé.....	55
g) Modulation Multi porteuses	56
h) Insertion du préfixe cyclique.....	57
4.3.2 Le canal de propagation.....	58
a) Canal à Bruit Additif Blanc Gaussien	58
b) Canal multi-trajets.....	58
4.3.3 Implémentation du récepteur.....	60
a) Suppression du préfixe cyclique.....	60
b) Démodulation multi-porteuses	60
c) Estimation du canal et Egalisation	60
d) Transposition dans le domaine temporel / démodulation	63
e) Décodage canal.....	64
f) Calcul de Taux d'erreur binaire	64
4.4 Présentation des résultats	65
4.4.1 Cas d'un canal AWGN seul	65
4.4.2 Cas d'un canal réel	67
4.5 Simulation d'une chaîne SC-FDMA avec codage turbo série	68
4.5.1 Les turbo codes.....	70
4.5.2 Turbo codeur série	70

4.5.3 Turbo décodeur.....	70
4.6 Simulation d'une chaine de SC-FDMA avec diversité d'antennes (MIMO 2x2)	74
4.6.1 Codage espace - temps en bloc.....	74
4.7 Conclusion	77
VI. Conclusion générale	78

Table des figures

Figure 1.1 : Evolution des normes 2G-3G	3
Figure 2.1 : Canal de propagation et canal de transmission.....	8
Figure 2.2 : Phénomène de multi trajet causé par les réflexions du signal sur les obstacles	9
Figure 2.3 : schématisation phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion	11
Figure 2.4 : schématisation du phénomène de l'IES. Signaux arrivants par des chemins différents.....	12
Figure 2.5 phénomènes du fading dus aux multi trajets.....	12
Figure 2.6 : schéma d'un filtre transversal égaliseur de canal	13
Figure 2.7 : Elimination de l'IES par l'insertion du préfixe cyclique dans le cas de la 3GPP LTE.....	16
Figure 2.8: représentations temporelle et fréquentielle d'un signal OFDM avant et après modulation.....	17
Figure 2.9 : Signal démodulé avec décalage en fréquence causant l'ICI.....	18
Figure 2.10 : format du paquet PHY de la norme 802.11a	19
Figure 2.11: définition d'une ressource physique LTE en downlink basée sur l'OFDMA	21
Figure 2.12 : Structure générique de la trame LTE.....	21
Figure 2.13 : Grille de ressources downlink	22
Figure 2.14 : disposition des signaux de référence dans la norme LTE.....	23
Figure 2.15 : Chaîne de transmission SC-FDMA	24
Figure 2.16 : Sous-porteuses SC-FDMA mappées en mode localisé	25
Figure 2.17 : Sous-porteuses SC-FDMA mappées en mode distribué.....	26
Figure 2.18 : chaînes de transmission SC-FDMA (UL) et de l'OFDMA (DL)	26
Figure 2.19 : Chaîne de transmission de la SC-FDMA (mode localisé).....	27
Figure 2.20 : Comparaison entre la détection en SC-FDMA et OFDMA.....	27
Figure 2.21 : Schéma générale d'un système de transmission en mode MIMO	28
Figure 2.22 : La technique de MRC améliorant la fiabilité du lien	29
Figure 2.23 : différentes combinaisons d'antennes en mode MIMO	30
Figure 3.1 : Structure de Trame LTE Type 1	35
Figure 3.2 : Structure de Trame LTE Type 2	35
Figure 3.3 : Emplacement de la sous couche Mac parmi les couches de la LTE.....	38
Figure 3.4 : Architecture des protocoles dans la LTE.....	39
Figure 3.5 : Le mapping des différents canaux de la norme LTE	41

Figure 3.6 : LTE, System Architecture Evolution	44
Figure 3.7 : Schématisation de l'EPC	46
Figure 4.1 : Implémentation sous simulateur de notre SC-FDMA	49
Figure 4.2 : Exemple de codeur convolutif	50
Figure 4.3 : Exemple de codeur RSC.	51
Figure 4.4 : Schéma du codeur convolutif utilisé.	52
Figure 4.5 : Constellations des modulations a) 4QAM, b) 16QAM et c) 64QAM.....	54
Figure 4.6 : Implémentation de mapping des sous porteuses selon le mode localisé	55
Figure 4.7 : Implémentation de la modulation Multi-porteuses et insertion de la séquence d'apprentissage.....	56
Figure 4.8 : Implémentation de l'insertion du préfixe cyclique	57
Figure 4.9 : Implémentation de la suppression du préfixe cyclique.....	60
Figure 4.10 : Implémentation de la démodulation Multi-porteuses	60
Figure 4.12 : évolution du TEB en fonction de SNR pour différentes type de modulations (cas du canal AWGN seul)	65
Figure 4.13 : évolution du TEB en fonction de SNR pour différents types de modulations codées et non codées (cas du canal AWGN seul)	66
Figure 4.14 : évolution du TEB en fonction de SNR pour différents rendements du codage convolutif. Modulation 16 QAM (cas du canal AWGN seul)	67
Figure 4.15 : Spectre d'un symbole SC-FDMA avant le passage dans le canal	67
Figure 4.16 : Spectre d'un symbole SC-FDMA après le passage par le canal	68
Figure 4.17 : TEB en fonction de SNR pour différentes modulations avec et sans codage canal (canal réel).....	68
Figure 4.18 : Comparaison entres l'égalisateurs ZF et MMSE (canal réel).....	69
Figure 4.19 : schématisation d'un turbo codeur série	70
Figure 4.20 : schéma d'un décodage itératif d'un turbo code série	71
Figure 4.22 : Comparaison entre codage turbo série et codage convolutif	72
Figure 4.23 : Performance du turbo code en augmentant le nombre d'itérations	73
Figure 4.24 : Schéma d'un système MIMO 2x2 avec codage d'Alamouti	74
Figure 4.25 : Implémentation d'une chaine SC-FDMA avec diversité d'antennes MIMO 2x2.	76
Figure 4.28 : Comparaison de TEB dans les cas MIMO et SISO	77

Liste des Tableaux

Tableau 1.1 : Performances et technique utilisés en téléphonie mobile durant la dernière décennie	5
Tableau 1.2 : résumé des spécifications de la norme 3GPP LTE	7
Tableau 2.1 : sélectivité du canal dans les domaines temporel et fréquentiel.....	15
Tableau 2.2 : bandes de fréquences et nombre de ressource blocs proposés pour la LTE.....	22
Tableau 3.1 : comparaison des deux mode FD-LTE et TD-LTE.....	34
Tableau 3.2 : Configurations de sous-trames Uplink / Downlink pour la LTE TDD	36
Tableau 3.3 : bandes de fréquences FDD.....	42
Tableau 3.4 : Bandes de fréquences TDD.....	43
Tableau 4.1 : Vecteurs de poinçonnage pour différents taux du codage convolutif	53
Tableau 4.2 : Efficacité des modulations 4 QAM, 16 QAM et 64 QAM	54
Tableau 4.3 : paramètres de la simulation.....	65

Liste des abréviations

3G	Third Generation
4G	Fourth Generation
3GPP	Third Generation Partnership Project
ACK	ACKnowledgement
AP	Access Point
APP	Probabilité a posteriori
ASK	Amplitude shift keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
CAZAC	Constant Amplitude Zero Autocorrelation Codes
ADC	Analog to Digital Converter
CC	Convolutional Coding
CDMA	Code Division Multiple Access
CSMA	Carrier-Sense Multiple Access
CP	Cyclic Prefix
DAB	Digital Audio Broadcasting
DAC	Digital to Analog Converter
DFT	Discrete Fourier Transform
DL	Downlink
DVB	Digital Video Broadcasting
EPC	Evolved Packet Core
EPS	Evolved Packet System
E-UTRA	Evolved UTRA
FDD	Frequency Division Duplex
FD-LTE	Frequency Duplex LTE
FDMA	Frequency-Division Multiple Access
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GSM	Global System for Mobile communications
HSDPA	High-Speed Downlink Packet Access

HSPA	High-Speed Packet Access
ICI	Inter Carrier Interference
IDFT	Inverse DFT
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IP	Internet Protocol
IPv4	Internet Protocol version 4
IPv6	Internet Protocol version 6
LO	Local Oscillator
ISI	Inter Symbol Interference
LOS	Line-Of-Sight
LTE	Long-Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximum Ratio Combining
NLOS	No Line- Of-Sight
NAS	Non-access Stratum
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency-Division Multiple Access
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PDCP	Packet Data Convergence Protocol
PHY	PHYSical Layer
PRB	Physical Resource Block
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality-of-Service
RF	Radio Frequency
RFPA	Radio Frequency Power Amplifier
RLC	Radio Link Control
rms	root mean square
RS	Reference Symbol
SAE	System Architecture Evolution

SC-FDMA	Single-Carrier FDMA
SISO	Soft Input - Soft Output
SNR	Signal-to-noise ratio
STA	STAtion
TDD	Time Division Duplex
TD-LTE	Time Division Long Term Evolution
TD-SCDMA	Time Division Synchronous Code Division Multiple Access
TEB	Taux d'erreurs binaire
TD-LTE	Time Duplex LTE
UE	User Equipment
UL	Uplink
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UTRA	Evolved UMTS Terrestrial Radio Access
VoIP	Voice Over IP
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WiFi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
ZF	Zero Forcing

Introduction

En 1837 la première communication filaire est apparue afin de pouvoir dialoguer malgré la distance. C'était le premier télégraphe inventé par Samuel Morse. Après la seconde guerre mondiale, plus précisément en 1946, les premiers téléphones mobiles commercialisables apparaissent aux Etats-Unis dans la ville de St Louis dans l'état du Missouri. Ces téléphones sont les produits de Bell Telephony Company.

Les télécommunications sans fil ont ainsi permis d'assurer un accès permanent aux réseaux locaux par rapport aux transmissions filaires. Cependant, le premier service téléphonique sans fil montrait ses limites vis à vis de sa faible efficacité spectrale et par la même du faible nombre de canaux pour une même station de base. En conséquence, des systèmes de communication sans fil se sont notamment beaucoup développés dans les années 50 et 60 pour les services spéciaux. Les premiers réseaux radio-mobiles cellulaires analogiques sont alors nés au début des années 70 afin de résoudre des problèmes de gestion de spectre. En utilisant des cellules multiples, il est alors possible de réutiliser les mêmes ressources spectrales de façon régulière et optimale pour éviter les problèmes d'interférence [1].

Depuis l'apparition des premiers réseaux radio-mobiles cellulaires, la communication sans fil est devenue un des domaines de technologie en plein essor. Le déploiement des réseaux de téléphonie cellulaire analogique de première génération démarre à partir des années 80 sous le nom de Radiocom 2000 et puis celui de deuxième génération par des systèmes numériques connu sous le nom de GSM apparaît dans les années 90. Ensuite, la troisième génération avec l'UMTS est opérationnelle depuis 2003 dans certains pays, ce qui permet d'offrir à des utilisateurs des services plus avancés, grâce une amélioration de l'efficacité spectrale, une plus grande capacité de réseau [1][2].

Cependant, depuis quelques années, en raison de l'utilisation plus répandue des services des applications multimédias comme la voix, du texte, des photos, des vidéos et l'accès d'internet, la demande de transfert rapide d'informations et de fiabilité de la communication à travers les systèmes de communication sans fil explose. En 2009, plus de 250 réseaux numériques mobiles avaient déjà lancé, commercialement, le HSPA [21] et durant cette dernière décennie, le trafic (nombre d'abonnés) a augmenté de manière exponentielle.

Des nouvelles techniques de transmission qui permettent de garantir ces besoins sont envisagés pour un futur système de quatrième génération (4G).

La LTE est une technologie qui appartient à la branche GSM et repose sur une base 3G WCDMA. Elle prend une place croissante dans l'actualité des télécommunications depuis 2007 car sa technologie représente une voie de plus en plus sûre vers l'après 3.5G, au-delà du HSPA et au seuil d'une future 4G encore dans les limbes [3].

Alors que l'attrait pour les réseaux mobiles haut débit commence à frémir, les opérateurs et les équipementiers réfléchissent déjà à l'évolution des réseaux d'ici 4 à 5 années. Le choix le plus pertinent de la technologie est crucial puisqu'il engage l'avenir de tout un pan du secteur des télécommunications, car plusieurs technologies sont en concurrence pour devenir les prochains standards des réseaux mobiles et toute décision conduit à un engagement sur plusieurs années et à des investissements lourds. Une erreur d'appréciation à ce niveau aura des conséquences néfastes pour les entreprises qui ont fait le mauvais choix.

Ce présent mémoire relatif à l'étude et la simulation d'une liaison montante (uplink) du standard 3GPP LTE est subdivisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre est une introduction générale à la 3GPP LTE. Le deuxième chapitre est dédié à l'étude de canal de propagation et les techniques améliorants les performances de la transmission utilisées dans le standard 3GPP LTE, plus précisément, la technique de modulation multi porteuse connue sous le nom de OFDM et les régimes d'accès associés, à savoir l'OFDMA et la SC-FDMA, ainsi qu' à la technique des antennes multiples plus connue sous le terme anglais MIMO. Quand au troisième chapitre, il englobe plusieurs sections expliquant différentes spécifications de la norme LTE, tels les schémas duplex FDD et TDD, les structures de trame et sous-trame, les canaux physiques, logiques et de transport, ainsi que la technologie de l'architecture système dénommée SAE. Le quatrième et dernier chapitre de ce mémoire est consacré à la simulation de la liaison montante du standard 3GPP LTE et à la présentation des résultats obtenus et qui sont les performances du point de vue TEB. Enfin, une conclusion générale est dressée pour faire un bilan et clôturer le travail demandé.

1.1. Introduction à la 3G LTE

Avec des services tels que WiMAX offrant de très hauts débits, le travail sur le développement d'une nouvelle génération de technologie cellulaire a commencé. La mise à niveau de la technologie cellulaire UMTS est baptisée LTE. L'idée est que la 3G LTE permettra des débits plus élevés à atteindre ainsi que des temps de latence de paquets beaucoup plus faible (un besoin croissant pour de nombreux services de nos jours) et que la norme 3GPP LTE permettra aux services de communications cellulaires d'aller de l'avant pour répondre aux besoins en matière de technologie cellulaire en 2017 et bien au-delà [2][3].

HSPA une combinaison de HSDPA et HSUPA et HSPA+ sont en cours de déploiement. Le développement de la 3G LTE est entrain d'être baptisé 3.99G comme ce n'est pas encore un plein standard 4G, même si en réalité il existe de nombreuses similitudes avec les technologies cellulaires pronostiquées pour l'utilisation de la 4G. Toutefois, en dépit de la terminologie, il est certain que la 3G LTE apportera des améliorations significatives en performance sur les normes 3G existantes [3][4].

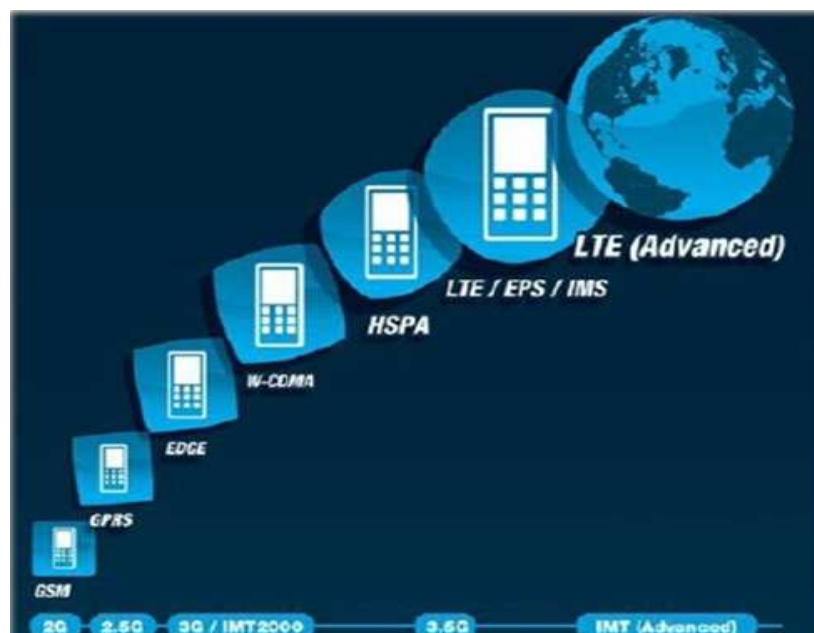


Figure 1.1 : Evolution des normes 2G-3G

De nombreux opérateurs n'ont pas encore mis à niveau leurs réseaux 3G de base, et la 3GPP LTE est considérée comme la prochaine étape logique pour beaucoup d'opérateurs qui va tout droit à saut de mouton de la 3G de base à LTE car cela évitera de fournir plusieurs stades de mises à niveau. L'utilisation de la LTE fournira également les capacités de données qui seront

nécessaires pendant de nombreuses années à venir et jusqu'au lancement complet des normes de la 4G connues sous le nom de LTE Advanced [2][3][5].

1.2. Débuts de la 3G LTE

La 3GPP qui a supervisé le développement du système 3G UMTS a commencé les travaux sur l'évolution de la technologie cellulaire 3G avec un atelier qui a eu lieu à Toronto au Canada en Novembre 2004. Les travaux sur la 3G LTE ont commencé avec une étude de faisabilité qui a commencé en Décembre 2004 et qui a été finalisée à l'inscription sur 3GPP Release 7. Les spécifications de base de la LTE ont ensuite été incluses dans la Release 8 [2][3].

L'atelier a fixé un certain nombre d'exigences de haut niveau pour la 3G LTE:

- Réduction des coûts par bit.
- Services évolués en provisionnement - plus de services à moindre coût avec une meilleure expérience utilisateur.
- Souplesse d'utilisation des bandes de fréquences existantes et nouvelles.
- Architecture simplifiée, interfaces ouvertes.
- Autoriser une consommation raisonnable de l'énergie du terminal.

En termes de chiffres réels, des objectifs pour LTE inclus des taux de téléchargement download de 100 Mbps et des taux de téléchargement upload de 50 Mbps pour chaque 20 MHz du spectre. En plus de cela la LTE était requise pour soutenir au moins 200 utilisateurs actifs dans chaque cellule de 5MHz, soit 200 appels téléphoniques actifs [2][3][4].

Des objectifs ont été également fixés pour la latence de livraison des paquets IP. Avec l'utilisation croissante de services comme la VoIP, les jeux et bien d'autres applications où les temps de latence est de préoccupation, les chiffres doivent être fixés à cet effet. En conséquence, une figure de sous-10ms de latence pour les petits paquets IP a été fixée [2] [3] [4].

1.3. Evolution de la 3G LTE

Bien qu'il y a de majeures étapes à franchir entre la LTE et ses prédécesseurs de la 3G, elle est néanmoins considérée comme une évolution de l'UMTS / standards 3G 3GPP. Bien qu'elle utilise une forme différente d'interface radio, en utilisant les techniques OFDMA et

SC-FDMA au lieu de la CDMA, il existe de nombreuses similitudes avec les formes antérieures d'architecture 3G en vue de leur réutilisation.

La LTE peut être vue comme offrant une plus grande évolution de fonctionnalité, une augmentation des débits et de meilleures performances. Le tableau ci-dessous résume l'évolution de la téléphonie mobile durant cette dernière décennie [3]:

	WCDMA (UMTS)	HSPA HSDPA / HSUPA	HSPA+	LTE
Max downlink speed (bps)	384 k	14 M	28 M	100M
Max uplink speed (bps)	128 k	5.7 M	11 M	50 M
Latency round trip time approximation	150 ms	100 ms	50ms (max)	~10 ms
3GPP releases	Rel 99/4	Rel 5 / 6	Rel 7	Rel 8
Approximation years of initial roll out	2003 / 4	2005 / 6 HSDPA 2007 / 8 HSUPA	2008 / 9	2009 / 10
Access method	CDMA	CDMA	CDMA	OFDMA / SC- FDMA

Tableau 1.1 : Performances et technique utilisés en téléphonie mobile durant la dernière décennie.

En plus de cela, la LTE est un réseau basé tout IP, en soutenant à la fois IPv4 et IPv6 [2].

1.4. Technologies associées à la 3G LTE

La LTE a introduit un certain nombre de nouvelles technologies par rapport aux systèmes cellulaires précédents. Ces derniers permettent à la LTE d'être en mesure de fonctionner plus efficacement à l'égard de l'utilisation du spectre, et également de fournir des débits requis beaucoup plus élevés.

1.4.1. La modulation OFDM : la modulation multi porteuse OFDM a été incorporée dans la LTE, car elle permet des largeurs de bande élevées et de transmettre de manière efficace tout en offrant un degré élevé de résilience à des réflexions et à des interférences.

Les régimes d'accès diffèrent entre la liaison montante et la liaison descendante: la technique OFDMA est utilisé dans le sens descendant (downlink), tandis que la technique SC-FDMA est utilisée dans le sens montant (uplink). La technique SC-FDMA est utilisé du fait de son rapport faible de la puissance crête à la puissance moyenne (PAPR), de plus, la puissance

constante permet une haute efficacité d'amplification en puissance RF des terminaux mobiles, qui est un facteur important pour les batteries d'alimentation des équipements [3] [5].

1.4.2. Transmission en mode MIMO: Un des principaux problèmes que les systèmes de télécommunications précédents ont rencontré est celui de signaux multiples provenant des nombreuses réflexions rencontrées. En utilisant le mode MIMO, ces trajets additionnels du signal peuvent être mis à profit et sont capables d'être utilisés pour augmenter le débit.

Lorsque le mode MIMO est utilisé, il est nécessaire d'utiliser plusieurs antennes pour permettre aux différents trajets d'être distingués. En conséquence des systèmes utilisant des matrices d'antennes 2x2, 4x2, ou 4x4 peuvent être utilisés. S'il est relativement facile d'ajouter d'autres antennes à une station de base, ce n'est pas le cas des terminaux mobiles, où les dimensions de l'équipement de l'utilisateur limitent le nombre d'antennes devant être mises en place à au moins une demi longueur d'onde ($\lambda/2$) l'une de l'autre [3][5].

1.4.3. Architecture SAE: Avec les exigences en très hauts débits et en faible latence pour la 3G LTE, il est nécessaire de faire évoluer l'architecture du système pour permettre l'amélioration des performances à atteindre. Une nouveauté réside dans un certain nombre de fonctions qui étaient auparavant traitées par le réseau cœur et qui ont été transférés vers la périphérie. Essentiellement, cela donne une forme beaucoup plus plate à l'architecture réseau. De cette manière les temps de latence peuvent être réduits et les données peuvent être acheminées plus directement à leur destination [2][3][5].

Ces technologies seront abordées beaucoup plus en détail dans la suite de ce mémoire.

1.5. Vue d'ensemble des spécifications de la 3GPP LTE

Il est utile de résumer les principaux paramètres de la spécification 3GPP LTE. Compte tenu du fait qu'il existe un certain nombre de différences entre le fonctionnement de la liaison montante et descendante, elles diffèrent naturellement dans le rendement qu'elles peuvent offrir. Les spécifications de la norme 3GPP LTE sont résumées dans le tableau 1.2 [3].

Parameter	Details
Peak downlink speed 64QAM (Mbps)	100 (SISO), 172 (2x2 MIMO), 326 (4x4 MIMO)
Peak uplink speeds (Mbps)	50 (QPSK), 57 (16 QAM), 86 (64 QAM)
Data type	All packet switched data (voice and data). No circuit switched.
Channel bandwidths (MHz)	1.4, 3, 5, 10, 15, 20
Duplex schemes	FDD and TDD
Mobility	0 - 15 km/h (optimised), 15 - 120 km/h (high performance)
Latency	Idle to active less than 100ms Small packets ~10 ms
Spectral efficiency	Downlink: 3 - 4 times Rel 6 HSDPA Uplink: 2 -3 x Rel 6 HSUPA
Access schemes	OFDMA (Downlink) SC-FDMA (Uplink)
Modulation types supported	QPSK, 16QAM, 64QAM (Uplink and downlink)

Tableau 1.2 : résumé des spécifications de la norme 3GPP LTE

Ces spécifications soulignées de la LTE donnent une vue globale de la performance que la LTE offrira. Elle répond aux exigences de l'industrie pour le téléchargement de données haute vitesse ainsi que des temps de latence réduit qui est un facteur important pour de nombreuses applications de la VoIP et l'utilisation interactive des données [2][3][4].

1.6. Conclusion

Les travaux de base sur la 3G LTE sont maintenant achevés par le 3GPP, bien que les projets initiaux ont été publiés en Septembre 2007, et les travaux menés en parallèle sur la technologie d'infrastructure appelée LTE System Architecture Evolution (SAE), ont suivi peu après. En termes de déploiements de systèmes, certains prévoient que les premiers déploiements peuvent voir le jour en début de la décennie 2010, bien que l'un des principaux problèmes sera l'équipement de l'utilisateur. Au départ, ces équipements sont susceptibles d'être constitués de clés électroniques à large bande à utiliser avec des ordinateurs portables et avec les autres mobiles qui apparaîtront plus tard [3][4].

2.1. Introduction

Un des éléments clés de la LTE est l'utilisation de la technologie OFDM en tant que porteur du signal, et des régimes d'accès associés, OFDMA et SC-FDMA.

L'OFDM est utilisée dans un certain nombre d'autres systèmes du WLAN tel le WiMAX, dans les technologies de diffusion tels le DVB et le DAB. L'OFDM présente de nombreux avantages, y compris sa robustesse aux évanouissements (fading) par trajets multiples et aux interférences. En plus de cela, même si elle semble être une forme particulièrement complexe de modulation, elle se prête remarquablement à des techniques de traitement de signaux numériques. Compte tenu de ses avantages, l'utilisation de l'OFDM et des technologies d'accès associées, l'OFDMA et la SC-FDMA sont des choix naturels de la nouvelle norme cellulaire LTE [3].

Avant de se lancer dans une description détaillée de la couche PHY de la norme LTE, il vaut la peine de jeter un coup d'œil sur quelques technologies de base qui lui sont associées. Les nombreuses méthodes employées dans la LTE sont relativement nouvelles dans les applications cellulaires. L'OFDM est une technique de modulation bien connue, une brève discussion des propriétés de base et des avantages de cette méthode est donc justifiée, mais avant cela nous allons présenter les notions de base concernant le canal de propagation radio fréquences.

2.2. Canal de propagation

Par définition, un système de transmission radioélectrique permet de transformer un signal électrique émis $e(t)$ en un signal électrique reçu $s(t)$ par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques. Le canal de propagation correspond au système qui fait transformer le signal $e(t)$ en signal $s(t)$ et tient donc compte des interactions entre les ondes électromagnétiques et leur environnement de propagation [9].

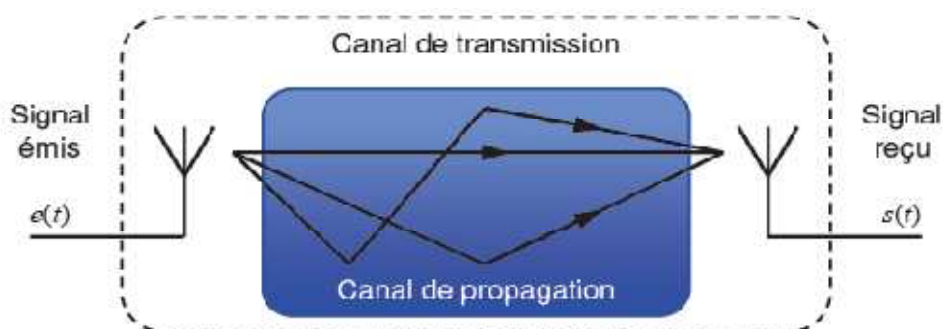


Figure 2.1 : Canal de propagation et canal de transmission

2.2.1. Propagation en espace libre

Le modèle de propagation en espace libre permet de prédire la puissance du signal reçu et ce en fonction de la distance séparant l'émetteur du récepteur. Il suppose l'absence d'obstacles dans le milieu de transmission et néglige les pertes dues à l'atmosphère, nous supposons également qu'il n'y a pas de pertes dans les systèmes d'émission et de réception [9][10].

En notant P_T la puissance du signal émis, G_T et G_R respectivement les gains d'antennes d'émission et de réception, La loi de Friis permet alors d'exprimer la puissance reçue P_R aux bornes de l'antenne de réception en fonction de la distance d séparant l'émetteur du récepteur:

$$P_R = P_T G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (2-1)$$

Où c représente la célérité de la lumière et f la fréquence du signal émis.

Le modèle de propagation en espace libre est un cas théorique de référence. Dans des conditions réelles de propagation, la transmission d'un signal entre un émetteur et un récepteur, en particulier mobile, est beaucoup affectée par les propriétés du canal radio.

2.2.2. Propagation en environnement réel

Lorsque l'information est transmise sur un canal radio, le signal peut être déformé en raison de trajets multiples. Habituellement (mais pas toujours) il y a un chemin en ligne de visée (LOS) entre l'émetteur et le récepteur. En outre, il existe de nombreux autres chemins créés par la réflexion du signal sur bâtiments, des véhicules et autres obstacles comme le montre la figure 2.2. Les signaux voyageant le long de ces trajets et qui ont subi un affaiblissement différents, atteignent tous le récepteur, mais décalés dans le temps par un intervalle de temps correspondant aux différences de distances parcourues le long de chaque trajet.

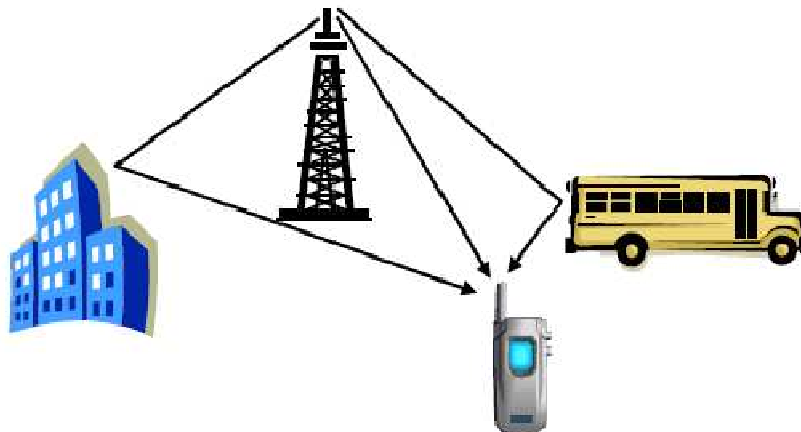


Figure 2.2 : Phénomène de multi trajet causé par les réflexions du signal sur les obstacles

La présence de trajets multiples de propagation peut conduire à une distorsion importante du signal. D'un autre côté, elle présente un avantage, plus particulièrement à l'intérieur des bâtiments où un trajet en visibilité directe (LOS) n'est pas toujours disponible. Dans ce cas, ce sont les trajets en non visibilité directe (NLOS) qui permettent la communication [9].

En fait la réflexion n'est pas le seul phénomène intervenant lors de la propagation d'une onde électromagnétique dans un environnement réel, elle est sujette à l'influence de divers phénomènes physiques, plus connus sous le nom de mécanismes de propagation :

2.2.3. La réflexion : La réflexion se produit lorsque l'onde électromagnétique rencontre un obstacle dont la surface est non rugueuse et la dimension est grande par rapport à la longueur d'onde. Dans ce cas, la direction et l'amplitude du rayon réfléchi sont déterminées par les lois de Snell-Descartes et de Fresnel [11]. qui font intervenir les propriétés diélectriques des surfaces réfléchissantes.

2.2.4. La transmission : Si le milieu où intervient la réflexion n'est pas totalement radio opaque, une partie de l'onde incidente traverse le matériau selon un mécanisme de transmission. Pour la plupart des matériaux de construction, l'onde transmise subit alors un affaiblissement assez important. On peut noter que pour un matériau donné, l'affaiblissement et la direction du signal transmis dépendent de la longueur d'onde, et de l'indice de réfraction du ce dernier [11].

2.2.5. La diffraction : La diffraction a lieu sur l'arête d'obstacle de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde ou sur des obstacles dont certaines dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde. Une onde ne sera pas entièrement arrêtée par cet obstacle mais elle pourra continuer à se propager à partir de l'arête de l'obstacle, ce qui explique l'arrivée d'ondes radio au niveau du récepteur en l'absence de visibilité directe et d'interventions des autres types d'interactions.

2.2.6. La diffusion : Lorsqu'une onde électromagnétique rencontre un groupe dense d'obstacles dont les dimensions sont petites par rapport à la longueur d'onde, le phénomène observé correspond à la superposition d'un grand nombre de diffractions aléatoires. Dans ce cas, on parle de diffusion. On considère généralement que l'onde est redirigée dans toutes les directions avec une atténuation variable.

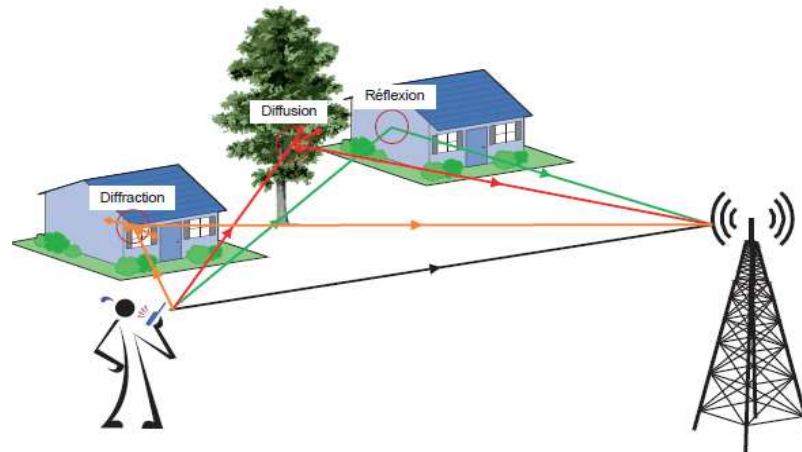


Figure 2.3 : schématisation phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion

2.3. Modulation à une seule porteuse et égalisation

À ce jour, les systèmes cellulaires ont utilisé presque exclusivement des schémas de modulation à une seule porteuse. Bien que la LTE utilise la modulation OFDM, plutôt qu'une modulation à une seule porteuse, il est instructif d'examiner brièvement comment les systèmes à porteuse unique font face à la distorsion du canal radio provoquée par le phénomène de trajets multiples. Ceci constituera un point de référence à partir duquel les systèmes OFDM peuvent être comparées et contrastées.

Le terme Delay Spread ou retard de propagation désigne la valeur du retard au niveau du récepteur d'un signal voyageant de l'émetteur sur des chemins différents. Dans les applications cellulaires, les retards de propagation peuvent être de quelques microsecondes. Les propriétés de la dispersion temporelle dans les canaux multi-trajets, sont le plus souvent mesurées par leur retard de propagation moyen ou delay spread rms (τ_{rms}) [12].

Le retard induit par le phénomène de trajets multiples peut provoquer l'interférence entre un symbole reçu le long d'un chemin d'accès retardé et un symbole ultérieure arrivant au niveau du récepteur grâce à un trajet plus direct. Cet effet est illustré en figure 2.4 ci après et est dénommé interférences inter symboles (ISI en anglais). Dans un système conventionnel, à une seule porteuse, la durée symbole diminue à mesure que le débit augmente. À des débits très élevés (avec en conséquence une réduction des périodes de symboles), il est tout à fait possible pour l'ISI de dépasser un temps symbole en entier et le causer le déversement d'un symbole dans un symbole ultérieures deuxième ou troisième [3][7].

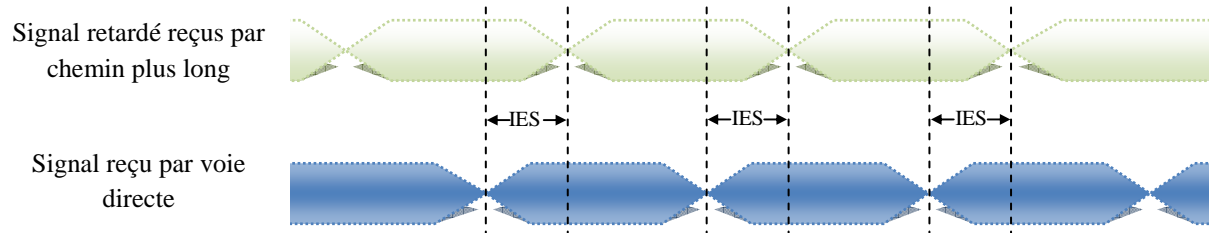


Figure 2.4 : schématisation du phénomène de l'IES. Signaux arrivants par des chemins différents

Il est également utile de considérer les effets de distorsion des trajets multiples dans le domaine fréquentiel. Chaque chemin de longueur différente et réflexion différente se traduira par un décalage de phase spécifique. Comme tous les signaux sont combinés au niveau du récepteur, certaines fréquences dans la bande passante du signal subissent des interférences constructives (combinaison linéaire des signaux en phase), tandis que d'autres rencontrent des interférences destructives (combinaison linéaire des signaux hors-phase). Le signal composite reçu est déformée par la fréquence de fading sélectif (voir Figure2.5) [9].

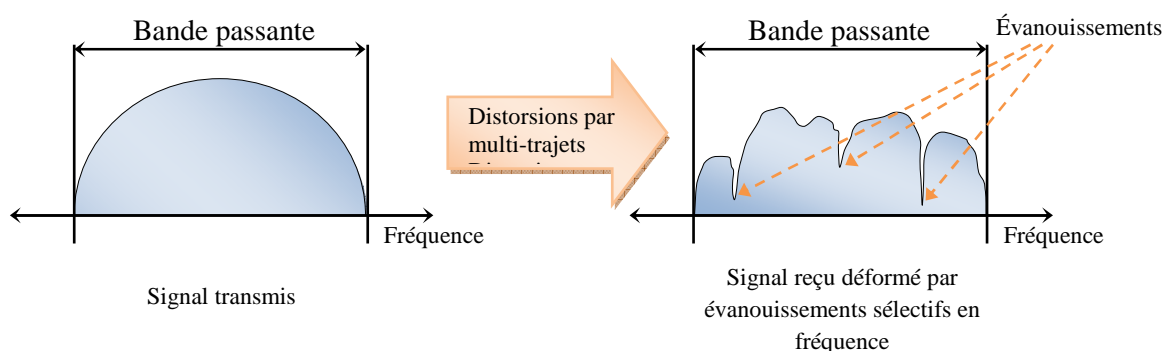


Figure 2.5 phénomènes du fading dus aux multi trajets

La bande de cohérence : la bande de cohérence B_c est une mesure statistique de la gamme de fréquences sur laquelle le canal peut être considéré comme uniforme. L'étalement de délai τ_{rms} et la bande de cohérence sont inversement proportionnel l'un par rapport à l'autre, bien que leur relation exacte est en fonction de la structure spécifique des trajets multiples [12] :

$$B_c \propto \left(\frac{1}{\tau_{rms}} \right) \quad (2-2)$$

La dispersion temporelle due aux multi-trajets conduit le signal transmis à subir un évanouissement dit sélectif ou non sélectif (plat) en fréquence. Si le canal possède une bande de cohérence qui est plus grande que la largeur de bande du signal transmis ($B_s < B_c$), le signal reçu fera l'objet d'évanouissement non sélectif ou plat. Pour un signal occupant une bande de fréquences plus large que bande de cohérence de canal ($B_s > B_c$), ce signal subira alors un évanouissement sélectif en fréquence [12].

L'égalisation : Les systèmes mono porteuse compensent la distorsion de canal via une égalisation dans le domaine temporel. En général, les égaliseurs compensent la distorsion par trajets multiples par l'une des deux méthodes suivantes [3][7] :

- Egalisation par inversion du canal** : une séquence connue est transmise sur le canal avant d'y envoyer de l'information. Parce que le signal original est connu au niveau du récepteur, un égaliseur de canal est en mesure de déterminer la réponse du canal et de multiplier le signal porteur de données ultérieur par l'inverse de la réponse du canal pour inverser les effets de trajets multiples.
- Egalisateur de Rake** : Les systèmes CDMA peuvent employer des égaliseurs Rake pour résoudre les trajets individuels et ensuite combiner des copies numériques du signal reçu décalées dans le temps afin d'améliorer le rapport signal-sur-bruit (SNR) du récepteur.

Dans les deux cas, l'implémentation d'égaliseur canal (voir figure 2.6) devient de plus en plus complexe avec l'augmentation des débits de données. Les temps symboles deviennent plus courts et les horloges d'échantillonnage du récepteur doivent devenir d'autant plus rapides. L'IES devient beaucoup plus sévère couvrant éventuellement plusieurs périodes de symbole.

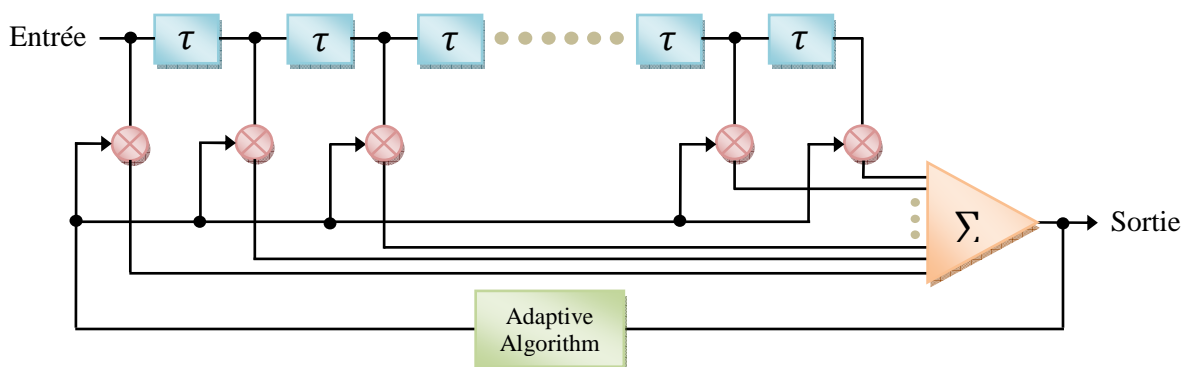


Figure 2.6 : schéma d'un filtre transversal égaliseur de canal

Le nombre de valeurs de délai augmente avec la vitesse et la complexité de l'algorithme adaptatif. Pour les débits de la LTE (jusqu'à 100 Mbits/s) où les retards sont de l'ordre de 17 μ s, cette approche d'égalisation canal devient impraticable. Comme nous le verrons plus loin, l'OFDM élimine l'IES dans le domaine temporel, ce qui simplifie considérablement la tâche de la compensation du canal [2][3].

2.4. L'effet Doppler

À cause des effets de propagation par trajets multiples, les propriétés du canal de propagation peuvent différer de façon significative lorsque l'antenne de réception est positionnée à différents emplacements, nous pouvons dès lors nous poser la question du comportement du canal de propagation lorsque l'antenne d'émission, de réception ou les deux, voire l'environnement lui-même sont en mouvement.

L'effet doppler correspond au décalage apparent de la fréquence d'une onde électromagnétique provoqué par la variation de son trajet de propagation. Considérons un mobile se déplaçant à la vitesse v relativement éloigné de l'émetteur, du fait de la vitesse de déplacement du récepteur, l'onde incidente sur ce dernier va subir un glissement de fréquence fd supplémentaire donné par [9][12] :

$$fd = \frac{v}{\lambda} \cos(\theta) \quad (2-3)$$

Où λ est la longueur d'onde et θ l'angle d'arrivée de signal.

On définit alors les paramètres caractérisant la dispersion fréquentielle du canal :

La bande d'étalement doppler B_D est définie comme étant la gamme de fréquences sur laquelle le spectre doppler reçu est essentiellement non nul [12] .

$$B_D = fd_{max} = \frac{v}{\lambda} = \frac{vf}{c} \quad (2-4)$$

Le temps de cohérence T_c est l'équivalent de l'étalement doppler, il est utilisé pour caractériser la variabilité dans le temps de la dispersion fréquentielle du canal dans le domaine temporel. Le temps de cohérence et l'étalement doppler, sont inversement proportionnel l'un par rapport à l'autre [12]:

$$T_c \propto \frac{1}{B_D} \quad (2-5)$$

La dispersion fréquentielle due à l'effet Doppler conduit le signal transmis à subir un évanouissement dit rapide ou lent. Le signal subit un évanouissement rapide si ce dernier possède une bande de fréquence qui est plus petite que la bande d'étalement doppler ($B_S < B_D$), ou un évanouissement lent si ce dernier possède une bande de fréquence qui est plus grande que la bande d'étalement doppler ($B_S > B_D$) [12].

Pour conclure cette section sur le canal de propagation, la relation entre les paramètres de canal et les différents types d'évanouissement cités précédemment, ainsi que les dégradations temporelles et fréquentielles sont résumées sur ce tableau récapitulatif [14]:

		Domaine fréquentiel	
		Canal sélectif en fréquence (large bande) $B_s \gg B_c$	Canal non-sélectif en fréquence (bande étroite) $B_s \ll B_c$
Domaine temporel	Canal sélectif temporellement $T_s \gg T_c$	Fréquentiellement sélectif. Évanouissement rapide (fast fading) Dégradation : Apparition d'ISI et d'ICI.	Fréquentiellement plat (flat fading). Évanouissement rapide (fast fading) Dégradation : Apparition d'ICI.
	Canal non sélectif dans le temps $T_s \ll T_c$	Fréquentiellement sélectif. Évanouissement lent. Dégradation : Apparition d'ISI.	Fréquentiellement plat (flat fading). Évanouissement lent. Condition de canal idéal

Tableau 2.1 : sélectivité du canal dans les domaines temporel et fréquentiel

2.5. L'OFDM

2.5.1. Définition et avantages : Contrairement aux systèmes à porteuse unique décrits auparavant, les systèmes de communication basés sur l'OFDM ne reposent pas sur des taux de symboles élevés afin d'atteindre de hauts débits. Cela rend la tâche de gérer l'IES beaucoup plus simple. Les systèmes OFDM subdivisent la bande passante disponible en plusieurs sous-porteuses étroites et transmettent les données en flux parallèles. Chaque sous-porteuse est modulée à l'aide de niveaux variables de modulation QAM, i.e. QPSK, QAM, 64 QAM ou des ordres éventuellement plus élevés selon la qualité du canal. Chaque symbole OFDM est donc une combinaison linéaire des signaux instantanés sur chacune des sous-porteuses dans le canal. Puisque les données sont transmises en parallèle et non en série, les symboles OFDM sont généralement beaucoup plus lents que les symboles sur les systèmes à porteuse unique de débit de données équivalent [3][7].

Il y a deux aspects tout à fait remarquables de l'OFDM. D'abord, chaque symbole OFDM est précédé d'un préfixe cyclique (CP), qui est utilisé pour éliminer efficacement l'IES. Deuxièmement, les sous-porteuses sont très étroitement espacées de façon à faire un usage efficace de la bande passante disponible, et pourtant il n'y a pratiquement pas d'interférence entre les sous-porteuses adjacentes (Inter Carrier Interference, ou ICI). Ces deux caractéristiques uniques sont en fait étroitement liées. Afin de comprendre comment l'OFDM traite la distorsion multi-trajets, il est utile de considérer le signal dans les domaines temporel et fréquentiel [2][3][4].

Considérons la représentation dans le domaine temporelle d'un symbole OFDM montré dans la figure ci-dessous. Le symbole OFDM est constitué de deux composantes principales: le CP et une période FFT. La durée du CP est déterminée par le plus haut degré prévu de delay spread pour l'application visée. Lorsque les signaux transmis arrivent au niveau du récepteur par deux chemins de différentes longueurs, ils sont décalés dans le temps comme le montre la figure 2.7.

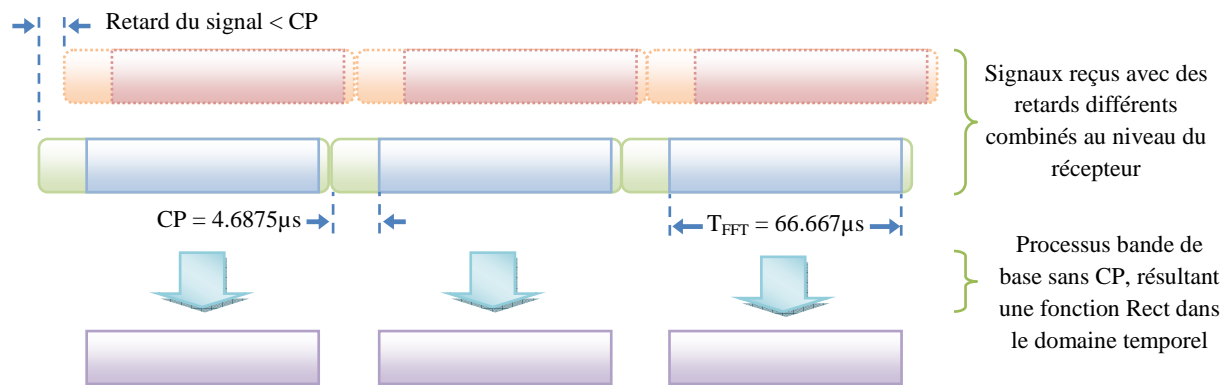


Figure 2.7 : Elimination de l'IES par l'insertion du préfixe cyclique dans le cas de la 3GPP LTE.

Au sein de la période de CP, il est possible d'avoir une distorsion portée par un symbole précédent. Toutefois, avec un CP d'une durée suffisante, les symboles précédant ne rejaillissent pas sur la période FFT, il n'y a que des perturbations causées par les copies échelonnées dans le temps du symbole actuel. Une fois la réponse impulsionnelle du canal est déterminée par transmission périodique des signaux de référence connus appelés également pilotes, les distorsions peuvent être corrigées en appliquant un décalage de base d'amplitude et de phase sous-porteuse par sous-porteuse.

A noter que toute l'information pertinente pour le récepteur est contenue dans la période FFT. Une fois que le signal est reçu et numérisé, le récepteur supprime tout simplement le CP. Le résultat est une impulsion rectangulaire qui, au sein de chaque sous-porteuse, est d'une amplitude constante sur la période de la FFT. On rappelle que le résultat d'une impulsion uniforme rectangulaire (fonction RECT) dans le domaine temporel est une fonction Sinc dans le domaine fréquentiel, comme il est indiqué en figure 2.8 ci-après.

La période FFT de la LTE est de 67,77 μ s. Notez que ceci est tout simplement l'inversion de l'espacement entre porteuses ($1 / \Delta f$). Il en résulte une forme SINC dans le domaine fréquentiel avec espacement uniforme entre passages par zéro de 15 kHz, précisément au centre de la sous-porteuse adjacente. Il est donc possible d'échantillonner à la fréquence centrale de chaque sous-

porteuse tout en ne rencontrant aucune interférence avec les sous-porteuses voisines (zéro ICI) [2][3][4][7].

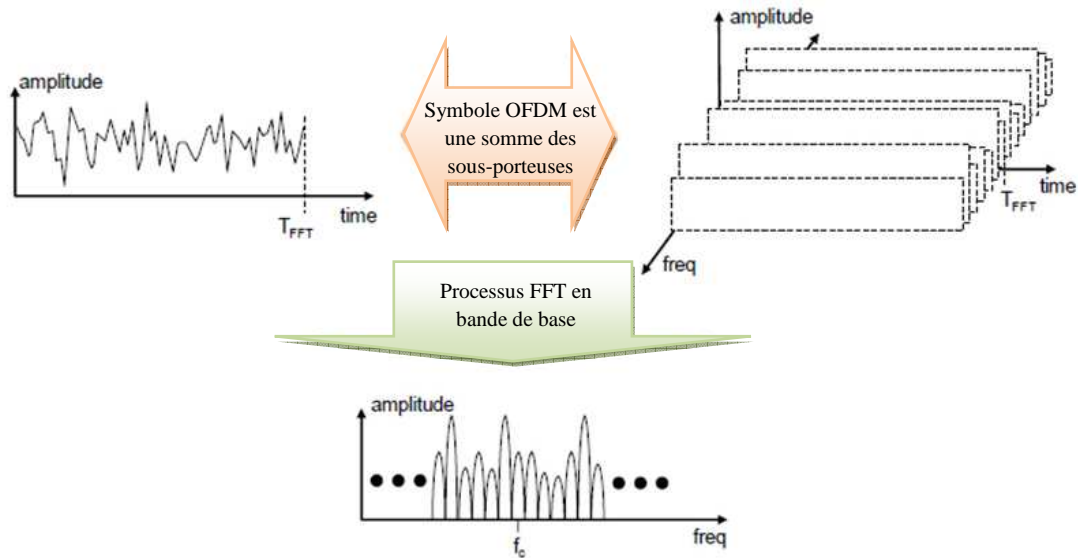


Figure 2.8: représentations temporelle et fréquentielle d'un signal OFDM avant et après modulation

2.5.2. Inconvénients de l'OFDM

Comme nous l'avons vu, l'OFDM a des attributs remarquables. Toutefois, comme tous les schémas de modulation, elle souffre de quelques défauts. L'OFDM a deux faiblesses principales par rapport aux systèmes à porteuse unique: la sensibilité aux erreurs de fréquence porteuse (due soit à l'offset de l'oscillateur local ou aux décalages Doppler) et un grand rapport puissance crête-à-moyenne du signal (PAPR, Peak-to-Average Power Ratio).

2.5.3. Sensibilité aux erreurs de fréquence

Tel que discuté ci-dessus, les systèmes OFDM peuvent atteindre l'objectif de zéro interférences entre sous porteuses (zero ICI) si chaque sous-porteuse est échantillonnée précisément à sa fréquence centrale. Au niveau de récepteur, la FFT est effectuée à la fréquence de bande de base, après que le signal reçu ait été démodulé de la fréquence porteuse RF. La démodulation est généralement effectuée par des moyens de conversion directe. Le signal reçu est mélangé avec un signal produit par l'oscillateur local du récepteur (LO). Idéalement, le signal de la porteuse et le LO du récepteur sont à une fréquence identique. Malheureusement, ce n'est pas toujours le cas.

Les Oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur seront toujours en dérive, donc des moyennes actives doivent être prises pour les garder synchronisés. Chaque station de base envoie périodiquement des signaux de synchronisation qui sont utilisés par l'UE à cette fin

entre autres (les signaux de synchronisation sont également utilisés pour l'acquisition initiale et le handover). Même ainsi, d'autres sources telles que les déplacements de Doppler et le bruit de phase de l'oscillateur peuvent encore aboutir à des erreurs de fréquence. Des erreurs de fréquence non corrigées se traduiront par une ICI comme le montre la figure 2.9 ci-dessous. Pour ces raisons, la fréquence du signal doit être suivie de manière continue. Les décalages doivent être corrigés dans le processeur bande de base pour éviter des excès d'ICI qui pourraient donner comme résultat la perte de paquets [2][3][7].

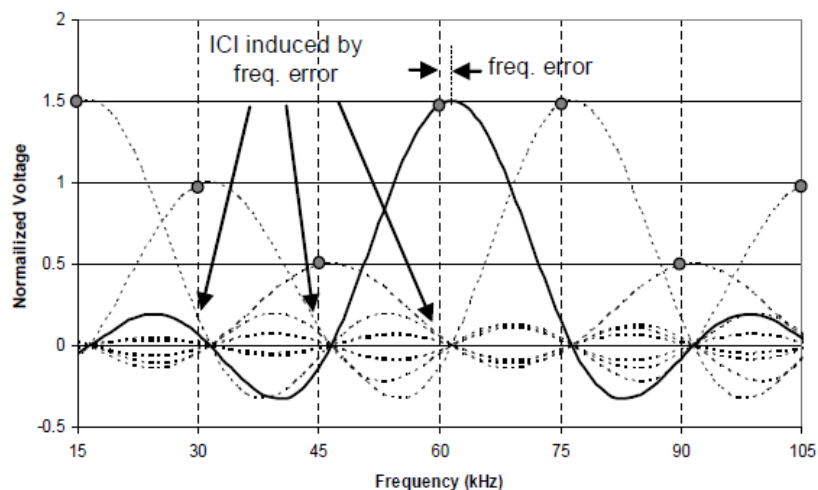


Figure 2.9 : Signal démodulé avec décalage en fréquence causant l'ICI

2.5.4. Rapport puissance crête à puissance moyenne élevé

L'autre inconvénient majeur de l'OFDM est un PAPR élevé. La puissance instantanée RF transmise peut considérablement varier au sein d'un seul symbole OFDM. Comme indiqué auparavant, le symbole OFDM est une combinaison de l'ensemble des sous-porteuses. Les tensions des sous-porteuses peuvent s'ajouter en phase à certains points dans le symbole, ce qui entraîne de très hautes crêtes de puissance instantanée beaucoup plus élevée que la puissance moyenne.

Un PAPR élevé conduit à des exigences de dynamique pour les convertisseurs ADC et DAC. Plus important encore, il réduit aussi l'efficacité de l'amplificateur RF de puissance de l'émetteur (RFPA). Les systèmes à porteuse unique utilisent parfois des méthodes de modulation à enveloppe constante, telles les modulations GMSK ou PSK. L'information contenue dans le signal d'un système à porteuse unique est transmise en faisant varier la fréquence instantanée ou la phase alors que l'amplitude du signal reste constante. Le RFPA n'exige pas un haut degré de linéarité.

En revanche, l'OFDM n'est pas un schéma de modulation à enveloppe constante. Au sein de

chaque symbole, l'amplitude et la phase de chaque sous-porteuse est constante. Au cours de la durée d'un symbole OFDM, il peut exister plusieurs pics importants. Le RFPA doit être capable de gérer les fluctuations de tension de pointe sans écrêtage, ce qui nécessite un amplificateur qui prend en charge une plus grande puissance moyenne [2][3][7].

2.6. L'OFDMA

L'OFDMA est employée comme régime de multiplexage dans le sens descendant (downlink) de la norme LTE. Peut-être que la meilleure façon de décrire l'OFDMA est de la comparer avec un schéma de réseau orienté paquet tel que le Wi-Fi 802.11a. Dans la norme 802.11a, la méthode de multiplexage est la CSMA. Le trafic dans les deux sens montant et descendant, à partir de points d'accès fixes (AP) aux stations mobiles utilisateurs (STAs) est au moyen de paquets de la couche PHY. Comme expliqué ci-dessous, l'OFDMA fait un usage beaucoup plus efficace des ressources du réseau [7].

2.6.1. Comparaison des protocoles OFDMA et orientés-paquets

Comme la 3GPP LTE, l'IEEE 802.11a utilise l'OFDM comme méthode de modulation. Toutefois, la 802.11a utilise CSMA comme méthode de multiplexage. La CSMA est essentiellement un schéma listen-before-talk. Lorsque l'AP a du trafic en file d'attente pour une STA, il contrôle le canal pour l'activité. Quand le canal devient inactif, il commence à décrétement d'une minuterie interne (période back-off) qui est aléatoire au sein d'une fenêtre spécifiée. La minuterie continuera d'être décrétement aussi longtemps que le réseau reste inactif. Lorsque la minuterie atteint le zéro, l'AP va transmettre un paquet de la couche PHY allant jusqu'à 2000 octets adressé à une STA particulière ou à tous les STAs au sein de la cellule dans le cas du mode diffusion (broadcast). La période back-off aléatoire est conçue pour minimiser les collisions, mais elle ne peut pas les éliminer complètement [3][7].

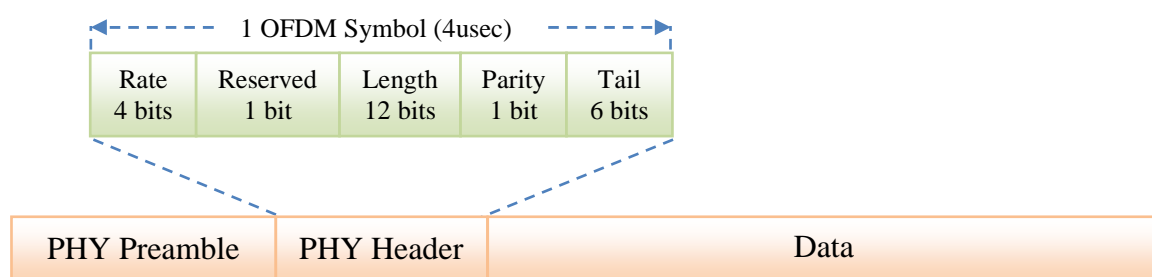


Figure 2.10 : format du paquet PHY de la norme 802.11a.

Chaque paquet PHY 802.11a utilise toute la bande passante de la couche PHY pour la durée du paquet. Le format du paquet PHY 802.11a est montré ci-dessus. Chaque paquet 802.11a a une charge utile de données de longueur variable de 64 à 2048 octets. Si la transmission par paquets est un succès, la station réceptrice transmet un ACK. Les paquets non acquittés sont supposés abandonnés. Notez aussi que chaque paquet est précédé par un préambule.

Dans une perspective de mise en réseau, l'approche orienté-paquet de la 802.11a a l'avantage de la simplicité. Cependant, la période de back-off aléatoire du régime de multiplexage CSMA est un temps d'inactivité et représente donc un manque d'efficacité. Le préambule PHY est aussi une surcharge du réseau et réduit encore d'avantage l'efficacité, notamment pour les paquets plus courts [3][7].

Pour remédier aux problèmes de la faible efficacité des réseaux orientés-paquets où beaucoup de ressources sont consommées pour la gestion, la période back-off conçue pour minimiser les collisions est assez longues et le paquet garde la bande passante complète pendant la transmission et l'acquiescement des ACK, la mise en œuvre d'un système plus performant est devenue indispensable. C'est ainsi que l'OFDMA s'est présenté avec un faible temps de latence et une grande efficacité [8].

2.6.2 Définition du bloc de ressource physique et de la structure générique de trame LTE

L'OFDMA est un excellent choix de la 3GPP LTE comme système de multiplexage pour la transmission downlink. Même si elle implique plus de complexité en termes de planification des ressources, elle est nettement supérieure aux approches orientés-paquets en termes d'efficacité et de latence.

En OFDMA, les utilisateurs se voient attribuer un nombre précis de sous-porteuses pour un nombre prédéterminé de fois, appelées blocs de ressources physiques (PRBs), dans les spécifications LTE (voir figure 2.11). Les PRBs ont chacun une dimension en temps et en fréquence. La répartition des PRBs est gérée par une fonction de planification à la station de base 3GPP (eNodeB) [2][3][4].

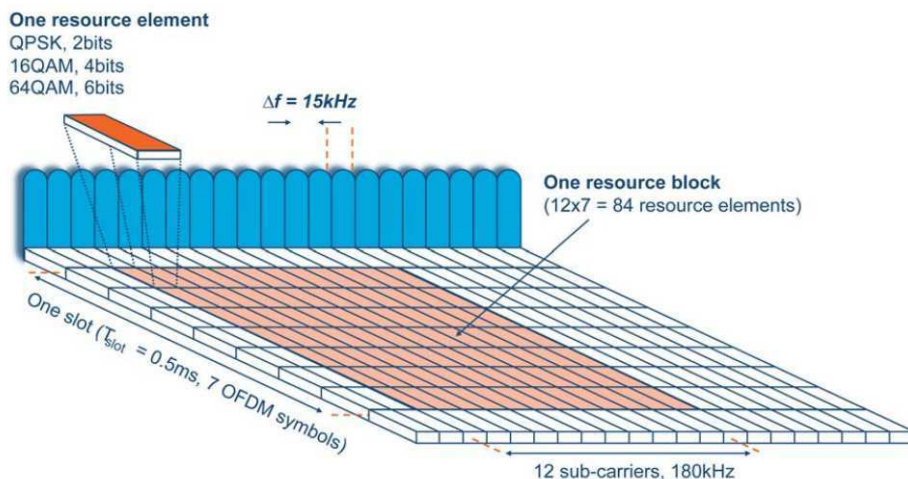


Figure 2.11: définition d'une ressource physique LTE en downlink basée sur l'OFDMA

Afin d'expliquer de manière adéquate l'OFDMA dans le cadre de la LTE, nous devons étudier la structure générique de trame de la couche PHY (voir figure 2.12). La structure générique de trame est utilisée avec le mode de fonctionnement FDD (une structure alternative est définie pour une utilisation avec le mode TDD).

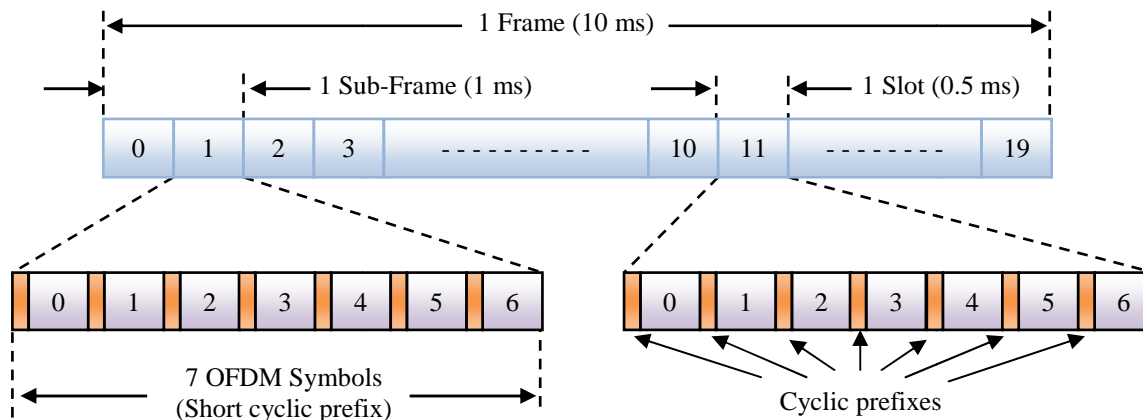


Figure 2.12 : Structure générique de la trame LTE

Comme le montre la Figure 2.12, les trames LTE ont une durée de 10 ms. elles sont divisées en 10 sous trames, chaque sous-trame est de longueur 1 ms. Chaque sous-trame est divisée en deux slots, chacun de 0,5 ms. Un slot est composé de 6 ou 7 symboles OFDM, selon que le préfixe cyclique normal ou étendu est employé [2][3].

Bandwidth (MHz)	1.25	2.5	5.0	10.0	15.0	20.0
Subcarrier bandwidth (kHz)	15					
Physical resource block (PRB) bandwidth (kHz)	180					
Number of available PRBs	6	12	25	50	75	100

Tableau 2.2 : bandes de fréquences et nombre de ressource blocs proposés pour la LTE

Le nombre total de sous-porteuses disponibles dépend de la largeur de bande de transmission globale du système. Les spécifications LTE définissent les paramètres de bande passante système à partir de 1,25 MHz à 20 MHz comme le montre le tableau 2.1 ci-dessus [2]. Un PRB est défini comme étant composé de 12 sous-porteuses consécutives pour un slot (0,5 ms). Un PRB est le plus petit élément d'allocation des ressources affectées par le planificateur de station de base.

Le signal transmis en downlink se compose de N_{BW} sous-porteuses pour une durée de N_{symb} symboles OFDM ce qui peut être représenté par une grille de ressources comme le montre la figure ci-dessous, Chaque case de la grille représente une sous-porteuse unique pour une période de symbole et est désignée par le terme « Resource Element » [2][3][7].

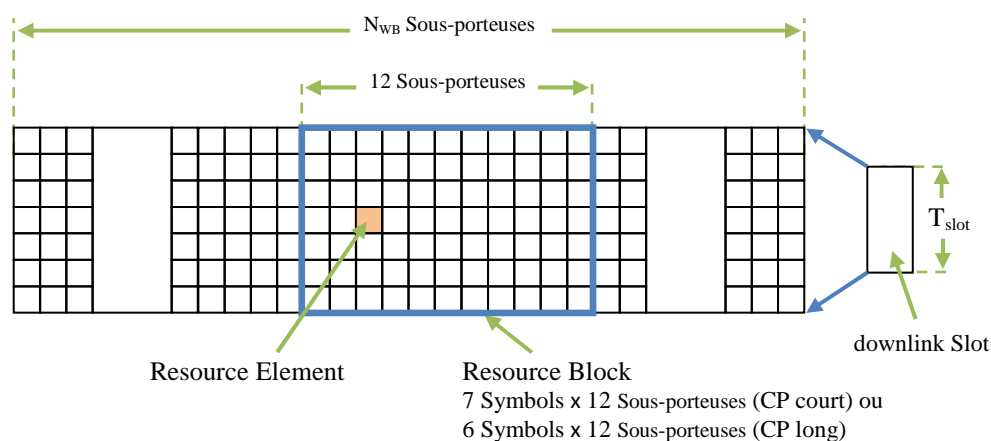


Figure 2.13 : grille de ressources en downlink

Contrairement aux réseaux orientés-paquets, la LTE n'emploie pas de préambule de couche PHY pour faciliter l'estimation de l'offset de la porteuse, l'estimation de canal, la synchronisation ...etc. au lieu de cela, des signaux spécifiques de référence sont intégrés dans les PRBs comme le montre la figure 2.14 ci-dessous.

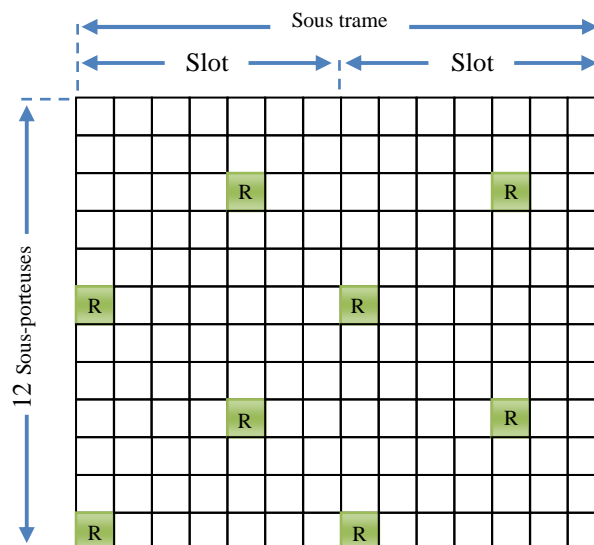


Figure 2.14 : disposition des signaux de référence dans la norme LTE

Notons que les symboles de référence sont transmis chaque six sous-porteuses. En outre, les symboles de référence sont échelonnés dans le temps et la fréquence. La réponse du canal sur les sous-porteuses portant les symboles de référence peut être calculée directement. L'interpolation est utilisée pour estimer la réponse du canal sur les sous-porteuses restantes [2][3][7].

2.7. La SC-FDMA

Les exigences LTE en uplink diffèrent des exigences de ceux en downlink de plusieurs façons. Sans surprise, la consommation d'énergie est une considération clé pour les terminaux UE. Le PAPR élevé et la perte en efficacité associés à l'OFDM sont des préoccupations majeures. En conséquence, une alternative à l'OFDM a été demandée pour une utilisation dans le sens montant en LTE.

La SC-FDMA est bien adaptée aux exigences de la LTE en uplink. L'architecture de base émetteur récepteur est très similaire (presque identique) à celle de l'OFDMA, et offre le même degré de protection contre l'effet de multi-trajets. Surtout, parce que la forme d'onde sous-jacente est essentiellement une seule porteuse, le PAPR est plus faible [7].

La SC-FDMA offre des performances et une complexité globale similaire à l'OFDMA mais utilise en revanche une technique de multiplexage fréquentiel à une seule porteuse.

2.7.1 La chaîne de transmission du SC-FDMA:

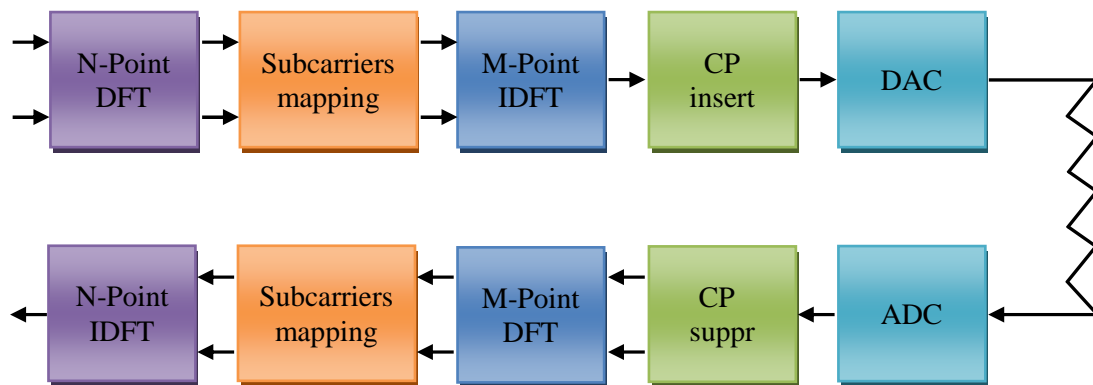


Figure 2.15 : Chaîne de transmission SC-FDMA

Après la conversion flux de bits entrants en symboles à seule porteuse (BPSK, QPSK, 16 QAM selon les conditions du canal). Ces symboles seront par la suite formatés dans le domaine temporel en bloc pour l'entrée au moteur FFT (DFT sur la figure).

Le diagramme en bloc de la figure ci-dessus montre un arrangement émetteur / récepteur SC-FDMA de base. Notez que beaucoup de blocs fonctionnels sont communs entre la SC-FDMA et l'OFDMA, il existe donc un degré élevé de similitude fonctionnelle entre les deux chaînes de transmission uplink et downlink. Les blocs fonctionnels de la chaîne de transmission sont:

- 1) **N-Point DFT:** il convertit le bloc symbole SC du domaine temporel en N tons discrets.
- 2) **Subcarrier Mapping:** il mappe les tons de sortie DFT aux sous-porteuses fixées pour la transmission. Les systèmes SC-FDMA utilisent soit des tons contigus (localisés) ou des ton uniformément espacés (distribués) comme le montre la figure ci-dessous. L'hypothèse LTE de travail actuelle est que le mapping à sous-porteuse localisées sera utilisé.
- 3) **M-point IDFT:** il reconvertit les sous-porteuses mappées de nouveau dans le domaine temporel pour la transmission.
- 4) **CP insertion:** le préfixe cyclique est attaché au symbole composite SC-FDMA pour offrir l'immunité contre les effets de trajets multiples de la même manière que celle décrite pour l'OFDM.

- 5) **DAC:** Convertit le signal numérique en analogique et module en RF pour la transmission.

Du côté chaîne de la réception, le processus est essentiellement inversé. Comme dans le cas de l'OFDM, les transmissions SC-FDMA peuvent être considérées comme des sommes

linéaires de sous-porteuses discrètes [7].

La distorsion due aux multi-trajets est traitée de la même manière que dans les systèmes OFDM (suppression du CP, conversion dans le domaine fréquentiel, puis application de la correction du canal de base sous-porteuse par sous-porteuse).

Contrairement à l'OFDM, le signal SC-FDMA représenté par les sous-porteuses discrètes est à une seule porteuse. Il se distingue nettement de l'OFDM parce que les sous-porteuses SC-FDMA ne sont pas modulées de façon indépendante. En conséquence, le PAPR est plus faible que pour les transmissions OFDM [7].

La transposition du signal sur les sous-porteuses détermine par l'insertion d'un nombre adéquat de zéros, quelle partie du spectre est utilisée pour la transmission. Deux modes de transmission sont alors possibles : le mode localisé (localized mode) et le mode distribué (distributed mode) [2][3][4].

2.7.2. Le mode localisé :

Aucun zéro n'est inséré entre les échantillons de sortie de la DFT, ceux-ci étant donc transposés sur des sous-porteuses consécutives comme le montre bien la figure suivante :

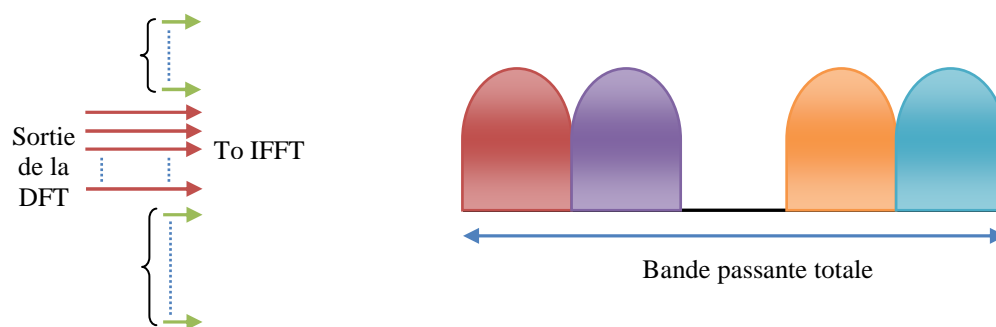


Figure 2.16 : Sous-porteuses SC-FDMA mappées en mode localisé

2.7.3. Le mode distribué :

Ce mode consiste à insérer un certain nombre de zéros entre chaque échantillon de sortie de la DFT, offrant une plus grande diversité fréquentielle comme le montre bien la figure suivante :

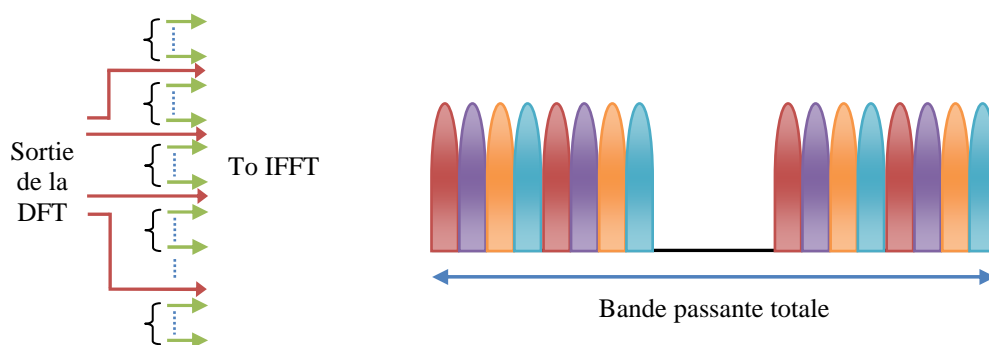


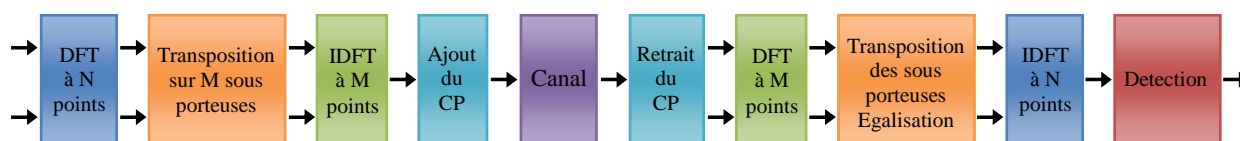
Figure 2.17 : Sous-porteuses SC-FDMA mappées en mode distribué

Comme mentionné ci-dessus, les sous-porteuses SC-FDMA peuvent être mappées dans l'une des deux façons suivantes: localisé ou distribué, comme indiqué dans les figures 2.16 et 2.17 en haut. Toutefois, l'hypothèse de travail actuelle est que LTE utilisera le mapping de sous-porteuses localisées. Cette décision a été motivée par le fait qu'avec le mapping localisé, il est possible de mieux exploiter la sélectivité de gain en fréquences [3][7].

2.7.4. Génération et réception d'un signal SC-FDMA

L'OFDMA et la SC-FDMA utilisent les mêmes blocs fonctionnels, la seule différence entre les deux diagrammes étant la présence des blocs DFT et IDFT pour la génération d'un signal SC-FDMA (voir figure 2.18). C'est pourquoi les deux technologies ont les mêmes performances au niveau lien de transmission et la même efficacité spectrale.

SC-FDMA



OFDMA

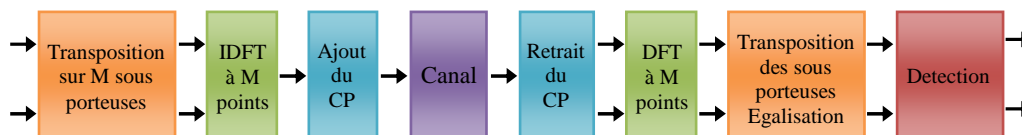


Figure 2.18 : chaînes de transmission SC-FDMA (UL) et de l'OFDMA (DL)

La SC-FDMA, aussi appelé DFT spread OFDMA. Elle consiste à transposer les symboles de données du domaine temporel dans le domaine fréquentiel par une DFT avant d'opérer la modulation OFDM comme indiqué en figure 2.19.

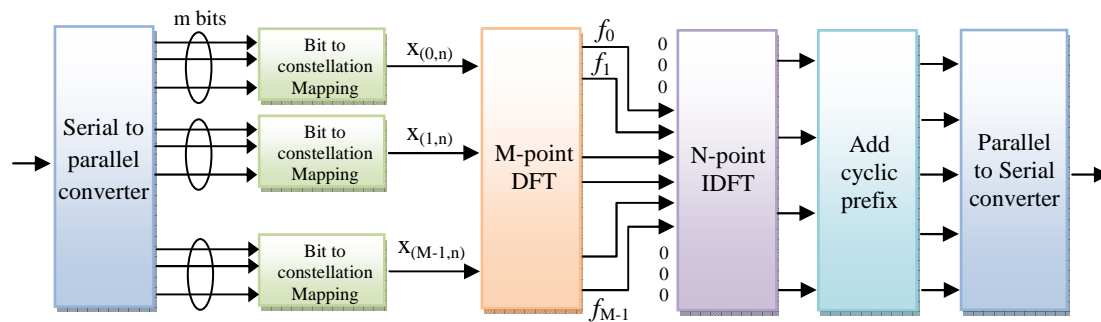


Figure 2.19 : Chaîne de transmission de la SC-FDMA (mode localisé)

- Le transmetteur convertit le signal d'entrée binaire en une suite de symboles complexes modulés, regroupés en un bloc de M symboles.
- Une DFT à M points permet ensuite d'obtenir une représentation fréquentielle des symboles d'entrée.
- Chacune des M sorties de la DFT est transposée sur une des N sous-porteuses orthogonales (mapping).
- Enfin, une IDFT à N points permet d'obtenir un unique signal dans le domaine temporel.

2.7.5. Les avantages de la SC-FDMA

La détection en OFDMA s'effectuant par sous-porteuse, un zéro sur le spectre dégrade fortement les performances.

Au contraire, la détection en SC-FDMA a lieu après l'IDFT et s'effectue donc sur l'ensemble du signal, ce qui permet de moyennner le SNR sur la totalité de la bande de fréquences utilisée.

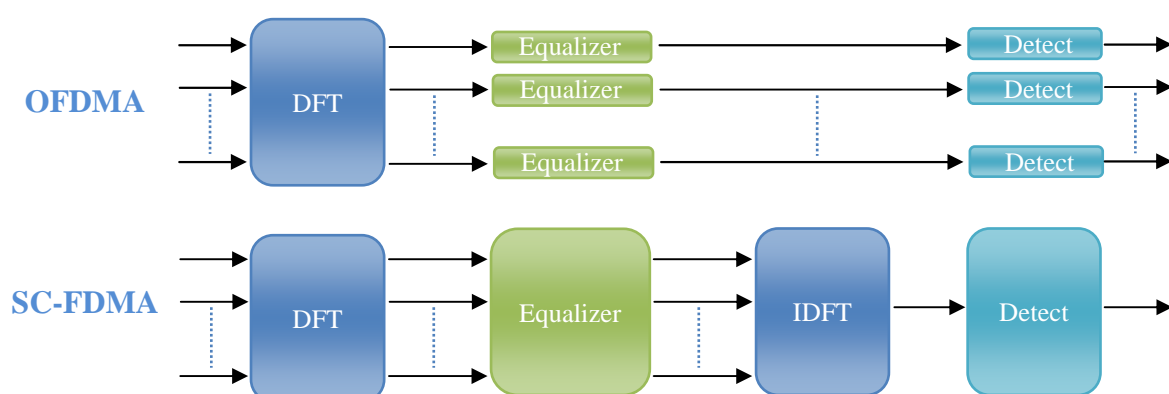


Figure 2.20 : Comparaison entre la détection en SC-FDMA et OFDMA

L'envoi de données en OFDM s'effectuant parallèlement sur plusieurs sous-porteuses, le PAPR résultant est élevé. Au contraire, le SC-FDMA consiste en l'envoi de données en série sur une même porteuse, permettant de ce fait d'obtenir un PAPR moindre d'où le rôle de la DFT dans la chaîne SC-FDMA [2][3][7].

2.8. Le mode MIMO

La demande croissante en terme de débits de données exigée par de nouveaux services multimédia (internet sans fil, visioconférence, télévision numérique pour la téléphonie mobile) et d'une meilleure qualité de service pour les communications sans fil nécessite de proposer de nouvelles techniques pour augmenter la capacité du canal de transmission sans fil. Les techniques actuelles associées à des modulations et des codages adaptés mettant en œuvre un lien point à point permettent d'approcher à la limite théorique de Shannon. Cependant l'efficacité spectrale acquise de par ce système ne satisfait pas aux contraintes de performances présentes et futures.

La technique des antennes multiples, plus connue sous le terme anglais MIMO, répond potentiellement à ces contraintes. De récentes recherches en théorie de l'information ont montré que la capacité des systèmes multi-antennes augmente linéairement avec le nombre d'antennes, dépassant considérablement la limite théorique de Shannon en apparence et ceci sans consommer de ressources radios supplémentaires [3].

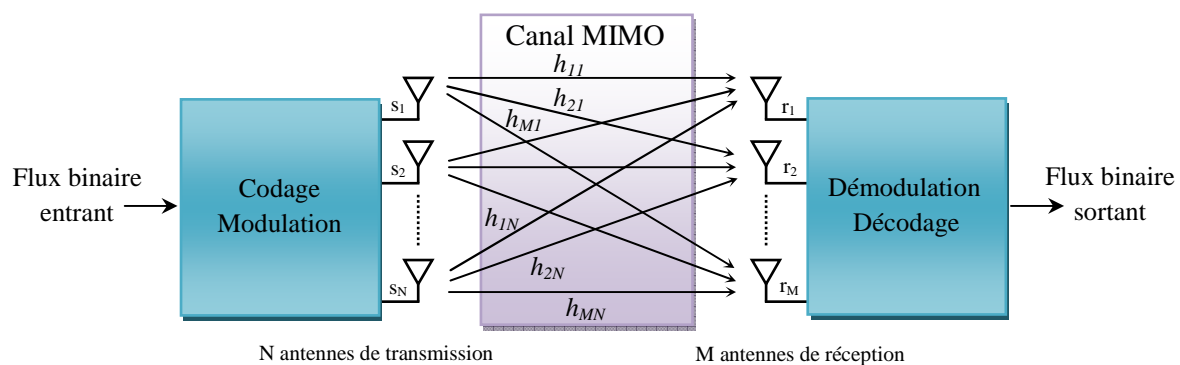


Figure 2.21 : Schéma générale d'un système de transmission en mode MIMO

Ces systèmes permettent ainsi d'augmenter le débit usager et de combattre efficacement les évanouissements et les interférences en exploitant la diversité produite par le canal MIMO (constitué de sous canaux), améliorant ainsi la qualité du lien sans fil.

La couche PHY LTE peut éventuellement exploiter des émetteurs/récepteurs multiples à la fois à la station de base (eNodeB) et l'UE en vue de renforcer la robustesse du lien et augmenter les débits de données pour la transmission. En particulier, la technique de Maximal Ratio Combining (MRC) est envisagée pour accroître la fiabilité du lien dans des conditions de propagation difficiles quand la force du signal est faible et les conditions de trajets multiples sont difficiles [3][7].

2.8.1. Principe du MRC

Avec la MRC, un signal est reçu par deux (ou plus) antennes séparées pour chaque paire émetteur/récepteur. Notez que les antennes sont physiquement séparées, et donc ont des réponses impulsionnelles distinctes du canal. La compensation de canal est appliquée à chaque signal reçu dans le processeur bande de base avant d'être linéairement combinés pour créer un signal composite unique reçu.

Lorsqu'ils sont combinés de cette façon, les signaux reçus sont ajoutés de façon cohérente dans le processeur bande de base. Toutefois, le bruit thermique de chaque émetteur-récepteur est non corrélé. Ainsi, la combinaison linéaire des signaux de canal compensés en bande de base donne comme résultat une augmentation moyenne de 3 dB du SNR pour un récepteur à deux canaux MRC dans un bruit d'environnement limité [3][7][8].

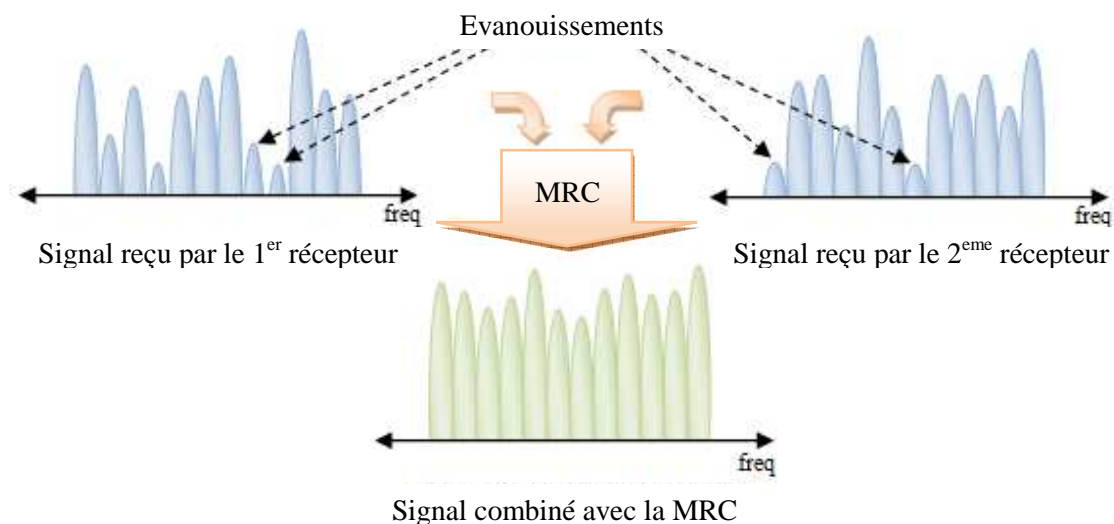


Figure 2.22 : La technique de MRC améliorant la fiabilité du lien

Mis à part l'amélioration du SNR en raison de la combinaison, les récepteurs MRC sont robustes, en présence d'une sélectivité en fréquence. Rappelons que la séparation physique des antennes du récepteur se traduit par des réponses impulsionnelles distinctes du canal pour

chaque récepteur canal. En présence de sélectivité en fréquence, il est statistiquement peu probable qu'une sous-porteuse donnée fera l'objet d'évanouissement profond sur les deux canaux du récepteur. La possibilité de sélectivité en fréquence profonde s'estompe dans le signal composite est donc se retrouve considérablement réduite.

Pour les communications cellulaires de troisième génération, la diversité de transmission sur la voie descendante (MISO : plusieurs antennes émettrices pour la station de base, une antenne réceptrice pour la station mobile) est déjà présente dans la norme UMTS (Universal Mobile Télécommunications System). Dans le cas où deux antennes sont positionnées à l'émission, cette combinaison fournit un gain en diversité d'ordre 2 et donc améliore la qualité du signal, mais le débit usager n'est pas augmenté. Afin d'obtenir un gain en diversité et en débit, la LTE MIMO propose un système qui se compose de 4 antennes émettrices et 4 antennes réceptrices (des configurations inférieures sont possibles) [3][7][8].

Afin de recevoir avec succès une transmission MIMO, le récepteur doit déterminer la réponse impulsionnelle du canal de chaque antenne d'émission. En LTE, les réponses impulsionnelles des canaux sont déterminées par la transmission séquentielle de signaux de référence connus de chaque antenne de transmission comme le montre la figure ci-dessous.

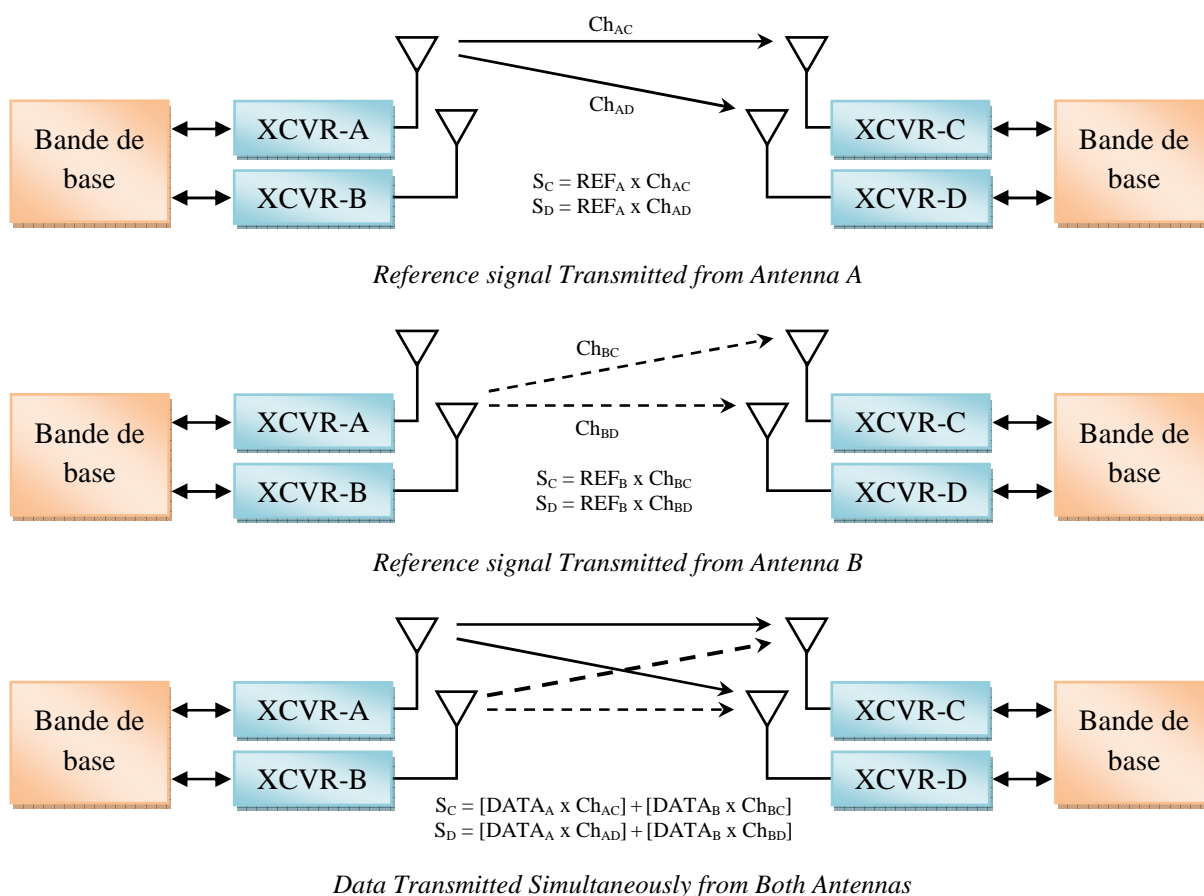


Figure 2.23 : différentes combinaisons d'antennes en mode MIMO

En se référant au système MIMO 2 x 2 dans la figure ci-dessus, il existe un total de quatre réponses impulsionnelles du canal, Notez que pendant qu'une antenne émettrice envoie le signal de référence, l'autre antenne est inactive. Une fois que les réponses impulsionnelles du canal sont connues, les données peuvent être transmises par les deux antennes en même temps. La combinaison linéaire des deux flux de données sur les deux antennes du récepteur donne comme résultat un système de deux équations à deux inconnues, qui se résout par deux flux de données d'origine [3][7][8].

Pour conclure cette section sur le mode MIMO, les résultats obtenus par l'utilisation de cette technique des antennes multiples peuvent être résumées comme suit :

- amélioration de la fiabilité du lien par la MRC.
- augmentation du rapport SNR.
- amélioration du taux nominal de données du système.
- augmentation du Débit.

2.9. Conclusion

La single carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) qui utilise une modulation à porteuse unique à l'émetteur et une égalisation dans domaine fréquentiel au niveau du récepteur est une technique qui a des performances similaires et essentiellement la même structure globale que ceux d'un système OFDMA. Un avantage important sur OFDMA est que le signal SC-FDMA a un faible rapport puissance crête à puissance moyenne (PAPR). La SC-FDMA a attiré une grande attention comme une alternative intéressante aux OFDMA, en particulier dans les communications de la liaison montante où la baisse du PAPR bénéficie grandement le terminal mobile en termes de puissance de transmission et des coûts de fabrication. SC-FDMA est actuellement une hypothèse de travail pour le régime d'accès multiples de la liaison montante dans la 3rd Generation Partnership Project Long Term Evolution (3GPP LTE).

3.1. Introduction

Le présent chapitre, est dédié à l'étude et l'explication des différentes spécifications de la norme LTE développée par la 3GPP. Bien qu'elles soient incomplètes, les spécifications LTE contiennent beaucoup d'informations utiles, et il est tout à fait possible à présent de construire une image assez exacte de cette norme, ainsi que pour les autres normes qui feront plus tard partie du standard de télécommunications de quatrième génération, les éléments traités dans ce chapitre sont les suivants : schémas duplex FDD, TDD, structure de trame et de sous-trame, canaux physiques, logiques et de transport, spectre et bandes de fréquences, et l'évolution de l'architecture du système SAE.

3.2. Schémas duplex FDD, TDD

Pour que les systèmes de communication radio puissent être en mesure de communiquer dans les deux directions, il est nécessaire d'avoir ce qu'on appelle un schéma duplex. Un système duplex offre une façon d'organiser l'émetteur et le récepteur de sorte qu'ils puissent transmettre et recevoir.

Il existe plusieurs méthodes qui peuvent être adoptées. Pour les applications y compris les télécommunications sans fil et cellulaires, où il est exigé que l'émetteur et le récepteur soient en mesure de fonctionner simultanément, deux schémas sont utilisés. L'un appelé FDD « frequency division duplex » utilisant deux canaux, l'un pour l'émission et l'autre pour la réception. L'autre schéma est connu sous le nom TDD « time division duplex » utilisant une seule fréquence, mais attribue des times slots différents pour l'émission et la réception.

3.2.1. Types de Schémas duplex

La LTE a été définie pour accueillir à la fois les opérations du spectre paire (paired spectrum) pour la FDD et du spectre impaire (unpaired spectrum) pour la TDD. Il est prévu que la LTE TDD et la LTE FDD tous deux seront largement déployés vue que chaque forme du standard LTE a ses avantages et ses inconvénients et les décisions peuvent être prises sur le format à adopter dépendant de l'application particulière.

La LTE FDD utilisant le paired spectrum est prévue pour former le chemin de migration pour les services 3G actuellement utilisés à travers le globe, dont la plupart utilise le paired spectrum FDD. Cependant, un accent supplémentaire a été mis sur l'inclusion de la LTE TDD utilisant unpaired spectrum. La LTE TDD aussi connue sous le nom de TD-LTE est perçue comme permettant l'évolution ou une voie de mise à niveau pour la TD-SCDMA.

Compte tenu de l'augmentation du niveau d'importance mis sur la LTE TDD, il est prévu que les équipements des utilisateurs seront conçus pour accueillir les deux modes FDD et TDD. Avec une TDD à laquelle un niveau accru d'importance a été accordée, cela signifie que les opérations TDD seront en mesure de bénéficier des économies d'échelle qui ont été précédemment ouverte uniquement aux opérations de FDD [3][7].

3.2.2. Caractéristiques de la LTE TDD et LTE FDD

Il existe un certain nombre d'avantages et d'inconvénients de la TDD et la FDD qui présentent un intérêt particulier pour les opérateurs de téléphonie mobile ou cellulaire. Cela sont naturellement projetés en LTE comme ceci (tableau 3.1) [3].

3.2.3. Vision au marché :

Bien que la LTE TDD (TD-LTE) et la LTE FDD (FD-LTE) seront largement utilisées, il est prévu que LTE FDD sera la plus répandue, bien que LTE TDD a un certain nombre d'avantages importants, notamment en termes de meilleure efficacité spectrale qui peut être utilisé par de nombreux opérateurs. Il est également prévu que les terminaux seront en mesure de fonctionner en utilisant soit le mode FDD-LTE ou LTE TDD (TD-LTE). De cette façon, les UEs LTE ou équipements d'utilisateur LTE seront des téléphones à double standard, capables d'opérer dans les pays indépendamment de la saveur de la LTE [3].

3.3. Structure de trame et sous-trame

Afin que le système 3G LTE puisse maintenir la synchronisation et soit capable de gérer les différents types d'informations qui doivent être transportées entre la station de base (eNodeB) et l'équipement de l'utilisateur (UE), le système 3G LTE a défini une structure de trame et de sous-trame pour l'E-UTRA ou Evolved UMTS Terrestrial Radio Access, c'est à dire l'interface radio pour la 3G LTE.

Les structures de trames pour la LTE diffèrent entre les modes duplex TDD et FDD, car il ya des exigences différentes sur la séparation des données transmises [3][7].

Il existe deux types de structures de trames LTE:

Type 1: utilisé par les systèmes opérant en mode FD-LTE.

Type 2: utilisé par les systèmes opérant en mode TD-LTE

Paramètre	LTE-TDD	LTE-FDD
Paires de spectre	Ne nécessite pas de spectre jumelé du moment qu'émission et réception se produisent sur le même canal.	Besoin de spectre jumelé à séparation de fréquence suffisante pour permettre l'émission et la réception simultanée.
Coût matériel	Moindre coût car aucun duplexeur n'est nécessaire pour isoler l'émetteur du récepteur. Comme le coût des UEs est d'une portance majeure en raison du grand nombre produit, c'est un aspect clé.	Un Duplexeur est nécessaire et le coût est plus élevé.
réciprocité du canal	Le Canal de propagation est le même dans les deux directions, ce qui permet à l'émetteur et a récepteur d'utiliser un même réglage de paramètres.	Les Caractéristiques des canaux différent dans les deux directions comme résultat de l'utilisation de fréquences différentes.
Asymétrie UL / DL	Il est possible de changer dynamiquement le rapport de capacité d'UL et DL pour répondre à la demande.	La capacité UL / DL est déterminée par l'attribution des fréquences fixées par les autorités réglementaires. Il n'est donc pas possible de faire des changements dynamiques pour correspondre à la capacité. Des changements réglementaires seraient normalement requis et la capacité est normalement alloué pour qu'elle soit la même dans les deux sens.
Période de garde / Bande de garde	Une période de garde nécessaire pour assurer que la liaison montante et descendante ne se heurtent pas en transmission. Une grande période de garde va limiter la capacité. Agrandir l'intervalle de garde normalement requis si les distances sont augmentées pour accueillir des temps de propagation plus grand.	Une bande de garde est requise pour assurer une isolation suffisante entre liaison montante et descendante. Une Large bande de garde n'affecte pas la capacité.
Transmission discontinue	Une transmission discontinue est nécessaire pour permettre à la fois la transmission en liaison montante et en liaison descendante. Cela peut dégrader les performances de l'amplificateur RF de puissance de l'émetteur.	Une transmission en continue est nécessaire.
Interférence inter-slots	Les stations de base doivent être synchronisées à l'égard des temps de transmission de la liaison montante et descendante. Si les stations de base voisines utilisent des affectations ascendantes et descendantes différentes et partagent le même canal, alors des interférences peuvent se produire entre cellules.	Non applicable.

Tableau 3.1 : comparaison des deux mode FD-LTE et TD-LTE

3.3.1. La trame LTE de type 1 (FD-LTE)

La trame LTE de type 1 a une longueur totale de 10 ms. Celle-ci est ensuite divisée en un total de 20 slots individuels. La sous-trame LTE se compose alors de deux slots, en d'autres termes, il ya dix sous-trames LTE au sein d'une trame.

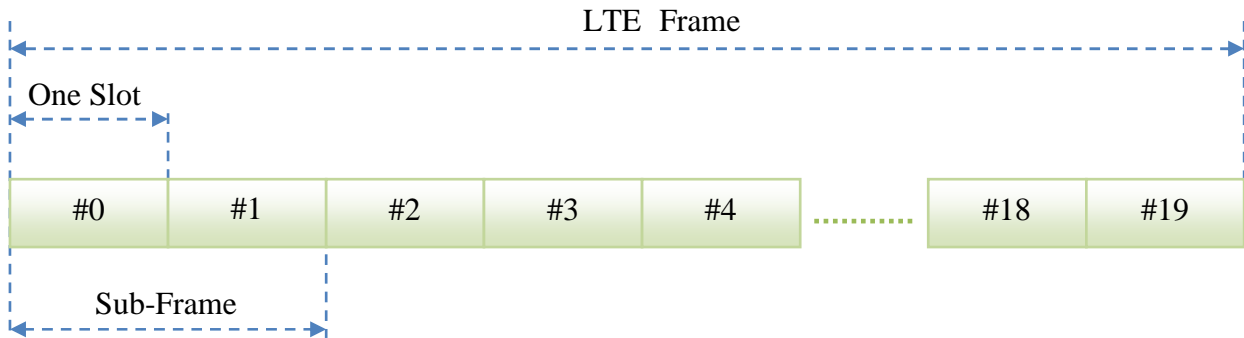


Figure 3.1 : Structure de Trame LTE Type 1

3.3.2. La trame LTE de type 2 (TD-LTE)

La structure de la trame de type 2 utilisée dans la LTE TDD est peu différente. Les 10 ms de la trame se composent en deux demi-trames, chacune de 5 ms. Les demi-trames LTE sont de plus divisées en cinq sous-trames, de 1ms chacune.

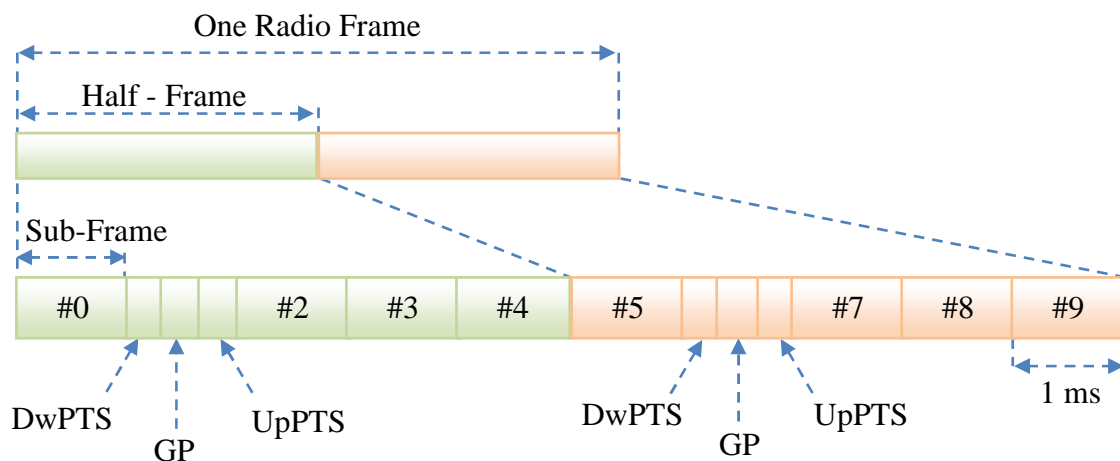


Figure 3.2 : Structure de Trame LTE Type 2

Les sous-trames peuvent être divisées en sous-trames de types sous-trames spéciales. Les sous-trames spéciales sont composées de trois champs [3]:

- **DwPTS** (Downlink Pilot Time Slot): il est utilisé pour la synchronisation download.

- **GP** (Guard Period) : Il assure la transmission de l'UE sans avoir des interférences entre UL et DL.
- **UpPTS** (Uplink Pilot Time Slot): Il est utilisé par Node B pour déterminer le niveau de puissance reçu et la durée de la puissance de l'UE.

3.3.3. Allocations de sous-trame LTE TDD

Un des avantages de l'utilisation LTE TDD est qu'il est possible de modifier dynamiquement l'équilibre et les paramètres de la liaison montante et descendante pour répondre aux conditions de charge. Pour que cela puisse être réalisé de façon ordonnée, un certain nombre de configurations standard ont été fixés dans les normes LTE. Un total de sept configurations UL/DL ont été fixées, et celles-ci utilisent soit une périodicité de commutation de 5 ms ou 10 ms. Dans le cas de la périodicité de point de commutation 5 ms, une sous-trame spéciale existe dans les deux demi-trames. Dans le cas de la périodicité de 10 ms, la sous-trame spéciale se place dans la première demi-trame uniquement. On peut voir dans le tableau 3.2 [3] ci-dessous que les sous-trames 0 et 5, ainsi que le DwPTS sont toujours réservées à la liaison descendante, et que l'UpPTS et la sous-trame immédiatement après la sous-trame spéciale sont toujours réservés à la transmission de liaison montante [3].

Configuration Uplink-Downlink	Périodicité de commutation downlink-uplink	Numéro de sous-trame									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5 ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5 ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
6	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D
3	10 ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10 ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10 ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D

Tableau 3.2 : Configurations de sous-trames Uplink / Downlink pour la LTE TDD

Avec:

D est la sous-trame pour transmission downlink.

S est la sous-trame spéciale utilisée pour le temps de garde GP.

U est la sous-trame pour transmission uplink.

3.3.4. Utilités

Les structures de trame et sous-trame au sein de la LTE ont été configurés pour donner beaucoup plus de compatibilité avec les structures existantes pour permettre la migration de technologies, entre autres l'UMTS et la HSPA, tout en offrant la flexibilité requise. La structure de trame LTE et de sous-trame est liée à la synchronisation du système pour permettre aux trames et aux sous-trames d'être des multiples des fréquences d'horloge du système [3][7].

3.4. Canaux Physiques, logiques et de transport

Afin que les données puissent être transportées à travers l'interface radio LTE, différents canaux sont utilisés, ils sont utilisés pour séparer les différents types de données et leur permettent ainsi d'être transportées à travers le réseau d'accès radio (Radio Access Network) d'une façon ordonnée.

En effet, les différents canaux fournissent des interfaces vers les couches supérieures dans la structure de protocoles LTE et permettent une séparation ordonnée et définie des données.

Il y a trois catégories dans lesquelles les canaux de données différents pourraient être groupés [2][3][8].

- **Canaux Physiques:** ce sont des canaux de transmission qui transportent les données utilisateur et les messages de contrôle.
- **Canaux de Transport:** les canaux de transport de la couche physique fournissent le transfert des informations au Medium Access Control (MAC) et aux couches supérieures.
- **Canaux Logiques:** ils fournissent des services au niveau de la couche MAC vers les couches supérieures dans la structure des protocoles de la LTE.

Cependant avant de définir ces canaux, il faudra connaître les différents protocoles et couches existant dans la LTE.

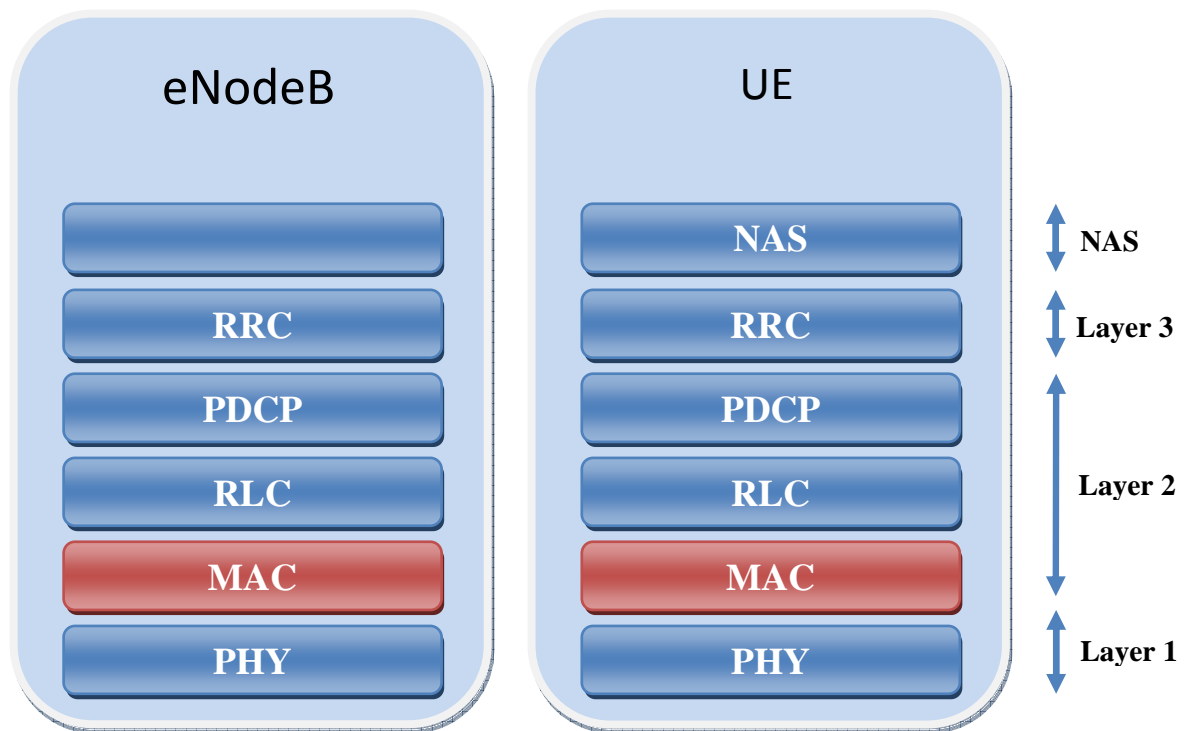


Figure 3.3 : Emplacement de la sous couche MAC parmi les couches de la norme LTE

Les couches dans la LTE (figure 3.3):

Non Access Stratum (NAS) : sert à établir la communication avec la MME dans le Corps Network LTE, de gestion de la mobilité et de gestion de session.

Layer 3 : Radio Resource Control (RRC) responsable de la diffusion d'informations système, configuration des sous-couches RLC, MAC et PDCP, des fonctions de mobilité, et des fonctions de gestion de QoS.

Layer 2 : Cette couche contient trois sous couches :

- **Packet Data Convergence Protocol (PDCP)** : cette sous couche a pour but de Réduire le nombre de bits à transmettre, et de réaliser la compression des header IP en se basant sur Robust Header Compression ROHC.
- **Radio Link Control (RLC)** : sous couche responsable de la segmentation, la concaténation et la retransmission.
- **Medium Access Control (MAC)** : responsable de l'ordonnancement (scheduling) en liaison Uplink/Downlink, retransmissions des Hybrid-ARQ, choix de la modulation et l'assignement de Ressource.

Layer 1 : La couche physique (PHY) : prend en charge la fonction de Codage/décodage, Modulation/Démodulation et le mapping des ressources.

Dans la figure 3-4 suivante, sont présentées les différentes interfaces dans lesquelles les canaux interviennent :

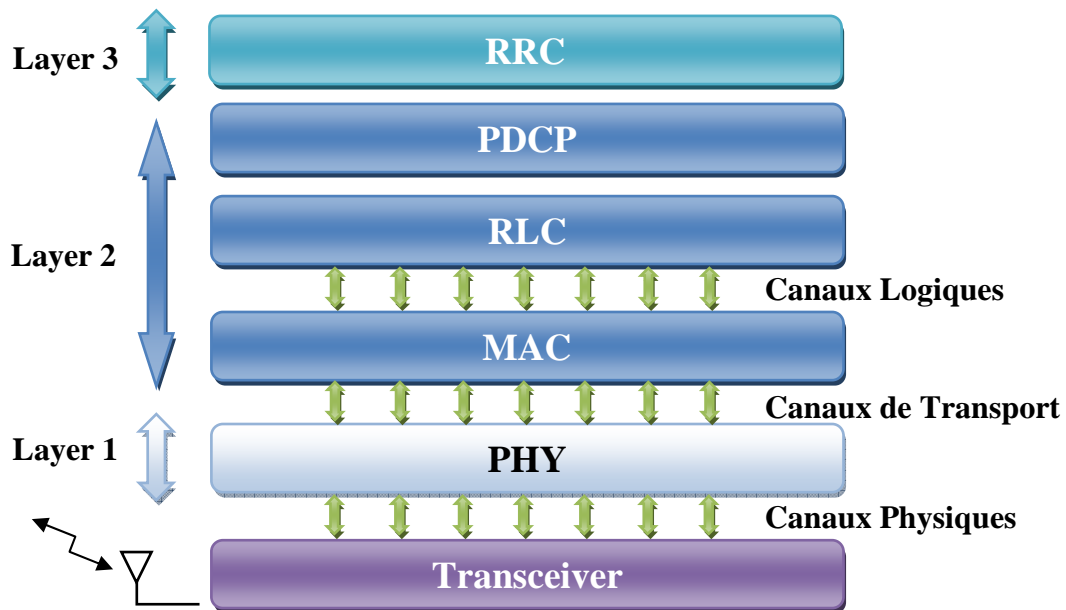


Figure 3.4 : Architecture des protocoles dans la norme LTE

3.4.1. Canaux physiques LTE

Les canaux physiques de la LTE varient entre la liaison montante et la liaison descendante puisque chacun a des besoins différents et fonctionne de façon différente [2][3][8].

Downlink:

- **Physical Broadcast Channel (PBCH)** : Ce canal physique transporte les informations système, pour les UEs, nécessaires pour accéder au réseau.
- **Physical Control Format Indicator Channel (PCFICH)** : Ce canal est utilisé pour informer l'UE sur le nombre de symboles OFDM (1, 2 ou 3) utilisé pour le PDCCH dans une sous-trame. Ce canal se compose de 32 bits brouillés qui sont spécifiques aux cellules pour la modulation et le mapping.
- **Physical Downlink Control Channel (PDCCH)** : Le but principal de ce canal physique est de transporter principalement l'ordonnancement de l'information.
- **Physical Hybrid ARQ Indicator Channel (PHICH)** : Comme son nom l'indique, ce canal est utilisé pour indiquer le statut Hybride ARQ.
- **Physical Downlink Shared Channel (PDSCH)** : Ce canal est utilisé pour l'unicast et les fonctions de paging.
- **Physical Multicast Channel (PMCH)** : Ce canal physique transporte les

informations système à des fins de multicast.

- **Physical Control Format Indicator Channel (PCFICH)** : Il fournit des informations pour permettre à l'UE de décoder le PDSCH.

Uplink:

- **Physical Uplink Control Channel (PUCCH)** : Envoie des accusés d'Hybrid ARQ.
- **Physical Uplink Shared Channel (PUSCH)** : Ce canal physique qui se trouve sur la liaison montante LTE, est la contrepartie en Uplink du canal PDSCH.
- **Physical Random Access Channel (PRACH)** : Ce canal physique de liaison montante est utilisé pour les fonctions d'accès aléatoire (Random Access).

3.4.2. Canaux de transport LTE

Les canaux de transport LTE varient aussi entre la liaison montante et la liaison descendante comme chacun a des besoins différents et fonctionne de façon différente. Les canaux de transport de la couche physique offrent le transfert d'informations au medium access control (MAC) et aux couches supérieures.

Downlink:

- **Broadcast Channel (BCH)** : Ce canal de transport LTE se mappe au Broadcast Control Channel (BCCH).
- **Downlink Shared Channel (DL-SCH)** : Ce canal de transport est le canal principal pour le transfert de données en liaison descendante. Il est utilisé par de nombreux canaux logiques.
- **Paging Channel (PCH)** : Pour faire passer le PCCH
- **Multicast Channel (MCH)** : Ce canal de transport est utilisé pour transmettre les informations MCCH afin d'établir les transmissions multidiffusion.

Uplink:

- **Uplink Shared Channel (UL-SCH)** : Ce canal de transport est le canal principal de liaison montante pour le transfert de données. Il est utilisé par de nombreux canaux logiques.
- **Random Access Channel (RACH)** : Ceci est utilisé pour les conditions de random access.

3.4.3. Canaux logiques LTE

a. Canaux de Contrôle :

- **Broadcast Control Channel (BCCH) :** Ce canal de contrôle fournit des informations système à tous les terminaux mobiles connectés à l'eNodeB.
- **Paging Control Channel (PCCH) :** Ce canal de contrôle est utilisé pour les informations de paging lors de la recherche d'une unité sur un réseau.
- **Common Control Channel (CCCH) :** Ce canal est utilisé pour obtenir des renseignements de random access, exemple pour des actions dont l'établissement de connexion.
- **Multicast Control Channel (MCCH) :** Ce canal de contrôle est utilisé pour les informations nécessaires pour la réception de multidiffusion.
- **Dedicated Control Channel (DCCH) :** Ce canal de contrôle est utilisé pour le transport des informations de contrôle spécifiques à l'utilisateur, par exemple les actions de contrôle y compris le contrôle de puissance, handover, etc...

b. Canaux de Trafic :

- **Dedicated Traffic Channel (DTCH) :** Ce canal de trafic est utilisé pour ltransmission des données utilisateur.
- **Multicast Traffic Channel (MTCH) :** Ce canal est utilisé pour la transmission de données multicast.

Dans cette figure 3.5 ci-dessous sont présentées les différentes connexions entre les canaux en liaison montante et descendante :

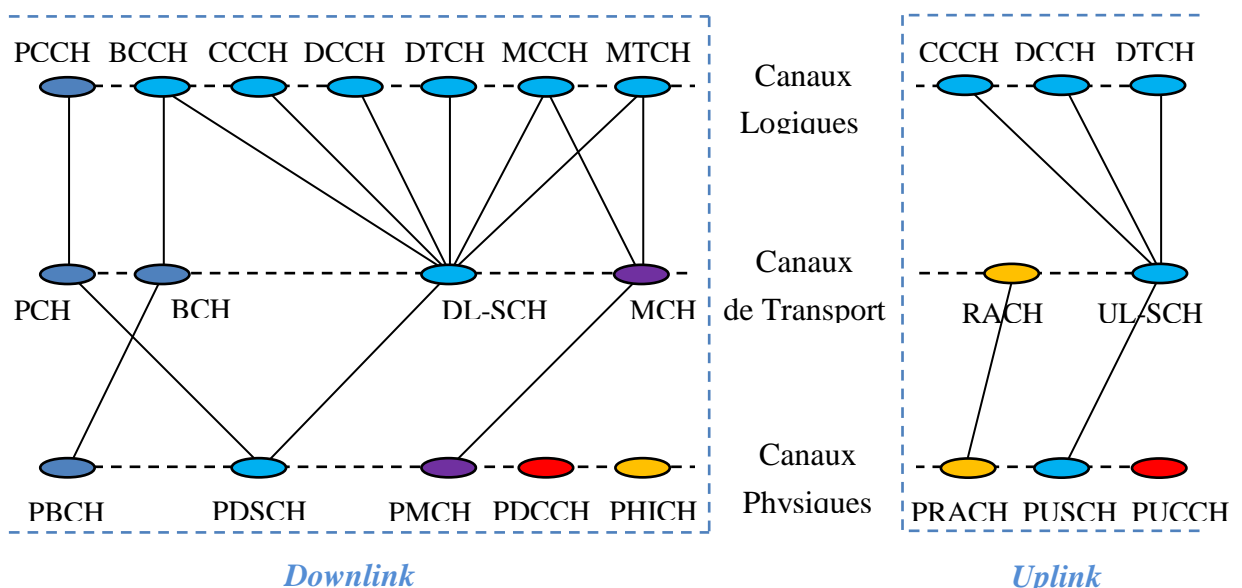


Figure 3.5 : Le mapping des différents canaux de la norme LTE

3.5. Spectre et bandes de fréquences

Il y a un nombre croissant de bandes de fréquences LTE qui sont susceptibles pour une utilisation dans la LTE.

3.5.1. Allocations de bandes de fréquences FD-LTE

Il existe un grand nombre d'allocations ou de spectre radio qui ont été réservés à l'utilisation de la FD-LTE

Les bandes de fréquences FDD sont jumelées pour permettre la transmission simultanée sur les deux fréquences. Les bandes ont également une séparation suffisante pour permettre aux signaux transmis de ne pas atténuer les performances du récepteur. Si les signaux sont trop proches alors la réception peut être bloquée et la sensibilité atténuée. La séparation doit être suffisante pour permettre au roll-off (facteur de retombée) du filtrage d'antenne de donner suffisamment d'atténuation au signal transmis dans la bande de réception [3][8]. Le tableau de 3.3 ci-dessous résume les différentes bandes FDD relatives aux différentes normes de téléphonie mobile.

Band Number	Band Description / Name	Uplink (MHz)	Downlink (MHz)
1	IMT core	1920 - 1980	2110 - 2170
2	PCS 1900	1850 - 1910	1930 - 1990
3	GSM 1800	1710 - 1785	1805 - 1880
4	AWS (US)	1710 - 1755	2110 - 2155
5	850 (US)	824 - 849	869 - 894
6	850 (Japan)	830 - 840	875 - 885
7	IMT Extension	2500 - 2570	2620 - 2690
8	GSM 900	880 - 915	925 - 960
9	1700 (Japan)	1749.9 - 1784.9	1844.9 - 1879.9
10	3G Americas	1710 - 1770	2110 - 2170

Tableau 3.3 : bandes de fréquences FDD

3.5.2. Allocations de bandes de fréquences TD-LTE

Avec l'intérêt porté à la LTE TDD, il y a plusieurs allocations de fréquences non jumelées qui sont en cours de préparation pour l'utilisation en LTE TDD. Les allocations en LTE TDD ne sont pas jumelées parce que les liaisons montante et descendante partagent la même fréquence, étant multiplexées en temps seulement [3][8]. Le tableau 3.4 ci-dessous résume les différentes bandes TDD relatives aux différentes normes de téléphonie mobile.

Band Designation	Band Name	Allocation (MHz)
A	TDD 1900	1900 - 1920
B	TDD 2.0	2010 - 2025
C	PCS centre gap	1910 - 1930
D	IMT extension centre gap	2570 - 2620

Tableau 3.4 : Bandes de fréquences TDD

3.6. Réseau cœur de la norme 3GPP LTE

Avec la 3G LTE qui s'applique plus à la technologie d'accès radio du système de télécommunications cellulaires, il y a aussi une évolution du réseau cœur. Connu sous le nom de SAE - System Architecture Evolution. Cette nouvelle architecture a été développée pour fournir un niveau considérablement plus élevé de performance qui est conforme aux exigences de la LTE.

En conséquence, il est prévu que les opérateurs commenceront à introduire du matériel conforme aux nouvelles normes SAE, de sorte que les niveaux de données prévus peuvent être supportés lorsque la 3G LTE sera introduite.

Le nouveau réseau cœur SAE, System Architecture Evolution, a également été développée afin qu'elle soit pleinement compatible avec la LTE Advanced ou encore la nouvelle technologie 4G. Par conséquent, lorsque la LTE Advanced sera introduite, le réseau sera en mesure de traiter l'augmentation de données de plus en plus importante avec un minimum de changement.

En termes de vocabulaire, le futur réseau s'appelle EPS « Evolved Packet System ». Il est constitué d'un nouveau réseau d'accès appelé LTE « Long Term Evolution » et d'un nouveau réseau cœur EPC « Evolved Packet Core » appelé SAE « System Architecture Evolution » [3][5][8].

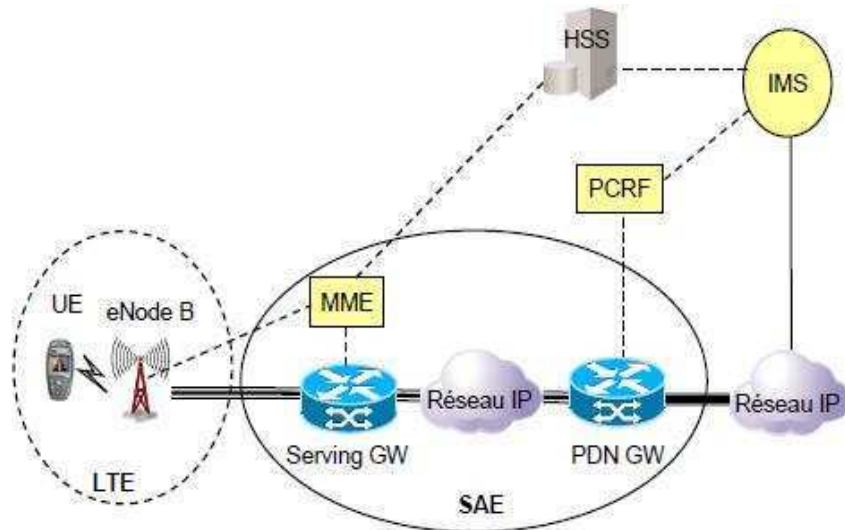


Figure 3.6: LTE, System Architecture Evolution

3.6.1. Motivations de la SAE, System Architecture Evolution

La SAE offre de nombreux avantages sur les topologies précédentes et les systèmes utilisés pour les réseaux cœurs cellulaires. En conséquence, il est prévu qu'elle sera largement adoptée par les opérateurs cellulaires. La SAE, System Architecture Evolution, offrira un certain nombre d'avantages clés [3][7]:

a) Capacité de données améliorée: Avec l'offre de taux de téléchargement de données en 3G LTE de 100 Mbps, et l'accent mis sur le haut débit mobile, il sera nécessaire que le réseau soit capable de gérer des niveaux importants de données. Pour y parvenir, il est nécessaire d'adopter une architecture de système qui se prête à des niveaux beaucoup plus élevés de transfert de données.

b) Architecture Tout IP: Lorsque le service 3G a d'abord été mis au point, la voix était encore transportée comme Circuit Switched Data (mode circuit, CS). Depuis, il y a eu une évolution incessante des données IP. Par conséquent, les schémas de la nouvelle SAE, System Architecture Evolution, ont adopté une configuration de réseau tout IP.

c) Réduction de la latence: Avec la nécessité de niveaux accrus d'interaction et de réponses beaucoup plus rapides, les concepts de la nouvelle SAE ont été mis en place afin de réduire les niveaux de latence aux environs de 10 ms. Cela assurera que les applications utilisant la 3G LTE seront suffisamment réactives.

d) Réduction des OPEX et CAPEX: un élément clé pour tout opérateur est de réduire les coûts. Il est donc essentiel que tout nouveau design réduit à la fois les dépenses en capital (CAPEX) et les dépenses opérationnelles (OPEX). La nouvelle architecture plate utilisée pour la SAE, System Architecture Evolution, signifie que seuls deux types de nœuds sont utilisés. En plus un niveau plus élevé de configuration automatique est introduit ce qui réduit le temps de configuration et de commande.

3.6.2. Les bases de la SAE

Le nouveau réseau SAE est fondé sur les réseaux cœurs GSM /WCDMA pour permettre des opérations simplifiées et un déploiement facile. Malgré cela, le réseau SAE apporte des changements importants, et permet un transfert de données beaucoup plus efficace. Il existe plusieurs principes communs utilisés dans le développement du réseau de la LTE, SAE [3][7]:

- Un nœud de passerelle commun et un point d'ancrage pour toutes les technologies.
- Une architecture optimisée pour le plan utilisateur avec seulement deux types de nœuds.
- Un système basé sur tout IP avec des protocoles basés IP utilisés sur toutes les interfaces.
- Une séparation des plans contrôle / utilisateur entre les MME, Mobility Management Entity « entité de gestion de mobilité », et la passerelle.
- Une séparation fonctionnel du réseau d'accès radio / réseau cœur similaire à celle utilisée sur WCDMA / HSPA.
- Intégration des technologies d'accès non-3GPP (exemple : CDMA2000, WiMAX, etc) en utilisant le client ainsi que les réseaux mobiles basés sur IP.

a) Réseau cœur

Le principal élément du réseau LTE, SAE est ce qu'on appelle EPC (Evolved Packet Core). Qui sert à l'établissement des connexions entre les eNodeBs comme le montre la figure ci-dessous.

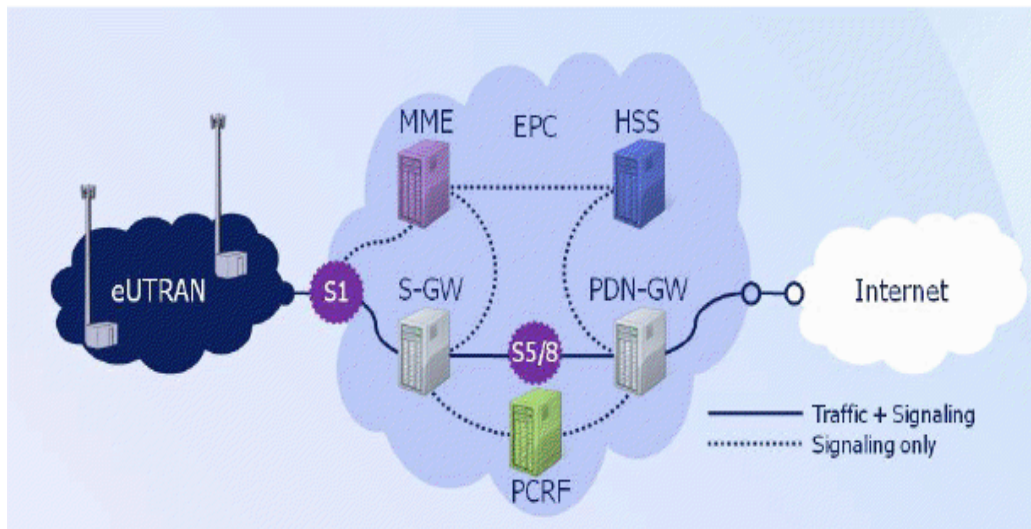


Figure 3.7 : Schématisation de l'EPC

Comme on le voit dans la figure, la LTE SAE Evolved Packet Core, EPC se compose de cinq principaux éléments énumérés ci-dessous [3][8]:

a-1) Mobility Management Entity (MME): Entité de gestion de mobilité, la MME est le nœud principal de contrôle du réseau d'accès LTE SAE, manipulant un certain nombre de fonctionnalités:

- Le suivi des UE Mode Inactif (idle).
- Activation / désactivation du Bearer.
- Choix du SGW pour un UE.
- Handover Intra-LTE impliquant la location du nœud du réseau d'accès.
- Interaction avec le HSS pour authentifier un utilisateur en attachement et implémentation des restrictions d'itinérance.
- Il agit comme un licenciement pour la Non-Access Stratum (NAS)
- Fournit des identités temporaires pour les UEs.
- Procédure de Paging.
- L'interface S3 se terminant dans la MME fournit ainsi la fonction de plan de contrôle de mobilité entre les réseaux d'accès LTE et 2G/3G.
- Le MME SAE termine également l'interface S6a pour le HSS pour l'itinérance des UEs.
- La SAE MME agit en point de terminaison pour le chiffrement de protection des NAS de signalisation. Dans ce cadre là, il s'occupe également de la gestion de la clé de sécurité. En conséquence, la MME est le point où l'interception légale de signalisation peut être effectuée.

On peut donc considérer que la MME SAE fournit un niveau considérable de fonctionnalités de contrôle global.

a-2) Serving Gateway (SGW): La passerelle de service SGW, est un élément plan de données au sein de la LTE SAE. Son objectif principal est de gérer la mobilité du plan utilisateur, elle agit également comme une frontière principale entre le Radio Access Network, RAN et le réseau cœur. La SGW maintient également les chemins de données entre les eNodeBs et les passerelles PDN. De cette façon le SGW forme une interface pour le réseau de données par paquets à l'E-UTRAN. Aussi quand les UEs se déplacent dans les régions desservies par des eNodeBs différentes, la SGW sert de point d'ancrage de mobilité veillant à ce que le chemin de données soit maintenu.

a-3) PDN Gateway (PGW): La passerelle LTE SAE PDN assure la connectivité pour l'UE à des réseaux de paquets de données externes, remplissant la fonction d'entrée et de sortie pour les données UE. L'UE peut disposer d'une connectivité avec plus d'un PGW pour l'accès à des PDNs multiples.

a-4) Home Subscriber Server (HSS) : Avec la technologie LTE, le HLR est réutilisé et renommé Home Subscriber Server (HSS). Le HSS est un HLR évolué et contient l'information de souscription pour les réseaux GSM, GPRS, 3G, LTE et IMS. Le HSS est une base de données qui est utilisée simultanément par les réseaux 2G, 3G, LTE/SAE et IMS appartenant au même opérateur. Il supporte donc les protocoles MAP (2G,3G) et DIAMETER (LTE/SAE, IMS).

a-5) Policy and Charging Rules Function (PCRF): Ceci est le nom générique de l'entité au sein de la LTE SAE EPC qui détecte les flux de service, applique la politique de tarification. Pour les applications qui nécessitent une politique dynamique de tarification ou de contrôle, un élément du réseau intitulé Applications Function, AF est utilisé.

3.7. Conclusion

Tout au long de ce chapitre, nous avons vu les principales spécifications et fonctionnalités apportées par la norme LTE. La nouvelle évolution de l'architecture du système, SAE fournit une nouvelle approche pour le réseau cœur, permettant de transporter des niveaux importants de données, et ainsi permettre de supporter les plus hauts débits de transfert de données possibles avec la LTE. En plus de cela, d'autres fonctionnalités qui permettent de réduire les CAPEX et OPEX par rapport aux systèmes existants, permettant ainsi d'atteindre des niveaux plus élevés d'efficacité.

4.1. Introduction

La simulation numérique est une étape très importante dans l'étude et la mise en œuvre des systèmes réalistes de transmission. En effet, elle permet d'une part la validation des études théoriques et d'autre part l'optimisation du système par l'analyse de l'influence des divers paramètres sur les performances.

Le point de départ de ce chapitre consiste à simuler la chaîne de transmission de la liaison montante du nouveau standard de la téléphonie mobile 3GPP LTE décrite dans le chapitre 2, cette dernière est aussi appelée chaîne SC-FDMA sera simulée sous logiciel Simulink de Matlab version 2009b. La simulation de cette chaîne repose sur la comparaison des performances apportées, en premier temps, par les codes correcteurs d'erreurs, puis par l'utilisation de la technique de diversité d'antennes MIMO, et cela en termes de taux d'erreurs binaire (TEB) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) suivant un certains nombres de variables. Pour cela on distingue les 3 étapes suivantes :

- Simulation d'une chaîne SC-FDMA avec un codage convolutif, dans un canal AWGN, puis dans un canal réel : multi-trajets associé au AWGN .
- Simulation d'une chaîne SC-FDMA avec un codage turbo série et comparaison des résultats obtenus avec ceux de l'étape précédente.
- Simulation d'une chaîne SC-FDMA Multi-antennes MIMO 2x2 et comparaison des résultats avec ceux obtenus dans le cas SISO.

La description des différents procédés de codage utilisés au cours de la simulation seront présentés au fur et à mesure dans ce chapitre.

4.2. L'outil Simulink :

L'outil Simulink s'inscrit dans l'environnement Matlab, il permet de réaliser un système sous forme d'un schéma de blocs représentant chacun une fonction bien définie. Ce logiciel est visuel et permet de simuler tout système à temps discret. Il est très utilisé vu sa souplesse d'utilisation, et sa rapidité de faire une pré-étude d'un système complexe. Simulink est donc un instrument de choix pour les scientifiques et les ingénieurs, et pour ces raisons que nous l'avons choisi pour notre travail.

4.3. Présentation de la chaîne

Comme il a été mentionné dans le chapitre deux, l'implémentation sous simulateur de notre chaîne SC-FDMA est montrée dans figure 4.1 ci-dessous. Le but de ce chapitre est de présenter les résultats obtenus au cours des différentes étapes de simulation décrites auparavant, mais avant cela on va se lancer dans une description détaillée de cette chaîne, allant de la source de données binaire jusqu'au destinataire.

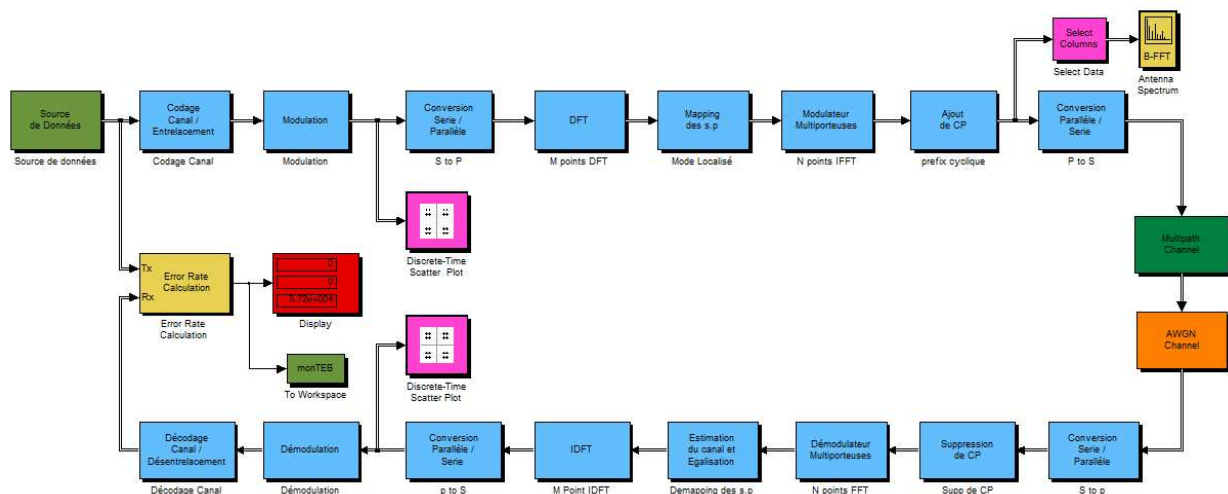


Figure 4.1 : Implémentation sous simulateur de notre SC-FDMA

4.3.1. Implémentation de l'émetteur

a) Source de données :

Pour simuler la source de données dans l'environnement Simulink, le bloc **Bernoulli Binary Generator** est utilisé, ce dernier produit des nombres binaires aléatoires avec une probabilité de $\frac{1}{2}$ simulant un flux de données réel (paroles, SMS, vidéo ...).

b) Codage canal

Le codage canal, appelé aussi codage détecteur et/ou correcteur d'erreurs, est une fonction spécifique des transmissions numériques. L'opération de codage canal consiste à ajouter au message à transmettre des éléments binaires, dit redondance, suivant une loi donnée, et cela pour améliorer la qualité de la transmission de telle sorte qu'en réception, l'on puisse détecter et corriger des éventuelles erreurs survenues pendant la transmission.

Afin quantifier cette redondance, on définit le rendement du code, qui est le rapport entre le nombre des éléments binaires en entrée sur le nombre des éléments binaires en sortie.

Le choix de la méthode de codage à utilisée est en fonction de la nature des erreurs introduites par le canal. Ainsi, deux catégories d'erreurs sont distinguées, les erreurs groupées et les erreurs aléatoires. Les erreurs dit aléatoires sont uniformément réparties dans le flot de données et sont principalement dûes au bruit thermique dans les étages. Les codes convolutifs sont particulièrement performants pour corriger ces erreurs [13][14].

b-1) Les codes convolutifs :

Les codes convolutifs, introduit par Peter Elias en 1955, constituent l'une des principales familles des codes correcteurs d'erreurs. Ce sont les codes les plus utilisés dans les systèmes de communication mobiles. Dans un code convolutif, chaque bloc de n éléments en sortie du codeur, dépend non seulement du bloc composé des k éléments positionnés à l'entrée du codeur, mais aussi des m blocs précédents. En effet cette famille de codes est conçue autour d'un registre à décalage de m éléments mémoire, la quantité $m+1$ est appelée la longueur de contrainte k du code, et R le rendement de code est donnée par $R = k / n$ [13][15][16].

Un exemple de codeur convolutif de rendement $\frac{1}{2}$ transforme un mot $K = [K_1 K_2 \dots K_{k-1}]$ en un mot $N = [N_1^1 N_1^2 N_2^1 N_2^2 N_{k-1}^1 N_{k-1}^2]$ est représenté sur la figure 4.2 ci dessous. La valeur K_i correspond au bit qui parvient à l'entrée du codeur à l'instant i . Les bits de sortie sont alors déterminés par : $N_i^1 = K_i + K_{i-1} + K_{i-2}$ et $N_i^2 = K_i + K_{i-2}$, noter que l'addition est une addition modulo 2.

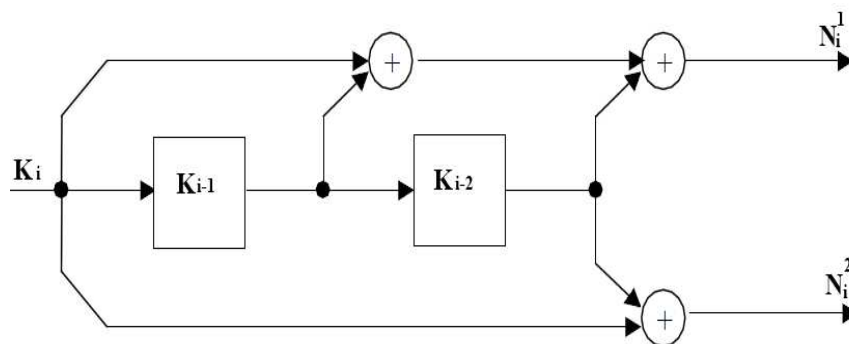


Figure 4.2 : Exemple de codeur convolutif

Pour réaliser un codage convolutif dans l'environnement Simulink le bloc **Convolutional encoder** est employé. La figure 4.4 ci-dessous illustre le codeur convolutif utilisé dans notre chaîne, dont les paramètres sont choisis comme suit :

- Le rendement est de $\frac{1}{2}$.
- La longueur de contrainte est égale à 7.
- Les polynômes générateurs sont définis par :

$$P(x) = X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + 1$$

$$P'(x) = X^6 + X^4 + X^3 + X^1 + 1$$

Ces polynômes peuvent s'écrire sous la forme $P = [1111001]$ ou 171 en octal, et $P' = [1011011] = 133$ (en octal).

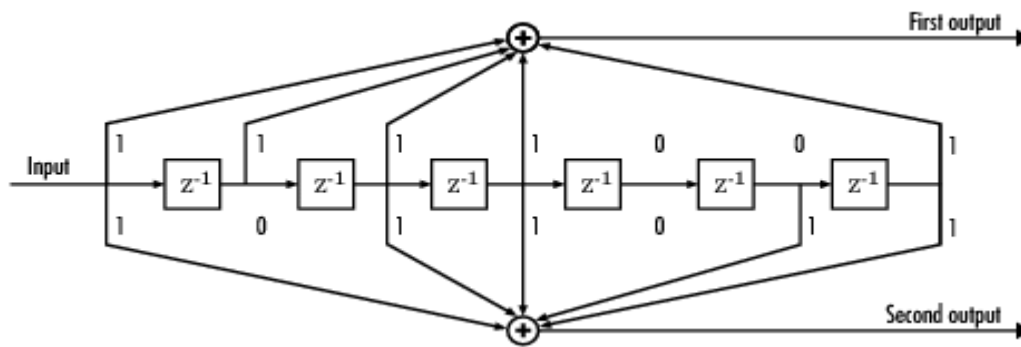


Figure 4.4 : Schéma du codeur convolutif utilisé.

b-2) Le Poinçonnage

Le processus de poinçonnage consiste à éliminer systématiquement les bits du flux à faible taux de la sortie du codeur, afin de réduire la quantité de données à transmettre. Ceci conduit à un code à taux élevé. Les bits sont effacés selon une matrice de poinçonnage, où la moyenne du bit rejeté s'annule. Le processus du poinçonnage est employé pour créer les taux variables du codage requis pour fournir divers niveaux de protection d'erreur aux utilisateurs du système. Les différents taux qui peuvent être utilisés sont $\frac{1}{2}$, $\frac{2}{3}$, $\frac{3}{4}$ et $\frac{5}{6}$. Les vecteurs de poinçonnage pour ces taux, sont donnés dans le tableau 4.1 ci-dessous [14].

Taux	Vecteur de Poinçonnage
1 / 2	[1]
2 / 3	[1 ; 1 ; 1 ; 0]
3 / 4	[1 ; 1 ; 0 ; 1 ; 1 ; 0]
5 / 6	[1 ; 1 ; 0 ; 1 ; 1 ; 0 ; 0 ; 1 ; 1 ; 0]

Tableau 4.1 : Vecteurs de poinçonnage pour différents taux du codage convolutif

c) Procédé d'entrelacement:

Le but du procédé d'entrelacement (Interleaving) consiste à mélanger une séquence de bits en émission, de façon à étaler les erreurs pendant la transmission et rendre plus aléatoires leurs propriétés statistiques. L'entrelacement permet donc d'améliorer les performances du code correcteur d'erreurs. En effet, un codage canal est efficace si et seulement si les erreurs introduites lors de la transmission ne se font pas sur une longue séquence de bits. Sinon, le décodage devient impossible car les bits d'information et les bits de parité sont erronés et on peut atteindre la limite des capacités du codage [13].

Pour réaliser ce procédé dans notre chaîne nous avons utilisé le bloc **Random interleaver** disponible dans la bibliothèque de Simulink.

d) La modulation Numérique

Après l'entrelacement, les données rentrent en série au bloc de modulation. La modulation a pour rôle d'adapter un signal au canal sur lequel il sera émis. En modulation numérique, ce signal n'est pas continu mais discret et généralement binaire. On distingue, parmi les techniques de modulation numérique les plus répandues, la modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation). La modulation QAM résulte de la modulation ASK (Amplitude Shift Keying) simultanée et indépendante de deux porteuses en quadrature ($I(t)\cos(2\pi f_0 t)$, $Q(t)\sin(2\pi f_0 t)$) [17].

Comme mentionné dans le premier chapitre, la norme LTE spécifie que les modulations 4 QAM, 16 QAM et 64 QAM seront utilisées. Les constellations de ces modulations sont représentées dans la figure 4.5 ci-dessous.

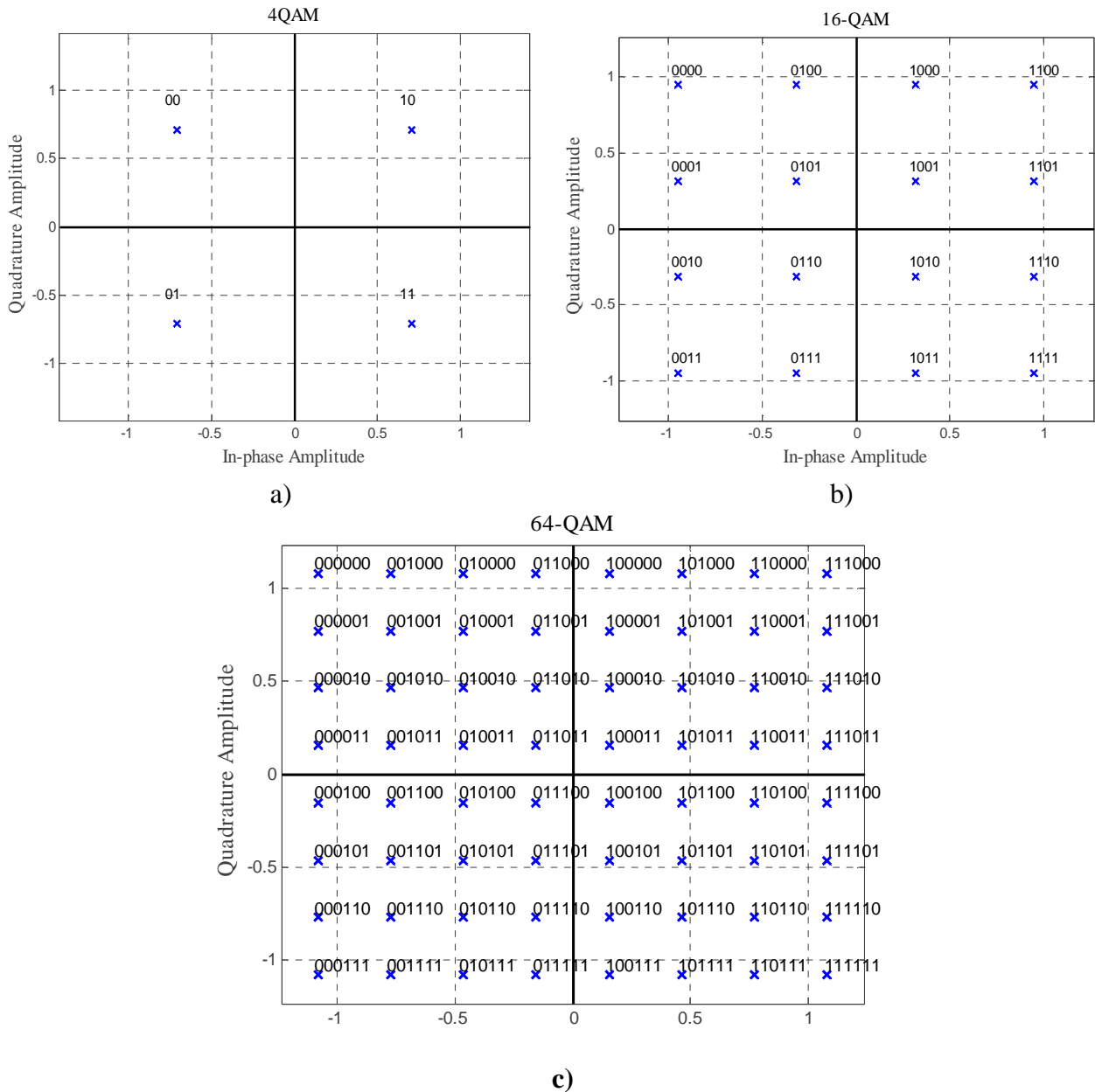


Figure 4.5 : Constellations des modulations a) 4QAM, b) 16QAM et c) 64QAM.

Le nombre de bits par symbole pour chaque type de modulation, est donné par le tableau 4.2 suivant :

Type de Modulation	Valence d'amplitude	Valence de phase	Nombre total des valences	Efficacité (bit/symbole)
4QAM	1	4	4	2
16QAM	2	8	16	4
64QAM	4	16	64	6

Tableau 4.2 : Efficacité des modulations 4 QAM, 16 QAM et 64 QAM.

L'environnement Simulink mis à notre disposition un ensemble de blocs permettant de réaliser divers types de modulation numériques, parmi les quels se trouve le bloc **Rectangular QAM Modulator Baseband** que nous avons utilisé pour réaliser les trois types de modulation décrites ci-dessus.

e) Transposition des données dans le domaine fréquentiel

Après la conversion de flux de bits entrants en symboles à seule porteuse (4 QAM, 16 QAM ou 64 QAM selon les conditions du canal). Ces symboles seront par la suite convertis du mode série en mode parallèle avant de subir une DFT afin de créer les symboles SC-FDMA, en effet la SC-FDMA, consiste à transposer les symboles de données du domaine temporel dans le domaine fréquentiel par une DFT avant d'opérer la modulation OFDM.

Pour réaliser ces deux étapes sur Simulink nous avons utilisé le bloc **Rechape** qui permet de convertir un flux de données du mode série au mode parallèle. Quand à la DFT, elle a été réalisée grâce à l'utilisation du bloc **Matlab Function** configuré sur la fonction FFT.

f) Mapping des sous porteuses selon le mode localisé

Une fois convertis dans le domaine fréquentielle grâce à la DFT, les symboles vont être mappés soit selon le mode localisé ou distribué. Comme mentionné dans le deuxième chapitre, la norme LTE stipule que le mode localisé sera utilisé.

La figure 4.6 ci-dessous montre la constitution de l'étage qui permet d'accomplir cette fonction de mapping. La réalisation de cet étage a nécessité l'utilisation des trois blocs suivants **Multiport Selector**, **Matrix Concatenate** et **Enumerated Constant** pour l'insertion de la sous porteuse centrale (DC).

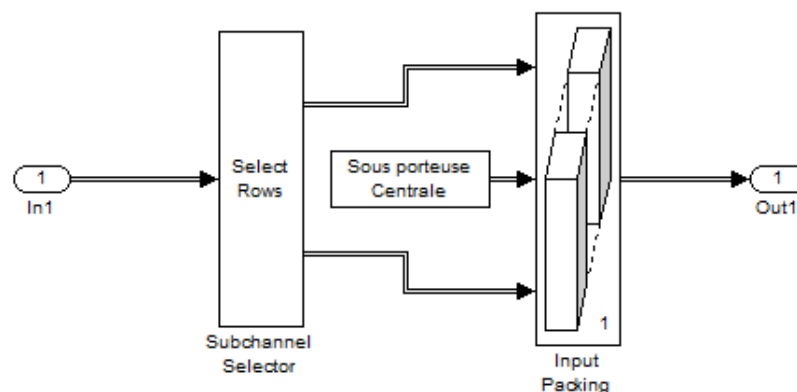


Figure 4.6 : Implémentation de mapping des sous porteuses selon le mode localisé

g) Modulation multi porteuses

Le bloc représenté sur la figure 4-7 ci-dessous, il sert à réaliser la modulation multi porteuses (Modulation OFDM) grâce à l'exécution du processus IFFT. Les symboles de données reçus à l'entrée du bloc et qui sont mappé selon le mode localisé, sont complétés par l'insertion d'une bande de garde (des sous porteuses nulles) au début et la fin de chaque symbole, le processus IFFT est ensuite appliqué à l'ensemble pour produire ce qu'on appelle un symbole SC-FDMA.

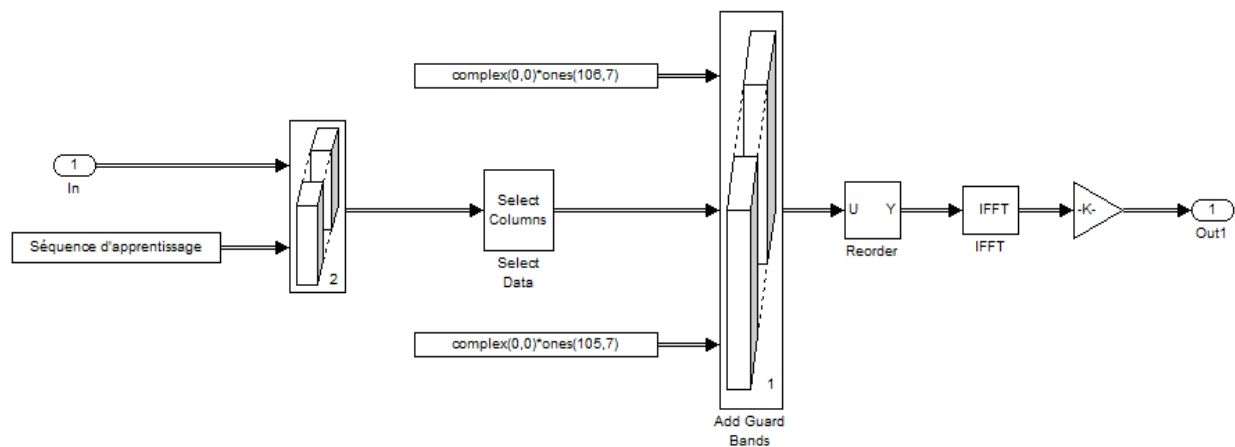


Figure 4.7 : Implémentation de la modulation Multi-porteuses et insertion de la séquence d'apprentissage

Séquence d'apprentissage

Comme le montre la figure ci-dessus, cet étage sert aussi à l'insertion de la séquence d'apprentissage. La séquence d'apprentissage est une séquence bien définie, connue par l'émetteur et le récepteur, et qui est envoyée pour pouvoir faire une estimation du canal et une égalisation au niveau de récepteur. Le procédé d'égalisation est expliqué plus en détail dans la suite de ce chapitre.

En LTE, la séquence CAZAC (Constant Amplitude Zero Autocorrelation Codes) est utilisée comme signal de référence pour effectuer l'estimation de canal dans le domaine fréquentiel. La séquence polyphasée Zadoff-Chu CAZAC décrite par les équations 4.1 et 4.2 ci-dessous est employée. L'ensemble des séquences CAZAC Zadoff-Chu possède les propriétés suivantes [2][18][19] :

- Amplitude constante.
- Zéro autocorrélation circulaire.

- Réponse plate dans le domaine fréquentiel.
- La corrélation croisée circulaire entre deux séquences est faible et avec une amplitude constante si la longueur de la séquence est un nombre premiers.

$$C_k(n) = \exp\left[-\frac{j\pi kn^2}{N}\right] \quad \text{pour } N \text{ paire} \quad (4.1)$$

$$C_k(n) = \exp\left[-\frac{j\pi kn(n+1)}{N}\right] \quad \text{pour } N \text{ impaire} \quad (4.2)$$

Ou N représente la longueur de la séquence, k est appelé l'index de la séquence et $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$.

La norme LTE stipule aussi que la séquence d'apprentissage sera placée dans le quatrième symbole dans chaque time slot, et que l'attribution de différents séquences Zadoff-Chu CAZAC aux Node B voisins est proposé afin d'atteindre une moyenne d'interférence [4][18].

h) Insertion du préfixe cyclique

Chaque symbole SC-FDMA est précédé par un préfixe cyclique (CP) qui est utilisé pour éliminer efficacement l'IES (interférences entre symboles). Le bloc représenté ci-dessous assure cette fonction en copiant la dernière partie de chaque symbole pour ensuite la recoller au début de ce dernier. En LTE, deux types de préfixe cycliques sont utilisés, le préfixe cyclique normal de durée 4.69 μ s et le préfixe cyclique étendu de durée 16.67 μ s. Le préfixe cyclique étendu est bénéfique pour les déploiements dans les quelles les caractéristiques du delay spread ou retard de propagation du canal sont importantes, le cas des grandes cellules. Le préfixe utilisé dans notre chaine est le CP Normal de durée 4.69 μ s ce qui correspond aux 36 derniers symboles à copier [2].

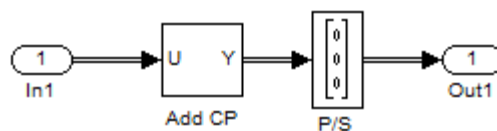


Figure 4.8 : Implémentation de l'insertion du préfixe cyclique

Noter que les données sont reconverties en série avant d'être émis dans le canal, le bloc **Rechape** est utilisé pour assurer cette fonction.

4.3.2. Le canal de propagation

a) Canal à Bruit Additif Blanc Gaussien

Le canal à Bruit Additif Blanc Gaussien BABG ou AWGN pour Additif White Gaussien Noise, est le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmissions numériques, car ce type de bruit est un des plus faciles à générer et à analyser. Le bruit blanc modélise à la fois les bruits d'origine interne comme le bruit thermique provoqué par les composants électronique et les amplificateurs au niveau du récepteur, et le bruit d'origine externe comme le bruit d'antenne. Le signal reçu s'écrit de la façon suivante:

$$r(t) = s(t) + b(t) \quad (4.3)$$

Où $s(t)$ représente le signal transmis et $b(t)$ le bruit.

La principale caractéristique du bruit blanc, est que sa densité spectrale de puissance $G_n(f)$ est la même pour toutes les fréquences d'intérêt dans la plupart des systèmes de communication. Un processus Gaussien est une fonction aléatoire, dont la valeur à tout instant arbitraire, est statistiquement caractérisée par la fonction de densité de probabilité gaussienne donnée par l'équation 4.5 ci-dessous [12][20].

$$G_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad \text{watts/hertz} \quad (4.4)$$

$$p(n) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(n-a)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (4.5)$$

Où σ^2 est la variance de $n(t)$ et a représente la valeur moyenne de bruit.

b) Canal multi-trajets

Modèle de Rayleigh

Dans les canaux radio mobile, le modèle de Rayleigh est couramment utilisé pour décrire les variations statistiques dans le temps de l'enveloppe du signal reçu, dans le cas où il ya plusieurs voies indirectes entre l'émetteur et le récepteur, et aucun chemin d'accès dominant, comme un chemin en visibilité directe. Dans ce cas, la communication entre les deux, se trouve soutenue seulement par les trajets multiples, cela se produit souvent dans les zones urbaines et à l'intérieure des bâtiments. La distribution de Rayleigh est obtenue en

additionnant un grand nombre de composantes indépendantes, ayant des phases uniformément distribuées dans l'intervalle $[0, 2\pi]$, sa fonction de densité de probabilité est donnée par $p(r)$ [9][20]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & (0 \leq r \leq \infty) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \quad (4.6)$$

Où σ^2 représente la puissance moyenne temporelle de signal reçu.

Modèle de Rice

Quand il y a un signal dominant fixe, ou un chemin d'accès qui apporte une contribution significative à la puissance du signal reçu, comme un chemin de propagation en visibilité directe (*LOS*), en plus d'un certain nombre de signaux indirects, comme il est souvent le cas dans les zones dégagées ou rurales, alors la variation à petite échelle de l'enveloppe de signal reçu, est maintenant décrite à l'aide de la distribution de Rice. La fonction de densité de probabilité de la distribution de Rice est donnée par $p(r)$ [9][20]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2+A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) & (r \geq 0, A \geq 0) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \quad (4.7)$$

Où le paramètre A désigne l'amplitude maximale du signal en position dominante, et I_0 est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro.

La distribution de Rice est souvent décrite en termes d'un paramètre K , qui est défini comme le rapport entre la puissance du signal dominant et la puissance des trajets multiples [9].

$$K = 10 \log \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (4.8)$$

Le paramètre K est connu comme étant le facteur de Rice, et caractérise complètement la distribution Ricienne. Quand $A \rightarrow 0$ et $K \rightarrow -\infty$ alors la distribution de Rice tend vers une distribution de Rayleigh, quand il n'y a pas de trajets multiples, donc $\sigma^2 = 0$ et $K \rightarrow \infty$, alors le canal est considéré comme un simple AWGN.

4.3.3 Implémentation du récepteur

Au niveau de récepteur le processus est essentiellement inversé. La distorsion due aux multi-trajets est traité de la même manière que les systèmes OFDM, suppression du préfixe cyclique, conversion dans le domaine fréquentiel, puis appliquer la correction de canal sous porteuse par sous porteuse.

a) Suppression du préfixe cyclique

Le bloc représenté ci-dessous, assure la première fonction du récepteur. Les données reçus sont d'abord convertis en parallèle par l'utilisation de bloc **Reshape**, la suppression du préfixe cyclique est ensuite accomplie par le bloc **Selector** configuré pour cette tâche.

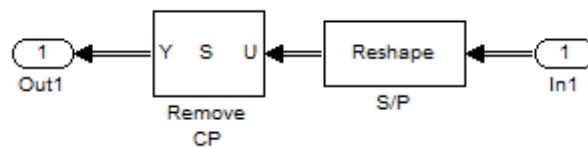


Figure 4.9 : Implémentation de la suppression du préfixe cyclique

b) Démodulation multi-porteuses

Après l'élimination des risques d'avoir d'interférences entre symboles grâce à la suppression de préfixe cyclique, l'opération suivante consiste à effectuer une démodulation multi-porteuses (démodulation OFDM). La figure ci-dessous montre le bloc chargé d'effectuer cette tâche. La démodulation est essentiellement assurée par l'exécution de processus FFT. Après l'exécution de ce dernier il est nécessaire d'enlever les sous porteuses nulles correspondantes aux intervalles de garde au début et à la fin de chaque symbole.

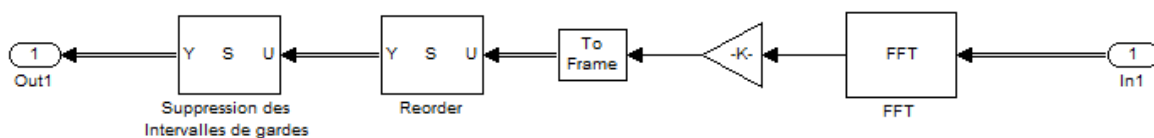


Figure 4.10 : Implémentation de la démodulation Multi-porteuses

c) – Estimation du canal et Egalisation

Après l'élimination d'IES et la démodulation multi-porteuses, il est nécessaire de compenser l'influence du canal. Le symbole reçu sur la sous porteuse d'indice k après la démodulation s'écrit de la manière suivante :

$$R_k(n) = E_k(n) H_k + B_k(n) \quad (4.9)$$

Afin de passer les symboles dans un détecteur (qui donne une décision) ou directement à l'entrée d'un décodeur, il faut une estimation des symboles $E_k(n)$. Ceci est obtenu par l'égalisation du signal reçu $R_k(n)$. Pour connaître le canal, il existe des séquences d'apprentissage ou appelés aussi symboles pilotes qui sont envoyés et qui sont connus du récepteur. Selon les normes, les pilotes sont soit envoyés sur toutes les sous porteuses au début ou au milieu de paquets de données, soit envoyés sur certaines sous porteuses périodiquement au fil de la transmission des données [5].

Dans le premier cas, celui utilisé dans notre chaîne SC-FDMA, l'intégralité de la réponse en fréquence du canal est supposée connue grâce aux pilotes envoyés entre les données. Nous présentons dans cette section les deux méthodes couramment utilisées permettant d'égaliser les symboles reçus dans le cas des systèmes OFDM affectés par un canal sélectif en fréquence.

c-1) Le zéro forcing

La méthode Zero-forcing (ZF) consiste à multiplier chacune des sous porteuses par l'inverse de la réponse en fréquence du canal à la fréquence correspondante. L'égalisateur est donc le suivant :

$$G_k = \frac{1}{H_k} \quad (4.10)$$

Les symboles reçus et égalisés s'écrivent :

$$\hat{E}_k(n) = R_k(n) G_k \quad (4.11)$$

$$\hat{E}_k(n) = E_k(n) + \frac{B_k(n)}{H_k} \quad (4.12)$$

L'inconvénient majeur de cette méthode survient lorsque le canal possède un ou plusieurs évanouissement, c'est-à-dire lorsque la réponse en fréquence du canal est proche de 0. Dans ce cas, G_k tend vers l'infini et le signal égalisé comporte un bruit fortement amplifié, ce qui induit un problème de stabilité numérique [5].

c-2) Le MMSE

L'égalisateur MMSE signifie *Minimum Mean Square Error* ou minimisation de l'erreur quadratique moyenne. L'idée de la méthode d'égalisation MMSE est de tenir compte de l'amplitude de la réponse fréquentielle du canal et du bruit ajouté dans celui-ci en bornant l'amplitude du coefficient d'égalisation lorsque le canal possède un évanouissement. La minimisation de l'erreur quadratique moyenne consiste à minimiser $E [|E_k(n) - \hat{E}_k(n)|^2]$. Cette minimisation amène à l'égaliseur suivant [5].

$$G_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \frac{\sigma_B^2}{\sigma_E^2}} \quad (4.13)$$

Avec σ_E^2 et σ_B^2 qui correspondent respectivement à la puissance du signal utile et à la puissance du bruit.

Les symboles reçus et égalisés s'écrivent :

$$\hat{E}_k(n) = R_k(n) G_k \quad (4.14)$$

$$\hat{E}_k(n) = \frac{E_k(n) |H_k|^2 + B_k(n) H_k^*}{|H_k|^2 + \frac{\sigma_B^2}{\sigma_E^2}} \quad (4.15)$$

L'avantage de l'égaliseur MMSE par rapport à l'égaliseur ZF est que lorsque $|H_k|^2 \simeq 0$, $G_k \simeq H_k^* \frac{\sigma_B^2}{\sigma_E^2}$ et ne tend plus vers l'infini, mais cet égaliseur nécessite la connaissance du rapport signal à bruit.

d) Transposition dans le domaine temporel et démodulation

Après l'estimation du canal et l'égalisation, les symboles reçus vont être transposés dans le domaine temporel comme la SC-FDMA exige, et cela grâce à une transformée de Fourier discrète inverse IDFT. L'opération qui suit l'IDFT consiste à convertir les données de mode parallèle au mode série pour être injectés dans le bloc de démodulation. La démodulation nous permet de récupérer les données codées en transformant le vecteur complexe reçu, et cela en effectuant une estimation du symbole binaire transmis, cette opération est appelée décision métrique. La décision métrique peut effectuer selon deux méthodes, décision matérielle ou logicielle [14].

Décision matérielle

Elle est effectuée en calculant la distance minimum entre le symbole reçu et les points de la constellation comme le montre l'équation (4.16).

$$d_E = |y - h_s| \quad (4.16)$$

Avec d_E est appelée la distance euclidienne, y est le symbole reçu, h représente le coefficient du canal et s le symbole transmis.

Pour calculer la décision métrique il suffit de prendre la plus petite distance euclidienne.

Décision logicielle

La méthode indique des probabilités de recevoir un bit ou pas. On utilise pour cela les rapports de log-vraisemblance (LLR) pour chaque bit du symbole.

$$LLR(b_k) \approx \ln \frac{\max_{s/b_k=1} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{|h_s - y|^2}{\sigma_v^2}\right)}{\max_{s/b_k} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{|h_s - y|^2}{\sigma_v^2}\right)} \quad (4.17)$$

σ_v^2 : Représente la variance de bruit dans signal.

L'algorithme consiste, à calculer la différence des distances minimum entre le symbole reçu et tous les points de la constellation pour b_k égal à « 1 » et à « 0 ».

$$LLR(b_k) = \min_{s/b_k=1} |h_s - y|^2 - \min_{s/b_k=0} |h_s - y|^2 \quad (4.18)$$

Plus la valeur absolue de LLR est grande, plus la probabilité d'une interprétation correcte est grande. Une valeur négative du LLR correspond à un « 1 », une valeur positive correspond à un « 0 ».

e) Décodage canal

Le décodage canal permet de restituer l'information binaire utile codée lors de l'émission. Le codage augmente la robustesse de la transmission au moyen de bits de parité permettant de corriger les éventuelles erreurs de transmission dus à la mauvaise qualité du canal. Ainsi, Il existe de nombreux algorithmes de décodage. La classification la plus utilisée sépare les algorithmes algébriques des algorithmes probabilistes. Les algorithmes algébriques utilisent, comme leur nom l'indique, les propriétés algébriques des codes, le décodage se fait, par exemple, par résolution d'équations. Pour les algorithmes probabilistes, l'algorithme de Viterbi est l'algorithme probabiliste le plus utilisé pour le décodage des codes convolutifs [17].

Décodage des codes convolutifs

Le principe de l'algorithme de Viterbi est de déterminer à partir des distances de Hamming entre les différents mots de codes, la probabilité de chaque séquence en sortie du diagramme en treillis. Ainsi, plus la distance de Hamming est élevée, plus la séquence la plus probable se distingue. La correction est d'autant plus efficace que la distance de Hamming minimale du code est élevée, ce qui est en accord avec la définition du pouvoir de correction du code. Cette technique de correction d'erreurs est basée sur le critère du maximum de vraisemblance (ML: Maximum Likelihood) [16][17].

f) Calcul de Taux d'erreur binaire

La connaissance de TEB est la chose la plus importante dans chaque étude. Le bloc **Error Rate Calculation** sert à compter les bits ou les symboles erronés par rapport à ceux de l'information émis, il produit à sa sortie les trois valeurs suivantes :

- le nombre total des bits d'information reçus.
- le nombre total d'erreurs produites.
- le taux d'erreur binaire, qui correspond au rapport entre le nombre total d'erreurs et le nombre total de bits testés.

4.4. Présentation des résultats

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats de la simulation obtenus dans la première étape de notre étude. Comme indiqué auparavant, la première étape consiste à simuler une chaîne SC-FDMA avec un codage convolutifs, dans un canal AWGN seule, puis dans un cas réel, c'est-à-dire un canal multi-trajets auquel est ajouté un bruit gaussien (AWGN). Les résultats obtenus sont présentés sous formes de courbes représentant l'évolution de TEB en fonction de rapport signal sur bruit SNR. Le tableau 4.3 suivant récapitule les paramètres du simulation utilisés :

Largeur de la bande de travail	5 MHz
Structure Trellis du codeur	poly2trellis (7, [171 133])
Taux de codage	1/2, 2/3, 3/4, 5/6
Modulations	4 QAM / 16 QAM / 64 QAM
M - DFT	300
Mapping des sous porteuses	Mode localisé
N - IFFT	512
Préfixe cyclique	Normal / 4.69 μ s
Egalisation	ZF / MMSE

Tableau 4.3 : paramètres de la simulation

4.4.1 Cas d'un canal AWGN seul

La première figure (figure 4.12) représente les courbes de l'évolution de TEB en fonction de SNR obtenues et ce pour quatre types de modulations différentes, sans codage canal et dans le cas du canal AWGN seul. Ces résultats serviront de références pour la suite cette l'étude.

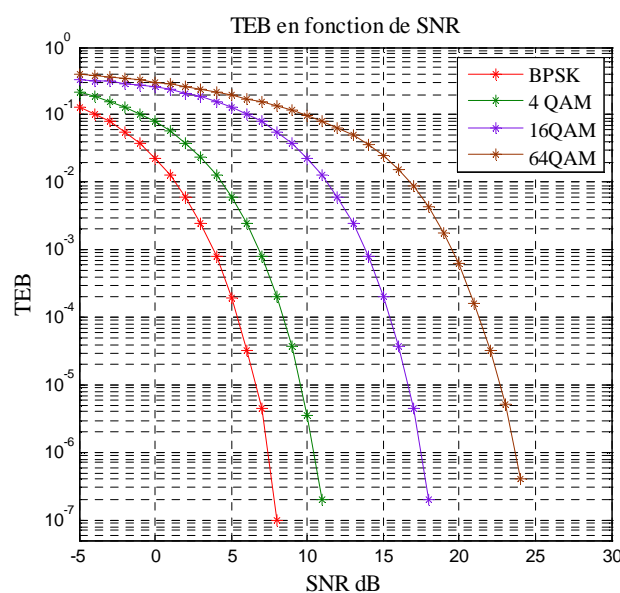


Figure 4.12 : évolution du TEB en fonction de SNR pour différentes type de modulations. (cas du canal AWGN seul)

Dans la deuxième figure (figures 4.13) nous allons examiner le gain apporté par l'utilisation de codage avant la transmission de données dans notre chaîne, pour cela nous présentons une comparaison entre les courbes de l'évolution de TEB en fonction de SNR pour différents types de modulations sans codage puis avec codage convolutif de rendement 1/2.

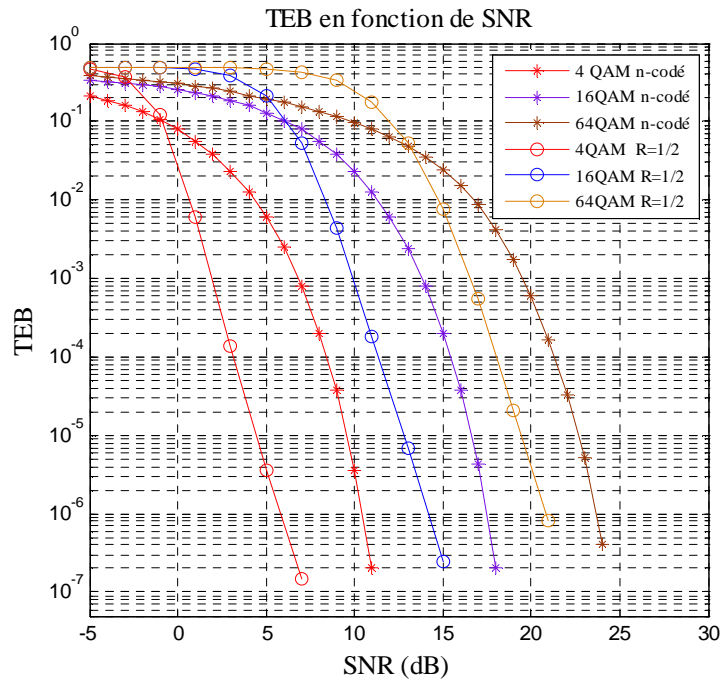


Figure 4.13 : évolution du TEB en fonction de SNR pour différents types de modulations codées et non codées (cas du canal AWGN seul)

D'après la figure 4.13 on peut voir clairement que le codage permet d'améliorer la qualité de la liaison, cette amélioration peut être envisagée sous deux aspects :

- Une réduction du taux d'erreur résiduel sur les bits après décodage.
- Un gain en décibel sur le bilan de la liaison.

L'amélioration apportée par l'opération de codage peut être vue sous un autre angle en termes de débit, en effet, car le débit binaire d'information transmis sera donc inférieure d'un facteur $1/R$ par rapport au débit binaire codé. L'utilisation des taux variables du codage permet d'avoir divers niveaux de protection. La figure 4.14 représente les courbes d'évolution du TEB en fonction du SNR pour différents rendement du codage convolutif ($1/2$, $2/3$, $3/4$ et $5/6$) dans le cas de la modulation 16 QAM.

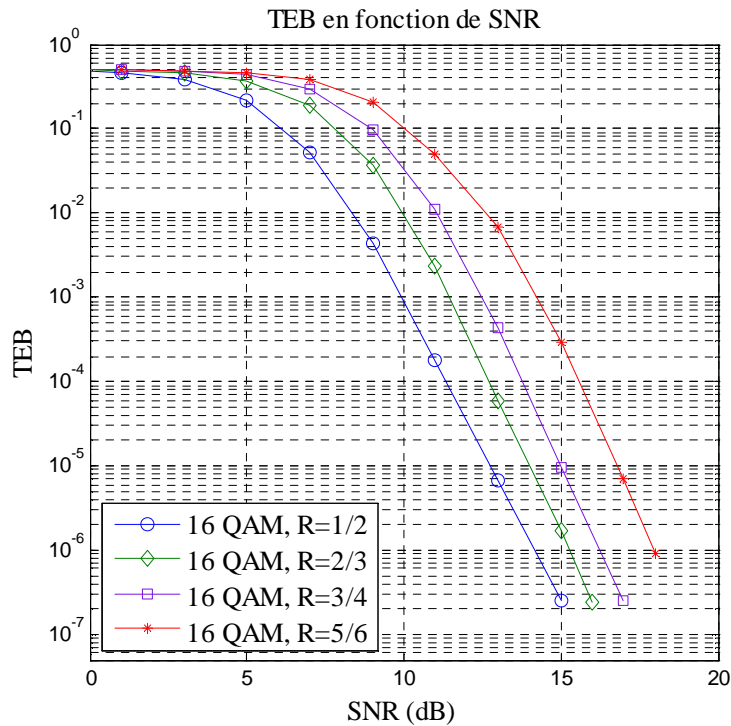


Figure 4.14 : évolution du TEB en fonction de SNR pour différents rendements du codage convolutif. Modulation 16 QAM (cas du canal AWGN seul)

4.4.2 Cas d'un canal réel : Dans le cas d'un canal réel, c'est-à-dire un canal multi-trajet et canal AWGN et comme expliqué auparavant, l'égalisation joue un rôle essentiel dans la chaîne. Les deux figures 4.15 et 4.16 ci-dessous représentent respectivement les spectres d'un symbole SC-FDMA avant et après le passage dans le canal.

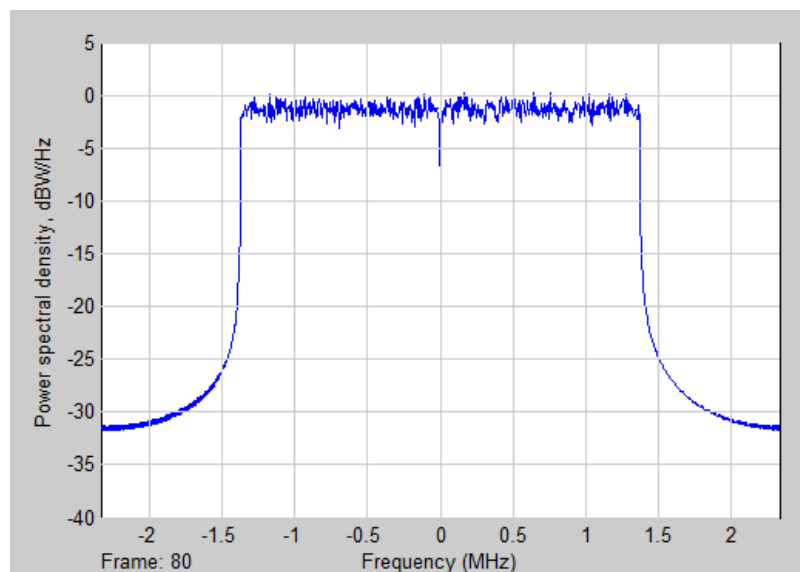


Figure 4.15 : Spectre d'un symbole SC-FDMA avant le passage dans le canal.

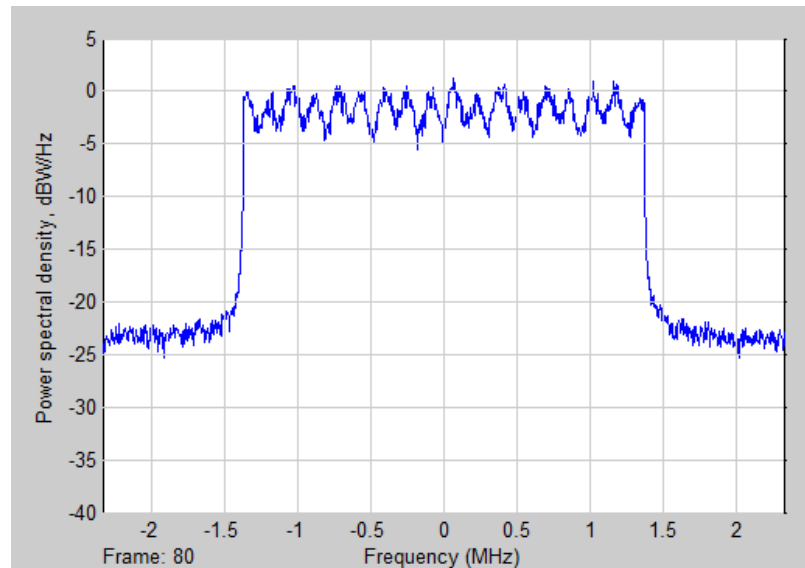


Figure 4.16 : Spectre d'un symbole SC-FDMA après le passage par le canal.

On étudiant les deux figures on peut voir clairement les distorsions introduites par le canal multi trajets. La figure 4.17 représente les courbes obtenues du TEB en fonction de SNR pour différentes modulation non codées, puis pour les mêmes modulations mais codées avec un codage convolutif de rendement $\frac{1}{2}$, l'égalisation utilisée est de type ZF.

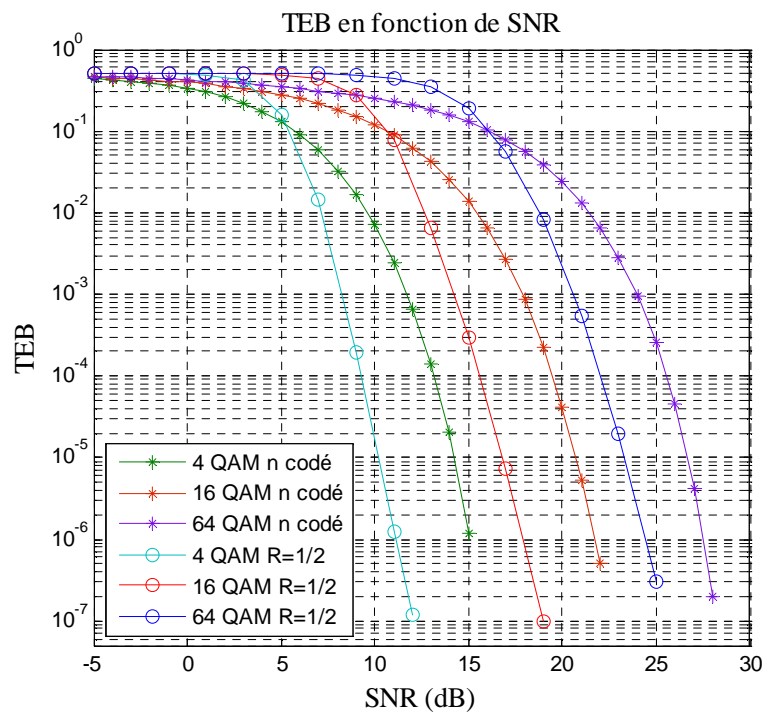


Figure 4.17 : TEB en fonction de SNR pour différentes modulations avec et sans codage canal (canal réel)

Comme indiqué auparavant l'égalisateur MMSE présente des avantages par rapport à l'égalisateur ZF, notamment lorsque le rapport signal sur bruit SNR n'est pas très grand. Pour voir cet avantage nous allons effectuer une comparaison entre les deux, la figure 4.18 ci-dessous représente les courbes d'évolution de TEB en fonction de SNR pour la modulation 4 QAM une fois avec une égalisation ZF et une autre avec une égalisation MMSE.

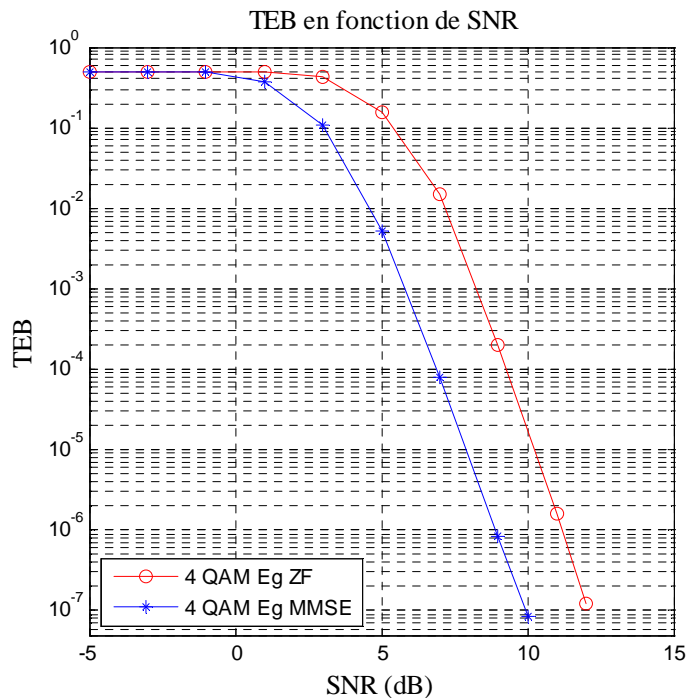


Figure 4.18 : Comparaison entre l'égalisateurs ZF et MMSE (canal réel).

4.5. Simulation d'une chaîne SC-FDMA avec codage turbo série

Comme convenu, la deuxième étape de notre étude consiste à simuler une chaîne SC-FDMA avec un codage canal de type turbo série, le principe consiste à tracer les courbes représentant l'évolution de TEB en fonction de SNR pour en suite les comparer avec les résultats obtenus lors de la première étape, c'est-à-dire avec un codage canal de type convolutif. Cependant, avant de présenter les résultats obtenus, il convient d'expliquer le principe de cette technique de codage.

4.5.1 Les turbo codes

Les turbo-codes ont été inventés en 1993, par une équipe de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Brest dirigée par Claude Berrou et Alain Glavieux. La construction est composée de deux codes convolutifs systématiques récursifs concaténés reliés via un entrelaceur. Ces codes permettent d'approcher de façon significative la limite de

capacité de Shannon notamment grâce à l'utilisation d'algorithmes de décodage itératif. A l'aide de cet algorithme, on extrait de l'information sur chacun des codes et on l'échange entre elles. L'information ainsi extraite est appelée extrinsèque et est réinjectée à l'itération suivante dans un autre code composant. Ce processus pouvant se répéter plusieurs fois, on parle de décodage itératif [16][17].

4.5.2 Turbo codeur série

Selon la figure 4.19 ci-dessous, le codeur utilise la concaténation série de deux codeurs convolutifs systématiques. Le premier codeur rencontré est appelé codeur externe (Outer Encoder) alors que le second codeur est dit codeur interne (Inner Encoder). En pratique, on prend un code externe C1 code convolutif non-systématique non-récurif (NRNSC) ou un code convolutif systématique récurif (RSC), mais le code interne C2 doit toujours être (RSC) [17].



Figure 4.19 : schématisation d'un turbo codeur série.

D'après la Figure 4.19, les K bits d'information sont codés par le codeur externe C1, entrelacés à travers l'entrelaceur Π et ensuite recodés par l'encodeur interne C2. Le code externe génère $N=K/R_1$ bits codés Y_1 , les bits Y_1 contiennent les bits d'information X_1 si C1 est un RSC. Le code interne RSC génère $J=N/R_2$ bits codés Y_2 contenant ses bits d'information. Le rendement du turbo code série s'obtient par le produit de : $R=K/J=R_1 \times R_2$, par exemple, $R=1/3$ si $R_1=1/2$ et $R_2=2/3$.

4.5.3 Turbo décodeur

Le décodeur à maximum de vraisemblance (ML: Maximum Likelihood) d'un turbo code est impossible à réaliser en pratique. Les turbo codes sont donc décodés par une technique itérative (turbo decoding) qui fait appel à un sous-décodage ML et SISO (Soft Input - Soft Output) des codes constituants. Le décodage itératif fonctionne au niveau des bits d'information et non au niveau des mots de code. Son but est l'estimation de l'APP (probabilité a posteriori) de chaque bit d'information. La figure 4.20 illustre le schéma de principe du décodage itératif d'un turbo codes séries [16][17].

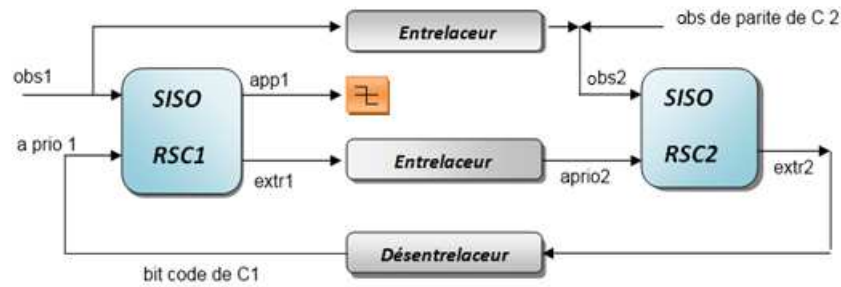


Figure 4.20 : schéma d'un décodage itératif d'un turbo code série.

Le décodeur du turbo code série est composé de deux décodeurs élémentaires interne et externe concaténés en série. Les deux décodeurs sont à entrées et sorties souples SISO. Chaque SISO lit les observations de ses bits codés. Les observations des bits d'information de C2 s'obtiennent par entrelacement de celles des bits codés de C1, car C2 est systématique. Les informations extrinsèques des bits codés calculés par le premier SISO sont utilisées comme probabilités à priori sur les bits d'information du deuxième SISO. Les informations extrinsèques des bits d'information du deuxième SISO sont réinjectées comme des probabilités à priori sur les bits codes à l'entrée du premier SISO. Une itération complète comprend le décodage de C1 et C2. Les observations ne changent pas en fonction des itérations. Seules les informations extrinsèques et les probabilités à priori bougent d'une itération à l'autre [13][17].

Dans le cadre de notre étude, le codage turbo série est de rendement $R = 1/3$, les paramètres de codeur externe et interne utilisés dans notre chaîne, sont les suivants :

Outer Encoder « codeur externe »

- Code convolutif de dimension $(3, [7\ 5], 7)$.
- Rendement $R=1/2$.

Inner encoder « codeur interne »

- Code convolutif de dimensions $([3\ 3],[7\ 5\ 0;0\ 6\ 7],[7\ 7])$.
- Rendement $R=2/3$.

La figure 4.22 ci-dessous représente les courbes de TEB en fonction de SNR obtenues dans cette étape, ainsi que celles de codage convolutif obtenues lors de l'étape précédente et cela dans le cadre d'un canal AWGN.

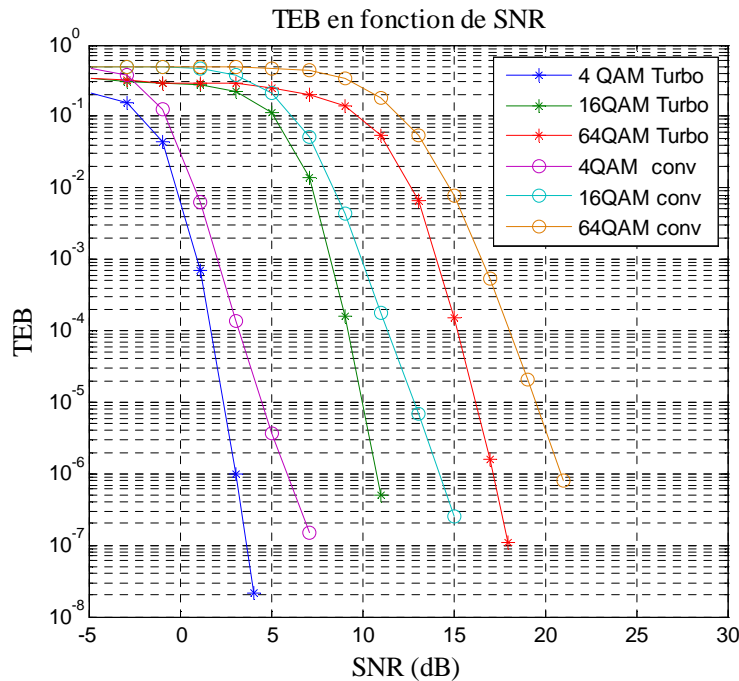


Figure 4.22 : Comparaison entre codage turbo série et codage convolutif.

Les courbes de codage turbo représentées ci-dessus, sont celles obtenue pour un décodage à une seule itération, et on peut voir clairement que le codage turbo permet d'améliorer la qualité de la liaison par rapport au codage convolutif, d'un autre coté, comme le rendement de codage turbo est de 1/3 on à donc une réduction de débit d'information transmis, qui sera donc trois fois moins que le débit binaire codé.

Pour voir l'impacte de nombre d'itérations au niveau de décodeur itératif sur la qualité de la liaison, on va présenter les performances du turbo code, en augmentant le nombre d'itérations allant de 1 itération jusqu'à 6 dans le cas de la modulation 16 QAM. Les résultats sont présentés sur la figure 4.23 ci-dessous.

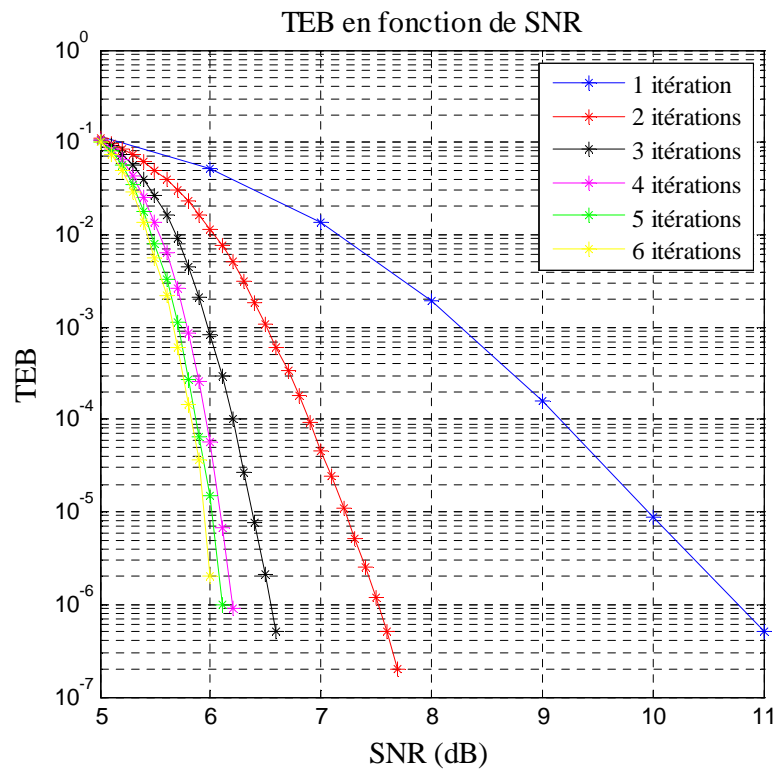


Figure 4.23 : Performance du turbo code en augmentant le nombre d'itérations.

Selon les résultats de la simulation, on constate que les performances de décodage itératif augmentent avec l'augmentation du nombre d'itérations, où le décodeur expose ses meilleures performances.

4.6 - Simulation d'une chaîne de SC-FDMA avec diversité d'antennes (MIMO 2x2)

La troisième étape de notre étude consiste à simuler une chaîne SC-FDMA avec une diversité d'antenne MIMO 2x2. La technique des antennes multiple a été expliquée en détail dans le deuxième chapitre de ce mémoire. Afin d'exploiter, encore plus, la diversité qui offrent les systèmes MIMO, différents algorithmes de codage / décodage ont été développés, nous en citons quelque uns, comme la technique de combinaison par ratio maximal, la technique de codage espace – temps en treillis ou encore la technique de codage espace – temps en bloc, que nous avons choisi pour mener notre étude [14]

4.6.1 - Codage espace /temps en bloc

La technique de codage espace - temps en bloc, ou en anglais Space - Time Bloc Coding, a été présenté pour la première fois par Alamouti en 1998. Cette approche prend avantage des phénomènes de propagations multi-trajets, dans le but d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes MIMO. Le principe consiste à introduire une redondance d'informations entre deux antennes d'émission, et améliorer ainsi la robustesse pour une même puissance d'émission. Alamouti a présenté son code avec deux antennes émettrices et deux réceptrices, le codage est fait en prenant en compte les dimensions spatiale et temporelle d'où son nom [14]. Ce type de codage MIMO 2x2 est schématisé en figure 4.24.

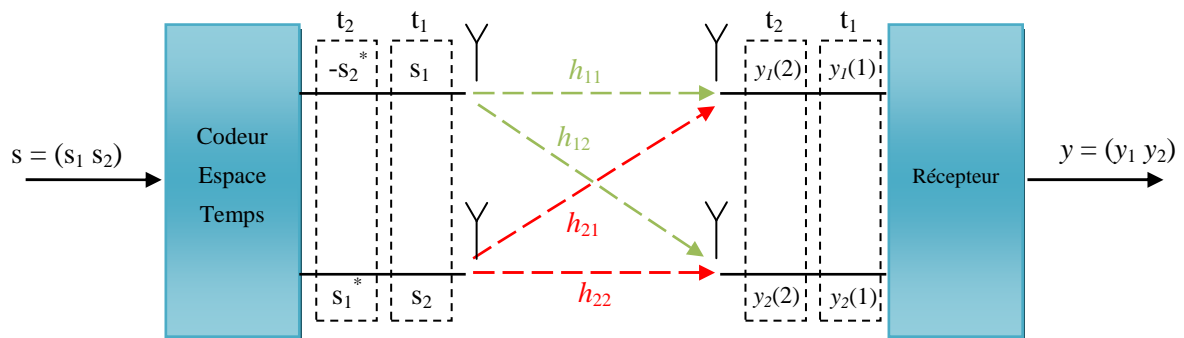


Figure 4.24 : Schéma d'un système MIMO 2x2 avec codage d'Alamouti.

A la sortie du codeur espace - temps, les antennes d'émission Tx_1 et Tx_2 envoient, respectivement, les symboles s_1 et s_2 , durant le premier temps symbole t_1 . A temps symbole d'après, les symboles $-s_2^*$ et s_1^* sont émis. Les canaux h_{11} , h_{12} , h_{21} et h_{22} sont supposés

statiques durant t_1 et t_2 . Au niveau du récepteur, le signal reçu est la combinaison des symboles émis affectés par les différents canaux :

$$y = s \cdot h + b \quad (4.19)$$

Avec : $y = [y_1(1) y_1(2) y_2(1) y_2(2)]^T$ Le vecteur signal reçu, où $y_1(1)$ et $y_1(2)$ représentent les symboles reçus sur l'antenne Rx_1 , durant t_1 et t_2 respectivement. De même, $y_2(1)$ $y_2(2)$ sont les symboles reçus sur l'antenne Rx_2 , durant les deux temps symboles t_1 et t_2 respectivement, $h = [h_{11} h_{12} h_{21} h_{22}]^T$ Le vecteur canal, $b = [b_1(1) b_2(1) b_2(1) b_2(2)]^T$ Le vecteur bruit, et s la matrice des symboles codés :

$$s = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

Cela nous permet d'écrire les quatre équations suivantes :

$$y_1(1) = s_1 \cdot h_{11} + s_2 \cdot h_{21} + b_1(1) \quad (4.21)$$

$$y_2(1) = s_1 \cdot h_{12} + s_2 \cdot h_{22} + b_2(1) \quad (4.22)$$

$$y_1(2) = -s_2^* \cdot h_{11} + s_1^* \cdot h_{21} + b_1(2) \quad (4.23)$$

$$y_2(2) = -s_2^* \cdot h_{12} + s_1^* \cdot h_{22} + b_2(2) \quad (4.24)$$

En conjugant la troisième et la quatrième équation, les quatre équations deviennent :

$$y_1(1) = s_1 \cdot h_{11} + s_2 \cdot h_{21} + b_1(1) \quad (4.25)$$

$$y_2(1) = s_1 \cdot h_{12} + s_2 \cdot h_{22} + b_2(1) \quad (4.26)$$

$$y_1^*(2) = -s_2 \cdot h_{11}^* + s_1 \cdot h_{21}^* + b_1^*(2) \quad (4.27)$$

$$y_2^*(2) = -s_2 \cdot h_{12}^* + s_1 \cdot h_{22}^* + b_2^*(2) \quad (4.28)$$

Cela veut dire que :

$$\begin{pmatrix} y_1(1) \\ y_2(1) \\ y_1^*(2) \\ y_2^*(2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{12}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b_1(1) \\ b_2(1) \\ b_1^*(2) \\ b_2^*(2) \end{pmatrix} \quad (4.29)$$

Alamouti a considéré, dans son article, que les canaux h_{11} et h_{21} et h_{12} et h_{22} sont orthogonaux. Concrètement, il scinde chaque canal en deux canaux indépendants pour garantir une diversité d'ordre deux [14]. Mathématiquement, cela veut dire que :

$$\mathbf{H}_c^T \mathbf{H}_c = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2) \cdot \mathbf{I}_2 \quad (4.30)$$

avec $\mathbf{H}_c = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{12}^* \end{pmatrix}$ Et \mathbf{I}_2 représente la matrice identité d'ordre deux.

Cette hypothèse simplifie le calcul des symboles \hat{s}_1 et \hat{s}_2 estimés à la réception, on peut alors écrire:

$$\begin{pmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{pmatrix} = \mathbf{H}_c^T \begin{pmatrix} y_1(1) \\ y_2(1) \\ y_1^*(2) \\ y_2^*(2) \end{pmatrix} = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2) \cdot \mathbf{I}_2 \cdot \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \mathbf{H}_c^T \tilde{\mathbf{b}}$$

Avec $\tilde{\mathbf{b}} = [b_1(1), b_2(1), b_1^*(2), b_2^*(2)]^T$ le vecteur de bruit résultant.

L'environnement Simulink met à notre disposition deux blocs permettant d'implémenter facilement une diversité d'antennes dans notre chaîne de transmission, selon la technique de codage espace - temps en bloc. Le premier, est le bloc **OSTBC Encoder** utilisé au niveau de l'émetteur pour créer une diversité d'émission, le deuxième est le bloc **OSTBC Combiner** utilisé au niveau de récepteur pour combiner les données reçus suivant les différents canaux de transmissions. L'implémentation de notre chaîne de transmission MIMO sous simulateur est représentée dans la figure 4.25 ci-dessous.

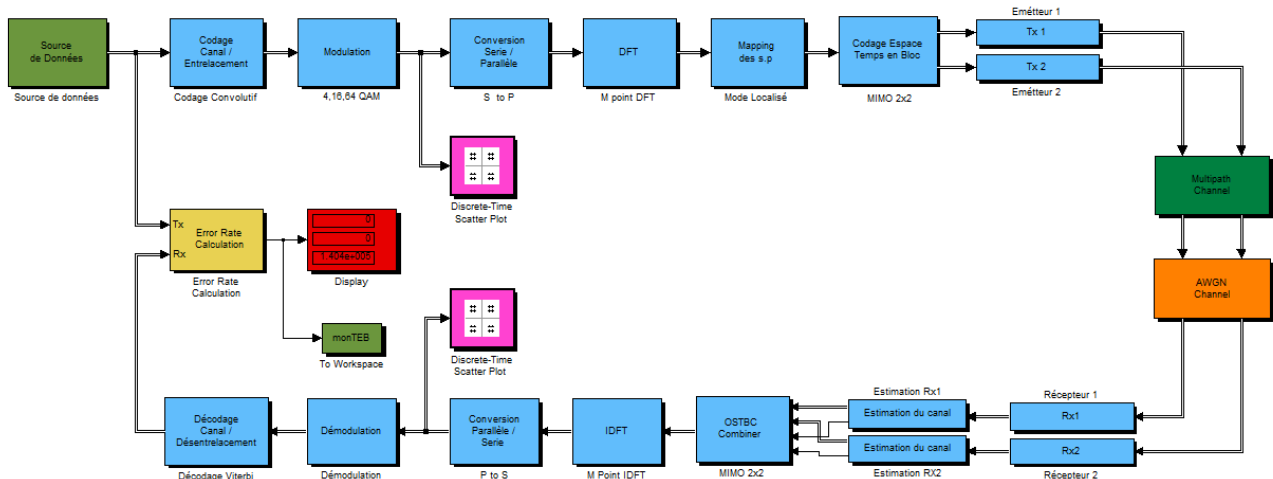


Figure 4.25: Implémentation d'une chaîne SC-FDMA avec diversité d'antennes MIMO 2x2

Les courbes obtenues, caractérisant l'évolution de TEB en fonction de SNR dans le cas MIMO 2x2 ainsi que celles obtenues auparavant dans le cas SISO sont représentées sur la figure 4.28 ci-dessous, le codage canal utilisé ici est de type convolutif avec $R=1/2$.

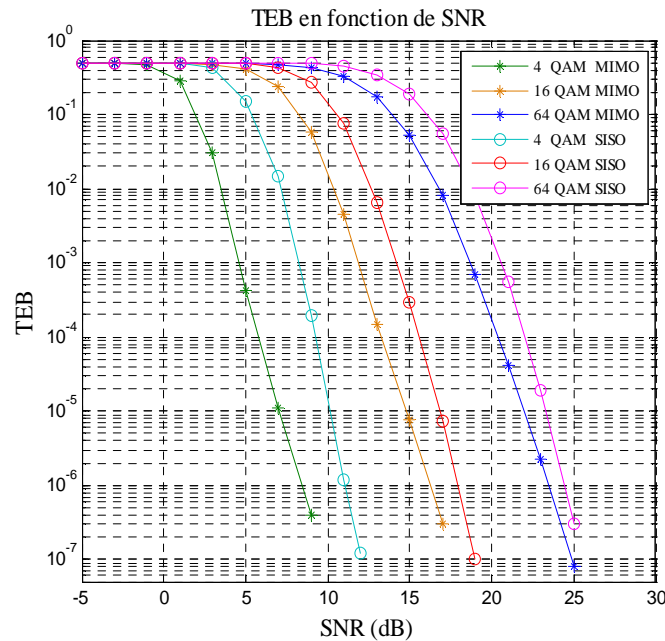


Figure 4.28 : Comparaison de TEB dans les cas MIMO et SISO

D'après les résultats obtenus dans la figure ci-dessus on voit que, la diversité d'antenne, MIMO 2x2 dans notre cas, a permis une amélioration nette dans la qualité de la liaison.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de la chaîne de transmission de la liaison montante du standard 3GPP LTE, implémentée sous Simulink, tout en réalisant une étude comparative entre deux codes correcteurs d'erreurs. Dans un premier temps, on a simulé une chaîne SC-FDMA avec et sans codage. Il a été vérifié que lorsque l'on utilise le codage convolutif, la chaîne SC-FDMA expose de meilleures performances. Dans un deuxième temps, on a comparé la qualité de transmission, dans le cas où on utilise un simple code convolutif, avec celle où on adopte le turbo code série. Selon les résultats obtenus, on a remarqué clairement que l'utilisation du turbo-code donne une efficacité de correction meilleure que celle du code convolutif. Ainsi, il a été vérifié que les performances du turbo-code s'améliorent avec l'augmentation du nombre d'itération. Enfin, il a été validé par simulation que, premièrement, l'égalisateur MMSE est bien meilleur que l'égalisateur ZF, deuxièmement, l'utilisation de la technique de diversité d'antennes MIMO permet d'améliorer la qualité et la robustesse de la liaison, et d'atteindre ainsi de meilleures performances.

Conclusion générale

Ce présent mémoire à été consacré à l'étude de l'architecture du système LTE et les objectives de cette technologie de réseau d'accès « *Next Generation* » développée par la 3GPP, ainsi qu'à la simulation de la couche physique de la liaison montante de la chaîne de transmission. Bien qu'elles soient incomplètes, les spécifications LTE contiennent beaucoup d'informations utiles et il est tout à fait possible à présent de construire une image assez exacte de cette norme, ainsi que pour les autres normes qui feront plus tard partie du standard de télécommunications de quatrième génération, 4G LTE Advanced.

L'évolution des interfaces radio des systèmes réseaux mobiles se caractérise par l'introduction de l'OFDMA et du SCFDMA comme techniques d'accès multiples. Ces nouvelles techniques sont introduites pour apporter des débits importants aussi bien sur la voie montante que descendante. La principale innovation est l'introduction de la SCFDMA. Cette technologie d'accès multiple tient compte des contraintes liées au canal large bande et à l'autonomie du mobile.

Ce projet nous a permis d'approfondir nos connaissances en OFDM, OFDMA et en SC-FDMA, ainsi qu'en beaucoup d'autres techniques, tel que les codes correcteurs d'erreurs et les techniques des antennes multiples MIMO, mais aussi d'être imprégné des différents compromis conduisant à un choix technologique. Le compromis coût-performance, néanmoins des points restent à approfondir.

Références bibliographiques

- [1] Nuttapol PRAYONGPUN, *Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation*, Thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France, Avril 2009.
- [2] Erik Dahlman, Stefan Parkvall, *3G Evolution, HSPA and LTE for Mobile Broadband*, Johan Sköld and Per Beming, Second edition 2008.
- [3] BENNANI Anas, EL KHAMLICHI Yasser, GUENNOUNI Hasnae, LOUKILI Anouar, MOUNIR Assia, *3GPP Long Term Evolution, Norme Candidate Pour La Standardisation 4G Lte Advanced*, Génie des systèmes de télécommunication et réseaux- ENSA 2010.
- [4] Stefania Sesia, Issam Toufik, Matthew Baker, *LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*, John Wiley & Sons, 2009.
- [5] Harri Holma, Antti Toskala, *LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*, John Wiley & Sons, 2009.
- [6] Erik Dahlman, Stefan Parkvall, Johan Sköld and Per Beming, *3G Evolution, HSPA and LTE for Mobile Broadband*, Elsevier Ltd, First edition, 2007.
- [7] Jim Zyren, Wes McCoy, *Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer*, White Paper, 2007.
- [8] *Long Term Evolution*, Nokia Siemens networks.
- [9] Pascal PAGANI, *Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande*, Thèse de Doctorat, institut national des sciences appliquées de rennes, France 2005.
- [10] R. COSQUER, *Conception d'un sondeur de canal MIMO - Caractérisation du canal de propagation d'un point de vue directionnel et doublement directionnel*, Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, 2004.
- [11] Kosai RAOOF, *Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation*, Thèse de Doctorat, de l'université joseph fourier, Grenoble, France, 2009.

- [12] Theodore S. RAPPAPORT, *Wireless communications, principles and practice*, Prentice Hall , 2nd Edition 1998.
- [13] Glavieux Alain, *Codage de canal: des bases théoriques aux turbo codes*, Lavoisier 2004.
- [14] KHETAAL Mohamed, TAIDIRT Karim, *Implémentation et simulation de système Wimax norme IEEE 802.16.2004*, Département d'électronique, Université de Blida, 2010.
- [15] Geneviève Baudoin, *Radiocommunications numériques (Volume 1) Principes, modélisation et simulation*, Dunod, 2007 - 2eme édition.
- [16] Claude Berrou, *Codes et turbocodes*, Springer-Verlag, France 2007.
- [17] DEHILI Ali Chawki, *Performances Des Turbo Codes Séries Pour Une Transmission DS-CDMA*, Département d'électronique, Université de Blida 2010.
- [18] R1-060059, "Considerations on Uplink Pilot Design Using CAZAC", NEC Group.
- [19] Farooq Khan, *From LTE for 4G Mobile Broadband: Air Interface Technologies and Performance, Zadoff Chu (ZC) Sequences*, www.globalspec.com/reference/68075/203279/9-2-Zadoff-Chu-ZC-Sequences.
- [20] Bernard SKLAR, *Digital communications Fundamentals and Applications, Second Edition*, Communications Engineering Services, University of California, Los Angeles, USA, 2002.
- [21] Christina Gessner, Andreas Roessler . *LTE Technology and LTE test; a deskside chat (documents and videos)*. RHODE & SCHWARZ, April 2009.