



N° d'ordre :

N° de série :

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

UNIVERSITÉ D'EL-OUED
INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE
Département D'électronique

Mémoire de fin d'études présenté
Pour l'obtention du diplôme de

Master ACADEMIQUE

Domaine : **Sciences et techniques**
Filière : **Electronique**
Spécialité : **Télécommunications**

Présenté par : **SEBIHI Rym**

**Étude et simulation d'une liaison montante de
téléphonie mobile 3GPP LTE**

Soutenu le ... /06/2012

Devant le jury composé de :

M.	AJGOU Riad	MAB	Président
M.	KHELIL Abdellatif	MAB	Examineur
M.	BOULILA Mohamed	MAB	Rapporteur
M.	MEFTAH El-hadi	MAA	Directeur du mémoire

2011-2012

Remerciements

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes celles et tous ceux qui m'ont donné la volonté et la patience pour achever ce travail de mémoire.

Tout d'abord, je tiens à remercier chaleureusement mon directeur de thèse *M. Meftah El-Hadi*, pour sa disponibilité et ses précieux conseils et pour l'énergie qu'il m'a donnée lors de la réalisation de ce manuscrit.

Je tiens à remercier aussi le président et les membres de jury, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de juger ce travail.

Mes plus vifs remerciements s'adressent à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation pendant toute la durée de mes études, afin d'acquérir ce modeste savoir.

Je remercie enfin tous mes ami(e)s et camarades de promotion ainsi que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à notre formation.

Dédicace

Je dédie cet ouvrage à

Ma chère mère à Mon cher père à mes sœurs et frères qui m'ont

Aider et encourager

Je dis tout simplement merci ce noble mot est sorti des profondeurs de mon cœur

A ma grande famille

Tous Mes ami(e)s

Tous ceux que j'aime

Rym

Table des matières

Table des figures	ix
Liste des tableaux	xiii
Introduction générale	1
I Introduction aux réseaux LTE	3
1 L'évolution de LTE	3
2 L'interface radio en LTE	4
3 Les caractéristiques de l'accès LTE	6
4 L'architecture de LTE	8
4.1 Entité NodeB	9
4.2 Entité MME (Mobility Management Entity)	9
4.3 Entité Serving GW (Serving Gateway)	11
4.4 Entité PDN GW (Packet Data Network Gateway)	12
4.5 Entité HSS (Home Subscriber Server)	13
4.6 Entité PCRF (Policy & Charging Rules Function)	13
II La liaison montante SC-FDMA	15
1 Les techniques d'accès	15
1.1 Partage des ressources radio en fréquence	15
1.2 Partage des ressources radio en temps	16
1.3 Partage des ressources radio par étalement spectrale	18
2 Les systèmes multi-porteuses	19

2.1	Principe	19
2.2	Notion d'orthogonalité	21
2.3	L'interférence entre symboles (IES)	23
2.4	L'interférence entre porteuses (IEP)	23
2.5	L'intervalle de garde	24
2.6	Avantages et inconvénients de l'OFDM	25
3	Les systèmes mono-porteuses	25
3.1	Principe	25
3.2	L'architecture globale	26
4	Single Carrier FDMA (SC/FDMA)	26
4.1	Principe de la modulation SC-FDMA	27
4.2	Principe de la démodulation SC-FDMA	29
4.3	Allocation des ressources radio dans le système SC-FDMA	30
4.3.1	Allocation de ressource en mode distribué	30
4.3.2	Allocation de ressource en mode localisé	31
4.4	Expressions analytiques du signal SC-FDMA	33
4.4.1	Ecriture mathématique du signal I-FDMA	33
4.4.2	Ecriture mathématique du signal L-FDMA	35
5	Etude du PAPR du signal SC-FDMA	36
5.1	Généralité sur les amplificateurs de puissance	37
5.2	La caractéristique de transfert AM/AM	37
5.3	Le recul d'entrée et le recul de sortie	39
5.4	Influence du Peak Power Ratio PAPR sur l'amplification	40
5.5	Evaluation du PAPR du signal SC-FDMA	41
III Simulation et Résultats		43
1	Paramètres des simulations	44
2	Système OFDMA	45
2.1	Signal OFDMA	45
2.2	Spectre du signal OFDMA	45
2.3	Etude comparative entre les deux canaux AWGN et Rayleigh	45
2.4	Influence de l'ordre de modulation	48
2.5	Intervalle de garde	49
3	Système SC/FDE	49
3.1	SC/FDE et les différents canaux	50

3.2	Intervalle de garde	50
4	Système SC-FDMA	53
4.1	Signal SC-FDMA	53
4.2	SER et les signaux IFDMA/LFDMA	53
4.3	Influence de nombre des sous-bandes de SC-FDMA	53
4.4	SC-FDMA et les différents canaux	53
4.5	Intervalle de garde	56
5	Comparaison entre les différents systèmes	56
5.1	En terme d'égalisation	58
5.2	En terme de PAPR	60
6	Analyse des résultats obtenus	63
Conclusion générale et perspectives		67
Annexe		69
A	SC-FDMA dans la norme 3GPP LTE	69
A.1	Trames et Slots	69
A.2	Allocation de ressources	71
A.3	Signaux des références : Pilotes	72
B	Aspects physiques de la propagation	73
B.1	Les phénomènes à grande échelle	73
B.2	Les phénomènes à petite échelle	74
B.3	Caractérisation des canaux à évanouissements	75
B.3.1	Canal à évanouissement rapide et à évanouissement lent	76
B.3.2	Canal sélectif et non sélectif en fréquence	76
B.4	Modélisation des canaux plats	78
B.4.1	Caractérisation probabiliste des évanouissements courts termes	79
B.4.2	Caractérisation hybride : multi-trajets / shadowing	80
B.5	Modélisation des canaux sélectifs	81
B.6	Notion de diversité	82
B.6.1	Diversité temporelle	82
B.6.2	Diversité fréquentielle	82
B.6.3	Diversité spatiale	83
B.7	Techniques d'égalisation	83
B.7.1	Estimation de canal par sous-porteuses pilotes	84

Table des matières

B.7.2	Egalisation par structure ZF	85
B.7.3	Egalisation par structure MMSE	85
Références bibliographiques		87

Table des figures

I.1	L'évolution de réseaux téléphonique 1990-2010.	5
I.2	La largeur de bande LTE 3GPP.	6
I.3	L'architecture de LTE et SAE.	9
I.4	L'architecture de LTE-Advanced E-UTRAN.	10
I.5	L'architecture E-UTRAN.	11
I.6	L'architecture EPS.	12
II.1	Partage des ressources radio en fréquence (FDMA).	16
II.2	Partage des ressources radio en temps (TDMA).	17
II.3	Partage des ressources radio en fréquence/temps (FDMA-TDMA).	17
II.4	Partage des ressources radio par étalement spectrale (CDMA).	18
II.5	Schéma de principe du modulateur OFDM numérique.	20
II.6	Schéma de principe d'un démodulateur OFDM numérique.	21
II.7	La chaîne de transmission OFDM.	22
II.8	Spéctre en fréquence d'une trame OFDM : représentation des sous-porteuses constituantes $N = 4$	23
II.9	Intervalle de garde pour un système OFDM.	24
II.10	Diagramme en bloc des systèmes OFDM et SC/FDE.	26
II.11	Émetteur SC-FDMA.	28
II.12	Récepteur SC-FDMA.	30
II.13	Mapping I-FDMA.	31
II.14	Mapping L-FDMA.	32
II.15	Spéctre du signal SC-FDMA au niveau Récepteur.	33

II.16	Exemple de Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.	38
II.17	Les points caractéristique d'un amplificateur de puissance.	40
III.1	Représentation de spectre des canaux suivants :Pedestrian A et VehicularA et AWGN.	43
III.2	Organigramme de la chaine de transmission.	44
III.3	Organigramme de la chaine de transmission OFDMA.	46
III.4	La réponse temporelle de signal OFDM.	47
III.5	Le spectre du signal OFDMA.	47
III.6	Variation du BER en fonction du E_b/N_0 d'un signal codé dans un canal AWGN et un canal Rayleigh.	48
III.7	Influence de la modulation sur le BER.	49
III.8	Comparaison entre OFDMA avec IG et OFDMA sans IG.	50
III.9	Organigramme de la chaine de transmission SC/FDE.	51
III.10	Performance de SNR de SC/FDE avec les canaux AWGN, PedA, VehA. . . .	52
III.11	Comparaison entre SC/FDE avec IG et SC/FDE sans IG.	52
III.12	Organigramme de la chaine de transmission SC-FDMA.	54
III.13	Le signal temporel SC-FDMA.	55
III.14	Comparaison de SER pour les signaux IFDMA et LFDMA.	55
III.15	Performance de SER avec les différents sous-bandes de SC-FDMA.	56
III.16	Performance de SNR de SC-FDMA avec les canaux AWGN,PedA,VehA. . . .	57
III.17	SC-FDMA avec IG et SC-FDMA sans IG.	57
III.18	Comparaison entre SC/FDE et OFDMA par l'utilisation de MMSE	58
III.19	Comparaison entre SC/FDE et OFDMA par l'utilisation de ZF	59
III.20	Comparaison entre SC-FDMA et OFDMA par l'utilisation de MMSE	60
III.21	Comparaison entre SC/FDE et OFDMA par l'utilisation de ZF et MMSE. . .	61
III.22	Comparaison entre les techniques d'égalisations MMSE et ZF pour le système SC-FDMA.	61
III.23	Schéma de principe d'évaluation de PAPR pour le SC-FDMA.	62
III.24	Schéma de principe d'évaluation de PAPR pour OFDMA.	62
III.25	Comparaison de la CCDF du PAPR du signal SC-FDMA et du signal OFDMA. .	63
III.26	Comparaison de la CCDF du PAPR du signal SC-FDMA avec un filtre de mise en forme en cosinus-surélevé (Rool-off α), et du signal OFDMA. . . .	64
III.27	La modulation dans les systèmes SC-FDMA et OFDMA	65
A.1	Trame et Slot du système SC-FDMA.	70

A.2	Le mode de transmission TDD.	71
A.3	Représentation temporelle du slot d'un système SC-FDMA à 5 Mhz de largeur de bande.	73
A.4	Représentation fréquentielle du slot d'un système SC-FDMA à 5 Mhz de largeur de bande.	74
B.1	Exemple de canal radio-mobile soumis aux multi-trajets.	75
B.2	Réponse impulsionnelle et fréquentielle d'un canal plat en fréquence.	77
B.3	Réponse impulsionnelle et fréquentielle d'un canal sélectif en fréquence.	78
B.4	Evanouissements temporels d'un canal de Rayleigh.	80
B.5	Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels.	83
B.6	Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentsiels.	84

Liste des tableaux

I.1	Les bandes de fréquences en LTE.	7
III.1	Table représente les paramètres du simulation	58
A.1	Tableau récapitulatifs des paramètres du système SC-FDMA en fonction des largeurs de bandes autorisées	71

Abréviations

		3
3GPP	Third Generation Partnership Project	A
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line	
AM	Amplitude Modulation	
AMPS	Advanced Mobile Phone System	
AWGN	Additive White Gaussian Noise	B
BER	Bit Error Rate	
BTS	Base Transeiver Station	C
CAZAC	Constant Amplitude Zero Auto-Correlation	
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function	
CDMA	Code Division Multiple Access	
CDS	Channel Dependent Scheduling	
CP	Cyclic Prefix	D
DAB	Digital Audio Broadcasting	
DFT	Discret Fourier Transform	
DVB	Digital Video Broadcasting	E
EDGE	Enhanced Data rates for Global Evolution	
EMM	EPS Mobility Management	
EPC	Evolved Packet Core	
EPS	Evolved Packet System	

ESM	EPS Session Management	F
FDD	Frequency Division Duplex	G
FDMA	Frequency Division Multiple Access	
FFT	Fast Fourier Transform	
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying	H
GPRS	General Packet Radio Service	
GSM	Global System for Mobile Communication	
HLR	Home Location Register	I
HLR	Home Location Register	
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access	
HSS	Home Subscriber Server	
HSUPA	High-Speed Uplink Packet Access	
IBO	Input Back-Off	L
ICI	Interférences Intra Cellulaires	
IDFT	Inverse Discret Fourier Transform	
IEP	Interférence Entre Porteuses	
IES	Interférence Entre Symboles	
I-FDMA	Interleaved – FDMA	
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	
IG	Intervalle de Garde	
IMS	IP Multimedia Subsystem	
IP	Internet Protocol	
IS 95	Interim Standard 95	
L-FDMA	Localized FDMA	
LTE	Long Term Evolution of 3G	

M

MAP	Mobile Application Part
MIMO	Multi-Input Multi-Output
MGF	Moment Generating Function
MMSE	Minimum Mean Square Error

O

OBO	Output Back-Off
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access

P

PAPR	Peak to Average Power Ratio
PCRF	Policy & Charging Rules Function
PDN GW	Packet Data Network Gateway
PM	Phase Modulation
PSD	Power Spectral Density
PSAM	Pilot Symbol-Assisted Modulation
PSK	Phase Shift Keying

Q

QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service

R

RAN	Radio Access Network
RB	Resource Block
RF	Radio Frequency
RG	Resource Grid
RNC	Radio Network Controller

S

S1-C	S1-Contrôle
S1-U	S1-Usager
SER	Symbol Error Rate
SAE	System Architecture Evolution
SC/FDE	Single Carrier with Frequency Domain Equalization

Abréviations

SC-FDMA	Single Carrier Frequency Division Multiple Access
SISO	Single-Input Single-Output
S- GW	Serving Gateway
SNR	Single Noise Rate
SS7	Signaling System #7
SSPA	Solid State Power Amplifier

T

TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TTI	Transmission Time Interval
TWTA	Traveling Wave Tube Amplifiers

U

UE	User Equipment
UIT	Union Internationale des Télécommunications
UTRA	Universal Terrestrial Radio Access

W

W-CDMA	Wide-CDMA
--------	-----------

Z

ZF	Zero Forcing
----	--------------

Introduction générale

CES dernières années, le nombre des systèmes de communications numériques a largement explosé pour satisfaire le marché des télécommunications dans des domaines aussi variés que les services multimédia. Une caractéristique essentielle de ces nouveaux systèmes est l'évolution vers des débits et des fréquences porteuses toujours plus élevés. En outre, la demande de mobilité pour l'utilisateur s'est affirmée de plus en plus, comme le démontre le développement rapide des réseaux de télécommunications ces dernières années. Pour ce faire, les nouveaux réseaux de télécommunications doivent permettre l'accès simultané d'utilisateurs toujours plus nombreux aux multiples services proposés par les différents opérateurs de téléphonie mobile. Les bandes de fréquences de transmission étant limitées, l'efficacité de l'utilisation des ressources de transmission s'avère primordiale [1][2].

Plusieurs techniques de multiplexage ont successivement été proposées dans le but d'utiliser à bon efficacité la bande de fréquence disponible. Un exemple de ces techniques est la modulation multi-porteuse dite le multiplexage par division en fréquences orthogonales OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), qui possède une alternative due à sa robustesse contre les évanouissements sélectifs en fréquence et sa résistance aux interférences entre symboles (IES).

L'émission pour les systèmes sans fil à grande distance nécessite l'utilisation d'amplificateurs de puissance, mais l'utilisation des systèmes OFDM, entre autres, présente de forts pics d'amplitude de l'enveloppe du signal modulé et donc des variations importantes en puissance instantanée [3]. Pour les systèmes OFDM on doit prendre en considération le paramètre (PAPR) «*Peak-to-Average Power Ratio*» qui a une influence directe sur l'amplificateur de puissance.

Avec l'évolution des technologies radios mobiles, les chercheurs sont actuellement arrivés à la nouvelle génération baptisée 3GPP LTE (*3rd Generation Partnership Project – Long Term Evolution*) pour la quatrième génération de la téléphonie mobile (4G), son principal intérêt est

le PAPR, Pour ce faire, le standard LTE propose une autre technique d'accès mono-porteuse pour cette voix appelée la SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*), adoptée pour les communications en voix montante c'est-à-dire des téléphones portables EU (*User Equipment*) aux les stations de base BTS (*Base Transceiver Station*) de la norme de réseaux cellulaire 3GPP LTE.

C'est dans ce contexte que s'inscrit l'objet principal de ce mémoire dont voici les lignes directrices.

- Il consiste à réaliser un état de l'art sur l'évolution de les technologies de la téléphonie mobile vers la 4G
- Etude de la technique SC-FDMA en vue d'amélioration de performance en termes de PAPR

Ce mémoire est organisé comme suit. Au premier chapitre, on présente une introduction générale aux réseaux LTE, ainsi que ses caractéristiques comparant avec les autres générations de téléphonie mobile de communication numérique.

Le deuxième chapitre est consacré au système SC-FDMA. Nous décrirons les principes généraux de deux techniques de multiplexage multi-porteuses et mono-porteuses, et nous voyons comment produire les signaux d'information à l'aide de l'algorithme FFT (*Fast Fourier Transform*). Ensuite, nous discutons de l'utilité de l'intervalle de garde comme protection contre les interférences entre symboles, et de l'orthogonalité pour combattre les interférences entre sous-porteuses. En dernier lieu, un aperçu sur l'inconvénient principal de système OFDM (PAPR) et une évaluation du PAPR pour un signal SC-FDMA est présentée.

Le chapitre trois est consacré aux résultats de simulations, ainsi qu'aux différentes conditions et étapes suivies par notre simulation. Nous évaluons les performances des différents systèmes mono et multi-porteuses en analysant les résultats obtenues.

Finalement, nous terminerons ce mémoire par une conclusion génération et certaines perspectives des travaux futures sont explorées.

Chapitre I

Introduction aux réseaux LTE

LE projet LTE (*Long Term Evolution of 3G*) est mené par l'organisme de standardisation 3GPP visant à rédiger les normes techniques de la future 4G (*LTE Advanced*), en téléphonie mobile. Elle permet le transfert de données à très haut débit, avec une portée plus importante, un nombre d'appels par cellule supérieur¹ et une latence plus faible.

En terme de vocabulaire, le futur réseau s'appelle EPS (*Evolved Packet System*). Il est constitué d'un nouveau réseau d'accès appelé LTE et d'un nouveau réseau cœur appelé SAE (*System Architecture Evolution*). L'objectif de ce chapitre est de présenter la vision de bout en bout du réseau EPS avec son accès, son réseau cœur, et les entités associées.

1 L'évolution de LTE

La 3GPP « *3rd Generation Partnership Project* » est une coopération signée en décembre 1998, entre organismes de standardisation régionaux en Télécommunications tels l'ETSI (Europe), ARIB-TT C (Japon), CCSA (Chine), ATIS (Amérique du Nord) et TTA (Corée du Sud), visant à produire des spécifications techniques dans le but de faire évoluer la norme GSM (*Global System for Mobile Communication*) de l'époque dite de 2^{ème} Génération, vers la norme dite de 3^{ème} génération que nous connaissons aujourd'hui l'UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) (voir la figure [I.1](#) à la page [5](#)).

Depuis cette signature, plusieurs améliorations du GSM ont été proposées et déployées : Il y a eu le GPRS (*General Packet Radio Service*) en 2000 avec la Release 97 qui permettait l'envoi de flux de données dans les réseaux pour la première fois. C'était le début d'internet sur les mobiles. Les débits sont de l'ordre de 40Kbps pour le downlink et de 14Kbps pour le uplink. Après le GPRS, le 3GPP a mis en place la technologie EDGE (*Enhanced Data rates for Global Evolution*), Release 98, labélisée sous le nom de 2.75 G . C'est une évolution

1. zone dans laquelle un émetteur de téléphonie mobile peut entrer en relation avec des terminaux

majeure qui touche la technologie d'accès radio. La technique de modulation GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*) du GSM a été remplacée par la technique de modulation 8PSK (*Phase Shift Keying*), qui permet d'améliorer le débit binaire pour atteindre 384Kbps pour le downlink. Une nouvelle technique de codage canal a également été adoptée pour améliorer l'efficacité spectrale[4][5].

Après ces évolutions du GSM considérées toujours comme technologie de 2^{ème} génération, l'UMTS a complètement bouleversé les systèmes de téléphonie mobile, release 99. Tout le réseau mobile a été repensé dans sa totalité dans cette nouvelle norme qui marque ainsi le passage de la 2G à la 3G. C'est la norme en vigueur dans les réseaux actuels disponible depuis 2002 dans certains pays. Il permet d'obtenir des débits très élevés (2Mbps) et donc de supporter plusieurs services comme internet haut débit, visiophonie, vidéo à la demande. Cette norme a connu des évolutions techniques elle aussi depuis sa mise en place. Les techniques HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*) et HSUPA (*High-Speed Uplink Packet Access*) ont permis d'augmenter encore plus son débit, 14.4 Mbps en downlink puis de 5.8 Mbps en uplink[1]

Lancé depuis 2004, LTE est un projet initié au sein du 3GPP, axé sur l'amélioration de la technique d'accès radio (UTRA : *Universal Terrestrial Radio Access*) et l'optimisation de l'architecture des systèmes de troisième génération existants UMTS. La volonté de départ a été d'augmenter le débit moyen utilisateur de trois à quatre fois celui de la release 6 HSDPA pour la voix descendant, mais également de deux à trois fois celui de la voix montante HSUPA.

En 2007, le projet LTE est passé de l'étude de faisabilité aux premières spécifications techniques. Ainsi en Décembre 2008, après plusieurs améliorations, les spécifications sont enfin suffisamment mûries pour la mise oeuvre commerciale du LTE, pour donner naissance à la Release 8 qui est la norme 3GPP LTE[6][7].

LTE-Advanced (*LTE-A*) est le nom du projet de la version évoluée de la technologie LTE qui est en cours d'élaboration par le 3GPP. LTE-A va atteindre ou dépasser les exigences de l'UIT (*Union Internationale des Télécommunications*) pour la quatrième génération (4G) standard de communication radio. LTE-Advanced est précisé dès le départ dans le cadre de la version 10 des spécifications 3GPP[2].

2 L'interface radio en LTE

Afin d'améliorer la couverture radio en bordure de cellule et d'augmenter le débit montant/descendant, la technologie 3GPP LTE utilise l'OFDMA pour le sens descendant et SC-FDMA pour le sens montant (seront plus détaillées dans le prochain chapitre), en combinai-

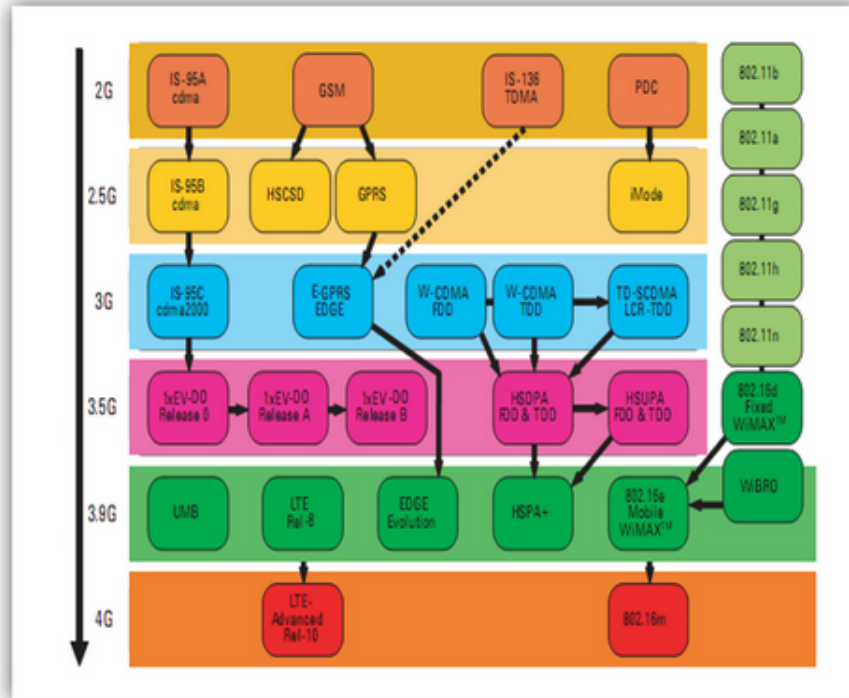


Figure I.1: L'évolution de réseaux téléphonique 1990-2010.

son avec de nouvelles technologies d'antennes multiples telles que MIMO (*Multi-Input Multi-Output*) MIMO est une technique avancée, qui permet de multiples transmissions en parallèle (canaux orthogonaux) par l'utilisation de plusieurs antennes au niveau du récepteur et de l'émetteur. L'augmentation de la qualité est proportionnel au nombre d'antennes. MIMO est également une technique de diversité spatiale qui augmente la capacité du système et le débit d'utilisateur sans énergie de transmission et ni de bande passante supplémentaires, avec les deux alternatives 2x2 MIMO sera capable de supporter jusqu'à 84 Mbps (voir l'Annexe A.1 et B.6). En outre des débits plus élevés sont possibles si des combinaisons de MIMO et 4 antennes seront pris en charge dans l'avenir[8].

La technique multi-porteuse OFDM / OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing/Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) est introduite pour la liaison descendante LTE, avec des débits très élevés pouvant aller jusqu'à 300Mbps [9], la technique mono-porteuse SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*) est utilisé dans la liaison montante avec des débits de 80Mbps possibles[5]. En outre, la technologie LTE prend en charge le fonctionnement à la fois dans les paires et le spectre non apparié (FDD(*Frequency Division Duplex*) et TDD(*Time Division Duplex*)) en utilisant des largeurs de bande d'environ

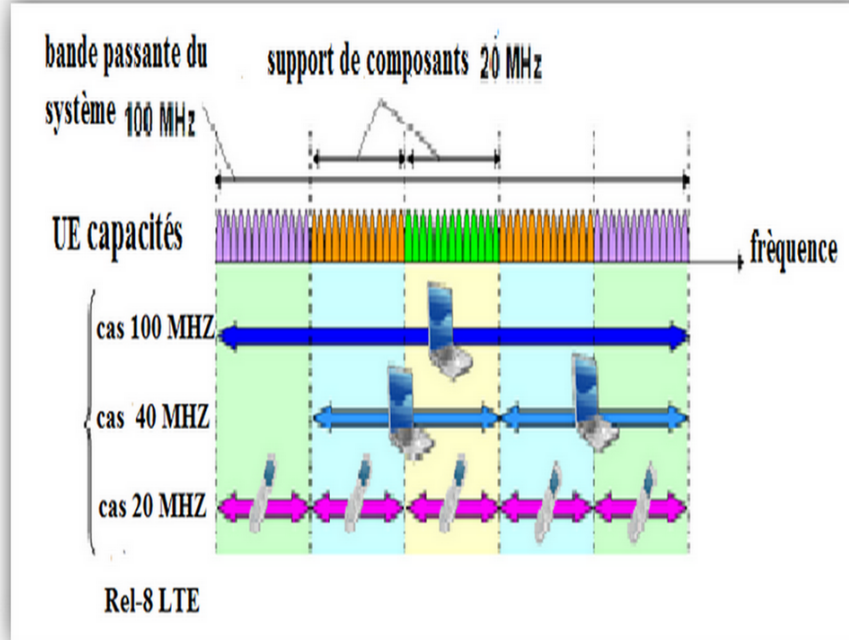


Figure I.2: La largeur de bande LTE 3GPP.

1.4MHz jusqu'à 20 MHz(voir la figure I.2 à la page 6).

En novembre 2010, la Commission fédérale de la communication ComCom a lancé la mise au concours des concessions de radiocommunication mobile pour plusieurs bandes de fréquences (voir tableau I.1 à la page 7). L'octro des concessions se fera par vente aux enchères, en 2012[2].

3 Les caractéristiques de l'accès LTE

Les principales caractéristiques du réseau d'accès LTE ont été définies par l'organisation de normalisation 3GPP (*Third Generation Partnership Project*) au cours des années 2005/2006 [6]-[2], on peut les résumer en :

- **Le débit** : Atteint un débit de 100 Mbps (liaison descendante) et 50 Mbps (liaison montante) pour 20 MHz de bande passante, en supposant que deux antennes de réception et 1 antenne de transmission à terminal. Dans LTE Advanced, le système cible une liaison descendante de pointe débit de données de 1 Gbps et une liaison montante de pointe débit de données de 500 Mbps.
- **Flexibilité dans l'usage de la bande** : Opérer dans des allocations de bande de fré-

Bande de fréquences	Largeur de bande	Duplex	Version LTE
800 MHz	2X30 MHz	FDD	Version 9
900 MHz	2X35 MHz	FDD	Version 8
1800 MHz	2X75 MHz	FDD	Version 8
2100 MHz	1X20 MHz	TDD	Version 8
	2X60 MHz	FDD	
	1X15 MHz	TDD	
2600 MHz	2X70 MHz	FDD	Version 8
	1X50 MHz	TDD	
3400-3800 MHz	400 MHz	FDD/TDD	Version 10

Tableau I.1: Les bandes de fréquences en LTE.

quence de différentes tailles incluant 1,4 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz et 20 MHz (voir l'Annexe A.1).

- **L'efficacité spectrale :** Dans LTE 3GPP, l'augmentation sensible du débit en liaison descendante pouvant atteindre jusqu'à 100 Mbit/s pour une largeur de bande de 20 MHz et augmentation de l'efficacité du spectre jusqu'à 5 Bit/s/Hz avec deux antennes au niveau du téléphone mobile (3 à 4 fois l'efficacité du spectre de l'UMTS version 6 avec une antenne émettrice et deux antennes réceptrices). et en liaison ascendante pouvant atteindre jusqu'à 50 Mbit/s pour une largeur de bande de 20 MHz et augmentation de l'efficacité du spectre jusqu'à 2,5 Bit/s/Hz (2 à 3 fois l'efficacité du spectre de l'UMTS version 6 avec une antenne émettrice et deux antennes réceptrices). LTE-Advanced vise à soutenir la liaison descendante (8x8 configuration de l'antenne) l'efficacité du spectre de pointe de 30 bps / Hz et la liaison montante (4x4 configuration d'antenne) l'efficacité du spectre de pointe de 15 bps / Hz.
- **Mobilité :** La mobilité optimisée pour la vitesse de moins de 15 kilomètres par heure, la mobilité haute performance pour une vitesse allant jusqu'à 120 kilomètres par heure et soutien à la mobilité pour la vitesse jusqu'à 350 km / h.
- **L'attribution des fréquences :** Fonctionnement en paires (mode FDD/TDD).
- **Multi-configuration d'antenne :** MIMO améliorera de manière significative les performances du système et la capacité de service et qu'elle serait utilisée pour réaliser la diversité d'émission, multi-flux de transmission, et de formation de faisceau.
- **La synchronisation de réseau :** Synchronisation de l'heure des sites de réseaux différents ne doit pas être obligatoire.
- **IP-Réseau :** Transition de la commutation de circuits et à commutation de paquets réseau en un réseau tout-IP qui peut prendre en charge différents types de services avec

différents QoS (*Quality of service*) et qui prévoient également l'intégration facile avec les autres réseaux de communication.

- **Latence** : Le temps de transit à sens unique entre un paquet étant disponible à la couche IP en soit l'UE (*User Equipment*) ou de réseau d'accès radio et de la disponibilité de ce paquet à la couche IP dans le réseau d'accès radio / UE doit être inférieure à 5 ms.
- **Coûts** : Système raisonnable et de la complexité des terminaux, de coût et de la consommation d'énergie doit être assurée. Toutes les interfaces spécifiées sera ouvert à l'interopérabilité des équipements multi-constructeurs.
- **Couverture** : La couverture complète avec des performances jusqu'à 5 km et avec une légère dégradation de la performance pour la couverture jusqu'à 30 km et le soutien de la couverture jusqu'à 100 km.
- **Capacité du plan de contrôle** : Au moins 200 utilisateurs par cellule doivent être pris en charge dans l'état actif pour l'attribution des fréquences de 5 MHz.

4 L'architecture de LTE

Le 3GPP LTE est la nouvelle norme qui offre une évolution à la fois de l'UTRA (*Universal Terrestrial Radio Access*) ainsi que du réseau cœur de l'UMTS. La Release 8 contient les bases de cette norme. Elle a permis d'augmenter le débit des données et la qualité de service avec des équipements moins complexes et optimisés. En conséquence, il est prévu que les opérateurs commenceront à introduire du matériel conforme aux nouvelles normes SAE (*System Architecture Evolution*), de sorte que les niveaux de données prévus peuvent être supportés lorsque la 3G LTE sera introduite[10].

La nouvelle SAE (montré sur la figure I.3 à la page 5), a également été développée afin qu'elle soit pleinement compatible avec la LTE Advanced, 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. la combinaison de l'EPC (*Evolved Packet Core*) et le RAN (*Radio Access Network*) évolué (E-UTRA (*Evolved Universal Terrestrial Radio Access*) plus E-UTRAN (*Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network*) est le l' Evolved Packet System (EPS). (voir la figure I.4 à la page 10). Le mobile doit d'abord se rattacher et s'authentifier au réseau EPS avant de pouvoir transérer ou recevoir des paquets IP. L'élément qui permet l'authentification est appelé MME (*Mobility Management Entity*), les sous sections suivantes décrivent les composants d'EPS[1].

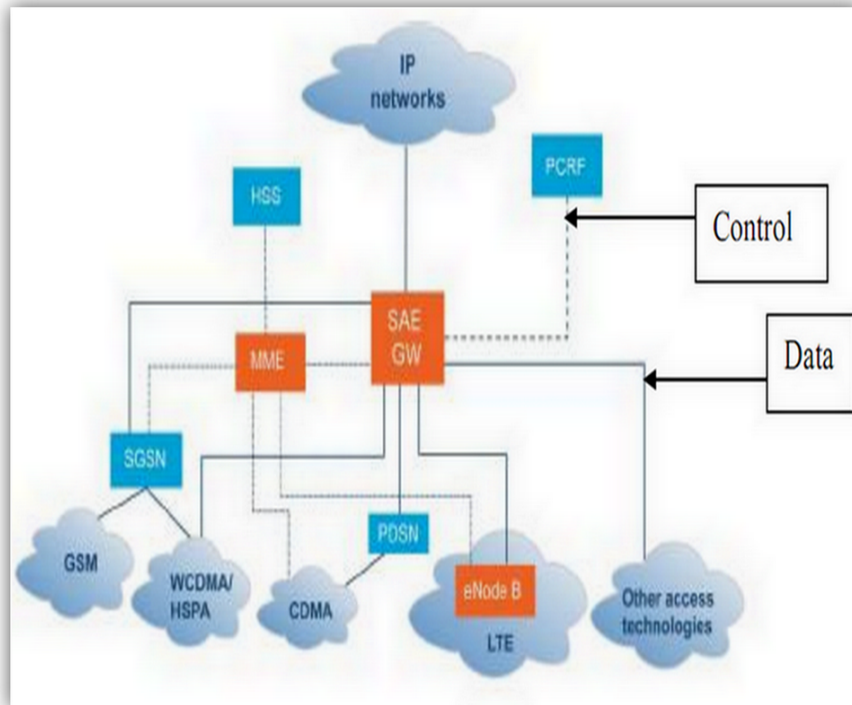


Figure I.3: L'architecture de LTE et SAE.

4.1 Entité NodeB

L'eNodeB est responsable de la transmission et de la réception radio avec l'UE. A la différence de l'UTRAN 3G où sont présentes les entités NodeB et RNC (*Radio Network Controller*), l'architecture E-UTRAN ne présente que des eNodeB. Les fonctions supportées par le RNC ont été réparties entre l'eNodeB et les entités du réseau cœur MME/Serving GW. L'eNodeB dispose d'une interface S1 avec le réseau cœur. L'interface S1 consiste en S1-C (*S1-Contrôle*) entre l'eNodeB et le MME et S1-U (*S1-Usager*) entre l'eNodeB et le Serving GW (comme montre la figure I.5).

Une nouvelle interface X2 a été définie entre eNodeBs adjacents, son rôle est de minimiser la perte de paquets lors de la mobilité de l'utilisateur en mode ACTIF (handover). Lorsque l'utilisateur se déplace en mode ACTIF d'un eNodeB à un autre eNodeB, des nouvelles ressources sont allouées sur le nouvel eNodeB pour l'UE [8][4].

4.2 Entité MME (Mobility Management Entity)

Les fonctions de l'entité MME incluent (la figure I.6) :

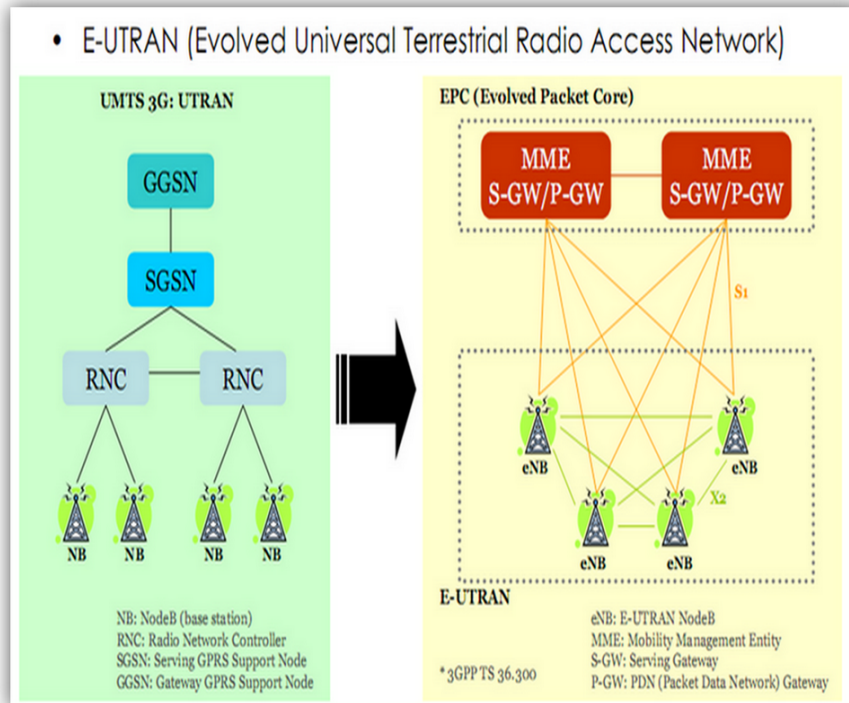


Figure I.4: L'architecture de LTE-Advanced E-UTRAN.

- **Signalisation EMM et ESM avec l'UE :** Les terminaux LTE disposent des protocoles EMM (*EPS Mobility Management*) et ESM (*EPS Session Management*) qui permettent de gérer leur mobilité (attachement, détachement, mise à jour de localisation) et leur session (établissement/libération de session de données) respectivement, ces protocoles sont échangés entre l'UE et le MME.
- **Authentification :** Le MME est responsable de l'authentification des UEs à partir des informations recueillies du HSS.
- **Gestion de la liste des zones de localisation :** L'UE est informé des zones de localisation prises en charge par le MME, appelées "*Tracking Area*". L'UE met à jour sa localisation lorsqu'il se retrouve dans une Tracking Area qui n'est pas prise en charge par son MME.
- **Sélection de MME :** Lors du handover avec changement de MME : Lorsque l'utilisateur est dans l'état ACTIF et qu'il se déplace d'une zone prise en charge par un MME à une autre zone qui est sous le contrôle d'un autre MME, alors il est nécessaire que le handover implique l'ancien et le nouveau MME.
- **Roaming avec interaction avec le HSS nominal :** Lorsque l'utilisateur se rattache au

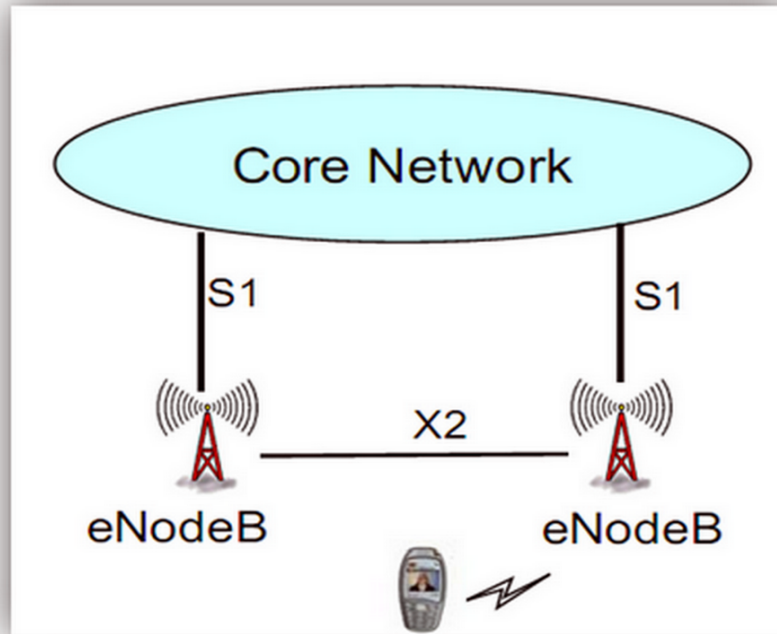


Figure I.5: L'architecture E-UTRAN.

réseau, le MME s'interface au HSS nominal afin de mettre à jour la localisation du mobile et obtenir le profil de l'utilisateur.

- **Sélection du Serving GW et du PDN GW :** C'est au MME de sélectionner le Serving GW et le PDN GW qui serviront à mettre en œuvre le Default Bearer au moment du rattachement de l'UE au réseau[9].

4.3 Entité Serving GW (Serving Gateway)

Les fonctions de l'entité Serving GW incluent :

- **Point d'ancrage pour le handover inter-eNodeB :** Lors d'un handover inter-eNode, le trafic de l'utilisateur qui s'échangeait entre l'ancien eNodeB et le Serving GW doit désormais être relayé du nouvel eNodeB au Serving GW [10].
- **Point d'ancrage pour le handover LTE et les réseaux 2G/3G :** Il relaie les paquets entre les systèmes 2G/3G et le PDN-GW. Lors d'une mobilité entre LTE et Les réseaux 2G/3G paquet, le SGSN du réseau 2G/3G s'interface avec le Serving GW pour la continuité du service de données.

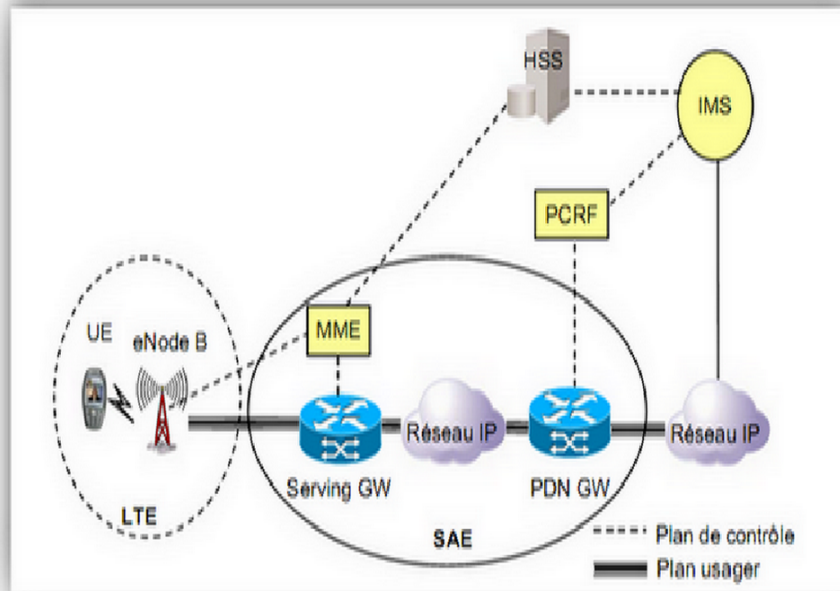


Figure I.6: L'architecture EPS.

- **Interception légale :** Le Serving GW est sur le chemin de signalisation pour l'établissement/ la libération de bearer et sur le chemin du média (paquets de données échangés par l'UE). Il est donc un point stratégique pour l'interception légale des flux média et contrôle.
- **Routage des paquets et relai des paquets :** Le Serving GW route les paquets sortant au PDN GW approprié et relaie les paquets entrants à l'eNodeB servant l'UE.

4.4 Entité PDN GW (Packet Data Network Gateway)

Les fonctions de l'entité PDN GW incluent :

- **Interface vers les réseaux externes (Internet et intranets) :** Le PDN GW est l'entité qui termine le réseau mobile EPS et assure l'interface aux réseaux externes IPv4 ou IPv6.
- **Allocation de l'adresse IP de l'UE :** Le PDN GW assigne à l'UE son adresse IP dès l'attachement de l'UE lorsque le réseau établit un default bearer permanent à l'UE. Le PDN GW peut allouer une adresse IPv4 ou IPv6.

- **Interception légale** : Le PDN GW est sur le chemin de signalisation pour l'établissement/la libération de bearer et sur le chemin du média (paquets de données échangés par l'UE). Il est donc un point stratégique pour l'interception légale des flux média et contrôle[10][8].

4.5 Entité HSS (Home Subscriber Server)

Avec la technologie LTE, le HLR (*Home Location Register*) est réutilisé et renommé par HSS (*Home Subscriber Server*). Le HSS est un HLR évolué et contient l'information de souscription pour les réseaux GSM, GPRS, 3G, LTE et IMS, à la différence de la 2G et de la 3G où l'interface vers le HLR est supportée par le protocole MAP (*Mobile Application Part*, protocole du monde SS7 : *Signaling System #7*), l'interface S6 s'appuie sur le protocole DIAMETER (protocole du monde IP).

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).

4.6 Entité PCRF (Policy & Charging Rules Function)

L'entité PCRF réalise deux fonctions :

- Elle fournit au PDN-GW les règles de taxation lorsqu'un default bearer (au porteur par défaut) ou un dedicated bearer (porteur dédié) est activé ou modifié pour l'utilisateur. Ces règles de taxation permettent au PDN-GW de différencier les flux de données de service et de les taxer de façon appropriée.
- Elle permet de demander au PDN GW d'établir, de modifier et de libérer des porteurs dédiés.

Dans ce chapitre, il en ressort que la technologie LTE est optimisée et permet aux opérateurs d'offrir des services avancés, de plus hautes performances et de larges bandes passantes. Il a une architecture basée d'une part sur un esprit philosophique de réduction des nœuds du réseau pour une réduction des coûts, et d'une autre part sur le réseau IP qui améliore l'état latent du réseau, et est conçu pour inter-opérer et assurer la continuité du service existant dans les réseaux 3GPP. La technologie 3GPP-LTE est une norme mise en œuvre afin de compatibilité des systèmes de télécommunications et aussi de complexité des réseaux. Son déploiement pourra par conséquent permettre à tout utilisateur d'avoir accès à tous services en tous lieux sans difficulté.

Chapitre II

La liaison montante SC-FDMA

DANS ce chapitre, on démarche par l'étude des systèmes utilisés pour la transmission du signal 3GPP LTE , en basant sur la liaison montante (uplink) où bien aussi la liaison descendante (downlink), commençant par les systèmes multi-porteuses et systèmes mono-porteuses puis nous exposons en détail les principes fondamentaux de la modulation de ce système. Une étude des caractéristiques du PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) du signal généré par ce système sera ensuite menée dans le but de se comparer aux techniques existantes. Mais avant, un bref rappel sur les techniques d'accès en téléphonie mobile.

1 Les techniques d'accès

Le partage des ressources radio, appelé communément allocation de ressources ou multiplexage des utilisateurs, a toujours été l'un des points essentiels lors des processus de normalisation de tout nouveau système radio mobile, plusieurs techniques ont ainsi été développées au cours des années [5][11][12].

1.1 Partage des ressources radio en fréquence

C'est la technique la plus ancienne est celle de la répartition en fréquence, FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) . Elle est apparue pour la première fois dans les années 80 avec le premier système radio mobile analogique l'AMPS (*Advanced Mobile Phone System*), développé par *Bell Labs* et utilisé pour la première fois aux Etats unis. Cette technique d'allocation de ressources consiste à diviser la bande passante du support de communication en bandes de fréquences distinctes chacune étant dédiée à un seul utilisateur pour ses besoins de communication. La figure II.1 à la page 16 donne un aperçu sur ce procédé de multiplexage. Au niveau récepteur des filtres très sélectifs sont mis en œuvre pour isoler chaque canal physique dédié afin de récupérer l'information transmise par chaque utilisateur.

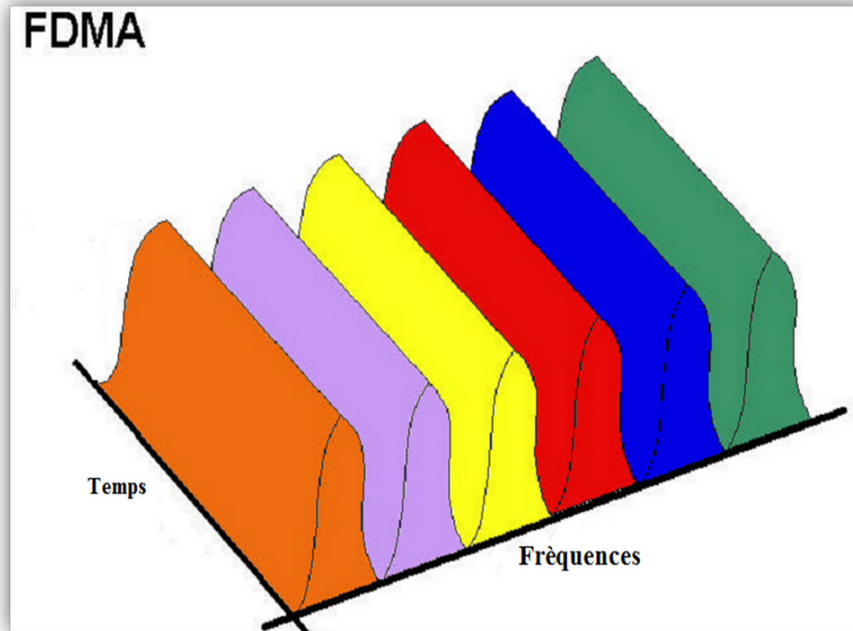


Figure II.1: Partage des ressources radio en fréquence (FDMA).

1.2 Partage des ressources radio en temps

La technique précédente de répartition n'est plus beaucoup utilisée de nos jours. Il a été remplacé durant ces 20 dernières années par une technique de répartition temporelle TDMA (*Time Division Multiple Access*), mis en œuvre dans plusieurs systèmes numériques. Cette technique de répartition consiste à subdiviser la ressource temps en plusieurs intervalles, chacun étant dédié à un seul utilisateur (voir la figure II.2), le débit transmis par un utilisateur étant proportionnel à la largeur de bande qui lui est allouée dans le temps, la technique TDMA offre plus de débit à un utilisateur régulièrement connecté au système, comparé à la modulation FDMA.

Mais les ressources radio étant rares, les deux techniques de répartition TDMA et FDMA sont souvent également combinées dans certains systèmes dont le standard GSM. En effet, la bande totale du système de communication est partagée en plusieurs sous bandes chacune autour d'une porteuse, chaque sous bande est ensuite partagée en plusieurs intervalles de temps chacun étant alloué à un utilisateur, la figure II.3 illustre bien ce procédé.

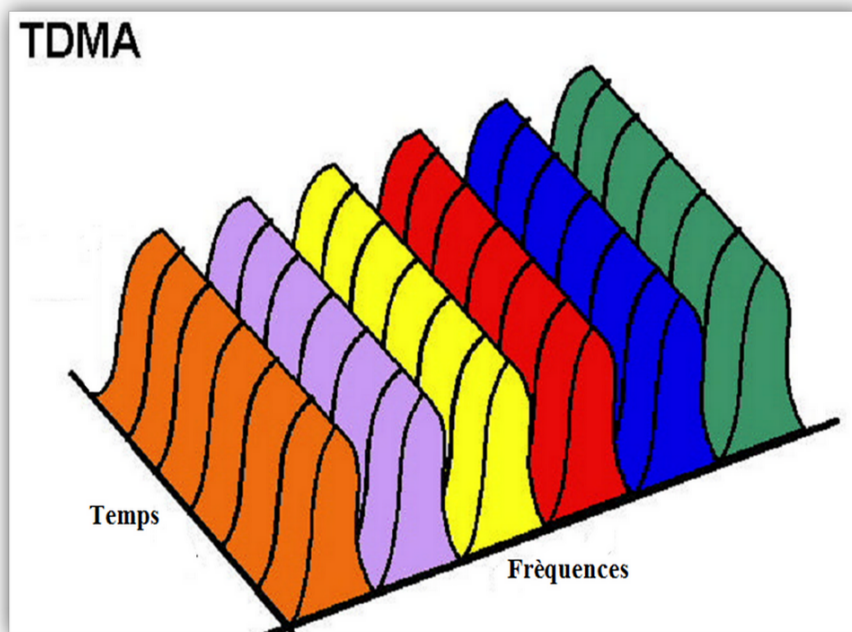


Figure II.2: Partage des ressources radio en temps (TDMA).

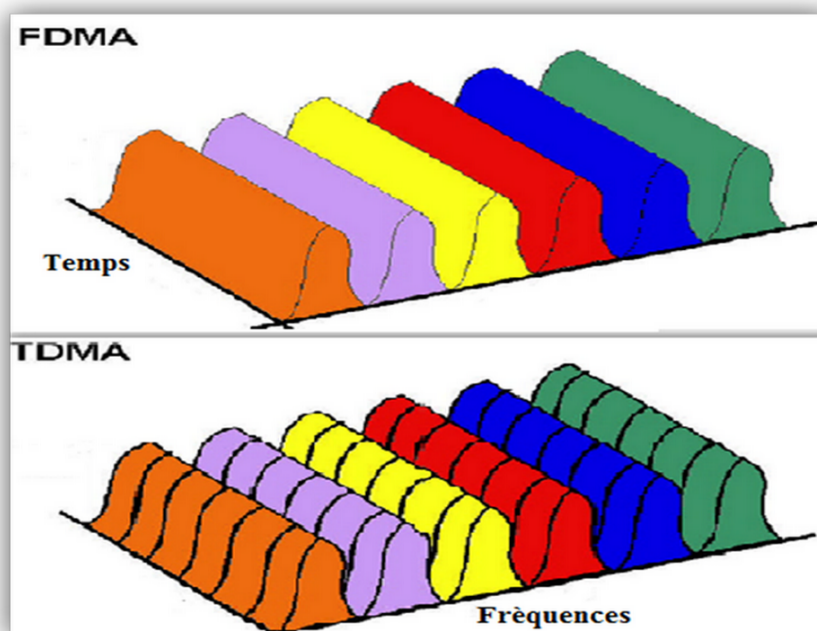


Figure II.3: Partage des ressources radio en fréquence/temps (FDMA-TDMA).

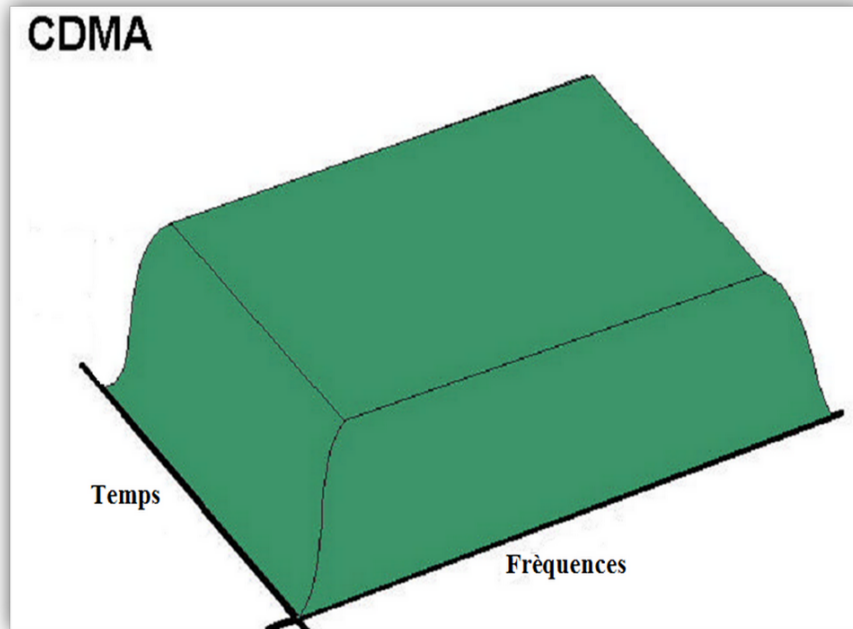


Figure II.4: Partage des ressources radio par étalement spectrale (CDMA).

1.3 Partage des ressources radio par étalement spectrale

Depuis la révolution du GSM, la numérisation des flux de communication s'est beaucoup généralisée, entraînant ainsi l'apparition des nouveaux modèles sophistiqués d'allocation de ressources radio. Ainsi avec l'avènement de la transmission en mode paquet, un nouveau type de multiplexage exploitant réellement la nature numérique des flux, est désormais privilégiée pour les nouveaux systèmes de communication. Il s'agit du Code Division Multiple Access (*CDMA*) utilisé pour la première fois dans le standard IS 95 ou (*Interim Standard 95*). Le principe de ce système consiste à multiplier le flux numérique émis par chaque utilisateur par une séquence d'étalement spécifique beaucoup plus rapide. Cette technique permet à chaque utilisateur d'exploiter toute la largeur de bande du système pendant toute la durée de la communication (voir la figure II.4). La récupération des signaux de chaque utilisateur à la réception n'est possible que si les séquences d'étalement sont toutes orthogonales. Ce procédé de multiplexage a connu plusieurs évolutions à travers le (*Wide-CDMA*) ou W-CDMA et le CDMA-2000 utilisés de nos jours dans les réseaux mobiles dits de 3^{ème} génération comme l'UMTS.

Autre technique d'accès multiple c'est bien la technique OFDMA (*Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*), où chaque sous-porteuse (voir la sous-section 2.1 de ce chapitre) est

exclusivement assignée à un seul utilisateur, éliminant de ce fait les Interférences Intra Cellulaires (*ICI*). Cela a pour conséquence directe un décodage facile de l'OFDMA par l'utilisateur. Une telle simplicité est particulièrement intéressante pour les opérations descendantes, lorsque la puissance de traitement est limitée par les terminaux utilisateurs par exemple.

2 Les systèmes multi-porteuses

Si les premières études sur les multi-porteuses datent de la fin des années 1950, le multiplex à division de fréquences orthogonales, plus connu sous le nom OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) a fait son apparition une dizaine d'années plus tard grâce notamment aux travaux de Chang [13]. L'OFDM marque son retour vers le milieu des années 1980 au projet de radiodiffusion numérique DAB (*Digital Audio Broadcasting*). Depuis lors, l'OFDM est restée une technique prédominant, puisqu'elle est utilisée pour de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB (*Digital Video Broadcasting*) ou la norme ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) permettant des liaisons internet à haut débit, donc elle s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les futurs standards de troisième et quatrième générations. Ces dernières années, l'OFDM est devenu incontournable et s'est vu normalisé aussi bien pour des communications filaires ou sans-fil mobiles [14][15][16].

2.1 Principe

Le principe de base des transmissions multi-porteuses est de construire un signal utile à partir de la somme de plusieurs autres signaux, appelés sous-porteuses. L'information sera ensuite multiplexée sur chacune d'elles, formant alors autant des canaux de communication. Pour répartir les données à transmettre sur les N porteuses, on groupe les symboles C_K par paquets de N . Les C_K sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) ou PSK (*Phase Shift Keying*) à 4, 16, 64, 2^q états. La séquence de N symboles $C_0, C_1, \dots, C_{N-1}$ constitue un symbole OFDM, T_s la durée d'un symbole OFDM. Le $k^{ième}$ train de symboles parmi les N trains module un signal de fréquence f_K [17][18][14].

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

$$S(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{Kt}{T_s}} \quad (\text{II.1})$$

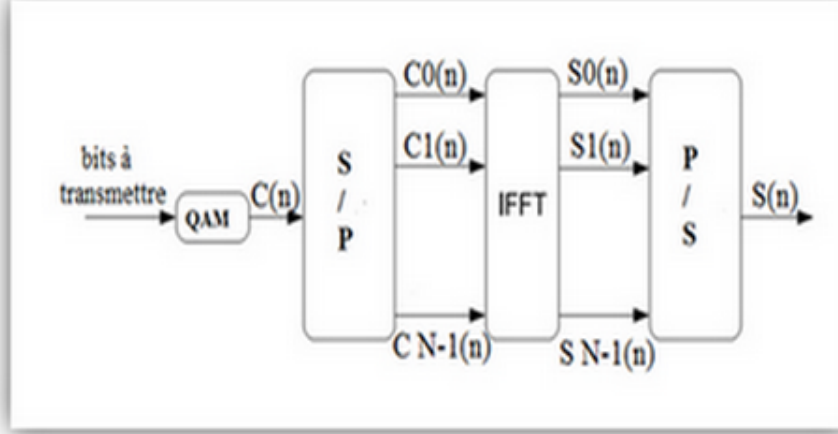


Figure II.5: Schéma de principe du modulateur OFDM numérique.

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

$$S(n) = \sum_{K=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (\text{II.2})$$

Les S_n sont donc obtenus par une Transformée de Fourier Discrète Inverse (TFDI ou IDFT, *Inverse Discret Fourier Transform*) des c_K . En choisissant le nombre de porteuses N tel que $N = 2^n$, le calcul de la transformée de Fourier inverse se simplifie et peut se calculer par une simple IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) [19][20][21], nous conduisant au schéma numérique figure II.5.

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme :

$$Z(t_n) = Z\left(\frac{nTs}{N}\right) = Z_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_K H_K e^{2j\pi \frac{Kn}{N}} \quad (\text{II.3})$$

Où : H_K est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_K . Z_n est la transformée de Fourier discrète inverse de $C_K H_K$.

la démodulation consiste donc à effectuer une Transformée de Fourier Discrète directe (TFD). Le nombre de porteuses ayant été choisi tel que $N = 2^n$, on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT (*Fast Fourier Transform*), la chaîne de transmission OFDM est représentée en figure II.7 à la page 22.

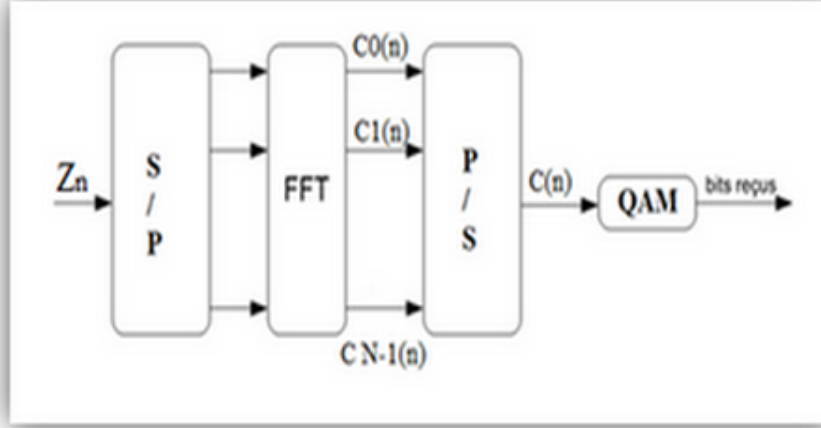


Figure II.6: Schéma de principe d'un démodulateur OFDM numérique.

2.2 Notion d'orthogonalité

La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulation multi-porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoindrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement n'ait pas d'effet [16][19], les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel. l'écart entre sous porteuse est donné par : $\Delta f = \frac{1}{T_{utile}}$

Où : T_{utile} est la durée de symboles OFDM utile.

En considérant tout d'abord le signal OFDM comme un simple multiplexage en fréquence, on peut l'écrire sous la forme :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_K e^{2j\pi f_k t} g(t - nT_S) \quad (II.4)$$

$$\text{avec : } f_k = f_0 + K\Delta f$$

Où les éléments C_K sont les symboles à émettre, f_0 est la fréquence de la porteuse originale et f_K la fréquence de la porteuse d'indice k, Δf représente l'écart entre deux porteuses voisines, N le nombre de porteuses, T_S la durée d'un symbole OFDM et $g(t)$ la forme d'onde de la modulation [17][11].

Pour simplifier l'expression (II.4) on pose tout d'abord :

$$\psi_{n,K}(t) = g(t - nT_S) e^{2j\pi f_K t} \quad (II.5)$$

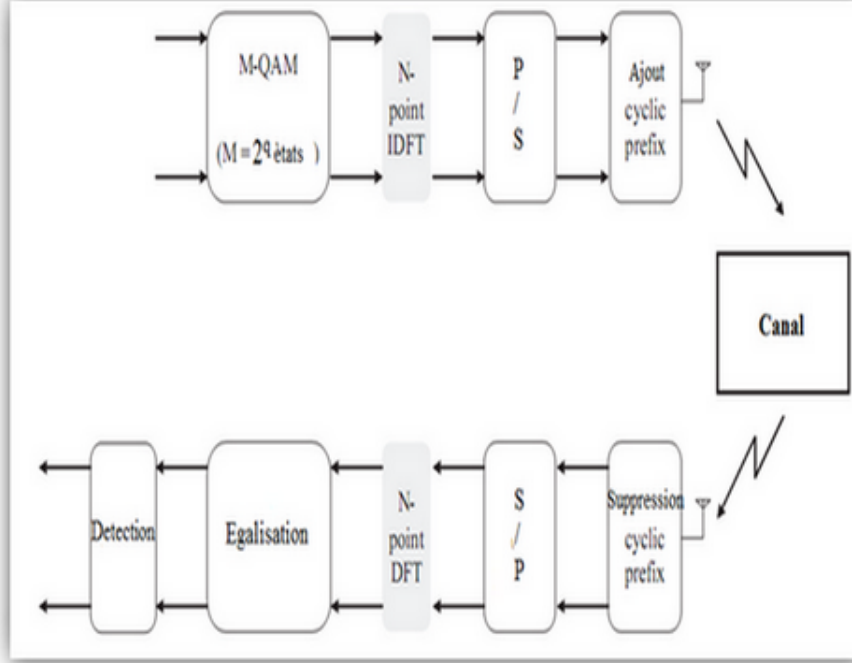


Figure II.7: La chaîne de transmission OFDM.

Afin de discriminer les porteuses à la fois en temps et en fréquence, on impose la contrainte suivante :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{n,K}(t) \psi_{m,l}^*(t) dt = E_{\psi} \delta_{m,n} \delta_{K,l} \quad (\text{II.6})$$

Où E_{ψ} est l'énergie de la fonction ψ et $\delta_{m,n}$ désigne le symbole de Kronecker :

$$\delta_{m,n} = \begin{cases} 1 & \text{si } m=n \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Cette contrainte est une condition d'orthogonalité pour les fonctions $\psi_{n,k}(t)$. En choisissant judicieusement $g(t)$ et Δf , les fonctions $\psi_{n,k}(t)$ forment une base orthogonale de l'espace temps-fréquence, ce qui permet de retrouver facilement les symboles et autorise donc un recouvrement spectral sans perte de l'information.

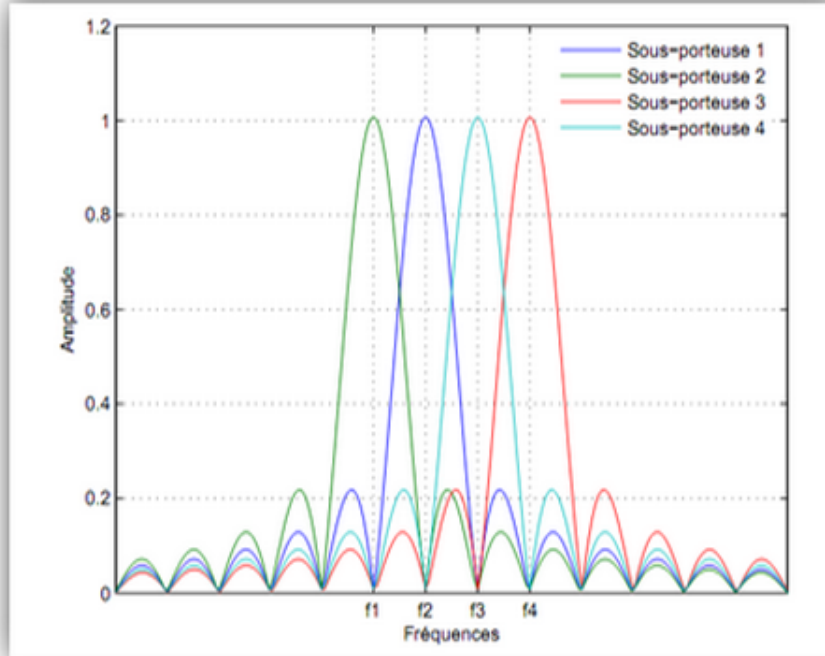


Figure II.8: Spectre en fréquence d'une trame OFDM : représentation des sous-porteuses constituantes $N = 4$.

2.3 L'interférence entre symboles (IES)

Les signaux OFDM sont transmis à des intervalles égaux, et ils doivent parcourir un certain trajet pour atteindre le récepteur. Dans le cas d'un canal multi-trajets (voir l'Annexe B.3), un symbole transmis prend différents retards pour arriver au récepteur à cause des différents chemins de propagation, ce qui cause des étalements temporels. La prolongation de la durée des symboles fait chevaucher les symboles entre eux, ce qui donne naissance à l'interférence entre symboles (IES) [3][14].

2.4 L'interférence entre porteuses (IEP)

L'orthogonalité dans un système OFDM signifie qu'au maximum de chaque spectre d'une sous-porteuse, tous les spectres des autres sous-porteuses sont nuls, et les spectres des sous-porteuses se recouvrent mais demeurent orthogonaux entre eux. L'interférence entre porteuses (IEP) est causée par la perte de l'orthogonalité et donc par la présence des symboles de données d'une sous-porteuse sur les sous-porteuses adjacentes.

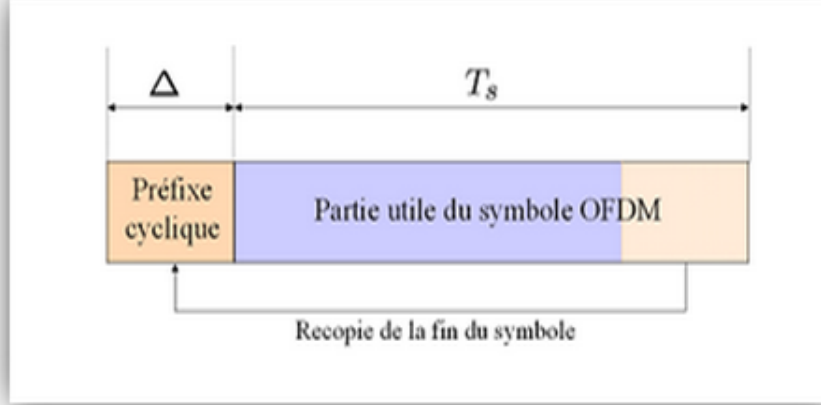


Figure II.9: Intervalle de garde pour un système OFDM.

2.5 L'intervalle de garde

Dans le but d'éviter l'utilisation d'égalisateurs (voir l'Annexe B.7) de canaux et d'éviter la présence des interférences, il suffit d'ajouter un intervalle de garde entre deux symboles OFDM transmis successivement. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à la durée de l'étalement des retards non négligeable du canal. Ainsi, les derniers échos du premier symbole OFDM auront lieu durant cet intervalle, et le symbole OFDM suivant ne sera plus perturbé [3][14]. Généralement l'intervalle de garde évite l'IES et il conserve l'orthogonalité des sous-porteuses seulement dans le cas où il est composé selon des derniers symboles de la trame OFDM. Dans ce cas, l'intervalle est appelé préfixe cyclique (PC). Par conséquent, l'égalisation au récepteur devient très simple. À partir de la figure II.9, la relation entre la durée de symbole (la durée utile) et l'intervalle de garde est donnée par la relation suivante :

$$T_s = T_u + T_g \quad (\text{II.8})$$

Éviter IES et minimiser l'utilisation d'égalisation a un prix, ce prix est l'exigence de transmettre plus d'énergie, puisque on doit envoyer N_s symbole au lieu de N . Mais il suffit de rendre la durée de symbole T_u beaucoup plus longue que la durée du préfixe cyclique T_g pour minimiser l'ajout d'énergie pour la transmission.

2.6 Avantages et inconvénients de l'OFDM

L'OFDM présente donc des avantages conséquents. Leur robustesse, leur efficacité et leur facilité d'égalisation en font une forme d'onde particulièrement utilisée aujourd'hui. Néanmoins, l'emploi de sous-porteuses multiples apporte également quelques inconvénients. En effet, la modulation est particulièrement sensible aux défauts de synchronisation ainsi qu'aux décalages en fréquence des sous-porteuses tout comme aux interférences entre symboles [14][11]. Les forts niveaux en amplitude de l'enveloppe des signaux OFDM viennent également compliquer leur amplification linéaire ; et nécessite un recul important à l'entrée de l'amplificateur de puissance, à la défaveur de son rendement. Cette dynamique est souvent définie comme le rapport entre la puissance maximum et la puissance moyenne du signal (PAPR : *Peak to Average Power Ratio*), nous détaillons dans la section 5 la méthode de calcul cette grandeur. Tous ces paramètres tendent à diminuer la performance de la transmission.

3 Les systèmes mono-porteuses

A coté des systèmes multi-porteuses, un nouveau système mono-porteuse plus adapté aux canaux sélectifs a aussi fait ses preuves. Il s'agit du SC/FDE ou (*Single Carrier with Frequency Domain Equalization*) [1][5]. Ce nouveau système associe la technique mono-porteuse avec une technique d'égalisation fréquentielle mise en place au niveau récepteur afin de combattre la sélectivité du canal (voir l'Annexe B.3).

3.1 Principe

La principale différence de ce système avec la transmission mono-porteuse est le traitement par bloc qu'il met en œuvre. En effet les symboles ne sont plus directement envoyés de façon séquentielle dans le canal comme dans la transmission mono-porteuse, mais sont groupés d'abord en paquet avant toute transmission. Chaque paquet se voit ensuite augmenté d'un intervalle de garde¹ placé en entête. Le rôle de l'intervalle de garde est double : Il permet d'une part d'absorber l'interférence entre paquets, mais également de périodiser le signal transmis pour transformer la convolution linéaire du canal en une convolution circulaire. Par ailleurs, nous savons qu'une convolution circulaire dans le domaine temporel est équivalente à une simple multiplication dans le domaine fréquentiel.

1. on trouve dans certain littérature l'appelation *Cyclic Prefix*

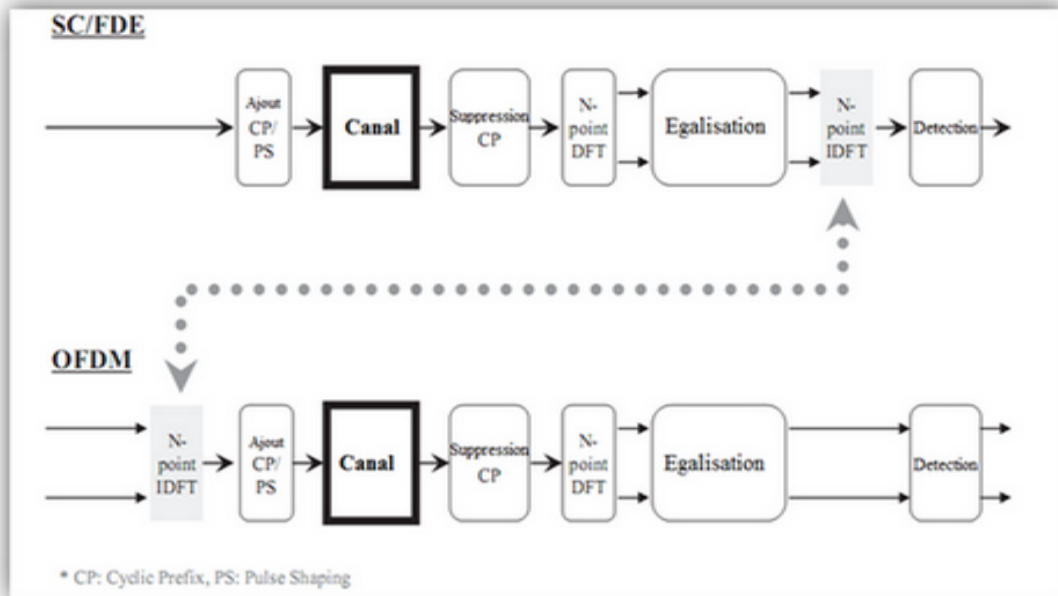


Figure II.10: Diagramme en bloc des systèmes OFDM et SC/FDE.

3.2 L'architecture globale

La représentation fréquentielle du paquet SC/FDE récupéré à la réception correspond donc à la multiplication élément par élément entre les représentations fréquentielles du canal et du paquet émis. Une égalisation fréquentielle FDE est ainsi plus appropriée [19]. Son avantage étant d'une part sa simplicité de mise en œuvre, mais également sa robustesse par rapport à la sélectivité du canal. Ceci se vérifie, lorsque le coefficient du canal est nul sur une porteuse donnée. En effet, seul le symbole affecté par ce coefficient sera perdu, le reste du paquet pourra être démodulé, ce qui n'était pas le cas de la transmission mono-porteuse, la figure II.10 à la page 26 compare la chaîne de transmission entre les systèmes OFDM et SC/FDE.

4 Single Carrier FDMA (SC/FDMA)

Single Carrier Frequency Division Multiple Access «SC-FDMA» est une nouvelle technique d'accès multiple permettant le partage des ressources radio dans un système de communication radio mobile. En 2008, il a été adopté pour les communications en voix montante c'est à dire des téléphones portables EU (*User Equipment*) aux BTS (*Base Transceiver Station*) de la norme de réseaux cellulaires 3GPP LTE dit de "4^{ème} Génération". Cette technique d'accès

multiple combine la technique de transmission mono-porteuse SC/FDE (*Single Carrier with Frequency Domain Equalization*) et une allocation de ressource radio par répartition de fréquences FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) [22][23]. Il est par construction très proche du système OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) et possède par conséquent des performances similaires à ce dernier. Son principal avantage est son faible PAPR très bénéfique à la réduction de la consommation énergétique des mobiles qui a d'ailleurs valu son adoption pour la voix montante de la norme 3GPP LTE à la place de l'OFDMA.

4.1 Principe de la modulation SC-FDMA

La modulation SC-FDMA est une technique de transmission mono-porteuse mais très proche de la modulation OFDM. Cette technique consiste à répartir sur un grand nombre de porteuses, non pas directement les symboles source comme en OFDM, mais leur représentation fréquentielle après les avoir réparties sur la bande du système selon un certain mode que nous présenterons. La figure II.11 à la page 28 montre la chaîne de transmission d'un tel système. Elle est constituée de trois parties principales [15] [23] [22]. On a d'abord un modulateur DFT (*Discrete Fourier Transform*) dont l'entrée $D_Q^K = \{d_q^K\}_{0 \leq q \leq Q-1}$ constitue le bloc de symboles source de la modulation QAM de l'utilisateur K prenant ses valeurs dans un alphabet fini. Ce modulateur transforme le bloc D_Q^K en Q symboles fréquentiels $U_Q^K = \{u_q^K\}_{0 \leq q \leq Q-1}$ qui viennent ensuite moduler un ensemble de Q sous-porteuses choisies parmi N tel que ($N > Q$). Cette répartition des symboles fréquentiels a pour objectif l'étalement spectral du signal et le multiplexage fréquentiel des signaux des différents utilisateurs. La sortie du multiplexeur est enfin ramenée dans le domaine temporel par un modulateur IDFT pour donner les symboles de sortie $\{S_n^K\}_{0 \leq n \leq N-1}$. On peut remarquer que cette dernière partie de la chaîne n'est rien d'autre que le modulateur classique OFDM. Dès lors, on peut considérer le système SC-FDMA comme un système OFDM avec un pré-codage DFT et une allocation de ressources particulière. L'étalement spectral du signal a pour but d'augmenter la largeur de bande du système afin de réaliser un multiplexage en fréquentiel. Si le facteur d'étalement spectral est L , alors le nombre total de sous-canaux du système serait $N = L.Q$, Q étant la portion de sous-canaux allouée à chaque utilisateur. Ainsi, le système peut supporter au maximum L signaux (ou L utilisateurs) orthogonaux chacun occupant Q sous-porteuses distinctes.

Les deux autres parties de la chaîne de transmissions sont toutes aussi importantes. Il s'agit d'une part de l'insertion de l'intervalle de garde (CP). Le but est d'abord de réduire l'interférence entre les blocs émis introduite par les multi-trajets du canal, mais également de rendre circulaire la convolution du canal afin d'utiliser des techniques d'égalisation fréquentielle simples à mettre

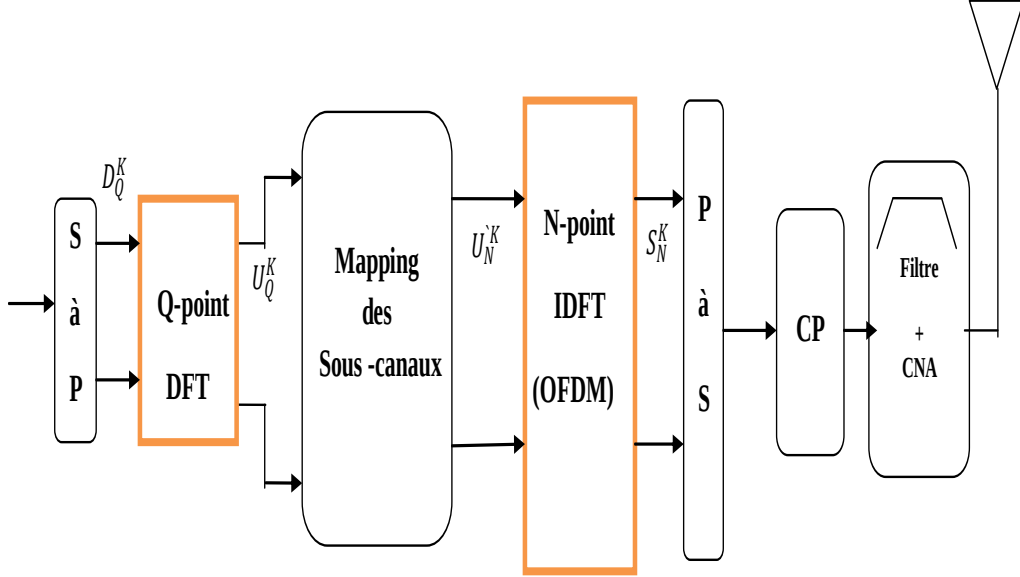


Figure II.11: Emetteur SC-FDMA.

en œuvre.

De plus, pour prévenir l'interférence entre symboles introduit par le canal, on prend le soin d'appliquer des filtres linéaires de mise en forme particulier afin de réduire l'énergie du signal en dehors de la bande passante autorisée. Les filtres en cosinus sur-élevé sont les plus utilisés dont les équations temporelle et fréquentielle sont données en (II.9),(II.10). Où α représente le facteur de Roll-off du filtre.

$$P(t) = \frac{\sin(\frac{\pi t}{T})}{\frac{\pi t}{T}} \cdot \frac{\cos(\frac{\pi \alpha t}{T})}{1 - \frac{4\alpha^2 t^2}{T^2}} \quad (\text{II.9})$$

$$p(f) = \begin{cases} T, & \text{si } 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right] \right\}, & \text{si } \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0, & \text{si } |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

La bande passante du canal de transmission ainsi que le débit de transmission canal sont donnés par :

$$W_{canal} = N \cdot \Delta f \quad [Hz] \quad (\text{II.11})$$

$$R_{canal} = \frac{N}{Q} \cdot R_{source} \quad [\text{symboles} / \text{seconde}] \quad (\text{II.12})$$

Où, Δf est l'espacement entre sous-canaux, avec T_s la durée d'un symbole et R_{source} le débit source de chaque utilisateur.

Soit l'ensemble des fréquences porteuses orthogonales modulable du système, et f_c la fréquence centrale du signal transmis dans le canal. On a la relation suivante :

$$f_n = f_c + n \cdot \Delta f \quad (\text{II.13})$$

$$\text{avec :} \quad 0 \leq n \leq N - 1$$

Le multiplexage que nous avons évoqué permet de répartir le débit total du signal sur Q sous-porteuses comme en OFDM . Si Ω_Q^K représente l'ensemble des Q sous-porteuses modulées par l'utilisateur K , $\{U_n^K\}_{n \in \Omega_Q^K}$ la représentation fréquentielle du bloc de données à transmettre et $P(t)$ le filtre de mise en forme utilisé, le signal $S^K(t)$ de l'utilisateur K à la sortie du système sera donné par l'expression (II.14).

$$S^K(t) = \sum_{n \in \Omega_Q^K} U_n^K P(t - nT_s) e^{2j\pi f_n t} \quad (\text{II.14})$$

4.2 Principe de la démodulation SC-FDMA

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

$$y^K(t) = \sum_{n \in \Omega_Q^K} U_n^K \int_{T_s} \left[h_n^K(t - \tau) P(\tau - nT_s) e^{2j\pi f_n \tau} \right] d\tau \quad (\text{II.15})$$

Où $h_n^K(t)$ représente la fonction de transfert du canal de l'utilisateur K autour de la porteuse f_n à l'instant t .

Le principe de la démodulation du système SC-FDMA consiste à démoduler le signal sur chacune des sous-porteuses f_n du système. En effet, le signal reçu $y^K(t)$ est d'abord ramené en bande de base, avant d'être échantillonné pour le traitement numérique du signal. Après suppression de l'intervalle de garde, un démodulateur DFT permet d'obtenir les symboles modulant chaque porteuse f_n . Un égaliseur est ensuite mis en œuvre, comme dans la technique SC/FDE, dans le but de supprimer la contribution du canal sur chaque sous-porteuse du signal, et de récupérer ainsi les symboles fréquentiels $\{U_q\}_{0 \leq q \leq Q-1}$. Un démodulateur IDFT permet

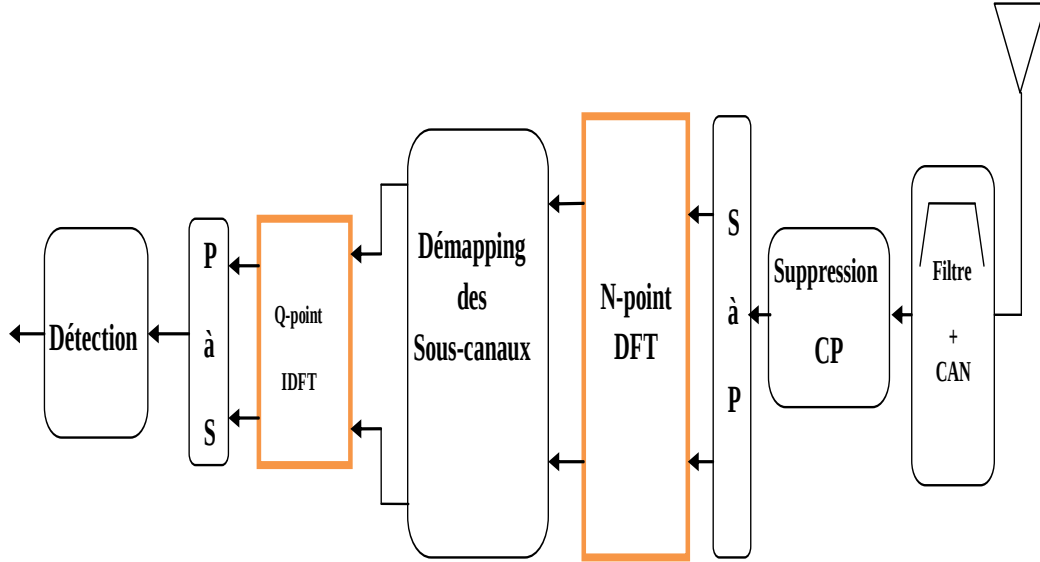


Figure II.12: Récepteur SC-FDMA.

ensuite de récupérer les symboles sources $\{d_q\}_{0 \leq q \leq Q-1}$ du système. La figure II.12 illustre ce principe de démodulation.

4.3 Allocation des ressources radio dans le système SC-FDMA

Dans la modulation SC-FDMA, le multiplexage des utilisateurs du système est effectué dans le domaine fréquentiel. Pour supporter un grand nombre d'utilisateurs simultanés, le système utilise la technique de l'étalement spectral permettant d'augmenter la ressource spectrale à partager [24][25]. Ainsi chaque utilisateur se voit allouée une portion de la largeur de bande totale du système, de manière à éviter toute interférence avec un autre utilisateur. Deux modes d'allocations de ressources existent pour cette modulation : Il s'agit du mode distribué et du mode localisé.

4.3.1 Allocation de ressource en mode distribué

Dans le mode distribué les Q symboles fréquentiels $U_Q^K = \{U_0^K, \dots, U_{Q-1}^K\}$ correspondant à la sortie du modulateur DFT de l'émetteur, viennent moduler un multiplex de Q sous-porteuses régulièrement réparties sur toute la largeur de la bande passante du système (voir la figure II.13

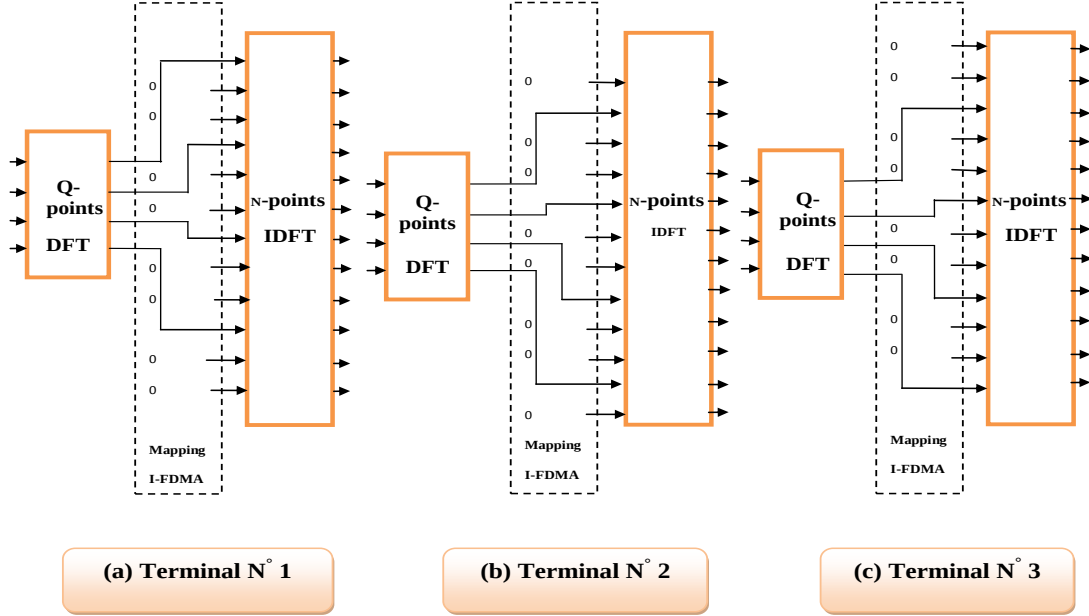


Figure II.13: Mapping I-FDMA.

à la page 31) . Les $N - Q$ sous-porteuses non modulées sont affectées à des signaux nuls. La modulation SC-FDMA qui utilise ce mode d'allocation est appelée I-FDMA ou « *Interleaved-FDMA* », L'I-FDMA comporte plusieurs avantages [25][26]. Il permet d'une part de garantir l'orthogonalité entre les différents utilisateurs du système, mais possède également une grande diversité fréquentielle (voir l'Annexe B.6) du fait de la répartition des porteuses modulées sur toute la bande passante [27]. Cette technique est aussi très intéressante du point de vue d'implémentation. Ce signal peut être généré dans le domaine temporel sans utilisation des modulateurs DFT et IDFT grâce à une simple compression et répétition du signal source à transmettre avec un déphasage propre à chaque utilisateur. Par contre le système I-FDMA est très sensible aux offsets de fréquence qui sont souvent introduit par une mauvaise synchronisation ou une forte mobilité causant ainsi une perte de l'orthogonalité entre les utilisateurs.

4.3.2 Allocation de ressource en mode localisé

L'autre mode d'allocation de ressources utilisé dans la modulation SC-FDMA est beaucoup plus robuste et a été adopté pour la voix montante de la norme LTE. Il s'agit du mode localisé qui donne son nom au système L-FDMA ou « *Localized FDMA* » [28]. Cette fois-ci les Q symboles fréquentiels $U_Q^K = \{U_0^K, \dots, U_{Q-1}^K\}$, correspondant à la sortie du modulateur DFT,

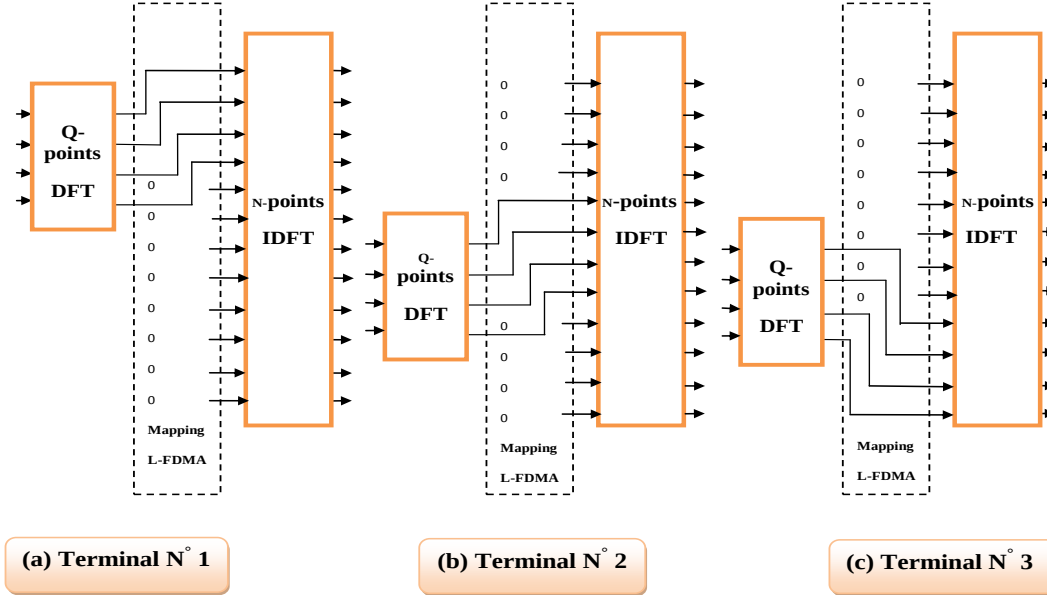


Figure II.14: Mapping L-FDMA.

viennent moduler un multiplexe de Q sous-porteuses contigües ; les $N - Q$ autres sous-porteuses non modulées étant affectées à des signaux nuls (voir la figure II.14 à la page 32). Les sous porteuses n'étant plus réparties sur toute la bande du système, on perd en diversité fréquentielle. Par contre le système est plus robuste à l'offset de fréquence en garantissant dans ce cas l'orthogonalité des signaux des différents utilisateurs.

Pour l'une ou l'autre des deux techniques d'allocation, le choix du multiplex de fréquences allouées à chaque utilisateur peut se faire de deux manières : Soit de façon statique c'est à dire sur toute la durée de la communication, soit par un algorithme d'ordonnancement de canaux CDS (*Channel Dependent Scheduling*) qui octroie à chaque utilisateur, le multiplex de sous-porteuses en fonction de la qualité de son canal de transmission [29][30].

Au niveau récepteur, lorsque le système fonctionne dans sa capacité maximale en terme de nombre d'utilisateurs, le spectre du signal est donné par la figure II.15 à la page 33 . On peut constater l'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses allouées à chaque utilisateur, et également l'orthogonalité entre les utilisateurs dans le domaine fréquentiel. En présence d'offset de fréquences, il est clair que le mode localisé est plus robuste que le mode distribué.

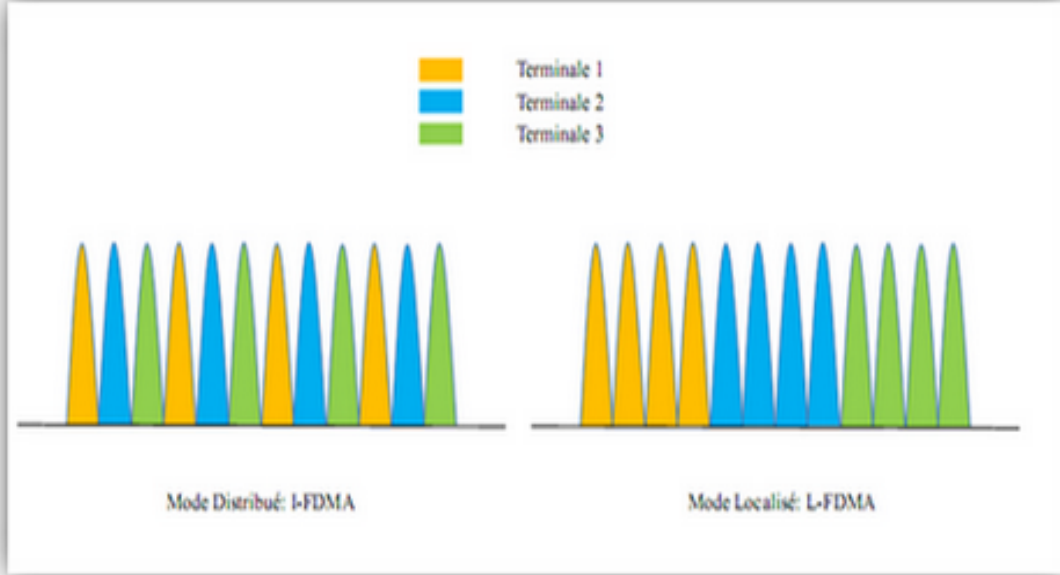


Figure II.15: Spectre du signal SC-FDMA au niveau Récepteur.

4.4 Expressions analytiques du signal SC-FDMA

Nous rappelons que le facteur d'étalement spectral du système est noté L et correspond au nombre maximal d'utilisateurs pouvant communiquer simultanément dans le système [19][31]. Dans toute cette partie, nous adopterons les notations suivantes : $D_Q^K = \{d_0^K, \dots, d_{Q-1}^K\}$ représentera le bloc de symboles de la modulation MAQ de l'utilisateur K avec $K \in [0, \dots, L-1]$. On notera par $U_Q^K = \{U_0^K, \dots, U_{Q-1}^K\}$ la représentation fréquentielle du bloc obtenue après la modulation DFT. L'étalement spectral fournit un signal à l'entrée du modulateur IDFT donné par $\tilde{U}_N^K = \{\tilde{u}_0^K, \dots, \tilde{u}_{N-1}^K\}$. On notera par $S_N^K = \{s_0^K, \dots, s_{N-1}^K\}$ le bloc SC-FDMA émis sans considération du filtre de mise en forme ni de l'intervalle de garde.

4.4.1 Ecriture mathématique du signal I-FDMA

L'analyse algébrique montre que le signal $S^K(t)$ de l'utilisateur K à la sortie du modulateur SC-FDMA est donné par l'équation (II.14)[32][33]. La discrétisation de ce signal ramené en bande de base donne la suite de symboles S_N^K obtenue par IDFT (voir figure II.11 à la page 28) du bloc $\tilde{U}_N^K$. Le bloc $\tilde{U}_N^K$ étant obtenu par étalement spectral du bloc U_Q^K de l'utilisateur K , la

Chapitre II. La liaison montante SC-FDMA

relation entre les symboles $\tilde{u}_n^K$ et u_n^K est donnée par l'équation (II.16).

$$\tilde{u}_n^K = \begin{cases} u_{(n-K)/L}^K, & \text{si } n = L.q + K, \quad (0 \leq q \leq Q-1) \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

La relation entre les symboles $\{s_m^K\}_{0 \leq m \leq N-1}$ du vecteur S_N^K de la sortie du modulateur I-FDMA et les symboles $\{\tilde{u}_n^K\}_{0 \leq n \leq N-1}$ obtenus après étalement spectral est donnée par la relation (II.17) ci-dessous :

$$s_m^K = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{u}_n^K e^{2j\pi \frac{m}{N} n}, \quad m \in [0, \dots, N-1] \quad (\text{II.17})$$

Etant donné que le nombre de sous-porteuses total N obtenu avec l'étalement spectral est plus élevé que le nombre de sous-porteuse Q réellement allouées à chaque utilisateur, on peut indexer chaque sous-porteuse par $m \in [0 \dots N-1]$ en fonction de Q et L comme indiqué en (II.18) avec $L = \frac{N}{Q}$.

$$m = Q.l + P, \quad \text{avec } P \in [0, \dots, Q-1] \quad \text{et } l \in [0, \dots, L-1] \quad (\text{II.18})$$

D'après l'équation (II.16), les termes $\tilde{u}_n^K$ sont nuls sauf pour $n = L.q + K$ où on a $0 \leq q \leq Q-1$. Ainsi puisque $N = Q.L$, la somme de l'équation (II.17) peut se simplifier en (II.19) en ne considérant que les termes en $n = L.q + K$:

$$s_m^K = s_{Q.l+P}^K = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^K e^{j2\pi \frac{qP}{Q}} \right) e^{j2\pi \frac{Km}{N}} \quad (\text{II.19})$$

Dans cette équation nous reconnaissons une Transformée Inverse de Fourier des symboles u_q^K dont le résultat n'est rien d'autre que les symboles sources de la constellation d_P^K . Nous constatons également l'apparition d'une expression de phase donnée par le vecteur $e^{j2\pi \frac{Km}{N}}$ qui est spécifique à chaque utilisateur K . Le signal à la sortie du modulateur I-FDMA peut donc s'écrire comme suit :

$$s_m^K = s_{Q.l+P}^K = \frac{1}{L} \cdot d_P^K \cdot e^{j2\pi \frac{Km}{N}} \quad (\text{II.20})$$

Où $l \in [0, \dots, L-1]$ et $P \in [0, \dots, Q-1]$

Une écriture plus condensée de cette expression est donnée en (II.21). On déduit donc

l'expression mathématique du signal I-FDMA comme suit :

$$s_m^K = \frac{1}{L} \cdot d_{m \bmod Q}^K \cdot \Phi_m^K, \text{ avec } m \in [0, \dots, N-1] \quad (\text{II.21})$$

Où $\Phi^K = \{e^{j2\pi \frac{Km}{N}}, m \in [0, \dots, N-1]\}$ est le vecteur de rotation de phase appliqué au signal de l'utilisateur K .

4.4.2 Ecriture mathématique du signal L-FDMA

Dans le cas présent la relation entre les suites des symboles $\tilde{u}^K$ et u^K de la chaîne de transmission (figure II.11 à la page 28), est donnée par [19] :

$$\tilde{u}_n^K = \begin{cases} u_q^K, & \text{si } n = Q \cdot K + q, (0 \leq q \leq Q-1) \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

D'après l'équation (II.22), les termes $\tilde{u}_n^K$ sont nuls sauf pour $n = Q \cdot K + q$ où on a $0 \leq q \leq Q-1$. Ainsi, puisque $N = Q \cdot L$, l'équation (II.23) donnée par :

$$s_m^K = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^K \cdot e^{j2\pi \frac{mq}{Q \cdot L}} \right) \cdot e^{j2\pi \frac{Km}{L}} \quad (\text{II.23})$$

De plus, $m \in [0, \dots, N-1]$ implique qu'il existe $l \in [0, \dots, Q-1]$ et $P \in [0, \dots, L-1]$ tel que $m = L \cdot l + P$. Suivant la valeur du paramètre P , deux cas de figure se présentent :

Lorsque $P = 0$, l'équation (II.23) devient :

$$s_m^K = s_{L \cdot l}^K \quad (\text{II.24})$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{L} \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^K \cdot e^{j2\pi \frac{(L \cdot l)q}{Q \cdot L}} \right) \\ &= \frac{1}{L} \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^K \cdot e^{j2\pi \frac{lq}{Q}} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

Dans cette dernière équation nous reconnaissons une Transformée Inverse de Fourier des symboles u_q^K dont le résultat n'est rien d'autre que les symboles sources d_l^K . Le signal à la sortie du modulateur L-FDMA pour le cas présent, peut donc s'écrire comme suit :

$$s_{L \cdot l}^K = \frac{1}{L} \cdot d_l^K, \text{ avec } l \in [0, \dots, Q-1] \quad (\text{II.26})$$

Lorsque $P \neq 0$, l'équation (II.23) se développe comme suit :

$$s_m^K = s_{L.l+P}^K = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} u_q^K . e^{j2\pi \frac{(L.l+P)q}{Q.L}} \right) . e^{j2\pi \frac{(L.l+P)K}{L}} \quad (\text{II.27})$$

les termes u_q^K étant la transformée de fourier des symboles sources, sont donnés par :

$$u_q^K = \frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} d_r^K . e^{j2\pi \frac{r.q}{Q}} \quad (\text{II.28})$$

Posons $\Phi_l^K = e^{j2\pi \frac{(L.l+P)K}{L}} = e^{j2\pi \frac{lK}{L}}$: l'équation (II.23) devient :

$$\begin{aligned} s_m^K &= \frac{1}{L} \left[\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \left(\sum_{r=0}^{Q-1} d_r^K . e^{-j2\pi \frac{r.q}{Q}} \right) . e^{-j2\pi \frac{(L.l+P)q}{Q.L}} \right] . \Phi_l^K \\ &= \frac{1}{L} \left[\frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} d_r^K \left(\sum_{q=0}^{Q-1} e^{-j2\pi \left\{ \frac{l-r}{Q} + \frac{P}{N} \right\} q} \right) \right] . \Phi_l^K \\ &= \frac{1}{L} \left[\frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} d_r^K \left(\frac{1 - e^{j2\pi \frac{P}{L}}}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{l-r}{Q} + \frac{P}{N} \right\}}} \right) \right] . \Phi_l^K \end{aligned} \quad (\text{II.29})$$

Ainsi donc pour $P \neq 0$ on a :

$$s_m^K = \frac{1}{L} \left(1 - e^{j2\pi \frac{P}{L}} \right) \left[\frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} \left(\frac{d_r^K}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{l-r}{Q} + \frac{P}{N} \right\}}} \right) \right] . \Phi_l^K \quad (\text{II.30})$$

Donc, l'expression mathématique du signal temporel LFDMA est donné par :

pour : $m = L.l + P$, avec $l \in [0, \dots, Q-1]$ et $P \in [0, \dots, L-1]$

$$x_m^K = x_{L.l+P}^K = \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{L} . d_l^K, \text{ si } P = 0 \\ \frac{1}{L} \left(1 - e^{j2\pi \frac{P}{L}} \right) \left[\frac{1}{Q} \sum_{r=0}^{Q-1} \left(\frac{d_r^K}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{l-r}{Q} + \frac{P}{N} \right\}}} \right) \right] . \Phi_l^K, \text{ sinon} \end{array} \right\} \quad (\text{II.31})$$

5 Etude du PAPR du signal SC-FDMA

Le SC-FDMA est une technique d'accès multiple qui s'est imposée dans la nouvelle norme 3GPP LTE à cause principalement de son faible PAPR comparé aux techniques existantes. La notion de PAPR est très importante dans les systèmes de communications [5][34]. Il est direc-

tement lié à la consommation énergétique des amplificateurs de puissance dans les émetteurs radio mobile et est également un indicateur du risque de distorsion du signal par l'amplification [35].

5.1 Généralité sur les amplificateurs de puissance

Dans les systèmes de transmission radio mobile, après les différents étages de la chaîne de transmission à savoir codage, modulation, et transposition en fréquence porteuse, le signal est amplifié avant d'être envoyé dans le canal de transmission. Le but de cette manipulation est de s'affranchir des atténuations du signal dues à la propagation en l'espace libre (voir l'Annexe B.1). Cette opération est assurée par un amplificateur de puissance qui est par définition un dispositif électronique permettant d'augmenter de manière considérable tout signal présenté à son entrée. La puissance du signal de sortie de l'émetteur est proportionnelle à la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur du système de communication. L'amplificateur de puissance étant un composant actif, il est alimenté par une source de courant continue indispensable pour son fonctionnement [25][22]. On distingue Deux grandes classes d'amplificateurs de puissance pour les systèmes de télécommunications :

- L'amplificateur à Tubes à Onde Progressives (*TOP* , TWTA ou « *Traveling Wave Tube Amplifiers* ») utilisé surtout dans les transmissions satellitaires, pour générer de fortes puissances .
- L'amplificateur à semi-conducteur (SSPA, ou « *Solid State Power Amplifier* »), utilisé dans les transmissions terrestres comme dans le cas de la communication radio mobile, les téléphones portables et la boucle radio .

5.2 La caractéristique de transfert AM/AM

Dans un amplificateur de puissance la relation entrée-sortie est caractérisée par deux fonctions de transferts l'une relative à la phase et l'autre à l'amplitude du signal de sortie de l'amplificateur. La caractéristique AM/PM(*Amplitude Modulation/Phase Modulation*) donne la relation entre Amplitude d'entrée et phase du signal de sortie de l'amplificateur [30][36][22]. Par contre, la caractéristique AM/AM que nous analysons en détail ici, donne de la relation entre la puissance du signal d'entrée et celle du signal de sortie. Cette caractéristique AM/AM a un aspect particulier pour les amplificateurs de type SSPA représenté sur la figure II.16 à la page 38 .

La caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance comporte trois zones particulières :

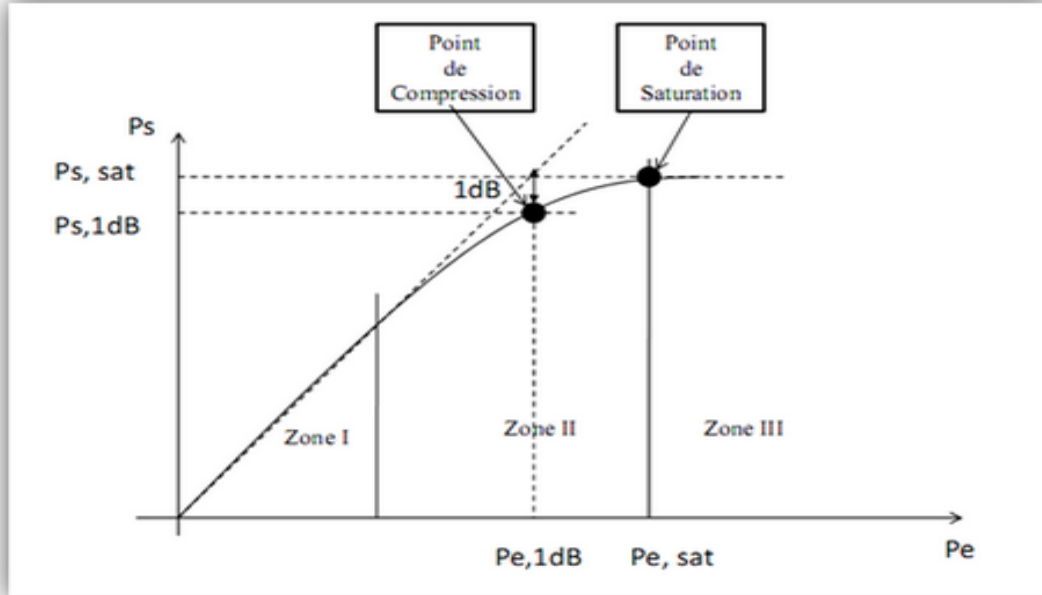


Figure II.16: Exemple de Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.

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

- *La zone de compression (Zone II) :* Dans cette zone, la puissance de sortie de l'amplificateur n'est plus proportionnelle à celle du signal d'entrée. Des signaux de nature différente au signal d'entrée apparaissent en sortie : ce sont des distorsions qui peuvent être des distorsions d'amplitudes, d'harmoniques, de phase, ou encore d'intermodulations. On a plus ainsi une réplique exacte du signal d'entrée. On remarque que la caractéristique de l'amplificateur dans cette zone est de plus en plus curviligne. Le gain donc diminue par rapport à celui de la zone linéaire où il était constant. Cette zone contient un point particulier appelé point de compression de l'ampli qui est atteint lorsque l'écart entre la courbe de gain de cette zone et le prolongement du gain linéaire de la zone linéaire est de 1 dB,

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

Selon la zone d'amplification, le signal obtenu à la sortie de l'amplificateur sera plus ou moins affecté par les distorsions. On cherchera toujours à se rapprocher du point de compression tout en restant dans la zone linéaire pour éviter les distorsions et maximiser le rendement de l'amplificateur .

5.3 Le recul d'entrée et le recul de sortie

Pour utiliser un amplificateur de puissance on se place généralement dans sa zone linéaire à une certaine hauteur de son point de compression . Cela se traduit par le choix du niveau de puissance du signal d'entrée que l'on souhaite amplifier [37]. Soit P_e la puissance d'entrée de l'amplificateur et $P_{e, 1dB}$ celle au point de compression. De même notons par P_s la puissance de sortie de l'amplificateur et $P_{s, 1dB}$ celle au point de compression. On définit les notions suivantes de « *Input Back-Off* »(IBO) et de « *Output Back-Off* »(OBO) par les relations suivantes :

$$IBO = 10 \log 10 \left(\frac{P_{e, 1dB}}{P_e} \right) \quad (II.32)$$

$$OBO = 10 \log 10 \left(\frac{P_{s, 1dB}}{P_s} \right) \quad (II.33)$$

L'IBO ou l'OBO sont des paramètres caractérisant la zone de la fonction de transfert AM/AM de l'amplificateur dans laquelle il est utilisé (figure II.17 à la page 40). Plus ils sont faibles, plus on s'approche de la zone de saturation de l'amplificateur et on verrait apparaître des distorsions. Dans ce cas, le seul avantage serait le rendement énergétique obtenu qui est très important pour le bilan énergétique. En effet, on montre que le rendement d'un amplificateur analogique des classes A, B, AB, et C qui sont les plus utilisés, est donné par l'équation (II.34) , où θ représente l'angle de conduction du courant du drain [37]. On peut ainsi observer que lorsque l'OBO est faible, c'est à dire P_s élevée, on a bien un rendement η important.

$$\eta = \frac{\theta - \sin(\theta) \cos(\theta)}{2(\sin(\theta) - \theta \cos(\theta))} \frac{1}{OBO} \quad (II.34)$$

Par contre, lorsque l'OBO est élevé, la puissance de sortie est faible. On s'éloigne donc du point de compression de l'amplificateur en se rapprochant d'avantage de sa zone linéaire. On cherchera toujours à adopter un OBO élevé en effectuant un recul d'entrée (IBO) important. Mais ce choix n'est pas sans conséquence car comme on peut le voir avec l'équation (II.34) le rendement serait très faible. Dans ce cas, l'amplificateur consommerait plus d'énergie inutilement.

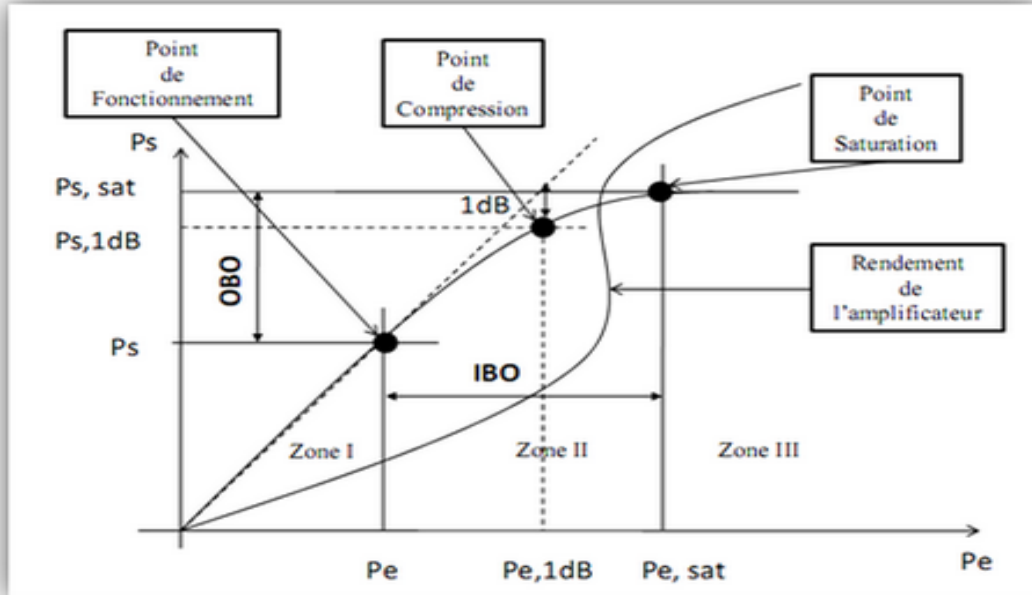


Figure II.17: Les points caractéristique d'un amplificateur de puissance.

5.4 Influence du Peak Power Ratio PAPR sur l'amplification

Nous avons vu que des distorsions apparaissent lorsqu'un signal est amplifié dans une zone proche de la saturation de l'amplificateur. La solution simple, adoptée pour éviter ce phénomène est d'amplifier le signal dans la zone linéaire de l'amplificateur en adoptant un recul d'entrée (IBO) important. Cependant l'un des inconvénients majeurs de ce procédé, est la baisse du rendement énergétique de l'amplificateur. Typiquement, cela se traduit dans les téléphones mobiles, par une plus forte consommation de la batterie qui s'épuiserait plus vite. Un choix judicieux du point de fonctionnement (IBO, OBO) doit donc être trouvé afin de gagner dans les deux tableaux à savoir un fort rendement et une absence de distorsions [35][37].

Le compromis dépend intrinsèquement de la nature du signal à l'entrée de l'amplificateur. En effet, lorsque le signal d'entrée possède de fortes excursions autour de sa moyenne, il sera risqué d'amplifier le signal dans une zone proche de la saturation. Par contre lorsque ses excursions sont faibles, amplifier le signal dans la zone critique n'entraînerait pas de distorsions et permettrait d'obtenir un grand rendement. C'est ainsi que la notion de PAPR a été introduite comme critère de choix du point de fonctionnement (IBO, OBO).

En effet, Le PAPR d'un signal $x(t)$ ou « Peak to Average Power Ratio » est par définition le rapport entre la puissance maximale du signal $x(t)$ et sa puissance moyenne sur un temps

donné. Cette quantité indique l'amplitude des excursions autour de la valeur du signal d'entrée.

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|x(t)|^2)}{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad (\text{II.35})$$

Un signal à faible PAPR possède de faibles excursions autour de sa valeur moyenne, on peut ainsi choisir un point de fonctionnement proche du point de compression sans risquer d'obtenir des distorsions et en garantissant un rendement plus élevé. On peut citer comme exemple, le choix de la modulation GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*) pour le GSM qui permet d'obtenir un PAPR nul pour un canal GSM [19].

Par contre un signal à fort PAPR possède des excursions très importantes autour de sa moyenne. Pour ces signaux le choix d'un point de fonctionnement très éloigné de la zone de saturation de l'amplificateur s'impose. Ce choix est très préjudiciable car le rendement obtenu sera très médiocre. Les signaux multi-porteuses comme l'OFDM sont des exemples de signaux à fort PAPR.

5.5 Evaluation du PAPR du signal SC-FDMA

Dans cette partie nous examinons le PAPR du signal SC-FDMA. Pour cela reconsidérons l'équation (II.35). Le signal échantillonné $\{s_m^K\}_{0 \leq m \leq N-1}$ de la sortie du modulateur SC-FDMA de l'utilisateur k sur une période symbole T est donné par l'équation (II.17). Cette équation est valable quelque soit le mapping utilisé : I-FDMA ou L-FDMA. En prenant en compte le filtre de mise en forme en cosinus surélevé $p(t)$ donné par l'équation (II.9), on obtient le signal émis (II.14), qui peut s'écrire comme suit :

$$s^K(t) = \frac{1}{N} \cdot e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{N-1} s_m^K P(t - mT) \quad (\text{II.36})$$

Où f_c représente la fréquence RF (*Radio Frequency*) du système.

La relation (II.35) permet de définir le PAPR du signal SC-FDMA de l'utilisateur k comme suit :

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|s^K(t)|^2)}{\frac{1}{T} \int_0^T |s^K(t)|^2 dt} \quad (\text{II.37})$$

Le filtrage remonte le PAPR du signal mais lorsqu'aucun filtre de mise en forme est utilisé le PAPR du signal SC-FDMA de l'utilisateur k se calcule simplement à partir de ses symboles

s_m^K émis :

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq m \leq N-1} (|s_m^K|^2)}{\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} |s_m^K|^2} \quad (\text{II.38})$$

La suite des symboles $\{s_m^K\}_{0 \leq m \leq N-1}$ suit une loi aléatoire car générée à partir des symboles sources tirés dans un alphabet de Q éléments selon une loi uniforme. Dès lors le PAPR du signal devient une variable aléatoire. Il est donc nécessaire d'utiliser la distribution du signal pour le calcul de la valeur maximale des échantillons ainsi que de leur valeur moyenne [35][37] [5]. Ainsi, pour contourner le problème, on utilise en général des méthodes numériques pour estimer le PAPR. La technique la plus répandue est celle de la CCDF (*Complementary Cumulative Distribution Function*) du PAPR qui correspond à la probabilité pour que le PAPR soit supérieur à une certaine valeur $PAPR_0$: $\Pr(PAPR > PAPR_0)$.

Dans ce chapitre, nous avons vu les techniques de modulation et de démodulation du système SC-FDMA. Ce système étant mono-porteuse, du fait de la transmission séquentielle sur une porteuse, présente l'avantage d'avoir un faible Peak to Average Power Ratio (*PAPR*) qui est un critère très bénéfique pour la consommation des batteries dans les téléphones mobiles. A cause de ces mérites, le système SC-FDMA a été adopté comme technique d'accès multiple pour les communications en voix montante dans la nouvelle norme de téléphonie mobile le 3GPP LTE ou 4G (*LTE Advanced*) [38][2]. Nous avons également souligné dans la sous-section 4.3, les deux techniques de multiplexage fréquentiel du système : Le mode distribué I-FDMA, a l'avantage d'avoir une grande diversité fréquentielle (voir l'Annexe B.6), alors que le mode localisé L-FDMA utilisé dans le LTE, présente l'avantage d'avoir une meilleure diversité multi-utilisateurs par le moyen du CDS. Une étude comparative des performances avec L'OFDMA a permis également de montrer l'intérêt de l'application d'un tel signal. Mais dans la norme 3GPP LTE, un symbole sur sept symboles SC-FDMA de la voix montante est utilisé comme symboles de référence pour l'estimation de canal et de l'égalisation. Ainsi une diminution du débit utile de l'ordre de 1/7 qui n'est pas négligeable apparaît.

Chapitre III

Simulation et Résultats

C E chapitre est consacré aux résultats obtenus lors de nos simulations. Quatre parties des résultats sont présentées. La première partie concerne le système OFDMA et la deuxième est consacrée à système SC/FDE puis SC-FDMA dans la troisième partie. Le chapitre se termine par des comparaisons à propos des différents résultats. Mais avant on démarche par les paramètres des simulations.

Plusieurs canaux de transmission plus ou moins sévère ont été utilisés pour tester les différents égaliseurs développés. Dans ce chapitre, nous présentons quelques canaux :

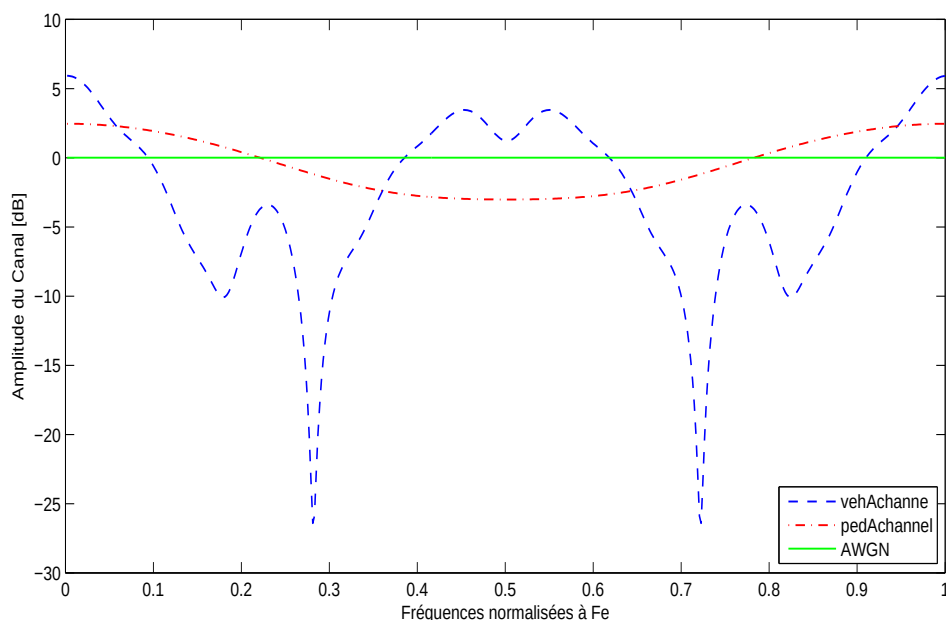


Figure III.1: Représentation de spectre des canaux suivants :Pedestrian A et VehicularA et AWGN.

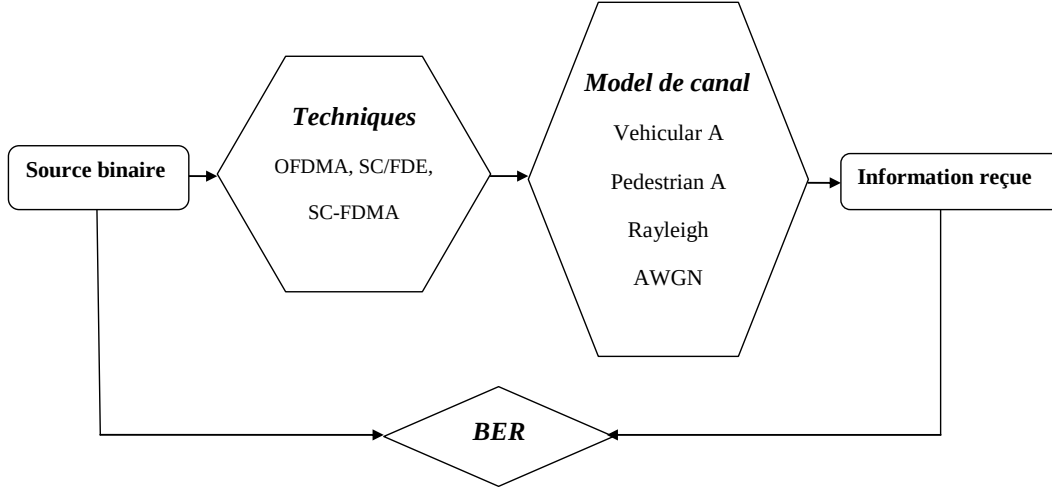


Figure III.2: Organigramme de la chaîne de transmission.

♦ *Canal Vehicular A* et *Canal Pedestrian A* : Le canal vehicular A est un canal à grande mémoire possédant plusieurs évanouissements difficile à égaliser .Il s'agit d'une modélisation assez fiable du canal de transmission dans un milieu urbain. Contrairement au Vehicular A, le canal Pedestrian A possède moins de coefficients et est assez plat . Ces deux types de canaux seront les principalement utilisés pour tester les performances des différents égaliseurs et estimateurs de canal [39].

♦ *Canal AWGN* et *Canal Rayleigh* : nous présentons dans l'Annexe B.3. Une description graphique de ses canaux (réponse fréquentielle) est donnée par la figure III.1.

1 Paramètres des simulations

Dans cette simulation Les programme sont exécutés en *MATLAB* peuvent être changés pour différents paramètres. Ces programmes ont été réalisés pour calculer le BER, le SER et le PAPR pour différents paramètres tels que le nombre de porteuses N , les modulations utilisées QPSK, 16QAM .

De plus, on utilise l'intervalle de garde (IG), des Techniques d'égalisation MMSE et ZF et la taille de IFFT et FFT et nous avons choisi la methode analytique de Monte-Carlo pour l'éva-

luation du BER (*Bit Error Rate*) et SER (*Symbol Error Rate*) du afin d'évaluer les performances des systemes étudiés.

★Le BER (taux d'erreur par bit) est calculé à partir de l'équation :

$$BER = \frac{\text{nombre total de bits en erreur}}{\text{nombre total de bits transmis}} \quad (\text{III.1})$$

★Le SER (taux d'erreur par symbole) est calculé à partir de l'équation :

$$SER = \frac{\text{nombre total de symboles en erreur}}{\text{nombre total de symboles transmis}} \quad (\text{III.2})$$

pour nos simulations, nous avons basé sur l'organigramme mentionné à la figure [III.2](#).

2 Système OFDMA

Cette partie des résultats est consacrée au système OFDMA ainsi qu'à l'effet des différents paramètres tels que la modulation utilisée, la taille de la FFT, le nombre des sous porteuses et l'intervalle de garde [\[40\]\[41\]](#).

La simulation de système OFDMA se fait à l'aide de l'organigramme illustré à la figure [III.3](#).

2.1 Signal OFDMA

La figure [III.4](#) illustre la réponse temporelle de signal OFDM en l'émission. Un point qui peut être critique dans les systèmes OFDMA est la variation importante de l'amplitude du signal en fonction des symboles à transmettre. Avec l'utilisation de nombre des porteuses N égale à 512 , nombre des symboles égale 16.

2.2 Spectre du signal OFDMA

La figure [III.5](#) représente le spectre d'un système OFDMA composé de 4 sous-porteuses dans le domaine fréquentiel par l'utilisation de taille de FFT égale à 64 et le nombre de bits par symboles égale à 52 ,en plus la densité spectrale de puissance (PSD).

2.3 Etude comparative entre les deux canaux AWGN et Rayleigh

La figure [III.6](#) montre la dégradation du signal transmis à travers un canal de Rayleigh par rapport à celui transmis à travers un canal AWGN. pour un taux d'erreurs bit (BER) fixé à

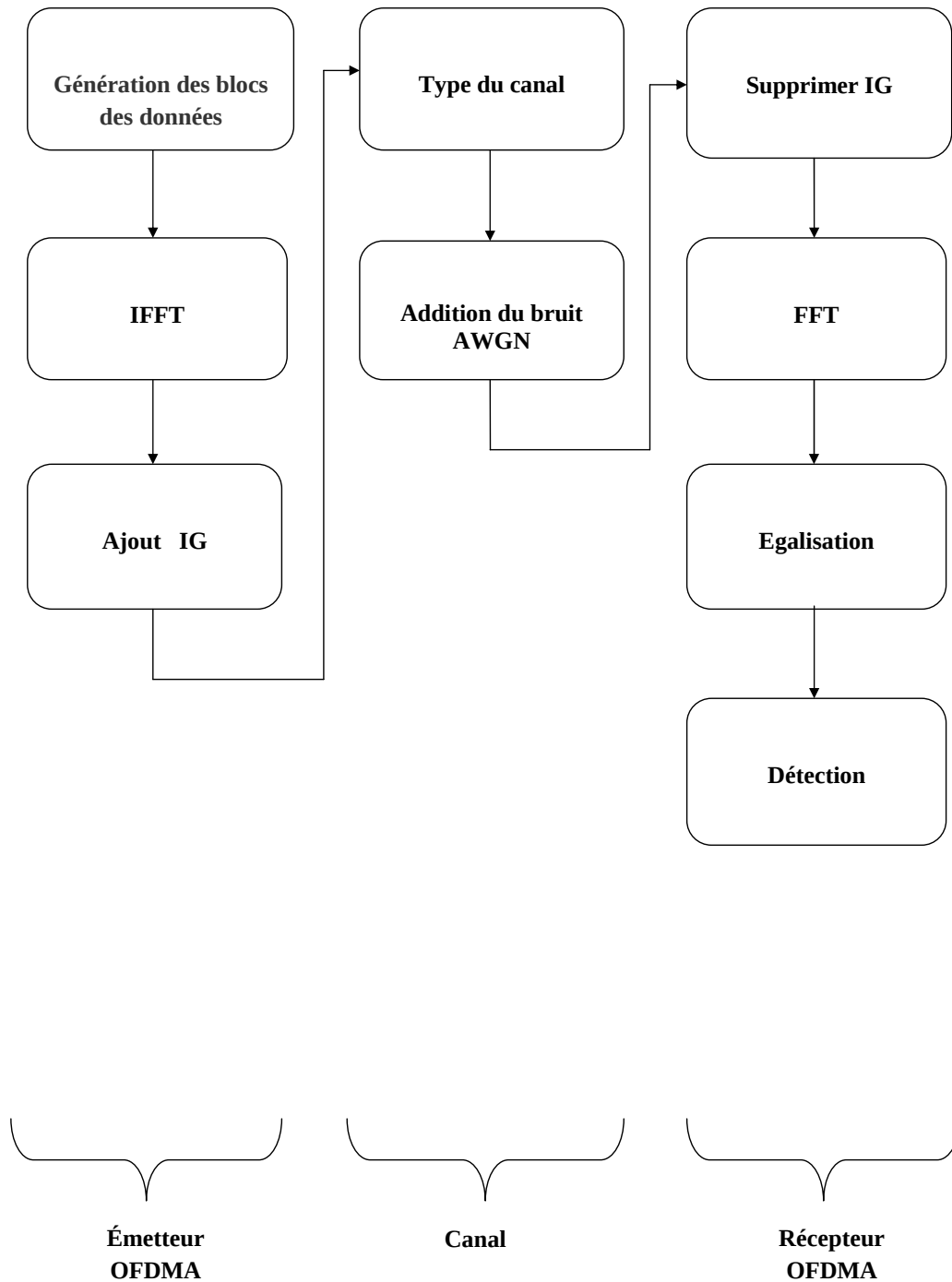


Figure III.3: Organigramme de la chaîne de transmission OFDMA.

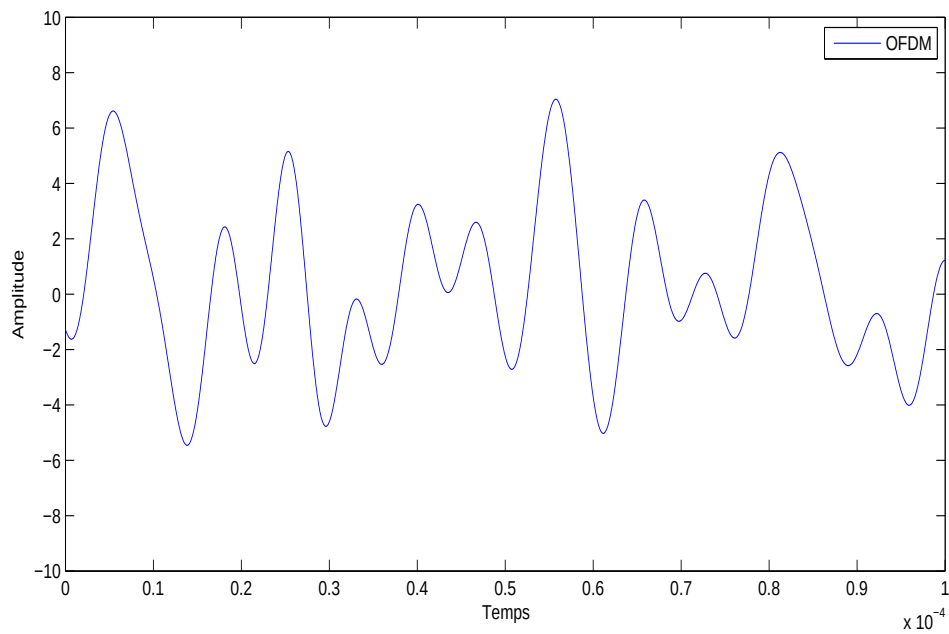


Figure III.4: La réponse temporelle de signal OFDM.

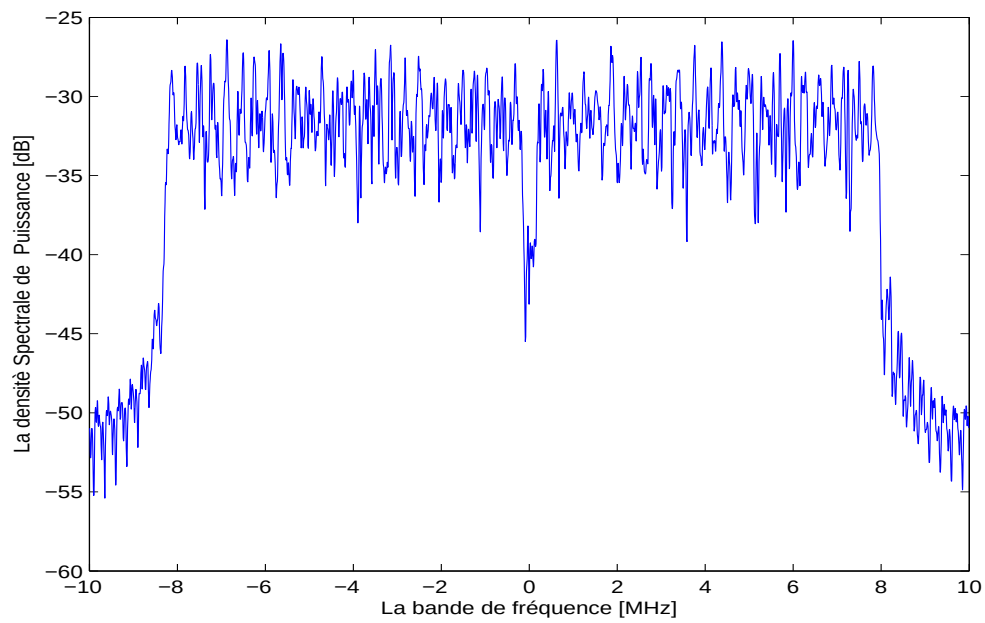


Figure III.5: Le spectre du signal OFDMA.

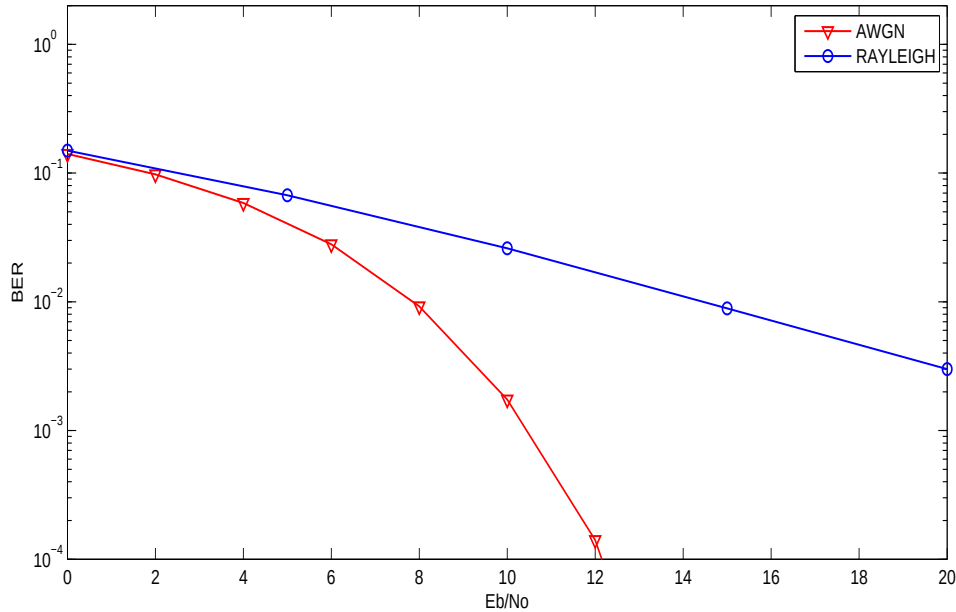


Figure III.6: Variation du BER en fonction du E_b/N_0 d'un signal codé dans un canal AWGN et un canal Rayleigh.

9.10^{-3} , nous remarquons une atténuation de $6.4dB$ du rapport signal sur bruit dans le canal de Rayleigh. Pour combattre les altérations que subit le signal, nous proposons des techniques de codage canal comme la concaténation des codes convolutifs, ainsi que le code Hadamard et l'étalement de spectre.

2.4 Influence de l'ordre de modulation

Le type de modulation a des effets sur le calcul du BER, puisqu'au niveau du récepteur la distance entre les points de la constellation diminue à chaque fois que le nombre de points augmente. Ainsi la probabilité de faire une fausse décision augmente. Avec le nombre de bits par symboles égale à 52 et la longueur de FFT égale à 64, on observe la figure III.7 qu'illustre l'effet de la modulation sur le BER.

On remarque que la modulation QPSK est plus performant que la modulation 16QAM en terme de rapport signal sur bruit (E_b/N_0), puisque (E_b/N_0) augmente avec l'augmentation de nombre de modulation. Pour cela nous utilisons la modulation QPSK dans tous la simulation des différent systèmes.

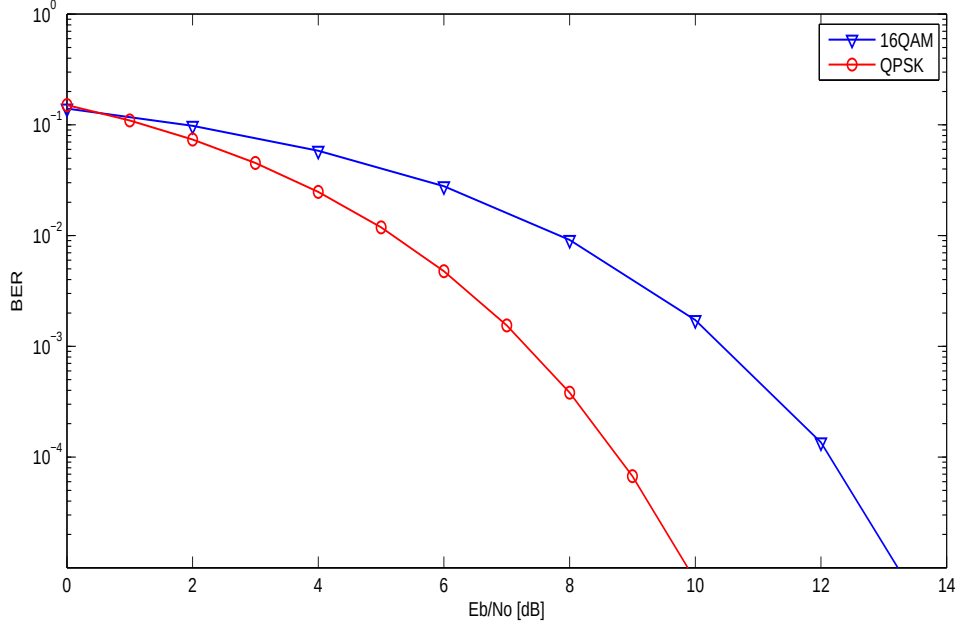


Figure III.7: Influence de la modulation sur le BER.

2.5 Intervalle de garde

L'intervalle de garde est inséré entre chaque deux symboles OFDMA pour annuler l'interférence entre symboles (IES). Le choix de la durée de l'intervalle de garde est limité par la durée de réponse impulsionnelle du canal, ainsi que par la bande passante disponible. Les résultats sont représentés à la figure III.8, avec l'utilisation de la modulation QPSK et le canal VehA-MMSE en plus la taille de FFT égale à 512. Il faut noter ici qu'un canal AWGN n'engendre pas d'IES et donc qu'un intervalle de garde n'est pas nécessaire, cependant nous avons inclus pour l'utilisation à des autres canaux.

3 Système SC/FDE

Cette partie des résultats est consacrée au système SC/FDE. Le SC/FDE a même efficacité spectrale et performances que l'OFDMA, il est utilisée pour la réduction des sélectivités en fréquence dans la liaison montante LTE [42]. Dans ce système, on utilise la modulation QPSK et la longueur FFT égale à 512 et longueur IG égale à 20.

La simulation de système SC/FDE se fait à l'aide de l'organigramme illustré à la figure III.9.

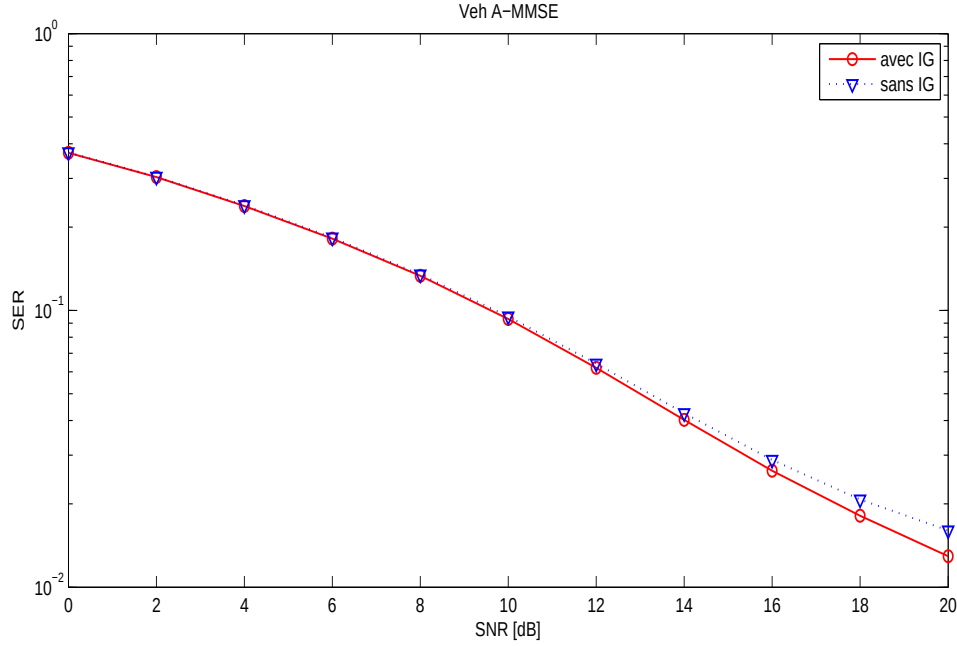


Figure III.8: Comparaison entre OFDMA avec IG et OFDMA sans IG.

3.1 SC/FDE et les différents canaux

La figure III.10 illustre la performance de comparaison de SER en fonction de SNR du système SC/FDE pour les canaux : AWGN, Pedestrian A et Vehicular A par l'utilisation de l'égalisateur MMSE. pour un SER égale $6 \cdot 10^{-5}$, on remarque que SNR AWGN = 12[dB], SNR PedA = 12.8[dB], SNR VehA = 18.5[dB]. Donc le canal VehA a une atténuation de 6.5[dB] par rapport au canal AWGN.

3.2 Intervalle de garde

La figure III.11 illustre la comparaison entre le SC/FDE avec l'intervalle de garde (IG) et le SC/FDE sans (IG) pour le canal Vehicular A (MMSE) ,avec l'utilisation de la modulation QPSK et la longueur FFT= 512.

On remarque que pour SER égale $2 \cdot 10^{-3}$,le SNR du SC/FDE avec IG égale à 15.8[dB] et le SNR du SC/FDE sans IG égale à 18[dB] .Donc le SC/FDE sans IG a une atténuation de 3.2[dB] par rapport de SC/FDE avec IG.

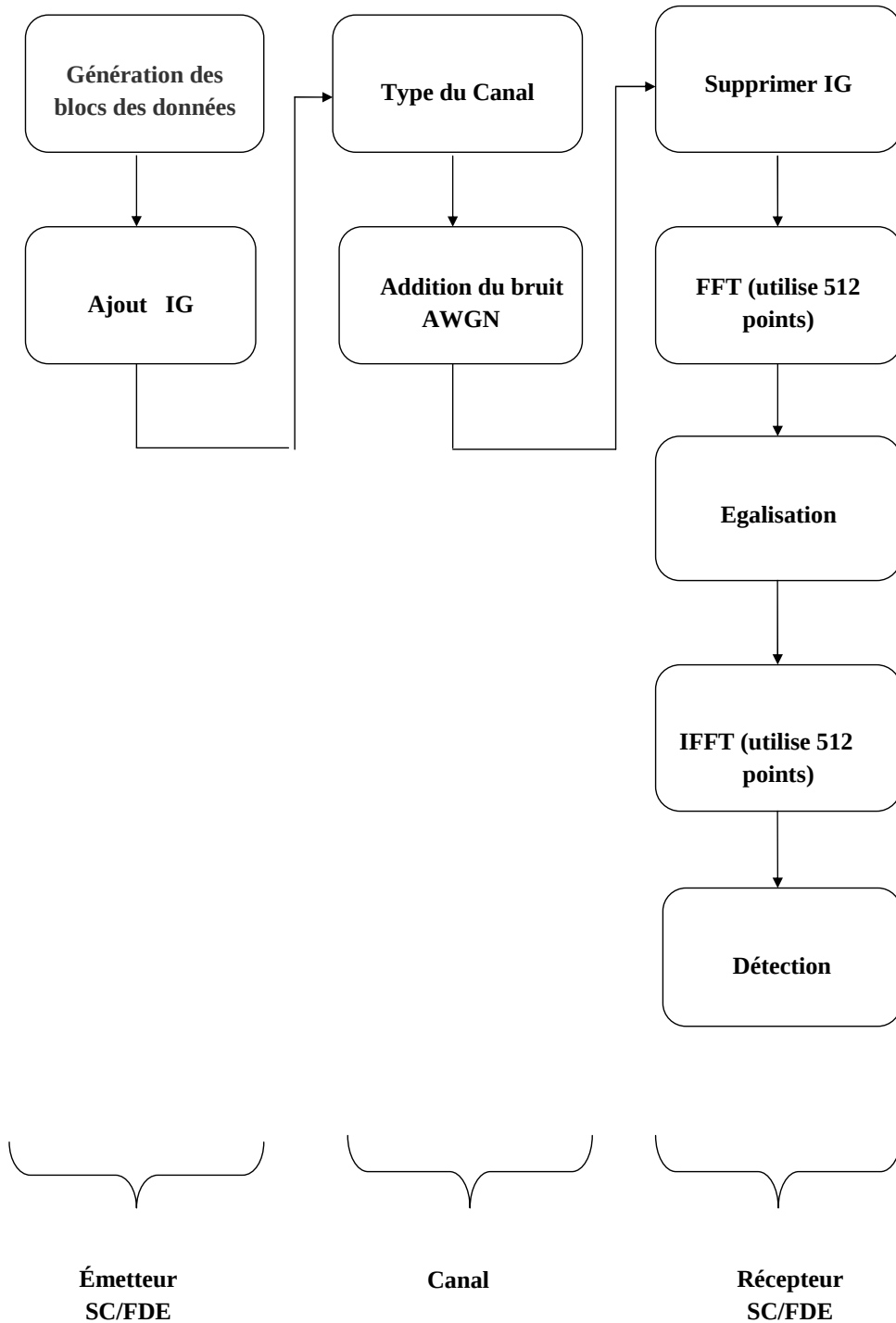


Figure III.9: Organigramme de la chaîne de transmission SC/FDE.

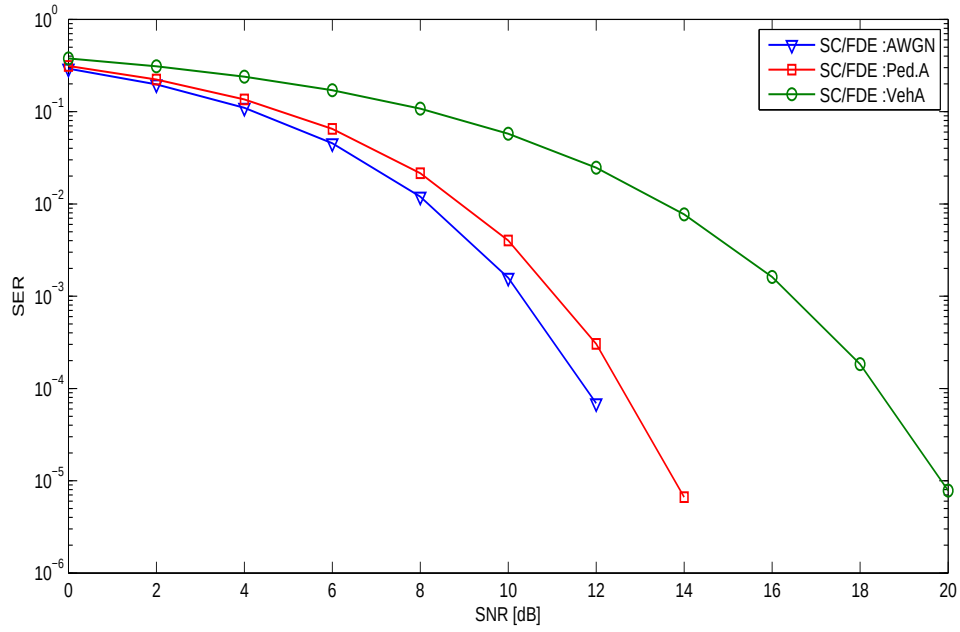


Figure III.10: Performance de SNR de SC/FDE avec les canaux AWGN, PedA, VehA.

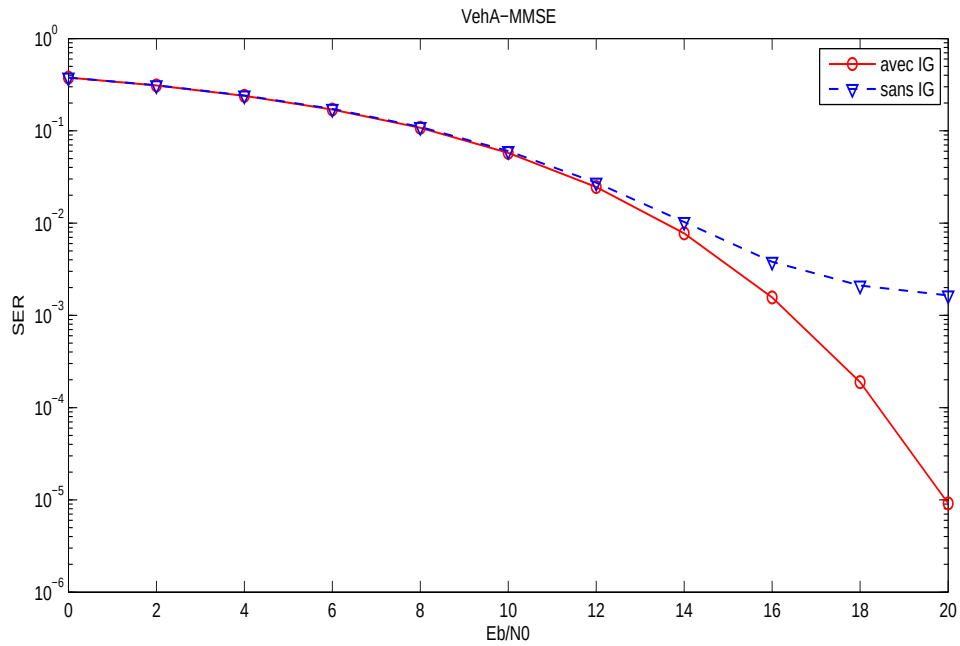


Figure III.11: Comparaison entre SC/FDE avec IG et SC/FDE sans IG.

4 Système SC-FDMA

Cette partie des résultats est consacrée au système SC-FDMA. On simule ce système avec la modulation QPSK, la taille FFT égale à 512, la taille de bloc égale à 16 et la longueur de l'intervalle de garde égale à 20 [41][19].

La simulation de système SC-FDMA se fait à l'aide de l'organigramme illustré à la figure III.12.

4.1 Signal SC-FDMA

d'après l'équation (II.14) à la page 29 la modulation SC-FDMA utilise deux modes d'allocation des ressources IFDMA et LFDMA, une simple analyse des résultats obtenus dans la figure III.13 qui montre l'amplitude des signaux IFDMA et LFDMA par l'utilisation de modulation QPSK. Pour IFDMA, on peut voir que l'amplitude est constante par contre plus des fluctuations d'amplitude et des pics élevés pour LFDMA.

4.2 SER et les signaux IFDMA/LFDMA

La figure III.14 montre le SER des signaux IFDMA et LFDMA en fonction de SNR. On remarque que les deux signaux presque identiques jusqu'au SNR=10, où on obtient une atténuation de 2[dB] pour les signaux LFDMA par rapport IFDMA. On note que LTE utilise l'allocation de ressources LFDMA.

4.3 Influence de nombre des sous-bandes de SC-FDMA

La figure III.15 représente la performance de SER avec les différents sous-bandes des signaux IFDMA et LFDMA par l'utilisation de la modulation QPSK, on observe que le rendement de IFDMA ne dépend pas de l'emplacement de la sous-bande en raison de la diversité de fréquence mais pour LFDMA le rendement varie en fonction de quelle partie du spectre. Donc en LFDMA sous-bande 0 : le gain du canal est plus élevé, mais en LFDMA sous-bande 15 : le gain du canal est plus faible en terme de SER.

4.4 SC-FDMA et les différents canaux

La figure III.16 représente la performance de SER en fonction de SNR pour le système SC-FDMA avec les canaux AWGN, PedA et VehA par l'utilisation de l'égalisateur MMSE. Pour un taux de SER égale à $2 \cdot 10^{-4}$, on peut voir que le SNR de SC-FDMA-AWGN égale à 11[dB]

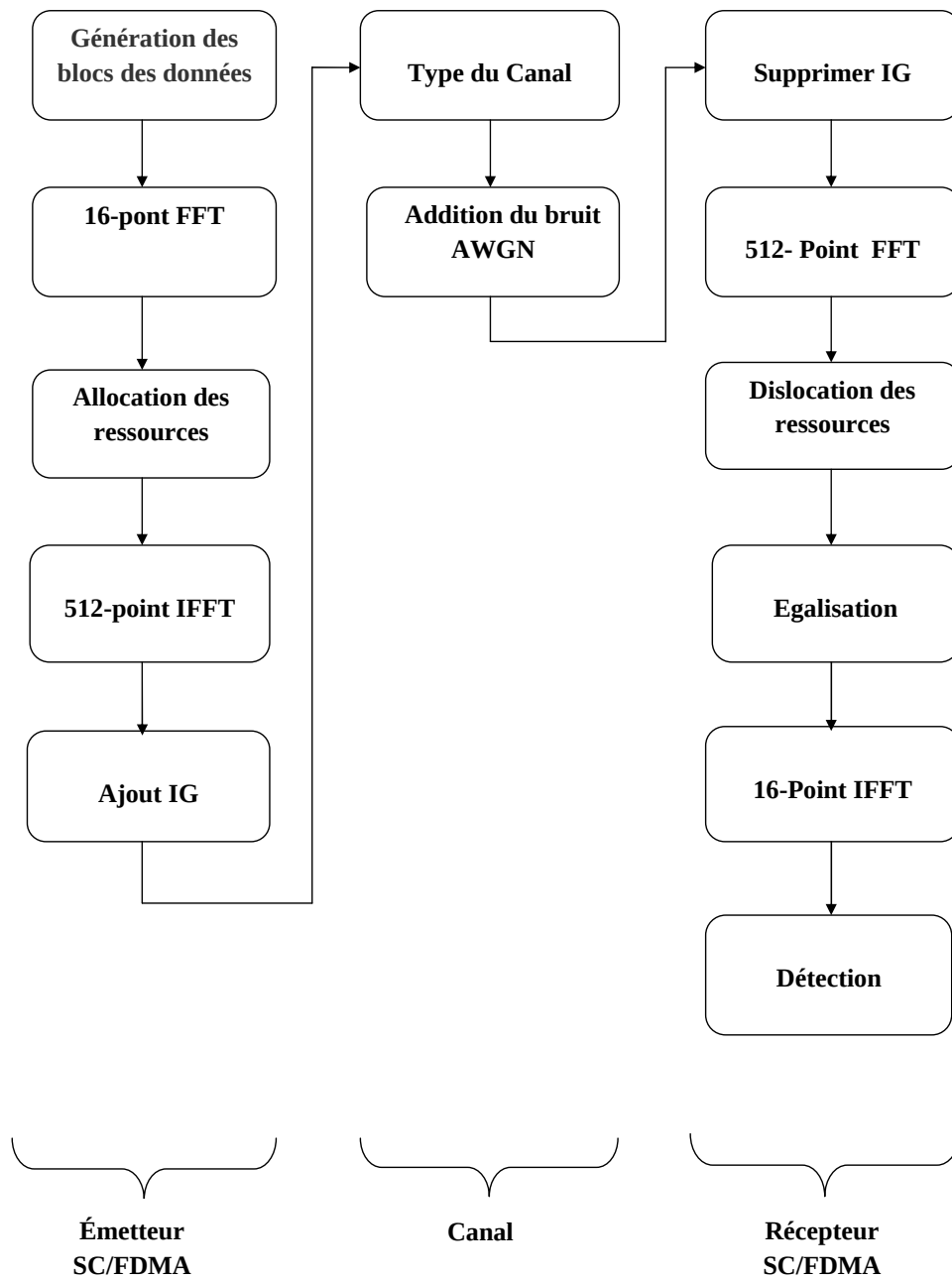


Figure III.12: Organigramme de la chaine de transmission SC-FDMA.

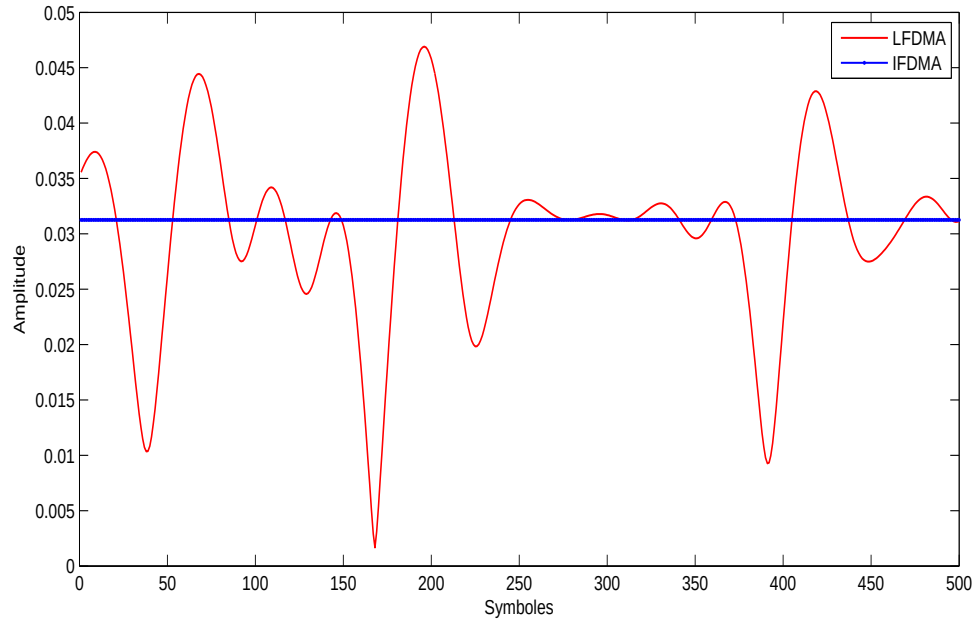


Figure III.13: Le signal temporel SC-FDMA.

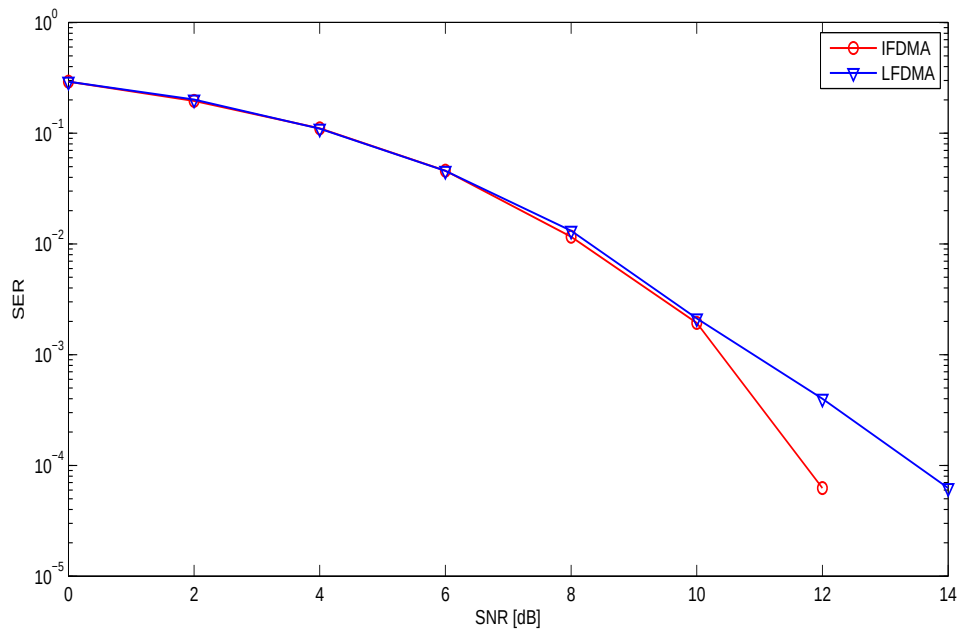


Figure III.14: Comparaison de SER pour les signaux IFDMA et LFDMA.

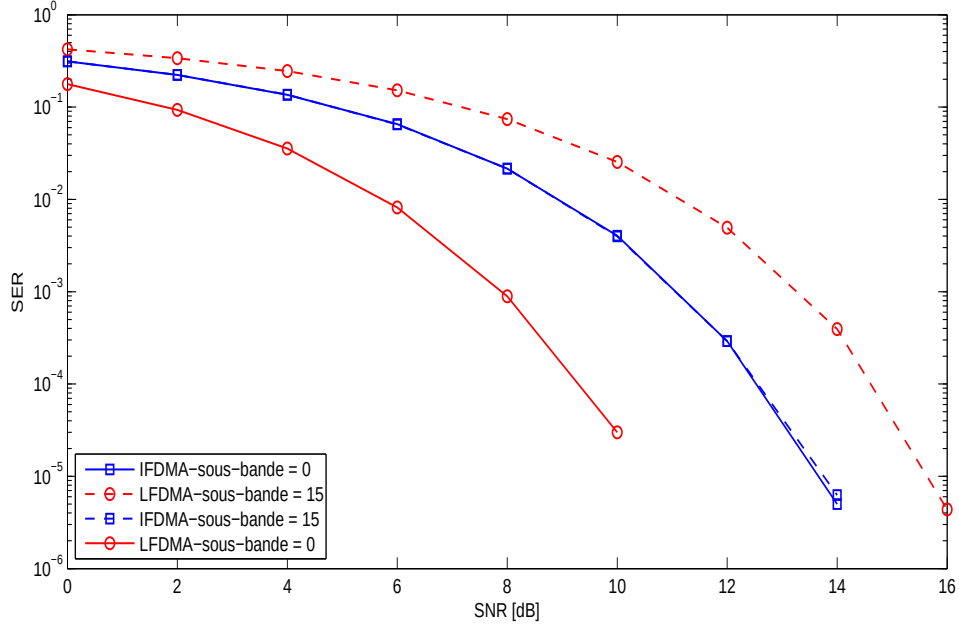


Figure III.15: Performance de SER avec les différents sous-bandes de SC-FDMA.

,SNR de SC-FDMA-PedA égale à 12[dB] et SNR de SC-FDMA-VehA égale à 15.8[dB].Donc le canal AWGN et mieux que le canal VehA pour l'utilisation de SC-FDMA.

4.5 Intervalle de garde

La figure III.17 illustre l'influence de l'intervalle de garde (IG) dans le système SC-FDMA avec l'égalisateur MMSE par l'utilisation des deux canaux PedA et VehA. On peut voir que le SC-FDMA avec IG est plus performant que SC-FDMA sans IG, à l'avantage de l'absorption de l'interférence entre symboles et d'éviter l'utilisation d'égaliseurs de canaux ainsi de périodiser le signal émis (que nous expliquons en détails en Annexe A.3 et B.7.

5 Comparaison entre les différents systèmes

Dans cette Section des simulations, on a utilisé les paramètres de tableau III.1 afin de pouvoir faire des comparaisons entre les systèmes OFDMA, SC/FDE et SC-FDMA.

III.5 Comparaison entre les différents systèmes

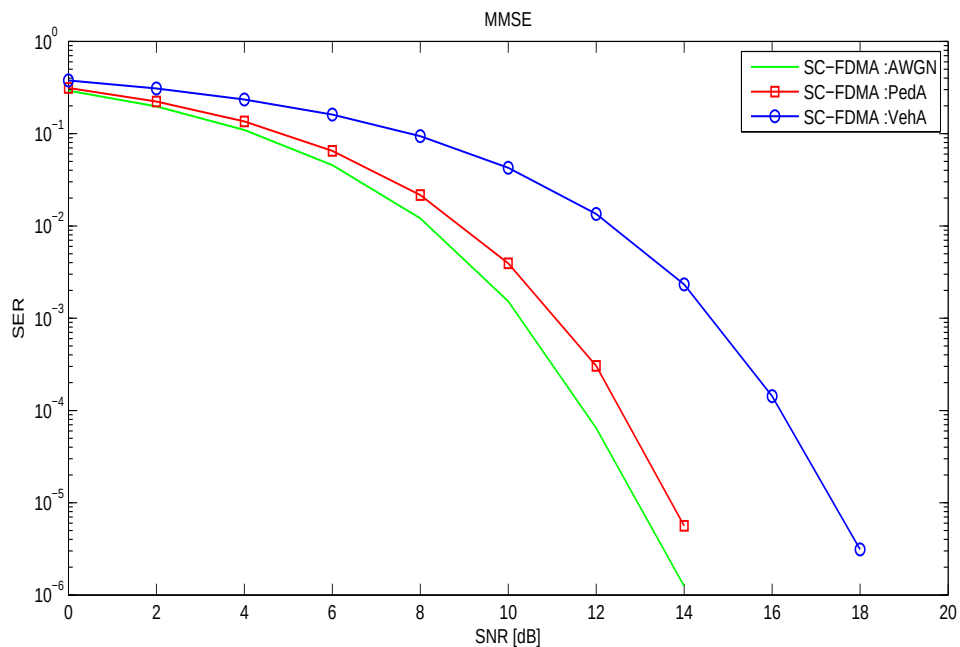


Figure III.16: Performance de SNR de SC-FDMA avec les canaux AWGN, PedA, VehA.

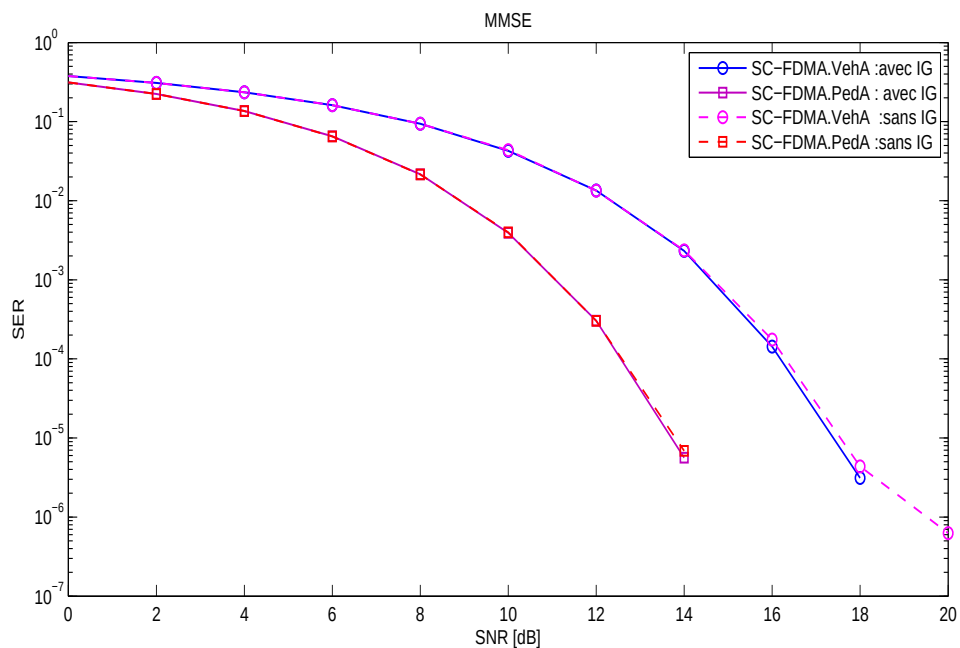


Figure III.17: SC-FDMA avec IG et SC-FDMA sans IG.

La taille de FFT	512
Frèquence d'échantionnage F_s	5.10^6
Format de modulation	$QPSK$
Longueur de l'intervalle de garde	20
Largeur de bande	$5MHz$
Rolloff factor $CCDF$	$\succ 0.1$
La taille de bloc des données	16
Egalisateur	MMSE ou ZF

Tableau III.1: Table représente les paramètres du simulation

5.1 En terme d'égalisation

La technique d'égalisation joue le rôle d'affranchir toutes les perturbations afin de rendre possible une bonne détection.les résultats de simulation montre l'effet de l'égalisation dans les différents systèmes [43][42].

La figure III.18 illustre l'effet de l'égalisation MMSE (*Minimum Mean Square Error*) pour les deux systèmes SC/FDE et OFDMA avec les différents canaux. On observe que dans le cas de canal AWGN, SC/FDE et OFDMA sont similaires de performance de SER mais dans le cas des canaux PedA et VehA le signal SC/FDE est plus performant que le signal OFDMA [36].

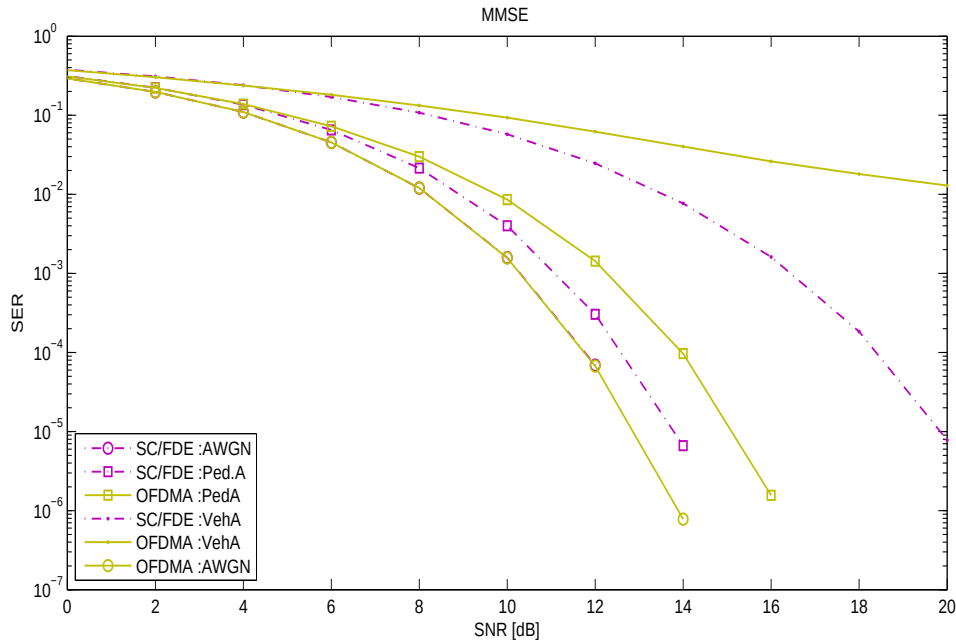


Figure III.18: Comparaison entre SC/FDE et OFDMA par l'utilisation de MMSE .

III.5 Comparaison entre les différents systèmes

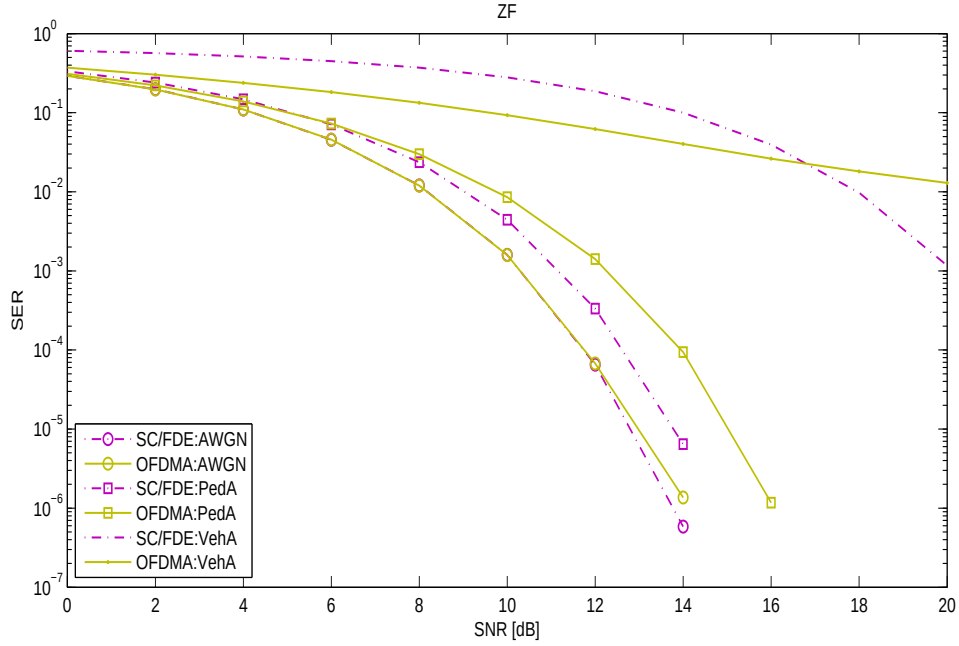


Figure III.19: Comparaison entre SC/FDE et OFDMA par l'utilisation de ZF .

La figure III.19 illustre l'effet de l'égalisation ZF (*Zero Forcing*) pour les deux systèmes SC/FDE et OFDMA avec les différents canaux. On observe que dans le cas des canaux PedA, VehA, le signal SC/FDE est plus performant de SER que le signal OFDMA.

La figure III.20 illustre l'effet de l'égalisation MMSE pour les deux systèmes SC-FDMA et OFDMA avec les différents canaux. On observe que dans le cas de canal AWGN, SC-FDMA et OFDMA sont presque identiques de performance de SER mais dans le cas des canaux PedA et VehA le signal SC-FDMA est plus performant que le signal OFDMA.

La figure III.22 et III.21 illustrent une comparaison entre les deux techniques d'égalisations MMSE et ZF pour le signal SC-FDMA et OFDMA/SC-FDE, respectivement. On peut voir que pour tous les systèmes l'utilisation du canal AWGN est plus performant par rapport à d'autres types de canaux (canal idéal). On peut voir aussi que l'égalisateur MMSE a un gain de plus par rapport au ZF et cela est dû à l'effet que le MMSE prend en compte le bruit dans sa structure d'égalisation (voir Annexe B.7).

On peut déduire que, pour déterminer quelle structure est utilisée pour l'égalisation du signal au niveau du récepteur, il y a trois étapes à franchir.

Tout d'abord, il est impératif de se fixer un critère de qualité de transmission que l'on souhaite réaliser. En effet, étant donné qu'il est impossible de supprimer totalement toutes les

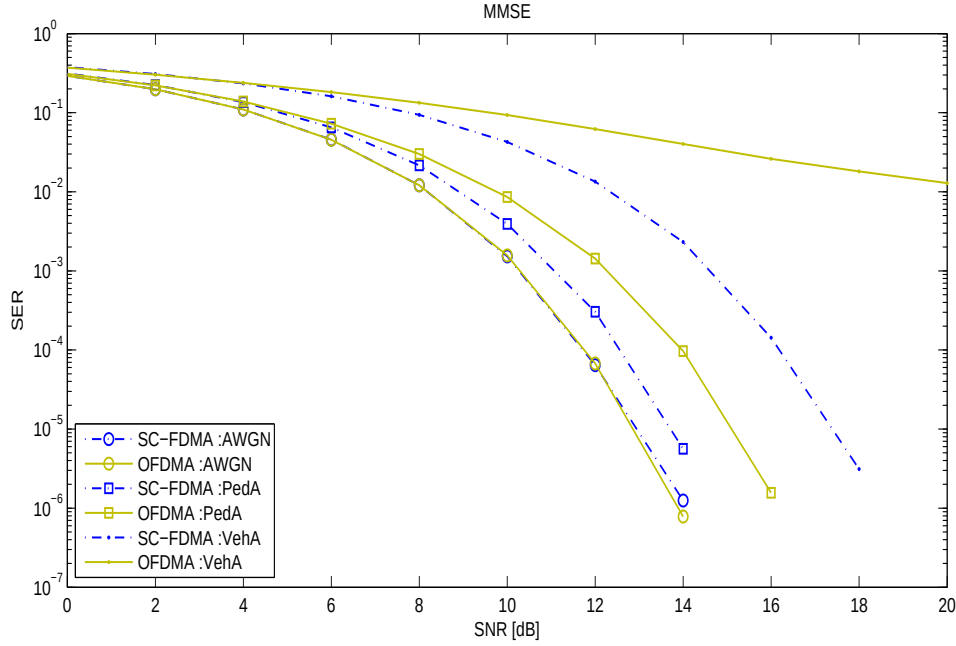


Figure III.20: Comparaison entre SC-FDMA et OFDMA par l'utilisation de MMSE .

perturbations du canal à cause du caractère aléatoire qu'elles peuvent avoir, il serait donc judicieux de choisir un modèle d'égaliseur capable d'optimiser particulièrement un certain critère de qualité de transmission. L'optimisation de ce critère, également appelé fonction de coût dans la littérature, sera la fonction réalisée par l'égalisation.

La deuxième étape après le choix du critère, est la détermination du moyen utilisé pour l'optimisation du critère. La théorie de l'optimisation offre là aussi un choix varié d'algorithmes : on peut citer par exemple les algorithmes classiques du gradient, de Viterbi ...

Enfin, la dernière étape consiste au choix de l'architecture même de l'égaliseur. Ce choix est déterminé à la fois par le critère et l'algorithme d'optimisation utilisé pour l'égalisation.

5.2 En terme de PAPR

Dans ce partie, nous donnons une comparaison du PAPR du signal SC-FDMA (IFDMA ou LFDMA) et de celui de l'OFDMA qui est une technique de transmission utilisé aujourd'hui dans de nombreux systèmes ,la figure III.23 et III.24 montrent la procédure d'évaluation du PAPR pour le SC-FDMA et OFDMA, respectivement [31].

Dans un premier temps nous ignorons le filtre de mise en forme (figure III.25), avant de voir son impact sur les résultats des simulations (figure III.26) pour ce qui concerne le cas des

III.5 Comparaison entre les différents systèmes

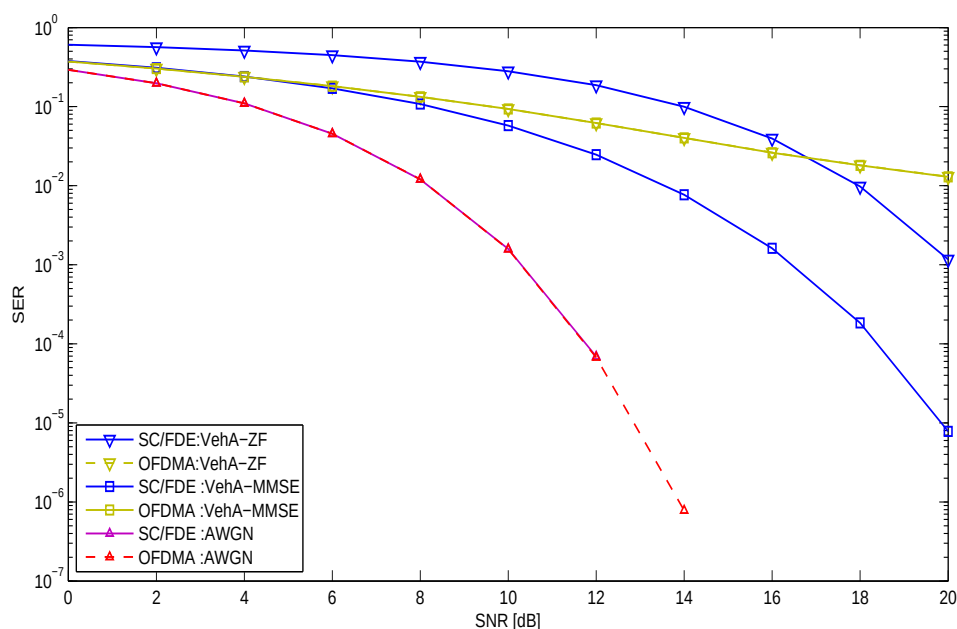


Figure III.21: Comparaison entre SC/FDE et OFDMA par l'utilisation de ZF et MMSE.

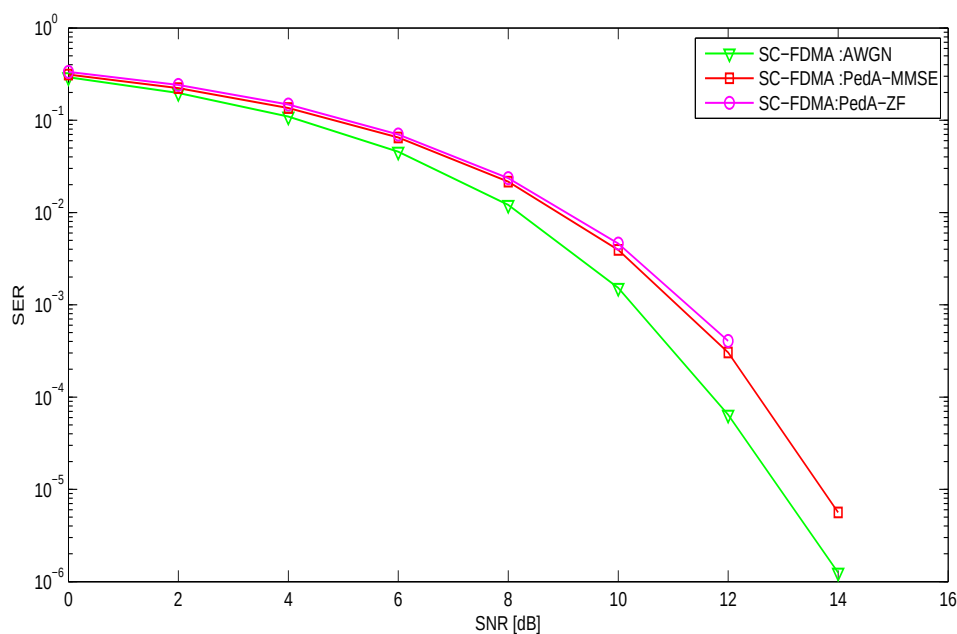


Figure III.22: Comparaison entre les techniques d'égalisations MMSE et ZF pour le système SC-FDMA.

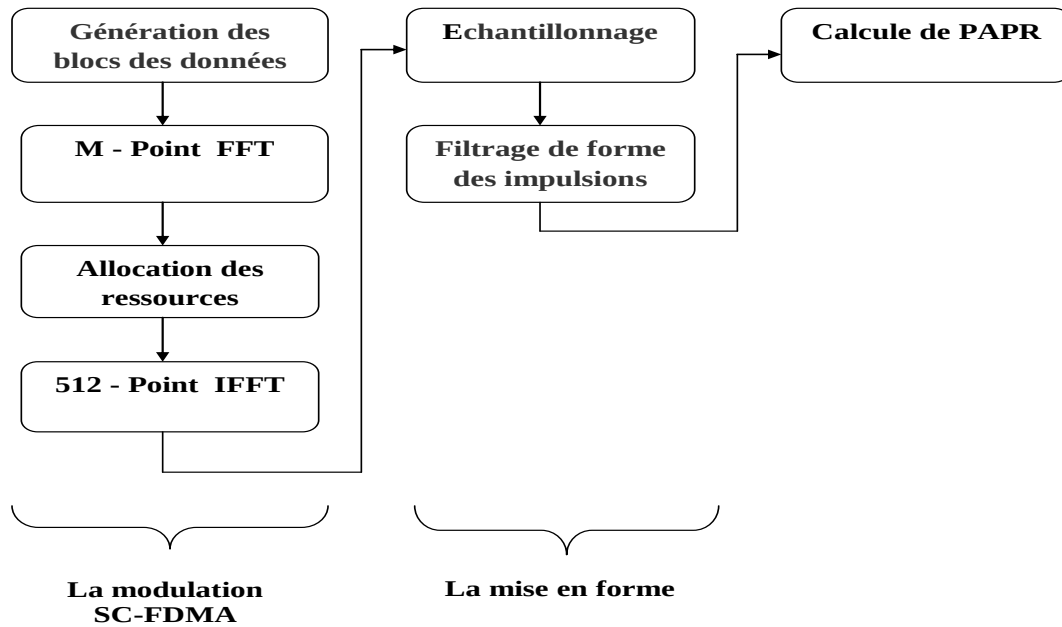


Figure III.23: Schéma de principe d'évaluation de PAPR pour le SC-FDMA.

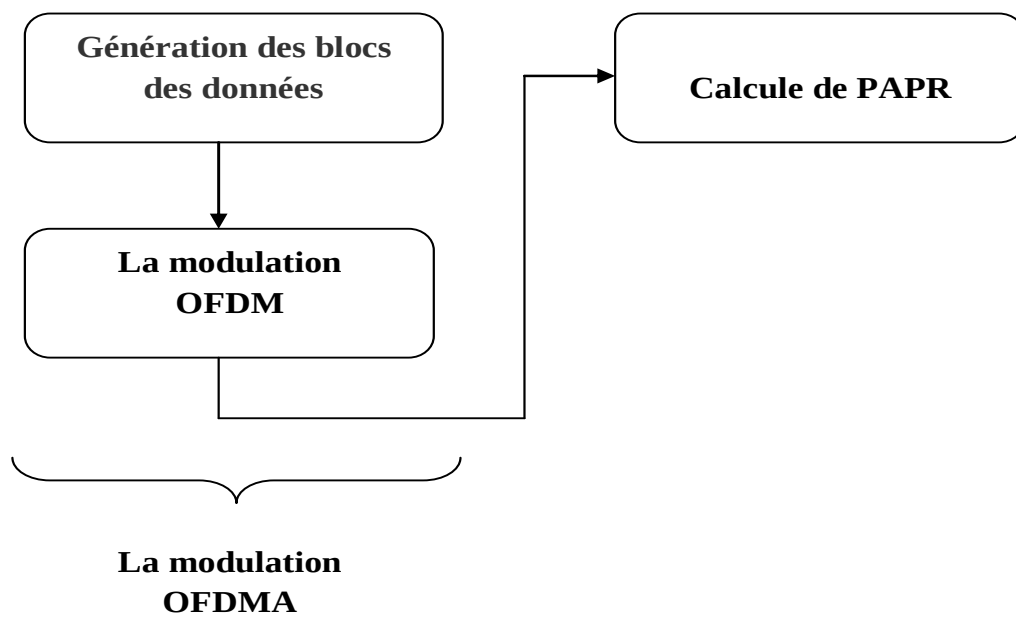


Figure III.24: Schéma de principe d'évaluation de PAPR pour OFDMA.

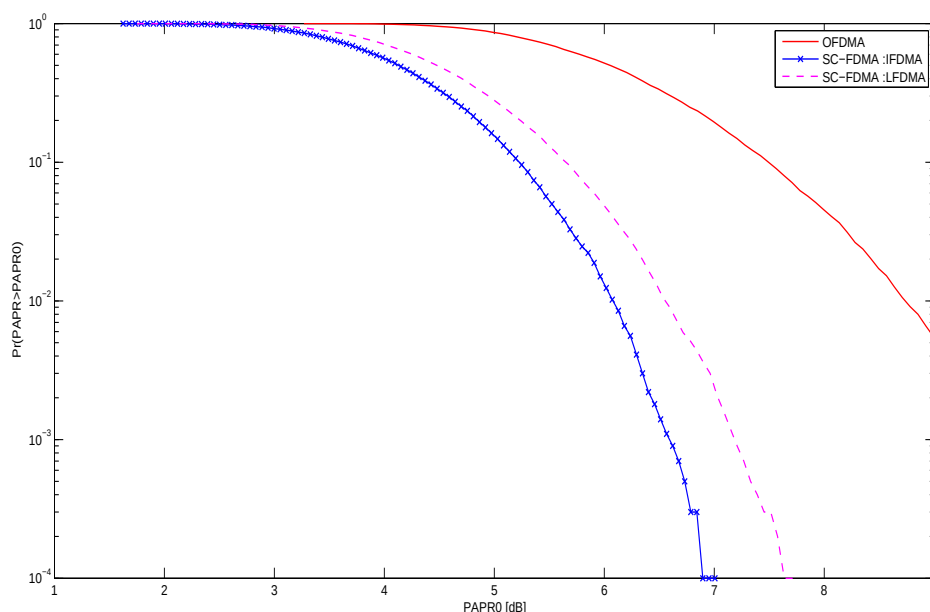


Figure III.25: Comparaison de la CCDF du PAPR du signal SC-FDMA et du signal OFDMA.

signaux SC-FDMA. D'après les figures on peut constater que la CCDF du PAPR du signal SC-FDMA est plus faible que celle de l'OFDMA. De plus on observe que le PAPR du signal IFDMA est toujours inférieur à celui du signal LFDMA, même si cet écart se resserre lorsque nous utilisons un filtre de mise en forme en cosinus surélevé.

Sur la figure III.26, on peut également noter l'influence du facteur de roll-off sur le PAPR du signal. Plus ce facteur diminue, plus le PAPR du signal SC-FDMA (IFDMA et LFDMA) augmente. Cela s'explique avec la remontée spectrale des lobes secondaires du signal, causée par le filtre de mise en forme qui devient de plus en plus carré lorsque le roll-off diminue. Mais malgré la dégradation du PAPR du signal SC-FDMA, le PAPR de l'OFDM reste très élevé par rapport à celui du signal SC-FDMA. Il est aussi intéressant de noter que le PAPR du LFDMA ne varie pratiquement pas avec le facteur de roll-off.

6 Analyse des résultats obtenus

À la lumière des résultats obtenus, on peut déduire que L'OFDMA est une technique d'accès multiple basée sur la technique OFDM, et adoptée dans la norme 3GPP LTE pour les communications dans le sens descendant. Le système SC-FDMA a des ressemblances à bien

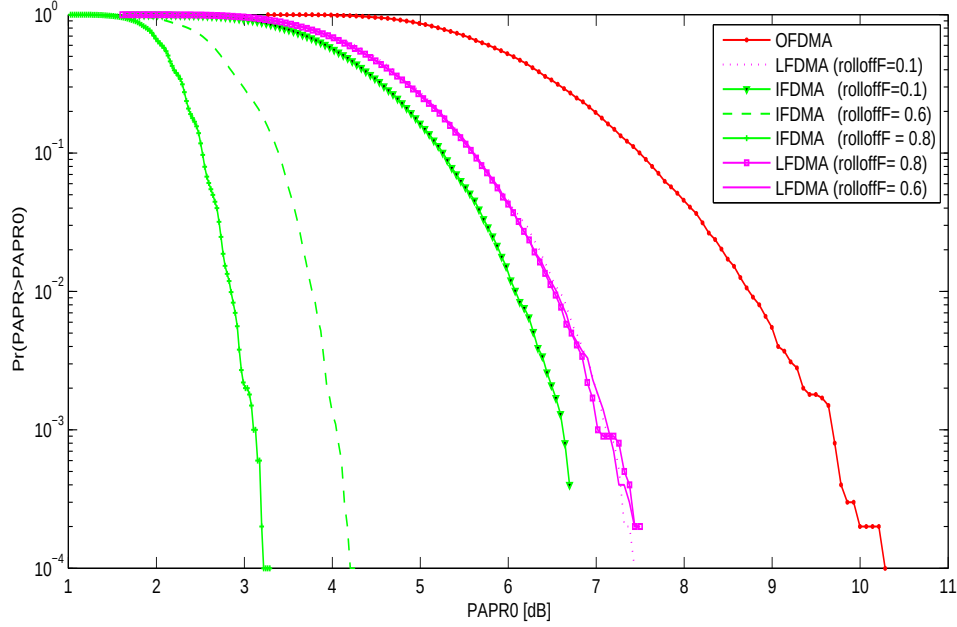


Figure III.26: Comparaison de la CCDF du PAPR du signal SC-FDMA avec un filtre de mise en forme en cosinus-surélevé (Rool-off α), et du signal OFDMA.

des égards avec le système OFDMA [44]. On peut observer que le SC-FDMA n'est rien d'autre que de l'OFDMA avec un précodage DFT suivi d'un multiplexage particulier dans le domaine fréquentiel [45][3].

Les points communs entre ces deux techniques qui sont les suivants :

- Une transmission des données en blocs
- Un multiplexage des données en domaine fréquentiel au sens où ils sont réparties sur plusieurs sous-porteuses orthogonales
- Une égalisation de canal réalisée dans le domaine fréquentiel
- Un intervalle de garde pour prévenir des interférences entre blocs.
- Une complexité globalement équivalente

Mais ces techniques n'ont pas que des points communs. La différence majeure entre elles, réside dans le fait que l'OFDMA est une technique de transmission multi-porteuse tandis que le SC-FDMA est quant à elle une technique mono-porteuse. Si B_{canal} correspond à la largeur de bande du système utilisé, et L le nombre d'utilisateurs qui doivent se partager les ressources radio, alors la largeur de bande de chaque utilisateur serait de $B_{mobile} = \frac{B_{canal}}{L}$. Dans la norme 3Gpp LTE, les symboles sources de durée T de chaque utilisateur viennent moduler un ensemble de sous-porteuses chacune ayant 15 KHz de largeur de bande. Dans le cas du système OFDMA

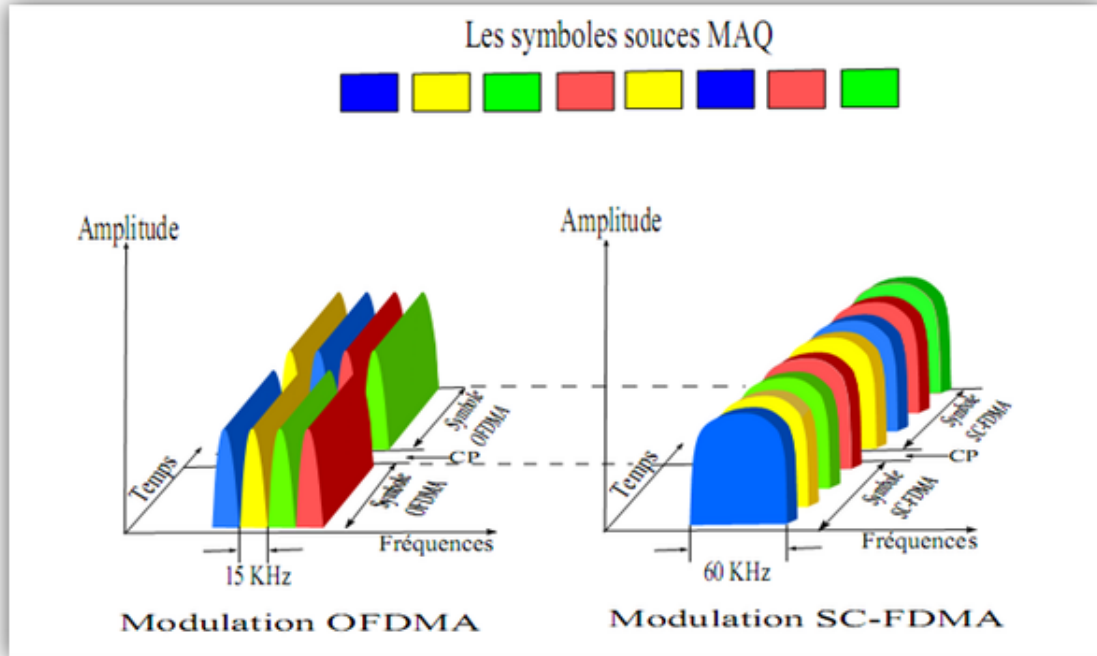


Figure III.27: La modulation dans les systèmes SC-FDMA et OFDMA .

la bande passante B_{mobile} de chaque utilisateur est subdivisés en Q sous-porteuses modulées parallèlement par Q flux de données distincts ; chaque symbole dans un flux ayant chacun une durée de $Q \times T$, (voir la figure III.27).

Ce procédé réalise indirectement une compression de chaque symbole source dans le domaine fréquentiel d'un facteur Q , accompagné d'un étalement de facteur L de la durée du symbole dans le domaine temporel. La transmission se faisant parallèlement sur Q sous-porteuses, le système de transmission est donc un système multi-porteuse. Ce système permet d'une part d'augmenter de manière considérable le débit, grâce à la transmission en parallèle des symboles de données, mais permet également au système d'être plus robuste vis à vis des interférences entre symboles grâce à l'augmentation de leur durée. Mais ce système n'a pas que des avantages. En effet le caractère multi-porteuse du signal émis de l'OFDMA, conduit à une fluctuation importante du signal autour de sa valeur moyenne (d'après l'équation (II.35) à la page 41), alors on a un fort PAPR qui nécessite soit un traitement de réduction auquel cas on augmenterait la complexité du système, soit en adoptant un IBO élevé ce qui entrainerait un mauvais rendement énergétique du système.

Par contre, pour les systèmes SC-FDMA (figure III.27), chaque symbole source est d'abord étalé dans le domaine fréquentiel par un facteur L pour occuper toute la largeur de bande

du système, B_{canal} . Chaque symbole est ensuite émis pendant une durée équivalente à $\frac{T}{L}$. Un symbole SC-FDMA comprend alors $N = Q * L$ échantillons, avec une durée de $L * T$ qui correspond également à la durée d'un symbole OFDMA. Ainsi le système SC-FDMA transmet les symboles de façon séquentielle au cours du temps sur une seule porteuse. Il s'agit ainsi d'un système mono-porteuse. De ce fait, contrairement à l'OFDMA ce système a l'avantage d'avoir un très faible PAPR qui a été déterminant quant à son adoption dans la norme 3GPP LTE.

Un autre avantage de ce système par rapport à l'OFDMA est le précodage réalisé à l'émission. En effet l'OFDMA réalise une égalisation et une détection séparément pour chaque sous-porteuse du système. Ainsi lorsque qu'aucun codage est réalisé dans ce système, le canal étant très sélectif, certaines porteuses seront supprimées par le canal et il serait donc impossible de retrouver le flux de données localisé sur les porteuses supprimées. Par contre dans le système SC-FDMA la détection est effectuée après le modulateur DFT à la réception qui lui rend ainsi moins sensible à la sélectivité fréquentielle du fait que les perturbations sont moyennées sur toute la largeur de bande du système. Le modulateur DFT se comporte donc comme un précodeur.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats obtenus lors de nos simulations. On a vu les résultats pour les systèmes OFDMA, SC/FDE et SC-FDMA avec plusieurs critères ; SNR, SER, l'intervalle de garde (IG) et les techniques d'égalisations MMSE et ZF. Puis une comparaison de PAPR entre les systèmes SC-FDMA et OFDMA, montre que le signal SC-FDMA (IFDMA ou LFDMA) a un plus faible PAPR que le signal OFDMA. À la fin de ce chapitre, des conséquences sont été effectuées entre SC-FDMA et OFDMA.

Conclusion générale et perspectives

LTE est une technologie avancée de communication radio mobile qui propose des débits d'ordre supérieur, et un bon niveau de qualité de service QoS (*Quality of Service*) en optimisant dès le départ pour les services de données en commutation paquet (*Packet-Switched*). Elle est soutenue par les européens et proposée par l'organisme 3GPP ou dite 4G qui a déjà fixé toute la gamme de la téléphonie mobile fondée sur le monde des télécommunications. Dernièrement, et seulement en Europe, cette technologie prise en charge. Cependant, le déploiement à grande échelle est freiné par le coup induit par l'incompatibilité avec les équipements UMTS déjà fonctionnels[38].

Dans ce mémoire de master ,nous avons dans un premier temps étudier le standard 3GPP LTE qui vise en général à améliorer la QoS en terme de débit, l'efficacité spectrale et à augmenter la capacité de gestion du nombre de mobiles dans une même cellule. Elle tente aussi à offrir une mobilité totale à l'utilisateur en établissant l'interopérabilité entre différentes technologies existantes. Elle vise à rendre le passage entre les réseaux transparent pour l'utilisateur, aussi une évolution du réseau cœur SAE, cette nouvelle évolution de l'architecture du système 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.

Nous nous sommes ensuite étudier le nouveau signal SC-FDMA dans ces différentes environnements. Les expressions mathématiques, les différents mapping des sous-canaux du signal, et les deux techniques de génération de ce signal font partie des points essentiels abordés dans ce deuxième chapitre. L'intérêt majeur de ce nouveau signal qui porte sur son faible PAPR a fait également l'objet d'étude plus approfondie permettant de mieux comprendre cette notion ainsi que son influence sur les contraintes liées à l'amplification du signal.

Le Chapitre III qui est le dernier de ce document présente les résultats de simulation des chaines de transmission des liaisons OFDMA, SC/FDE et la liaison montante SC-FDMA

,quelques algorithmes d'égalisations tels que l'égaliseur de forçage à zéro (ZF) ,l'égaliseur d'erreur quadratique minimale (MMSE) ont été évalués pour les modèles différents canaux en liaison descendante et montante LTE. On a mesuré les performances de ces systèmes en termes de taux d'erreur Bit (BER) et le taux d'erreur symbole (SER),le facteur de crête (PAPR) ,en utilisant les modulations QPSK et 16QAM et les différents canaux tel que AWGN et Rayleigh,Vehicular A et Pedestrian A,les excellentes performances de SC-FDMA ont justifié son adoption pour la voix montante dans le cadre de la norme de réseaux cellulaire 3GPP LTE ou dite "LTE Advanced" à la place de l'OFDMA.

Perspectives

Les transmissions multi-antennes à l'émission et à la réception MIMO (*Multi-Input Multi-Output*), connaissent une expansion importante ces dernières années dans les systèmes de communications sans fil . Ils offrent une grande diversité spatiale et temporelle et permettent à la fois d'augmenter le débit de transmission de façon proportionnelle au nombre d'antennes à l'émission et à la réception. En effet, la multiplicité du nombre d'antennes à la réception permet de récupérer naturellement de la diversité spatiale si ces antennes sont convenablement espacées. De plus, le flux de données à l'émission est partagé entre les différentes antennes avant d'être envoyé dans le canal [46][47].

L'OFDMA est une évolution d'architecture système optimisé (SAE) comme principaux outils habilitants. La solution LTE offre flexibilité de spectre avec une bande passante de transmission évolutive entre $1,4MHz$ et $20MHz$ selon le spectre disponible pour la planification de la radio flexible. La bande passante de $20MHz$ peut fournir jusqu'à $150Mbps/s$ en débit des données utilisateur de liaison descendante et taux de données de pic de liaison montante $75Mbps$ avec 2×2 MIMO et $300Mbps$ avec 4×4 MIMO.comme une perspective de ce mémoire , en combinant le système SC-FDMA avec une technique d'antennes multiples (*Multi-Input Multi-Output*) afin d'améliorer les performances de communication sans fil pour la voix montante[48]. Nous pouvons ajouter comme une deuxième perspective l'association de la modulation mono-porteuse SC-FDMA avec les systemes multi-utilisateurs tels que les systèmes d'étalement de spectre type CDMA (*Code Division Multiple Access*)[49].

Annexe

A SC-FDMA dans la norme 3GPP LTE

A.1 Trames et Slots

Les transmissions en voie montante dans les systèmes LTE sont organisées en modes trames et slots (figure A.1). Une trame est constituée de 20 slots ; chacune ayant 6 ou 7 symboles SC-FDMA selon le type d'intervalle de garde utilisé. La durée d'une trame est fixée à 10 ms, soit 0.5 ms pour la slot. Du point de vu spectrale, le système LTE dispose de six canaux de largeur de bande allant de 1.4 à 20 MHz . Chaque canal est subdivisé en plusieurs sous-canaux chacune ayant de largeur $\Delta f = 15\text{KHz}$. Ainsi, la durée d'un symbole SC-FDMA est donnée par :

$$T_{symbole} = \frac{1}{\Delta f} = \frac{1}{15 \times 10^3} \approx 44 \mu s \quad (\text{A.1})$$

Pour absorber l'interférence entre symbole, la technique utilisée consiste à insérer un Intervalle de Garde (*IG*) ou (*CP : Cyclic Prefix*) sur chaque paquet transmis dans le canal. L'insertion de l'intervalle de garde , utilisé dans ce système rallonge la durée symbole. On définit ainsi une nouvelle grandeur T_{symb}^{air} qui intègre cette modification [50][51].

$$T_{symb}^{air} = (1 + CP).T_{symb} \quad (\text{A.2})$$

Deux types d'intervalles de garde existent pour ce système : L'intervalle de garde normal ou (*Normal-CP*) dont la durée $T_{Norm-CP}$ correspond à $\frac{T_{symb}}{14}$, et l'intervalle de garde étendu ou (*Extended-CP*) dont la durée T_{Ext-CP} correspond à $\frac{T_{symb}}{4}$. La norme utilise l'intervalle de garde étendu lorsque l'utilisateur se trouve sur une cellule de grande taille dans laquelle il est susceptible d'obtenir des interférences très sévères dues aux multi-trajets du canal. Le système

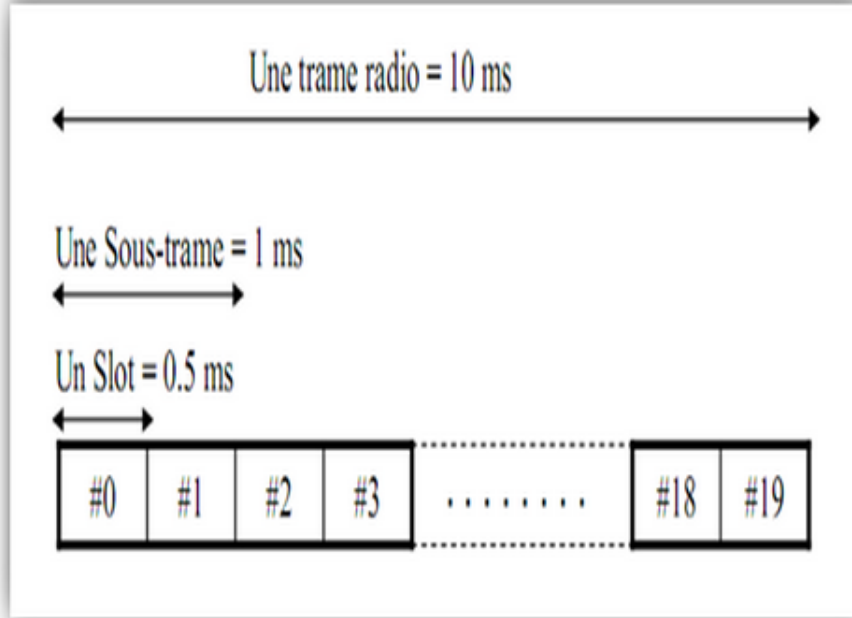


Figure A.1: Trame et Slot du système SC-FDMA.

est alors sous dimensionné et le nombre de symboles SC-FDMA dans un slot est réduit à 6. Par contre l'intervalle de garde normal qui est plus utilisé est adapté pour les cellules de taille moyenne, le nombre de symboles SC-FDMA par slot est de 7.

La fréquence horloge F_{clock} du système, a été dimensionnée par rapport à la capacité maximale du système correspondant au canal de largeur de bande de 20 MHz. C'est la fréquence d'échantillonnage du système à 20 MHz permettant d'obtenir 2048 échantillons SC-FDMA :

$$F_{clock} = 15 \text{ KHZ} \times 2048 = 30.72 \text{ MHZ} \quad (\text{A.3})$$

Les fréquences d'échantillonnages des systèmes utilisant les autres largeurs de bande correspondent à des diviseurs de F_{clock} pour des raisons de simplicité. Par exemple le système à 10 Mhz de largeur de bande a une fréquence d'échantillonnage de 15.36 Mhz soit $\frac{F_{clock}}{2}$, (voir le tableau A.1).

Les slots sont regroupés deux à deux en sous-trame de 1 ms. Chaque sous-trame constitue un intervalle de temps de transmission LTE (TTI : *Transmission Time Interval*) [50].

Deux modes de transmissions Uplink-Downlink, ont été spécifiés pour le LTE : Le Mode FDD

A SC-FDMA dans la norme 3GPP LTE

bandes passantes du canal (MHZ)	1.4	3	5	10	15	20
Nombre de Ressource Bloc(RB) utilisé R_{RB}^{UL}	6	15	25	50	75	100
Nombre de sous-porteuses modulées $R_{SC}^{RB} \times R_{RB}^{UL}$	72	180	300	600	900	1200
Taille N : IDFT(TX) et DFT(RX)	128	256	512	1024	1536	2048
Fréquence d'Echantillonnage	1.92	3.84	7.68	15.36	23.04	30.72
Nombre d'Echantillons par Slot	960	1920	3840	7680	11520	15360

Tableau A.1: Tableau récapitulatifs des paramètres du système SC-FDMA en fonction des largeurs de bandes autorisées

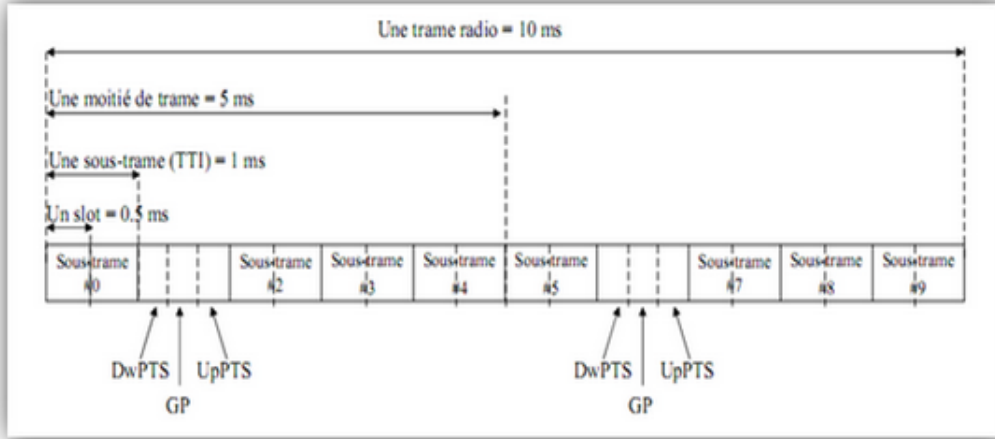


Figure A.2: Le mode de transmission TDD.

« *Frequency Division Duplex* » dans lequel les transmissions en voix montante et descendante utilisent des bandes de fréquence différentes, et le mode TDD « *Time Division Duplex* » où les ressources fréquentielles sont les mêmes pour le uplink et le downlink (voir la figure A.2), représente la structure de chaque trame dans le mode TDD. Pour ce type de transmission, comme le montre la figure, les sous-trames N°1 et N°6 sont réservées pour préciser le sens de transmission de la trame. Les canaux DwPTS et UpPTS véhiculent cette information. Un autre canal, GP, est utilisé comme intervalle de garde pour bien isoler les canaux précédemment cités.

A.2 Allocation de ressources

Dans les systèmes LTE, les ressources radio sont allouées à chaque utilisateur en temps et en fréquence. La plus petite ressource allouée est appelée RB « *Resource Block* ». Toutes les ressources block disponible dans un système de largeur de bande donné, est appelé RG

ou « *Resource Grid* ». Un RB a une durée de 0.5 ms et une largeur de bande de 180 KHz correspondant ainsi à un slot. Etant donné que l'intervalle entre sous-canaux est de $\Delta f = 15$ KHz, il ya exactement 12 sous-canaux dans une ressource block. Chaque utilisateur se voit attribuer un multiple de la ressource RB selon ses besoins de communication. La largeur de bande allouée est donc un multiple de 180 KHz et la couche physique emploie le mode localisé pour le partage des ressources. Compte tenue du mode localisé, le système ne peut allouer que des ressources block consécutives. Le nombre de RB maximal utilisable dans un système à 1.4Mhz est de 6 alors que ce nombre atteint 100 pour les systèmes à 20MHz. Le Tableau A.1 montre les différents paramètres du système selon la largeur de bande utilisée. On peut constater que tous les sous-canaux de l>IDFT ne contiennent pas tous des informations, en effet une bande de garde est réservée dans le domaine fréquentiel pour éviter les radiations hors bande : On peut le remarquer aussi que le nombre des sous-porteuses réellement modulé ($R_{SC}^{RB} \times R_{RB}^{UP}$) sont différents de la taille de l>IDFT (N) [23][50].

D'autre part, dans le domaine temporel, comme nous l'avons déjà vu dans le para-graphe précédent, une ressource block RB qui n'est rien d'autre qu'un slot, est constituée de 6 ou 7 symboles SC-FDMA selon la configuration de l'intervalle de garde CP. La figures A.3 et la figure A.4 donnent respectivement une représentation en temps et en fréquence de la structure d'un slot ou RB.

A.3 Signaux des références : Pilotes

Dans la norme LTE, en plus du signal informatif émis, et des signaux de contrôle de la transmission, on utilise des signaux de références(ou pilotes). Ces signaux servent à estimer le canal de transmission pour la démodulation ou pour application d'un algorithme de CDS afin d'allouer les meilleurs RB à chaque utilisateur lui permettant d'obtenir un bon débit. Ainsi, dans une ressource block RB, le symbole N°4 est réservé pour véhiculer les signaux de références. Ainsi, lorsque qu'un intervalle de garde dit normal est utilisé, un symbole sur sept du signal SC-FDMA transmis sera constitué de signaux pilotes. Le débit se trouve alors réduit de $\frac{1}{7}$ ce qui est préjudiciable. Noter que les symboles de références utilisés sont des séquences de CAZAC (*Constant Amplitude Zero Auto-Correlation*) [52].

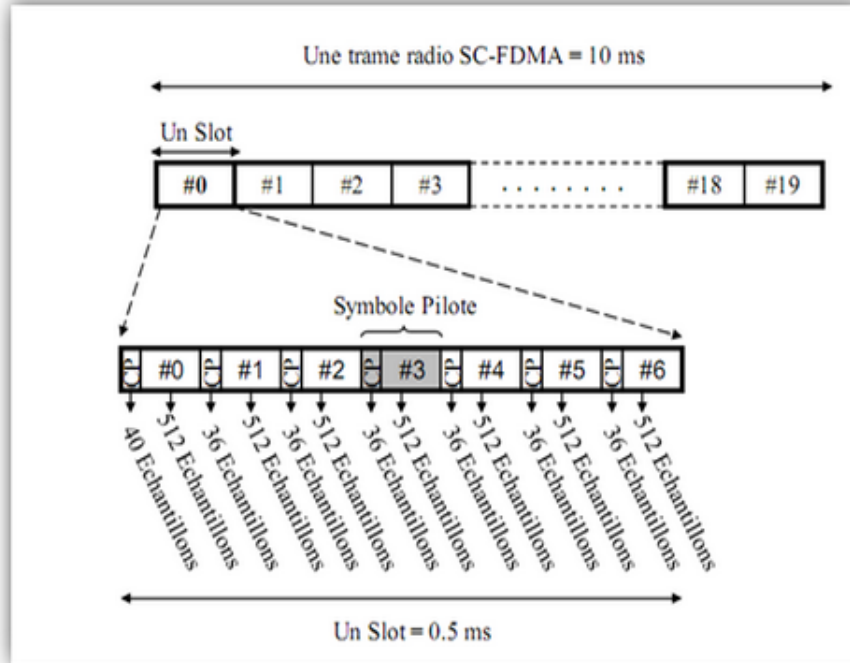


Figure A.3: Représentation temporelle du slot d'un système SC-FDMA à 5 Mhz de largeur de bande.

B Aspects physiques de la propagation

Dans les systèmes de télécommunication sans fils, l'information est transportée par une onde électromagnétique se propageant à travers un canal de propagation. La propagation des ondes radios dans les canaux sans fils terrestres est un phénomène compliqué caractérisé par une multitude d'effets , qui font varier la puissance du signal mesurée [21][17].

B.1 Les phénomènes à grande échelle

Cette classe comprend deux effets : l'affaiblissement en distance et les effets de masquage . La première cause de perte de puissance est due à la propagation en espace libre de l'onde électromagnétique, qui s'explique par la dispersion isotrope de l'énergie transmise suivant les trois dimensions spatiales. Les pertes en espace libre augmentent avec la fréquence et avec la distance. L'effet de masquage est dû à la présence d'obstacle (bâtiment, forêt...) entre l'émetteur et le récepteur. Aux fréquences auxquelles opèrent les systèmes de télécommunication, l'onde électromagnétique traverse ces obstacles, mais subit une atténuation de puissance fonction de

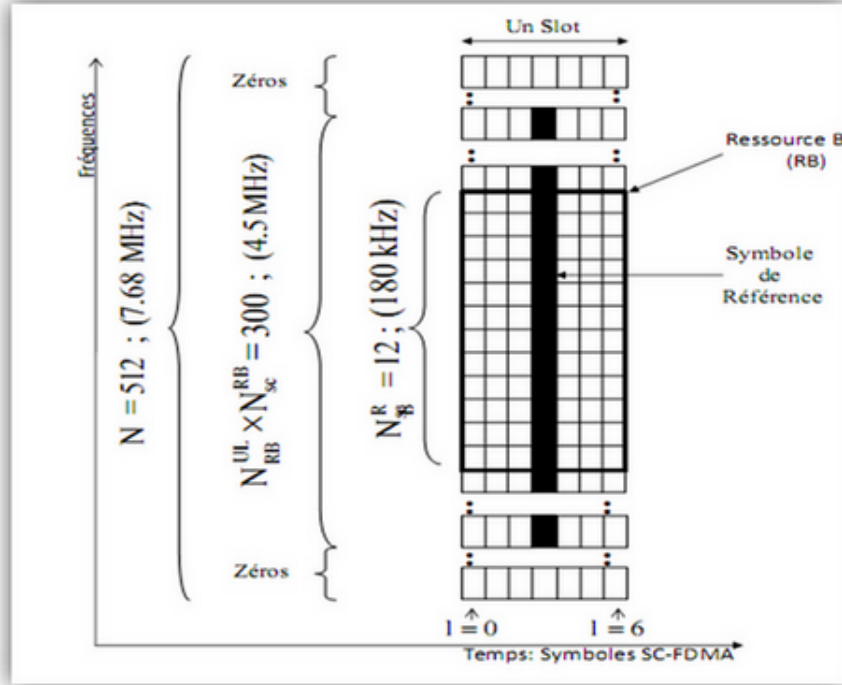


Figure A.4: Représentation fréquentielle du slot d'un système SC-FDMA à 5 Mhz de largeur de bande.

la nature du matériau traversé. Dans la littérature anglo-saxonne, cet effet est désigné sous le terme "shadowing".

B.2 Les phénomènes à petite échelle

Les variations de la puissance à petite échelle, que l'on appelle évanouissements, sont mesurées sur un intervalle de temps suffisamment court pour négliger une variation des phénomènes à grande échelle. Les variations de puissance observées ont pour origine la présence d'objets dans l'environnement qui engendrent plusieurs répliques du signal transmis pouvant s'additionner de manière constructive ou destructive au niveau du récepteur.

Il y a trois principaux mécanismes qui caractérisent les interactions de l'onde électromagnétique avec son environnement :

- *La réflexion* : L'onde électromagnétique rencontre un obstacle dont les dimensions sont grandes comparées à la longueur d'onde. Une partie de l'énergie de l'onde est réfléchiée par l'obstacle avec un angle égal à celui d'arrivée. L'autre partie de l'énergie est absorbée par l'obstacle suivant le phénomène de réfraction.

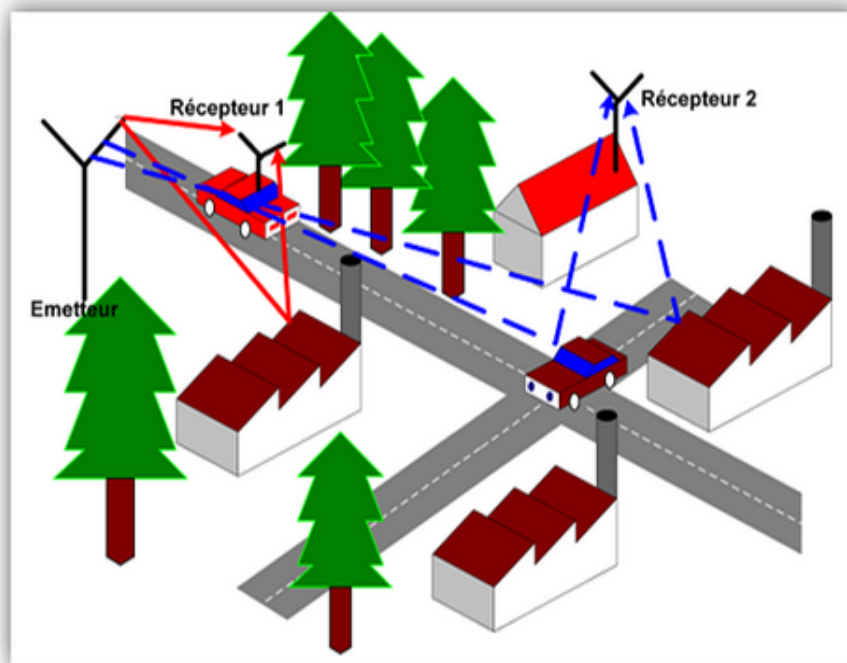


Figure B.1: Exemple de canal radio-mobile soumis aux multi-trajets.

- *La diffraction* : L'onde électromagnétique rencontre un obstacle imperméable à celle-ci, mais présentant des dimensions de l'ordre de la longueur d'onde ou présentant des arrêtes vives. D'après le principe de Huyghens chaque point de l'arrête par exemple, se comporte comme une source secondaire qui rayonne à nouveau l'onde dans toutes les directions.
- *La diffusion ("scattering")* : Lorsque l'onde électromagnétique rencontre sur son trajet un grand nombre d'objets dont la taille est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde ou plus petite, son énergie est dispersée dans toutes les directions.

B.3 Caractérisation des canaux à évanouissements

La propagation du signal à travers le canal sans fil, engendre des variations de l'amplitude du signal ainsi que de la phase. Pour les modulations cohérentes que l'on considère dans ce manuscrit (M-PSK, M-QAM), les variations de la phase du signal dégradent les performances à moins qu'elles soient compensées au récepteur, puisque l'information est transmise par la phase et l'amplitude de la porteuse. Dans ce manuscrit, on suppose que l'on utilise un récepteur cohérent idéal, dans lequel les variations de phase sont parfaitement compensées. Nous considérerons par la suite que les performances d'un récepteur sont donc complètement déterminées

par la statistique de l'amplitude de l'enveloppe du signal[11][18][20].

B.3.1 Canal à évanouissement rapide et à évanouissement lent

Ces caractéristiques, désignées sous le terme anglo-saxon par "fast fading" et "slow fading" respectivement, font référence aux effets court terme évoqués plus haut. Elles sont très importantes pour la modélisation mathématique du canal et l'évaluation de performance des systèmes opérant dans ces canaux. La classification d'un canal en évanouissement rapide ou évanouissement lent est reliée à la notion de temps de cohérence du canal T_{coh} qui est la mesure de la séparation temporelle minimale pour laquelle les réponses impulsionnelles du canal à l'émission d'une fréquence pure sont considérées décorréliées. Le temps de cohérence est inversement proportionnel à l'étalement Doppler Δf_d :

$$T_{coh} \propto \frac{K_1}{\Delta f_d} \quad (B.1)$$

où K_1 est une constante dépendant de l'environnement. L'étalement est le décalage en fréquence de l'onde reçue, à cause du déplacement du récepteur (ou de l'émetteur). Un canal est dit à évanouissement rapide si la durée d'un symbole transmis T_s est égale ou plus grande que le temps de cohérence du canal. La réalisation du canal change donc d'un symbole à l'autre. Un canal est dit à évanouissement lent si le temps de cohérence du canal est beaucoup plus grand que la durée symbole. Autrement dit, la réalisation du canal est la même pour plusieurs symboles transmis. Par conséquent un très faible niveau de signal peut être observé sur la durée de plusieurs symboles consécutifs, menant à une série d'erreurs. Notons que dans ce cas, les évanouissements peuvent être superposés aux effets plus long terme (shadowing). On parle alors de canal composite, nous en dirons un mot plus tard. On remarque donc que la caractéristique "canal à évanouissement rapide ou lent" est intrinsèque au système de transmission : ce ne sont pas des caractéristiques du médium de propagation.

B.3.2 Canal sélectif et non sélectif en fréquence

La sélectivité en fréquence est l'autre paramètre extrêmement important des canaux de propagation. Cette caractéristique est liée à la bande de cohérence du canal B_{coh} (paramètre dual du temps de cohérence) comme montre la figure B.2 . C'est la mesure de la séparation fréquentielle minimale pour laquelle les réponses du canal à deux fréquences pures différentes sont considérées décorréliées. La bande de cohérence (*Delay Spread*) est inversement proportionnelle

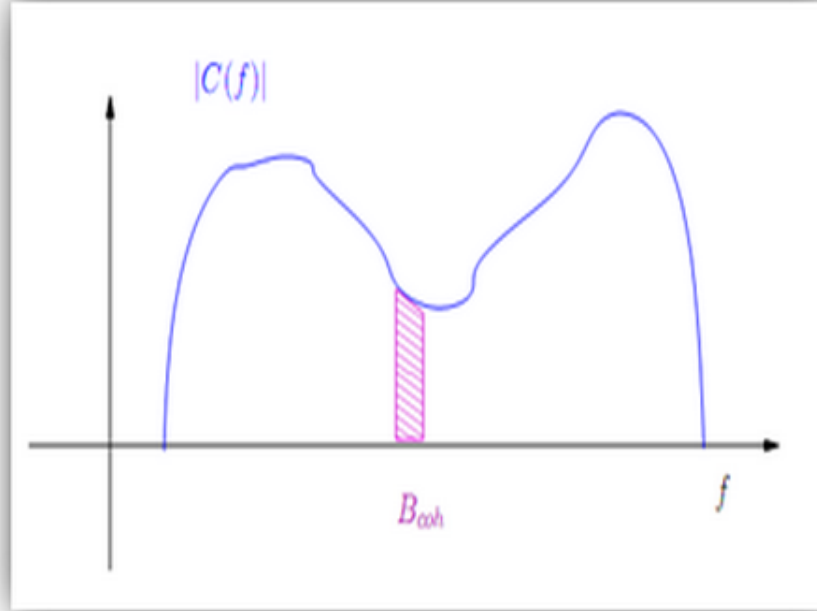


Figure B.2: Réponse impulsionnelle et fréquentielle d'un canal plat en fréquence.

à l'étalement temporel statistique du canal τ_{rms} :

$$B_{coh} \propto \frac{K_2}{\tau_{rms}} \quad (\text{B.2})$$

où K_2 est une constante dépendant de l'environnement, et τ_{rms} est une mesure de l'étalement temporel des retards des multi-trajets.

Si l'amplitude et la phase de toutes les composantes spectrales d'un signal sont affectées de la même manière par le canal (la bande du signal est inférieure ou égale à la bande de cohérence), celui-ci est considéré comme non sélectif en fréquence, également dénommé canal plat. Dans le cas contraire, lorsque les composantes spectrales du signal sont affectées de façon inhomogène par le canal de propagation, celui-ci est dit sélectif en fréquence : certaines composantes fréquentielles subissent des atténuations et des distorsions de phase différentes d'une fréquence à l'autre (voir la figure B.3). Notons également, que la sélectivité d'un canal est encore relative aux caractéristiques d'un système de communication.

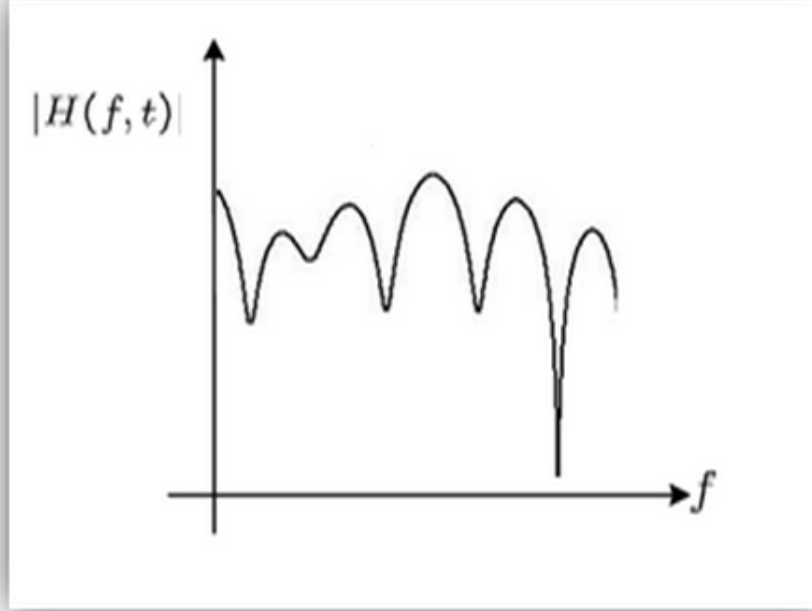


Figure B.3: Réponse impulsionnelle et fréquentielle d'un canal sélectif en fréquence.

B.4 Modélisation des canaux plats

Dans ce manuscrit nous utilisons la représentation bande de base bien connue pour les signaux et le canal . Dans le cas d'un système mono-antenne (*single-input single-output* :SISO), le canal se modélise par un coefficient complexe h qui relie les symboles complexes émis d (M-PSK et M-QAM) au signal complexe reçu r . Le signal bande de base discret au temps symbole équivalent d'une transmission est modélisé par :

$$r(K) = h(K) \cdot d(K) + n(K) \quad (\text{B.3})$$

où n est le bruit additif thermique généré par la radio du récepteur, blanc gaussien et de densité spectrale mono-latérale N_0 et supposée indépendante de la réalisation du canal, K est l'indice discret correspondant au temps symbole [11][16]. Le coefficient $h = \alpha e^{j\phi}$ inclue les défauts de la partie radio-fréquence, considérés comme linéaires. La phase ϕ est uniformément distribuée dans $[0, 2\pi]$. Le module α est l'amplitude de l'évanouissement du canal et c'est une variable aléatoire de densité de probabilité $P_\alpha(\alpha)$ dont la forme dépend du canal de propagation. Puisque le modèle de signal est décrit au temps symbole, ce coefficient fait référence

aux évanouissements courts terme du canal. Les performances des systèmes de communications numériques sont donc dépendantes de la statistique de α , ou de façon équivalent du rapport signal à bruit instantané par symbole (SNR) défini comme $\gamma_s = \alpha^2 \frac{E_s}{N_0}$ avec $E_s = E(|d|^2)$ l'énergie moyenne d'un symbole. Pour l'analyse des systèmes, il est donc équivalent d'utiliser la densité de probabilité du SNR instantané en faisant un changement de variable :

$$P_{\gamma_s}(\gamma_s) = \frac{P_\alpha\left(\sqrt{\frac{\Omega\gamma_s}{\gamma_s^-}}\right)}{2\sqrt{\frac{\gamma_s\gamma_s^-}{\Omega}}} \quad (\text{B.4})$$

avec $\Omega = E(\alpha^2)$, le moment d'ordre deux de la variable aléatoire α qui représente l'énergie moyenne du canal, et $\gamma_s^- = \frac{\Omega E_s}{N_0}$ le rapport signal à bruit moyen.

La fonction génératrice des moments ("*Moment Generating Function*" MGF) $M_{\gamma_s}(s)$ de la variable aléatoire γ_s est associée à la densité de probabilité $P_{\gamma_s}(\gamma_s)$:

$$M_{\gamma_s}(s) = \int_0^{+\infty} P_{\gamma_s}(\gamma_s) e^{\gamma_s \cdot s} d\gamma_s \quad (\text{B.5})$$

B.4.1 Caractérisation probabiliste des évanouissements courts termes

Selon la nature de l'environnement radio (aéré, obstrué, intérieur, extérieur, etc), il existe différents modèles décrivant le comportement statistique de l'amplitude du canal α est donc du SNR instantané γ_s .

– Canal de Rayleigh

C'est la distribution que l'on utilise pour modéliser les évanouissements dus aux multi-trajets incohérents lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe. C'est un des canaux de propagation les plus difficiles, mais assez courant en milieux urbains denses ,la densité de probabilité de α est une loi de Rayleigh :

$$P_\alpha(\alpha) = \frac{2\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\Omega}\right) \quad , \quad \alpha \geq 0 \quad (\text{B.6})$$

– Canal de Rice

Ce modèle est souvent utilisé pour caractériser un environnement de propagation comprenant une composante spéculaire forte due à une vue directe entre l'émetteur et le récepteur, et une multitude de trajets incohérents dus aux diffuseurs de l'environnement ,la densité de probabilité de l'amplitude du coefficient complexe du canal suit une loi de

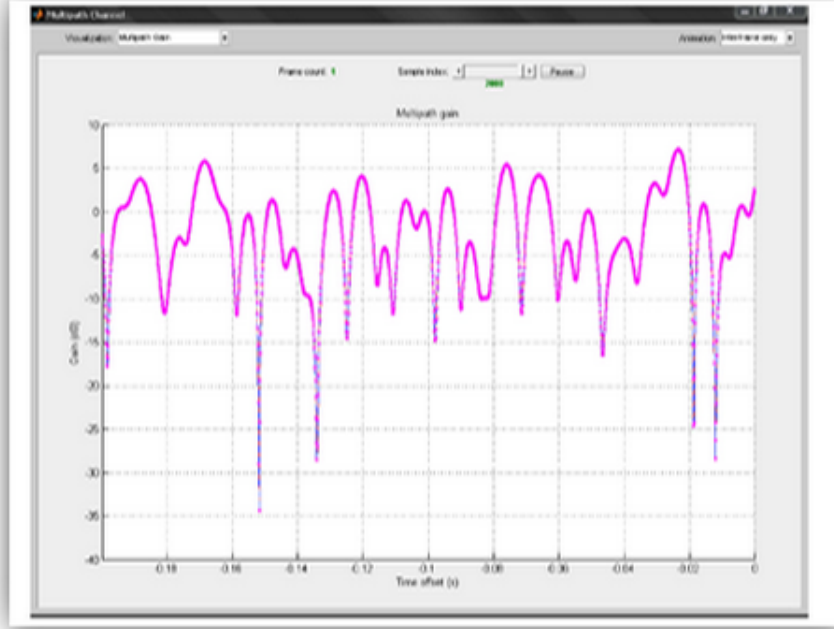


Figure B.4: Evanouissements temporels d'un canal de Rayleigh.

Rice :

$$P_{\alpha}(\alpha) = \frac{2(1+K)e^{-K}\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{(1+K)\alpha^2}{\Omega}\right) I_0\left(2\alpha\sqrt{\frac{K(1+K)}{\Omega}}\right) , \quad \alpha \geq 0 \quad (\text{B.7})$$

avec K le paramètre de Rice, correspondant au rapport entre la puissance de la composante spéculaire (trajet LOS "*Line of Sight* ") et la puissance moyenne des multi-trajets de la composante diffuse, et varie donc entre 0 et $+\infty$. La fonction $I_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre 0 .

Notons que lorsque $K = 0$ la distribution de Rice devient une distribution de Rayleigh, et traduit l'évanouissement de la composante spéculaire. À l'inverse, si K tend vers l'infini, le canal devient sans évanouissement et la transmission se fait juste sur un bruit additif blanc gaussien.

B.4.2 Caractérisation hybride : multi-trajets / shadowing

Nous avons considéré jusqu'ici que l'ordre de grandeur de temps des variations des évanouissements court terme était très inférieur à celui des variations de la puissance moyenne. nous

conduit à séparer ces deux effets. Lorsque l'environnement est dit à évanouissement lent, on ne peut plus les séparer. Dans ce cas on peut considérer que le SNR instantané est stationnaire à court terme et on a $\gamma_s^- = \gamma_s$. Ainsi à court terme (durée trame ou paquet), le canal est vu comme un canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Par contre sur une durée de plusieurs trames ou paquets, γ_s^- varie, mais les variations de shadowing et de fading se superposent. On modélise alors la variation du SNR avec une loi composite qui combine les deux effets. C'est un scénario que l'on rencontre dans les environnements urbains congestionnés avec des obstacles (piétons, véhicules) variant lentement.

B.5 Modélisation des canaux sélectifs

Lorsque la largeur de bande du signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, les composantes spectrales du signal sont affectées de manière différente les unes des autres en amplitude et en phase. Cela se traduit par de la sélectivité en fréquence (certaines fréquences sont atténuées voir annulées) et de l'interférence entre symboles dans le domaine temporel [14][11][16]. C'est-à-dire que la durée d'un symbole T_s est inférieure à l'étalement temporel du canal τ_{rms} . Ce type de canal est modélisé par un filtre linéaire de réponse impulsionnelle complexe (en bande de base) :

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{j\phi_i} \delta(t - \tau_i) \quad (\text{B.8})$$

où $\delta(\cdot)$ est la distribution de dirac et $\{\alpha_i\}_{i=0}^{L-1}$, $\{\phi_i\}_{i=0}^{L-1}$, $\{\tau_i\}_{i=0}^{L-1}$ sont les amplitudes, les phases et les retards associés aux différents trajets respectivement. L est le nombre de trajet que le système peut résoudre, c'est-à-dire le nombre de trajet qu'il peut différencier. La capacité de résolution du système est liée à sa largeur de bande.

Les différents trajets sont générés par une multitude de micro-trajets dus aux différents diffuseurs de l'environnement (on parle alors de macro-trajet pour les coefficients de la réponse impulsionnelle). Si les macro-trajets sont générés par des diffuseurs différents, on peut considérer que les amplitudes $\{\alpha_i\}_{i=0}^{L-1}$ ne sont pas corrélés, mais des modèles de corrélation existent également.

En reprenant la notation introduite pour les canaux plats, l'amplitude de l'évanouissement du $i^{\text{ème}}$ trajet α_i est une variable aléatoire de densité de probabilité l'une de celles introduites plus haut. De même que pour les canaux plats, un signal reçu souffre également de l'addition d'un bruit additif blanc gaussien de densité spectrale mono-latérale N_0 et indépendant de l'évanouissement du canal. Ainsi, le SNR instantané par symbole et pour le canal i reflète

l'évolution de l'évanouissement du signal et s'écrit $\gamma_{s_i} = \frac{\alpha_i^2 E_s}{N_0}$.

Un canal sélectif en fréquence est caractérisé par la suite $\{\Omega_i\}_{i=0}^{L-1}$ qui correspond au profil de puissance des trajets ou "*power delay profile*" (PDP) du canal.

B.6 Notion de diversité

La diversité est utilisée dans les systèmes de transmission sans fil pour combattre l'évanouissement à faible échelle causé par les multi-trajets. En effet, si plusieurs répliques de l'information sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de forte atténuation, augmentant ainsi la fiabilité de la liaison. La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre canaux de transmission, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios. Les trois formes de diversité traditionnellement exploitées en communications numériques sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale [53][17].

B.6.1 Diversité temporelle

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

B.6.2 Diversité fréquentielle

Efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, la diversité fréquentielle revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c . La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multiporteuse conjointement avec un entrelaceur et un codage correcteur d'erreur. Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une source potentielle de diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo-aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations et une grande discrétion de transmission. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires. L'étalement de spectre

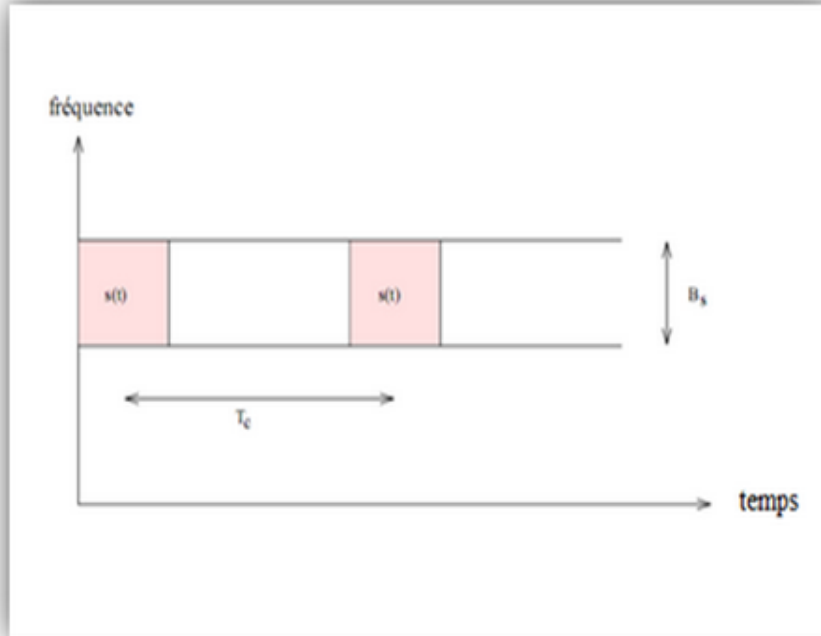


Figure B.5: Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels.

par séquence directe et l'étalement par sauts de fréquence sont les plus répandus.

B.6.3 Diversité spatiale

Nous intéressons plus particulièrement à la diversité spatiale, ou diversité d'antenne. Elle consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes, séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant un évanouissement indépendant et dépend donc de l'angle de départ et/ou d'arrivée des multi-trajets. Cette distance de cohérence peut varier très largement selon le type et l'emplacement de l'antenne considérée. Des mesures empiriques ont montré une forte corrélation entre la hauteur de l'antenne d'une station de base et la distance de cohérence.

B.7 Techniques d'égalisation

L'utilisation du préfixe cyclique autorise les systèmes multi-porteuses ou mono-porteuses à ne disposer que de simples égaliseurs de canal à structure linéaire. L'annulation des interférences entre les sous-porteuses est alors simplement insérée en cascade après la démodulation par

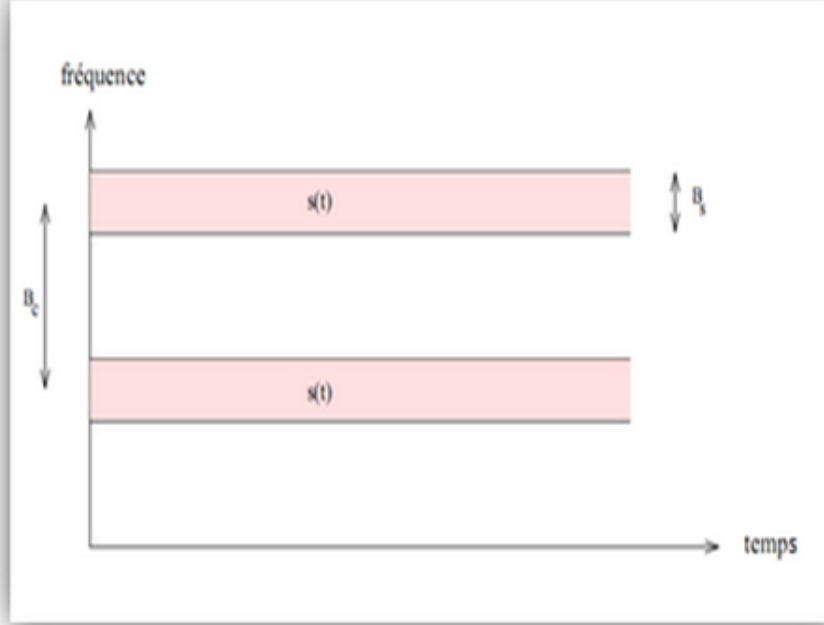


Figure B.6: Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels.

TFD. Gageons que les approches présentées ici se restreignent volontairement à l'utilisation de sous-porteuses pilotes et d'égaliseurs opérant dans le domaine fréquentiel. Des approches semi-aveugles et aveugles d'estimation de canal ou d'égalisation dans le domaine temporel sont parfaitement envisageables et constituent un vaste pan de la littérature [53][11].

B.7.1 Estimation de canal par sous-porteuses pilotes

Les coefficients du canal dans le domaine fréquentiel nécessitent d'être estimés pour effectuer l'égalisation. Cette estimation est déterminante pour les performances de la transmission. L'égalisation en fréquence exploite généralement des sous-porteuses pilotes qui, réservées à l'émission et connues en réception, permettent une estimation directe de certains coefficients du canal. La méthode la plus représentative de l'utilisation de sous-porteuses pilotes est la technique PSAM (*Pilot Symbol-Assisted Modulation*). Pour chaque sous-porteuse pilote, la réponse du canal est estimée en effectuant le quotient de la sous-porteuse par la valeur du pilote.

L'estimation de la réponse du canal est alors :

$$\hat{H} = \frac{Y_n}{P} \quad , \quad 0 \leq n^P \leq n_{N^P-1}^P \quad (\text{B.9})$$

Avec $N^P = \{n_0^P, \dots, n_1^P, \dots, n_{N^P-1}^P\}$ les indices des sous-porteuses pilotes tels que $n_{N^P-1}^P \leq N$.

La démodulation OFDM est assurée par TFD :

$$Y_n = \sum_{K=0}^{N-1} y_K e^{-2\pi j \frac{Kn}{N}} \quad (\text{B.10})$$

et P le symbole pilote utilisé. La répartition des symboles pilotes dans la trame OFDM ainsi que l'interpolation de la réponse du canal aux indices exclus de N^P est l'objet de multiples travaux dont les méthodes les plus courantes et basiques .

B.7.2 Egalisation par structure ZF

La structure par zero-forcing (ZF) utilise une technique rudimentaire d'inversion de l'affaiblissement subi par chaque sous-porteuse. L'égalisation est menée considérant $G_n = \frac{1}{\hat{H}_n}$ et le signal après compensation est :

$$\hat{Y}_n = G_n Y_n = \frac{Y_n}{\hat{H}_n} \quad (\text{B.11})$$

Le principal inconvénient de l'égalisation par ZF est que pour des affaiblissements significatifs, ce qui n'est pas un cas rare lors d'une propagation sans-fil.

B.7.3 Egalisation par structure MMSE

Le principe de l'égaliseur MMSE (*Minimum Mean Square Error*) est au demeurant plus complexe que l'approche par ZF mais à l'avantage de limiter l'amplification du bruit sur la sous-porteuse. Il nécessite également l'estimation du bruit blanc additif gaussien qui impacte la transmission. La réponse fréquentielle de l'égaliseur MMSE est :

$$G_n = \frac{\hat{H}_n^*}{|\hat{H}_n|^2 + \frac{\tilde{N}_0}{E_s}} \quad , \quad 0 \leq n \leq N \quad (\text{B.12})$$

Avec E_s l'énergie moyenne des symboles modulant les sous-porteuses, et $\tilde{N}_0$ l'estimation de la puissance du bruit thermique. L'égalisation est classiquement menée par :

$$\hat{Y}_n = G_n Y_n \quad , \quad 0 \leq n \leq N \quad (\text{B.13})$$

Références bibliographiques

- [1] M. Rumney, *LTE and the Evolution to 4G Wireless : Design and Measurement Challenges*. John Wiley & Sons, 2009. [1](#), [4](#), [8](#), [25](#)
- [2] 3GPP, “Digital cellular telecommunications system (phase 2+); UMTS; LTE; Quality of service (QoS) concept and architecture (3GPP TS 23.107 version 10.0.0 release 10),” *ETSI Technical Specification*, Mar. 2011. [1](#), [4](#), [6](#), [42](#)
- [3] S. Arab, “Une étude sur la réduction du PAPR dans un système OFDM,” Ph.D. dissertation, Université Laval, Canada, 2010. [1](#), [23](#), [24](#), [64](#)
- [4] H. Myung, *3gpp Long Term Evolution : A Technical Overview*. John Wiley & Sons Inc, 2010. [4](#), [9](#)
- [5] Y. S. YAMEOGO, “Etudes de nouvelles techniques d’estimation et d’égalisation de canal adaptées au système sc-fdma,” Thèse de doctorat, UNIVERSITE DE RENNES 1, France, Janvier 2012. [4](#), [5](#), [15](#), [25](#), [36](#), [42](#)
- [6] 3GPP, “3GPP TS 23.228 v.8.1.0 (2007-06) 3rd generation partnership project ; technical specification group services and system aspects ; IP multimedia subsystem (IMS) ; stage 2 (release 8),” *Geneva, Switzerland*, Jun. 2007. [4](#), [6](#)
- [7] —, “TS 29.229 : V7.5.0 (2007-03). technical specification group core network and terminals ; cx and dx interfaces based on the diameter protocol ; protocol details (release 7),” Mar. 2007. [4](#)

Références bibliographiques

- [8] V. D. Dau, “Utilisation de la compression des entêtes dans les réseaux cellulaires de type 4g (lte/sae),” Master’s thesis, Institut de la francophonie pour l’informatique, CESSON-SE VIGNE, FRANCE, 2009. 5, 9, 13
- [9] T. BCHINI, “Gestion de la mobilité, de la qualité de service et interconnexion de réseaux mobiles de nouvelle génération,” Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Juin 2010. 5, 11
- [10] “Lte + sae = eps principes et architecture,” Tutoriel, EFORT, France, 2009. [Online]. Available : <http://www.efort.com/index.php?PageID=5&l=fr> 8, 11, 13
- [11] R. Déjardin, M. Colas, and G. Gelle, “Un récepteur itératif pour la correction de saturation dans les systèmes ofdm codés,” in *XXII Colloque GRETSI*, Dijon, France, Sep. 2009. 15, 21, 25, 76, 81, 84
- [12] T. Jessen, J. L. Buthler, R. Simonsen, and M. Buhl, “Turbo codes and OFDM implentation : For LTE mobile system,” *Wireless radio transceivers and application*, 2011. 15
- [13] R. W. Chang, “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 45, no. 10, pp. 1775–1796, Dec. 1966. 19
- [14] S. Traverso, “Transposition de fréquence et compensation du déséquilibre iq pour des systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence .” Thèse de doctorat, Université de Cergy-Pontoise, Val-d’Oise, France, novembre 2007. 19, 23, 24, 25, 81
- [15] R. Déjardin, M. Colas, and G. Gelle, “Un récepteur itératif pour la correction de saturation dans les systèmes ofdm codés,” in *XXII Colloque GRETSI*, Dijon, France, Sep. 2009. 19, 27
- [16] A. T. Ho, “Applications des techniques multiporteuses de type OFDM pour les futurs systèmes de télécommunications par satellites,” Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France, mars 2009. 19, 21, 78, 81
- [17] O. BERDER, “optimisation et strategies dallocation de puissance des systemes de transmission multi antennes,” Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, France, décembre 2002. 19, 21, 73, 82

- [18] M. L. S. PENALOZA, “Architectures d’émetteurs pour des systèmes de communication multi-radio,” Thèse de doctorat, département Télécommunications d’ESIEE, Paris, France, décembre 2009. [19](#), [76](#)
- [19] H. G. Myung and D. J. Goodman, *Single Carrier FDMA : A New Air Interface for Long Term Evolution*. Wiley Publishing, 2008. [20](#), [21](#), [26](#), [33](#), [35](#), [41](#), [53](#)
- [20] S. P. Pierre GRUYER, “Modélisation d’un modulateur et démodulateur ofdm,” Rapport, ENST BRETAGNE, France. [20](#), [76](#)
- [21] J. Veilleux, “Modulation adaptative multiporteuses : étude et implantation matérielle,” Thèse de doctorat, Université Laval, Canada, 2006. [20](#), [73](#)
- [22] D. H. Holma and D. A. Toskala, *LTE for UMTS - OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*. Wiley Publishing, 2009. [27](#), [37](#)
- [23] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Sköld, *4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband*. Academic Press, 2011, iISBN 978-0-12-385489-6. [27](#), [72](#)
- [24] J. Lim, H. G. Myung, K. Oh, and D. J. Goodman, “Channel-dependent scheduling of uplink single carrier FDMA systems,” in *VTC Fall*. IEEE, 2006, pp. 1–5. [30](#)
- [25] L. Á. M. R. de Temiño, G. Berardinelli, S. Frattasi, and P. E. Mogensen, “Channel-aware scheduling algorithms for SC-FDMA in LTE uplink,” in *PIMRC*. IEEE, 2008, pp. 1–6. [30](#), [31](#), [37](#)
- [26] J. Xinzhu, “Channel estimation techniques of SC-FDMA,” Masters thesis, Karlstad University, Sweden, 2009. [31](#)
- [27] K. Takeda and F. Adachi, “Uplink capacity of single-carrier frequency-interleaved spread spectrum multiple access,” in *VTC Fall*. IEEE, 2007, pp. 999–1003. [31](#)
- [28] M. Pelcat, J. F. Nezan, and S. Aridhi, “Adaptive multicore scheduling for the LTE uplink,” Tech. Rep., 2010. [31](#)
- [29] N. Prasad, H. Zhang, H. Zhu, and S. Rangarajan, “Multi-user scheduling in the 3GPP LTE cellular uplink,” Tech. Rep., 2012, comment : Technical Report ; 36 pages. [32](#)
- [30] J. Salz, J. R. Sheehan, and D. J. Paris, “Data transmission by combined AM and PM,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 50, no. 7, pp. 2399–2419, Sep. 1971. [32](#), [37](#)

Références bibliographiques

- [31] M. F.-P. U. Sánchez-Sánchez, J.J. ; Aguayo-Torres, “Analysis of sc-fdma spectral efficiency over rayleigh fading channels,” in *GLOBECOM Workshops (GC Wkshps)*, 2010 IEEE, dec. 2010, pp. 1290 –1295. [33](#), [60](#)
- [32] H. Yang, F. Ren, C. Lin, and J. Zhang, “Frequency-domain packet scheduling for 3GPP LTE uplink,” in *INFOCOM*. IEEE, 2010, pp. 2597–2605. [33](#)
- [33] D. Bültmann, T. Andre, and R. Schoenen, “Analysis of 3GPP LTE-advanced cell spectral efficiency,” in *PIMRC*. IEEE, 2010, pp. 1876–1881. [33](#)
- [34] S. Yameogo, J. Palicot, and L. Cariou, “Mobile radio channels’ estimation for sc-fdma systems by means of adequate noise and inter-carrier interference filtering in a transformed domain,” in *GLOBECOM Workshops (GC Wkshps)*, 2010 IEEE, dec. 2010, pp. 1302 –1306. [36](#)
- [35] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, “Peak-to-average power ratio of single carrier FDMA signals with pulse shaping,” in *PIMRC*. IEEE, 2006, pp. 1–5. [37](#), [40](#), [42](#)
- [36] I. Kaur, “Frequency domain equalization and adaptive ofdm vs single carrier modulation,” *IJCMCMC*, vol. 1, no. 3, pp. 1–7, 2009. [37](#), [58](#)
- [37] H. G. Myung, K. J.-L. Pan, R. L. Olesen, and D. Grieco, “Peak power characteristics of single carrier FDMA MIMO precoding system,” in *VTC Fall*. IEEE, 2007, pp. 477–481. [39](#), [40](#), [42](#)
- [38] B. Clerckx, A. E. Lozano, S. Sesia, C. van Rensburg, and C. B. Papadias, “3GPP LTE and LTE-advanced,” *EURASIP J. Wireless Comm. and Networking*, vol. 2009, 2009. [42](#), [67](#)
- [39] G. T. 25.101, “Technical specification group radio access network ; user equipment (ue) radio transmission and reception (fdd) release 7. page section b.2.2),” *ETSI Technical Specification*, Sep. 2002. [44](#)
- [40] T. Kawamura, Y. Kishiyama, K. Higuchi, and M. Sawahashi, “Orthogonal pilot channel using combination of FDMA and CDMA in single-carrier FDMA-based evolved UTRA uplink,” *IEICE Transactions*, vol. 91-B, no. 7, 2008. [45](#)
- [41] S. Ahmed and M. Kawai, “BER fairness and PAPR study of interleaved OFDMA system,” *IJWNBT*, vol. 1, no. 2, 2011. [45](#), [53](#)

- [42] Y. G. Yoo and J. H. Cho, “Asymptotic analysis of CP-SC-FDE and UW-SC-FDE in additive cyclostationary noise,” in *ICC*. IEEE, 2008, pp. 1410–1414. [49](#), [58](#)
- [43] P. Torres and A. Gusmão, “On power/bandwidth efficient clipped-OFDM and SC/FDE transmission schemes with reduced CP overhead,” in *ICC*. IEEE, 2008, pp. 3637–3641. [58](#)
- [44] K. Raghunath and A. Chockalingam, “SC-FDMA versus OFDMA : Sensitivity to large carrier frequency and timing offsets on the uplink,” in *GLOBECOM*. IEEE, 2009, pp. 1–6. [64](#)
- [45] A. Ahmad and M. Assaad, “Canonical dual method for resource allocation and adaptive modulation in uplink SC-FDMA systems,” Tutoriel, Dec. 28 2011. [64](#)
- [46] Z. Lin, P. Xiao, B. Vucetic, and M. Sellathurai, “Analysis of receiver algorithms for lte LTE SC-FDMA based uplink MIMO systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 1, pp. 60–65, 2010. [68](#)
- [47] W. H. Gerstacker, P. Nickel, F. Obernosterer, U. L. Dang, P. Gunreben, and W. Koch, “Trellis-based receivers for SC-FDMA transmission over MIMO ISI channels,” in *ICC*. IEEE, 2008, pp. 4526–4531. [68](#)
- [48] M. Noune and A. R. Nix, “Frequency-domain transmit processing for MIMO SC-FDMA in wideband propagation channels,” in *WCNC*, 2009, pp. 49–54. [68](#)
- [49] Y.-C. Jou, R. Attar, C. Lott, J. Ma, R. Gowaikar, X. Zhang, and K. Azarian-Yazdi, “CDMA and SC-FDMA reverse link comparison for cellular voice and data communications,” in *VTC Spring*. IEEE, 2010, pp. 1–6. [68](#)
- [50] G. Berardinelli, B. E. Priyanto, T. B. Sørensen, and P. E. Mogensen, “Improving SC-FDMA performance by turbo equalization in UTRA LTE uplink,” in *VTC Spring*. IEEE, 2008, pp. 2557–2561. [69](#), [70](#), [72](#)
- [51] M. Tricas and J. Ignacio, “Auto configuration dans LTE : procédés de mesure de l’occupation du canal radio pour une utilisation optimisée du spectre,” Tutoriel, Universitat Politècnica de Catalunya, 2009. [69](#)
- [52] B. J. Jeong and H. K. Chung, “Pilot structures for the uplink single carrier FDMA transmission systems,” in *VTC Spring*. IEEE, 2008, pp. 2552–2556. [72](#)

Références bibliographiques

- [53] M. Uysal, “Diversity analysis of space-time coding in cascaded rayleigh fading channels,” *IEEE Communications Letters*, vol. 10, no. 3, pp. 165–167, 2006. [82](#), [84](#)

Résumé : Single Carrier Frequency Division Multiple Access (SC-FDMA) qui utilise la modulation mono-porteuse à l'émetteur et l'égalisation en domaine fréquentiel au récepteur, est une technique qui a des performances similaires et essentiellement la même structure générale que celle d'un système OFDMA. Un avantage important sur OFDMA est que le signal SC-FDMA a une faible facteur de crête (*Peak-to-Average Power Ratio* : PAPR). SC-FDMA a attiré une grande attention comme une alternative intéressante à OFDMA, particulièrement dans les communications de liaison montante où un faible PAPR bénéficie largement le terminal mobile en terme d'efficacité de puissance d'émission. SC-FDMA est actuellement une hypothèse de travail pour le schéma d'accès multiple pour la voix montante en 3GPP Long Term Evolution (LTE).

Dans ce mémoire de master, nous donnons un aperçu approfondi de la SC-FDMA en mettant l'accent sur la couche physique et les aspects de gestion des ressources. Nous montrons aussi des résultats de recherche sur les caractéristiques PAPR et un ordonnancement de ressource dépendant du canal (*Channel-Dependent Scheduling* : CDS) de SC-FDMA.

Mots clés : SC-FDMA, OFDMA, PAPR, Voix montante, 3GPP LTE, 4G.

Abstract : Single carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) which utilizes single carrier modulation at the transmitter and frequency domain equalization at the receiver, is a technique that has similar performance and essentially the same overall structure as those of an OFDMA system. One prominent advantage over OFDMA is that the SC-FDMA signal has lower peak-to-average power ratio (PAPR). SC-FDMA has drawn great attention as an attractive alternative to OFDMA, especially in the uplink communications where lower PAPR greatly benefits the mobile terminal in terms of transmit power efficiency. SC-FDMA is currently a working assumption for the uplink multiple access scheme in 3GPP Long Term Evolution (LTE).

In this master thesis, we give an in-depth overview of SC-FDMA with focus on physical layer and resource management aspects. We also show some research results on PAPR characteristics and channel-dependent resource scheduling of SC-FDMA.

Keywords : SC-FDMA, OFDMA, PAPR, Uplink, 3GPP LTE, 4G.