

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



**Mémoire de Fin d'Etude
Pour l'Obtention du Diplôme de Master Académique**

Domaine : **Sciences et Techniques**
Filière : **Télécommunications**
Spécialité : **Systemes de Télécommunications**

Etude et simulation des performances d'un système SC-FDMA

Présenté par :

Chabane Djihane

Aissaoui Sabrine

Sous la direction de :
Dr. IKNI Samir

Année Universitaire : 2020-2021

Remerciements

En premier lieu, on remercie Allah soubhanouhouwataala de nous avoir donné la volonté, pour terminer ce travail dans les meilleures conditions.

*On tient à remercier très sincèrement avec notre profonde gratitude à notre encadreur Dr **IKNI Samir**. Qui nous a encadré et pour avoir dirigé ce travail, on le remercie vivement pour ses encouragements qui nous ont permis de finir notre mission.
Sa disponibilité et sa grande compréhension.*

On remercie les membres du jury qui nous ont fait l'honneur d'examiner notre travail.

Nous tenons à remercier tous les enseignants de notre département TLC & ELN qui ont contribué à notre formation.

Rien n'aurait été possible sans le soutien de nos familles et nos proches.

Merci à toute personne ayant contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce projet.

Merci à tous

Résumé

Les exigences des applications de communication sans fil et mobiles actuelles en termes de débit et de fiabilité augmentent sans cesse. Le SC-FDMA constitue un choix approprié pour répondre à ces exigences. Bien que le multiplexage par répartition de fréquences orthogonales (OFDM) soit la technique de modulation la plus répandue, elle a des limitations envers les applications de 5^{ème} génération. Une nouvelle approche est donc considérée comme une alternative appropriée à l'OFDM.

Le SC-FDMA « Single-Carrier Frequency Division Multiple Accès », est une technique d'accès multiple à répartition fréquentielle, permettant d'allouer efficacement aux différents mobiles, les ressources de communication. Cette technique se caractérise a attiré l'attention dans les communications sans fil en raison de son faible PAPR et sa faible sensibilité au CFO.

Cet avantage majeur, rend possible l'utilisation de l'amplificateur de puissance du système dans sa zone proche du point de compression, maximisant ainsi son rendement sans toute fois risquer l'apparition des distorsions. C'est pourquoi, ce système a été adopté dans la norme 3GPP LTE comme technique d'accès multiple pour la voix montante.

Mots clés : OFDMA, SC-FDMA, Multi-carrier Modulation, PAPR, QAM.

Problématique

L'accès multiple par répartition en fréquence à porteuse unique (SC-FDMA) est une technique prometteuse pour les communications montantes à haut débit. Il s'agit d'une variante récente de l'accès multiple par répartition en fréquence orthogonale (OFDMA) dans laquelle les symboles de données de chaque utilisateur sont d'abord modulés dans le domaine temporel, puis répartis par DFT sur les sous-porteuses de données. L'SC-FDMA présente généralement un rapport crête à moyenne (PAPR) plus faible en raison de sa nature de porteuse unique inhérente, et est donc considéré comme une alternative intéressante à l'OFDMA.

Mots clés : OFDMA, SC-FDMA, Multi-carrier Modulation, PAPR, QAM.

Liste des acronymes

- CFO** : (Carrier Frequency Offset) décalage fréquentiel de la porteuse
- DSL** : (Digital Subscriber Line) ligne digitale d'abonné
- AM/AM** : (Amplitude/Amplitude) amplitude/amplitude ϖ
- AWGN** : (Additive White Gaussian Noise) bruit additif blanc et gaussien
- BER** : (Bit Error Rate) taux d'erreur binaire
- CP** : (Cyclic Prefix) préfixe cyclique
- CCDF** : (Complementary Cumulative Distribution Function) fonction de distribution cumulative et complémentaire
- DSP** : (Digital Signal Processing) traitement des signaux numériques
- DVB** : (Digital Video Broadcasting) diffusion de la vidéo digitale
- DFT** : (Discrete Fourier Transform) transformée de Fourier discrète
- FDM** : (Frequency Division Multiplexing) multiplexage par répartition de fréquence
- FFT** : (Fast Fourier Transform) transformée de Fourier rapide
- DAB** : (Digital Audio Broadcasting) diffusion de l'audio digital
- HPA** : (High Power Amplifier) amplificateur à haute puissance
- IBO** : (Input Back Off) recule d'entrée
- OBO** : (Output Back-Off) recule de sortie
- ISI** : (Inter Symbol Interference) interference entre symboles
- ICI** : (Inter Channel Interference) interference entre canaux
- OFDM** : (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) multiplexage par repartition de frequencies orthogonales
- OQAM** : (Offset Quadrature Amplitude Modulation) modulation d'amplitude en quadrature et décalage
- MCM** : (Multi Carrier Modulation) modulation multi-porteuse
- OBR** : (Out-Of-band Radiation) rayonnement hors bande
- PAPR** : (Peak to Average Power Ratio) rapport de puissance moyenne à crête
- P/S** : (Parallel to Serial) conversion parallèle-série
- S/P** : (Serial To Parallel) conversion série-parallèle
- PSD** : (Power Spectral Density) densité spectrale de puissance
- QPSK** : (Quadratic Phase Shift Keeing) déplacement de phase en quadrature

QAM : (Quadratic Amplitude Modulation) modulation d'amplitude en quadrature

SNR : (Signal to Noise Ratio) rapport signal à bruit

WIFI: Wireless Fidelity

WIMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access

CDMA : Code Division Multiple Access

3GPP : (Third Generation Partnership Project) projet partenaire de troisième génération.

DAB: Digital Audio Broadcasting

DVB: Digital Video Broadcasting

DVB-T: Digital Video Broadcasting – Terrestrial

FDM: Frequency Division Multiplexing

LTE: Long Term Evolution

TEB : Taux d'Erreur Binaire

UMTS : Universal Mobile Telecommunications

WIMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access

WLAN: Wireless Local Area Network

ZP: Zero-Padding

CP : Préfixe Cyclique

DCT : Discrète Cosinus Transform

DST : Discrete Sinus Transform

DFT-SC-FDMA :Discrete Fourier Transform- Single Carrier FDMA

DFT :Discrete Fourier Transform

IES : Interférence entre symboles

IFFT : Inverse Fast Fourier Transform

IEP : Interférence Entre Porteuses

IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform

ISI: Inter Symbole Interference

L-FDMA: Localized –FDMA

SC-FDMA: Single Carrier FDMA

ISI: interferences inter symbol

ICI: Inter Carrier Interference.

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineer.

IES: Interférences Entre Symboles.

LOS: Line Of Sight.

DVB-T: Digital Video Broadcasting Terrestrial

NLOS: None Line Of Sight.

DWT : transformée par ondelettes discrète

TFD : Transformée de Fourier Discrète.

TFDI : Transformée de Fourier Discrète Inverse.

Table des matières

	Pages
REMERCIEMENTS.....	I
RESUME.....	II
PROBLEMATIQUE.....	II
LISTE DES ACRONYMES	III
TABLE DES MATIERES	VI
LISTE DES FIGURES.....	IX
LISTE DES TABLEAUX	X
INTRODUCTION GENERALE :	1
CHAPITRE I : PROPAGATION DES ONDES DANS UN CANAL RADIO.....	1
1 INTRODUCTION.....	4
2 LA PROPAGATION DANS UN ENVIRONNEMENT REEL (CANAL RADIO)....	4
2.1 LES SCENARIOS LOS (LINE OF SIGHT) ET NLOS (NONE LINE OF SIGHT)	4
2.2 LES MECANISMES DE PROPAGATION	6
2.2.1 Réflexion et transmission.....	6
2.2.2 Diffraction.....	7
2.2.3 Diffusion	7
3 PHENOMENES LIES A LA PROPAGATION EN ENVIRONNEMENT REEL.....	7
3.1 LE BRUIT RADIOELECTRIQUE	8
3.2 LES ATTENUATIONS DU CANAL	8
3.2.1 Évanouissement à grand échelle	8
3.2.2 Évanouissements à petite échelle.....	9
3.3 EFFET MULTI-TRAJET.....	9
3.4 MASQUAGE (SHADOWING)	10
3.5 L'EFFET DOPPLER.....	10
4 GENERALITES SUR LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE (HPA)	11
4.1 GAIN ET RENDEMENT.....	11
4.2 CARACTERISTIQUE AM/AM D'UN HPA	12
4.3 LE REcul D'ENTREE ET LE REcul DE SORTIE.....	14
4.4 EFFETS DES AMPLIFICATEURS NON LINEAIRES	15
4.5 DISTORSION DANS LA BANDE.....	15
4.6 RADIATION HORS BANDE	15
4.7 MESURE DE LA PLAGe DYNAMIQUE DU SIGNAL.....	16
5 RAPPORT PUISSANCE DE PIC A LA MOYENNE (PAPR).....	17
5.1 DISTRIBUTION DU PAPR D'UN SIGNAL MCM	17
5.2 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE ET COMPLEMENTAIRE (CCDF).....	18
6 CONCLUSION	19

CHAPITRE 2 : LA TECHNIQUE DE MODULATION OFDM	1
1 INTRODUCTION.....	20
2 HISTORIQUE DE LA TECHNIQUE OFDM.....	20
3 MODULATIONS MULTI-PORTEUSES	21
3.1 TECHNIQUE DE MODULATION OFDM.....	23
4 PRINCIPE DE L'OFDM.....	23
4.1 EXPRESSION DU SIGNAL OFDM	25
5 SYSTEME OFDM BASE SUR LA TRANSFORMEE DE FOURIER DISCRETE	27
6 NOTION D'ORTHOGONALITE.....	28
6.1 ORTHOGONALITE TEMPORELLE	29
6.2 ORTHOGONALITE FREQUENTIELLE.....	30
7 INTERVALLE DE GARDE	31
7.1 PREFIXE CYCLIQUE	32
8 AVANTAGES ET LIMITATIONS DE L'OFDM.....	33
9 CONCLUSION	34
CHAPITRE 03 : LA TECHNIQUE DE MODULATION SC-FDMA	1
1 INTRODUCTION.....	35
2 SINGLE CARRIER-FDMA	35
3 PRINCIPE DE LA MODULATION.....	35
4 PRINCIPE DE LA DEMODULATION	35
5 SCHEMA BLOC D'UN SYSTEME SC-OFDM.....	36
5.1 ÉMETTEUR SC-FDMA	36
5.2 RECEPTEUR SC-FDMA.....	37
6 ALLOCATION DES RESSOURCES DU SYSTEME SC-FDMA	38
6.1 ALLOCATION DE RESSOURCE EN MODE DISTRIBUE.....	38
6.2 ALLOCATION DE RESSOURCES EN MODE LOCALISE :	39
7 COMPARAISON DES MODES I-FDMA ET L-FDMA :.....	40
8 CAPACITE DU SC-FDMA	41
9 LA REDUCTION DE PAPR	42
9.1 ÉTUDE DU PAPR DU SIGNAL SC-FDMA.....	42
10 CONCLUSION	44
CHAPITRE 04 : COMPARAISON ENTRE OFDM ET SC-FDMA & SIMULATION MATLAB	1
1 INTRODUCTION.....	45
2 ÉTUDE COMPARATIVE DES DEUX ACCES SC-FDMA ET OFDM.....	46

3	ANALYSE DE LA CONCEPTION	49
3.1	MODELE DE TRANSMISSION EN OFDM ET EN SC-FDMA.....	49
3.2	MESURE DU PAPR	51
3.3	CALCUL DE BER	51
3.4	CALCUL DE L'SNR	52
3.5	PROCESSUS BER VS SNR	52
3.6	PROBABILITE D'ERREUR	52
3.7	DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE	53
4	RESULTATS DE SIMULATION	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
4.1	BER EN FONCTION DU SNR DE L'OFDM ET DU SC-FDMA	54
4.2	PROBABILITE D'ERREUR DE L'OFDM ET DU SC-FDMA POUR LES DIFFERENTES MODULATIONS (BPSK QPSK 16-QAM 64-QAM).....	57
5	DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE POUR L'OFDM ET LA SC-FDMA	59
6	PAPR DE L'OFDM ET DU SC-FDMA POUR LES MODULATIONS (BPSK QPSK 16-QAM 64-QAM)	60
6.1	BPSK ET QPSK.....	60
6.2	CAS DE 16-QAM ET 64-QAM.....	61
7	CONCLUSION	62
	CONCLUSION GENERALE	64

Liste des figures

	Pages
FIGURE I.1 : ENVIRONNEMENT ET MECANISMES DE PROPAGATION.....	5
FIGURE I.2 : PROPAGATION MULTI-TRAJETS NLOS.....	5
FIGURE I.3 : PROPAGATION MULTI-TRAJETS LOS.....	6
FIGURE I.4: MECANISME DE REFLEXION ET DE TRANSMISSION.....	7
FIGURE I.5: PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES DANS LE CANAL RADIO MOBILE.....	9
FIGURE I.6: BILAN ENERGETIQUE DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE.....	12
FIGURE I.7 : EXEMPLE DE CARACTERISTIQUE AM/AM D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE...	13
FIGURE I.8: LE DETAIL DE LA CARACTERISTIQUE AM/AM D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE.	15
FIGURE I.9: EFFET DE LA NON-LINEARITE DE L'HPA SUR LA DSP DU SIGNAL TRANSMIS.....	16
FIGURE I.10: EXEMPLE DE COURBES DE CCDF POUR UNE MODULATION 16-QAM.....	18
FIGURE II.11 : LA MODULATION MULTI-PORTEUSE.....	22
FIGURE II.12 : MODULATIONS MONO-PORTEUSE ET MULTI-PORTEUSES.....	22
FIGURE II.13 : GAIN EN EFFICACITE SPECTRALE DE L'OFDM PAR RAPPORT A FDM.....	23
FIGURE II.14: REPRESENTATION FREQUENTIELLE ET TEMPORELLE D'UN SIGNAL OFDM.....	24
FIGURE II.15: PRINCIPE DE LA MODULATION A PORTEUSES MULTIPLES	25
FIGURE II.16: PRINCIPE DE L'OFDM COTE EMETTEUR.....	25
FIGURE II.17: SCHEMA BLOC D'UN SYSTEME OFDM	27
FIGURE II.18: ORTHOGONALITE TEMPORELLE DE L'OFDM	29
FIGURE II.19: ORTHOGONALITE FREQUENTIELLE DE L'OFDM	30
FIGURE II.20: INTERVALLE DE GARDE	31
FIGURE II.21: INSERTION DU PREFIXE CYCLIQUE	32
FIGURE II.22: RESTAURATION D'ORTHOGONALITE PAR PREFIXE CYCLIQUE	33
FIGURE III.23 : ÉMETTEUR SC-FDMA [41].(REFERENCE)	36
FIGURE III.24: RECEPTEUR SC-FDMA [46].....	38
FIGURE III.25: LE MAPPING I-FDMA	39
FIGURE III.26: SPECTRE DU SIGNAL ISC-FDMA AU RECEPTEUR	39
FIGURE III.27:LE MAPPING L-FDMA.....	40
FIGURE III.28: SPECTRE DU SIGNAL LSC-FDMA AU RECEPTEUR	40
FIGURE III.29: SCHEMA DE MAPPAGE DES SOUS-PORTEUSES DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL [51].....	41
FIGURE IV.30:TRANSMISSION PARALLELE ET SEQUENTIELLE DES SYSTEMES OFDM ET SC- FDMA [64].....	45
FIGURE IV.31:SIMILITUDE ENTRE UNE CHAINE OFDM ET SC-FDMA.....	46
FIGURE IV.32:EGALISATION DES SYSTEMES SC-FDMA.....	48
FIGURE IV.33: EGALISATION DES SYSTEMES OFDM.....	48
FIGURE IV.34:MODEL DE TRANSMISSION OFDM	49
FIGURE IV.35:MODEL DE TRANSMISSION SC-FDMA.....	50
FIGURE IV.36: BER EN FONCTION DU SNR POUR L'OFDM AVEC DIFFERENTES MODULATIONS (BPSK QPSK 16-QAM 64-QAM)	54
FIGURE IV.37:BER EN FONCTION DU SNR POUR L'SC-FDMA AVEC DIFFERENTES MODULATIONS (BPSK QPSK 16-QAM 64-QAM)	55

FIGURE IV.38: BER EN FONCTION DU SNR POUR L'OFDM ET LE SC-FDMA AVEC DIFFERENTES MODULATIONS (BPSK QPSK 16-QAM 64-QAM)	56
FIGURE IV.39: PROBABILITE D'ERREUR EN FONCTION DU SNR POUR L'OFDM.	57
FIGURE IV.40: PROBABILITE D'ERREUR EN FONCTION DU SNR POUR L'SC-FDMA.	58
FIGURE IV.41: PROBABILITE D'ERREUR POUR L'OFDM ET L'SC-FDMA.	58
FIGURE IV.42:DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE POUR L'OFDM.....	59
FIGURE IV.43:DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE POUR SC-FDMA.....	59
FIGURE IV.44: PAPR POUR OFDM ET SC-FDMA POUR BPSK	60
FIGURE IV.45: PAPR POUR OFDM ET SC-FDMA POUR QPSK.....	61
FIGURE IV.46: PAPR POUR OFDM ET SC-FDMA POUR 16-QAM.....	61
FIGURE IV.47: PAPR POUR OFDM ET SC-FDMA POUR 64-QAM.....	62

Liste des tableaux

	Pages
TABLEAU I.1:L'ATTENUATION TYPIQUE DANS UN CANAL RADIO [6].....	10
TABLEAU IV.2: PARAMETRES UTILISES POUR LA SIMULATION.	51
TABLEAU IV.3: BER EN FONCTION DU SNR POUR OFDM.....	55
TABLEAU IV.4: BER EN FONCTION DU SNR POUR SC-FDMA.	55
TABLEAU IV.5: PROBABILITE D'ERREUR EN FONCTION DU SNR POUR L'OFDM.....	57
TABLEAU IV.6: PROBABILITE D'ERREUR EN FONCTION DU SNR POUR SC-FDMA.....	58

Introduction générale :

Les systèmes de télécommunications et plus particulièrement les systèmes de communication sans fil ont connu une évolution spectaculaire au cours de ces deux dernières décennies. Cette évolution est allée de pair avec les travaux réalisés en électronique numérique. Les systèmes de communication sans fil sont devenus presque omniprésents dans nos vies. Dans nos poches, on peut trouver des téléphones, agendas électroniques, systèmes de positionnement par satellite, tous communiquant entre eux et avec l'extérieur.

Les systèmes de transmission basés sur les modulations multi-porteuses (MCM) répondent au mieux à ces exigences, et permettent en outre de combattre les interférences inter-symboles causés essentiellement par l'évanouissement lié à la propagation par trajets multiples dans le canal radio mobile. Actuellement, l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) constitue l'approche MCM la plus répandue qui a prouvé son succès dans plusieurs standards tels que DVB, HOMEPLUG, DSL, WiFi, WiMAX et LTE. Le franc succès de l'OFDM était la conséquence d'un certain nombre de ses avantages, qui sont :

- Son excellente orthogonalité dans le plan temps-fréquence, ce qui permet une amélioration considérable de l'efficacité spectrale par rapport au multiplexage classique (FDM).
- Sa robustesse aux effets du multi-trajet et sa capacité d'éviter les interférences inter-symboles (ISI) et inter-porteuses (ICI) grâce à l'insertion efficace d'un préfixe cyclique (CP).
- Sa simplicité à s'implémenter numériquement grâce aux algorithmes de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) en émission et transformée directe (FFT) en réception.
- Une simple égalisation utilisant un coefficient constant pour chaque sous-porteuse, ce qui permet une complexité considérablement réduite au niveau du récepteur.

Grâce à ces avantages, l'OFDM constituait une solution redoutable jusqu'à nos jours et qui a prouvé son efficacité et sa robustesse dans les applications des télécommunications de 4^{ème} génération.

Malgré ces avantages, l'OFDM a quelques limitations, notamment devant les applications de 5^{ème} génération :

- Tout d'abord, l'ajout du préfixe cyclique cause une perte en efficacité spectrale car ce dernier n'est qu'une redondance d'une partie du symbole déjà transmis, ce qui réduit le débit utile effectif.

- D'autre part, l'utilisation d'un filtre de mise en forme rectangulaire qui sera sur le plan fréquentiel une fonction « Sinc » ayant des lobes secondaires importantes (environ 13 dB entre le lobe principal et celui secondaire), ce qui va donner une mauvaise résolution fréquentielle et nécessite l'utilisation de larges bandes de garde pour absorber les signaux interférents d'autres systèmes occupant les bandes adjacentes. L'ajout de ces bandes de garde constitue une deuxième perte en efficacité spectrale.
- La sensibilité aux asynchronismes entre porteuses adjacentes. En effet, tout décalage fréquentiel (CFO) peut affecter l'orthogonalité entre les sous-porteuses et faire apparaître une forte interférence qui dégrade les performances du système.

Malheureusement, comme toute autre technique multi-porteuse, l'OFDM souffre d'une forte fluctuation dans l'enveloppe du signal temporel. Ces fluctuations sont mesurées par le biais du rapport de puissance crête à moyenne PAPR (Peak to Average Power Ratio). En effet, un signal avec un facteur PAPR élevé subit de fortes distorsions de type amplitude-à-amplitude (AM/AM) et amplitude-à-phase (AM/PM) lorsqu'il est amplifié par un amplificateur à haute puissance (HPA) non linéaire. Ces distorsions dégradent grièvement le taux d'erreur binaire (TEB) ce qui limite la performance du système et sa qualité de service.

Pour remédier à ce problème, plusieurs approches ont été proposées dans des récents travaux. L'accès multiple par répartition en fréquence à porteuse unique (SC-FDMA) est une technique prometteuse pour les communications montantes à haut débit. Qui est l'objet principal de ce mémoire. Il s'agit d'une variante récente de l'accès multiple par répartition en fréquence orthogonale (OFDM) dans laquelle les symboles de données de chaque utilisateur sont d'abord modulés dans le domaine temporel, puis répartis par DFT sur les sous-porteuses de données. L'SC-FDMA présente généralement un rapport crête à moyenne (PAPR) plus faible en raison de sa nature de porteuse unique inhérente, et est donc considéré comme une alternative intéressante à l'OFDM. Cette propriété est très importante car elle permet d'optimiser les consommations énergétiques du mobile.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres. Dans le premier chapitre est consacré à l'étude des caractéristiques du canal radio mobile et ses différents modèles, dans le but de combattre les effets indésirables du canal radio mobile.

Le chapitre 2 revient présenté la Modulations Multi-Porteuses OFDM, puis nous avons exposé ses architectures ses avantages et inconvénients.

Dans le troisième chapitre on a présenté une nouvelle technique proposée pour réduire le PAPR du signal. On a exposé en premier temps les principes de base de la technique de multiplexage par division en fréquence sur une porteuse unique SC-FDMA. Dans un deuxième temps, on a abordé les deux modes d'allocation des ressources à savoir le mode distribué I-FDMA et le mode localisé L-FDMA. Ensuite, le schéma bloc du système SC-FDMA est présenté. Ce chapitre aborde aussi le point de PAPR dans le contexte de SC-FDMA.

Le dernier chapitre constitue le cœur de notre travail. Il est divisé en deux parties : la première est consacrée à une étude comparative des deux techniques OFDM et SC-FDMA. La deuxième partie a été consacrée en général pour présenter les résultats obtenus par simulation MATLAB.

Chapitre I : Propagation des ondes dans un canal radio

1 Introduction

Le canal de communication est l'entité principale qui transforme un message transmis en un signal reçu. Différents concepts de canaux de communications ont été développés durant ces dernières années, destinés à différents domaines de recherche : de la propagation électromagnétique à la théorie de l'information et de la communication. La compréhension du canal sans fil, ses paramètres physiques, ses propriétés et sa modélisation sont fondamentales pour la conception des systèmes de communications mobiles.

Dans ce chapitre, nous présenterons, dans un premier temps les différents mécanismes de propagation, les environnements Indoor et Outdoor ainsi que les scénarios LOS et NLOS. Nous aborderons, les évanouissements à grande et petite échelle y compris leurs caractéristiques. Nous présenterons, les caractéristiques temporelles des évanouissements et la modélisation analytique du canal sans fil et dans un deuxième temps la caractérisation du PAPR des signaux OFDM ainsi que de l'amplificateur de puissance (HPA).

2 La propagation dans un environnement réel (canal radio)

Le canal de propagation est le milieu dans lequel se propage le signal de l'émetteur au récepteur. Il est donc important d'avoir une bonne compréhension de ce dernier.

Dans un cas idéal, en espace libre, le signal est affecté uniquement d'une atténuation et d'un retard qui dépendent de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Cependant, le milieu de propagation est en général loin d'être idéal car il est composé d'un certain nombre d'obstacles (le phénomène de masquage) perturbant la propagation du signal, créant ainsi un canal dit multi-trajet.

Il faut également faire la distinction entre le canal de propagation et le canal de transmission. Le canal de propagation ne tient compte que des modifications en phase et en amplitude subies par l'onde électromagnétique en interagissant avec l'environnement dans lequel elle se propage. Le canal de transmission englobe, en plus du canal de propagation, l'effet des antennes en émission et en réception sur le signal les traversant, en fonction de leurs caractéristiques de rayonnement en phase et amplitude comme le gain, la directivité, l'adaptation, etc.

2.1 Les scénarios LOS (Line Of Sight) et NLOS (None Line Of Sight)

Lors de la propagation multi-trajet, deux situations de propagation sont généralement distinguées (Figure I.1). La première est désignée par le terme NLOS (None Line Of Sight) (Figure I.2) où il n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas,

l'amplitude d'évanouissement du signal total reçu suit la loi de Rayleigh. Alors que, la deuxième situation a lieu lorsqu'il existe un trajet direct prépondérant LOS (Line Of Sight) (Figure I.3) et par conséquent l'amplitude d'évanouissement est caractérisée par la distribution de Rice [1].

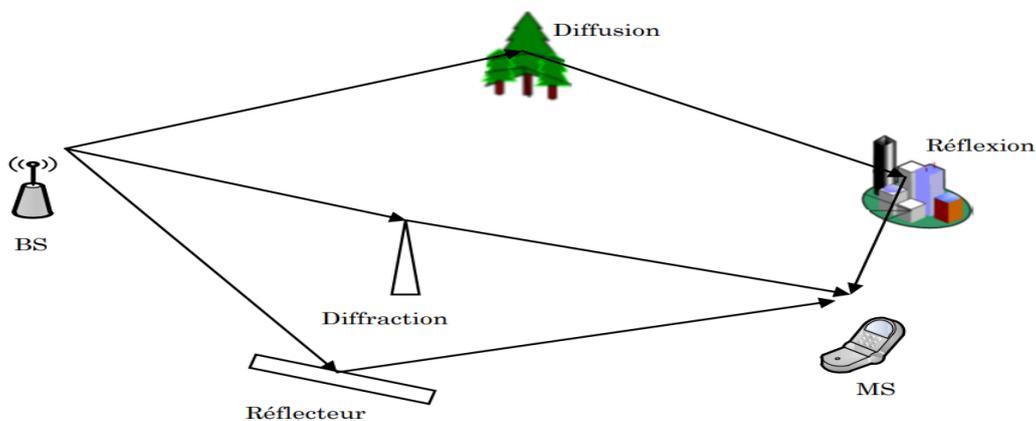


Figure I.2 : Environnement et mécanismes de propagation.

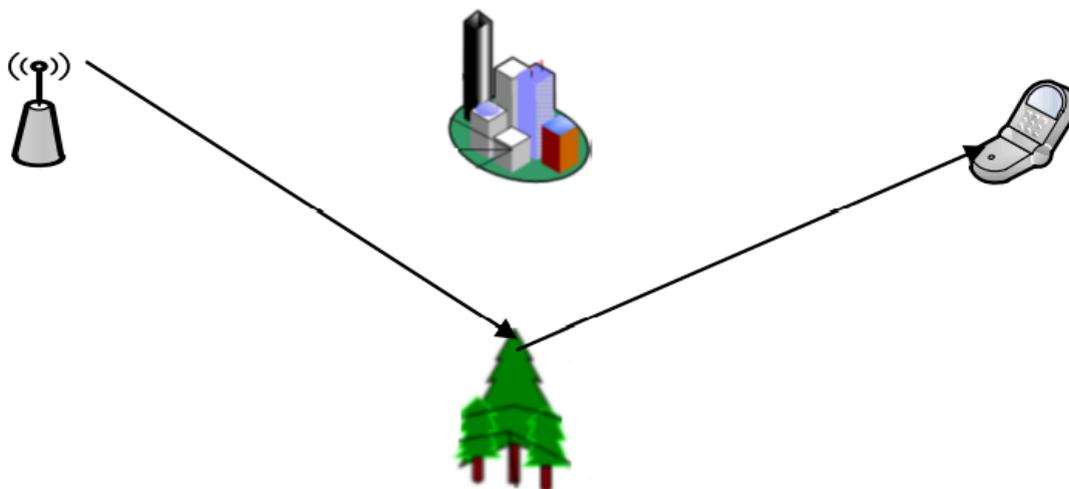


Figure I.3 : Propagation multi-trajets NLOS

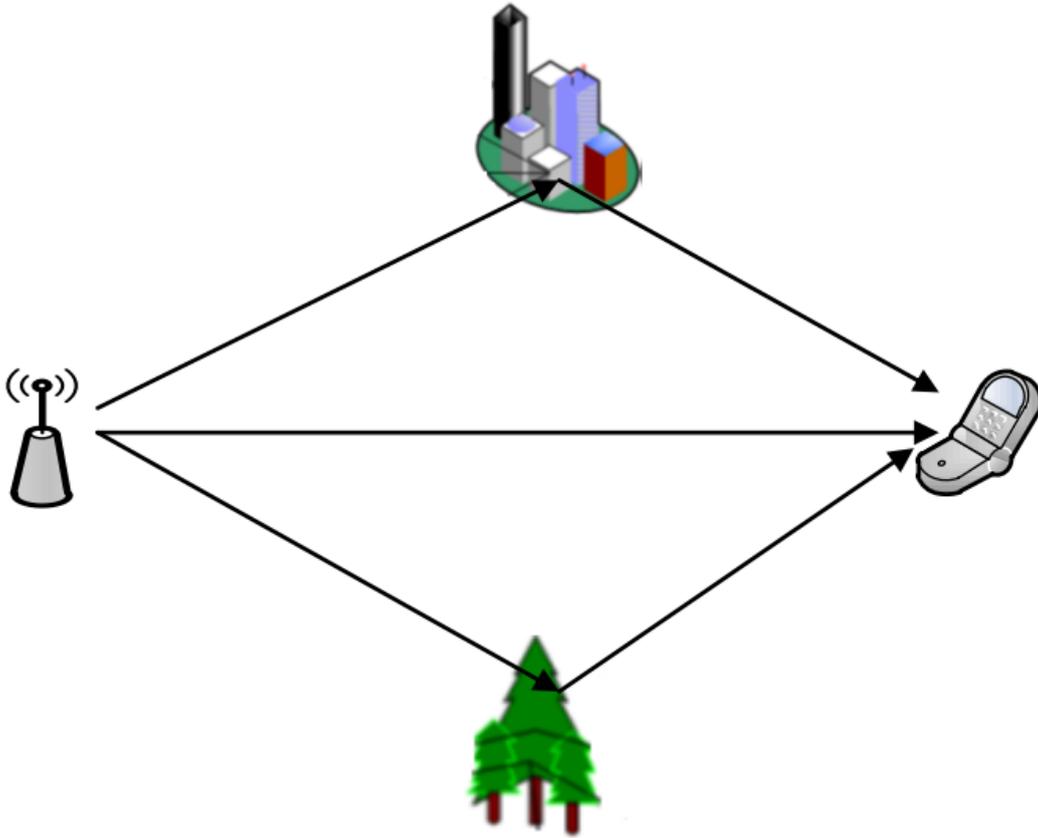


Figure I.4 : Propagation multi-trajets LOS.

2.2 Les mécanismes de propagation

2.2.1 Réflexion et transmission

La réflexion spéculaire (figure I.4) se produit quand une onde radio est incidente sur un objet lisse considéré important par rapport à la longueur d'onde de propagation. Si l'objet de l'incident est un conducteur parfait toute l'énergie des ondes est réfléchié dans le milieu d'origine. Lorsque l'objet de l'incident est une couche diélectrique (par exemple, un mur), une partie de l'onde incidente est réfléchié et l'autre se transmise. Les angles d'incidence, de réflexion et de transmission sont donnés par la loi de Snell :

$$\begin{cases} \theta_r = \theta_i \\ \sqrt{\delta_2} \sin \theta_\tau = \sqrt{\delta_1} \sin \theta_i \end{cases} \quad (I.1)$$

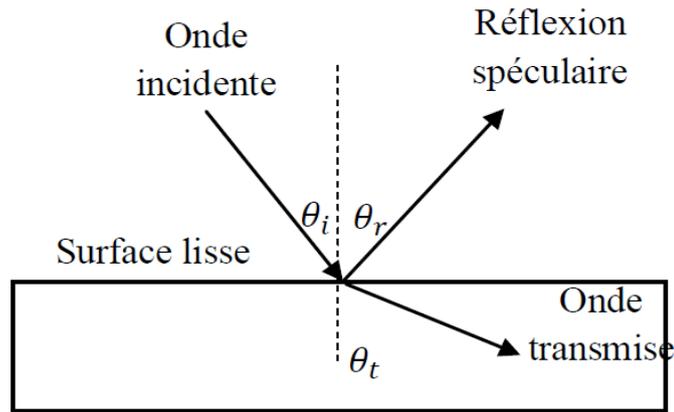


Figure I.5: Mécanisme de réflexion et de transmission.

où θ_i , θ_r et θ_t sont, respectivement, les angles des ondes incidente, réfléchie et transmise.

δ_1 Et δ_2 sont les constantes diélectriques complexes pour les deux milieux.

2.2.2 Diffraction

La diffraction apparaît lorsque la direction de l'onde est obstruée par un obstacle à arêtes aiguës. Les ondes secondaires générées sur les discontinuités d'obstacles se propagent derrière l'obstacle : l'onde derrière l'obstacle, génère un champ électromagnétique, même dans les zones ombragées quand aucune ligne de vue directe (LOS) existe entre l'émetteur et le récepteur.

2.2.3 Diffusion

La diffusion survient à la suite d'une interaction entre une onde radio et des surfaces rugueuses ou de petites formes irrégulières. La dimension de l'irrégularité est de l'ordre de la longueur d'onde, ou même plus petite. Les irrégularités dispersent la forme d'onde incidente dans toutes les directions, ce qui rend impossible la détermination de la quantité exacte d'énergie rayonnée sur une direction donnée.

3 Phénomènes liés à la propagation en environnement réel

En général, la transmission de l'information sur le canal radio dans les réseaux sans-fil s'effectue soit en liaison descendante "downlink" (de la BTS vers l'utilisateur), soit en liaison montante "uplink" (de l'utilisateur vers la BTS). Dans la suite, nous considérons par défaut la liaison descendante. Les principaux phénomènes qui se produisent lors des transmissions sur le canal radio sont donnés ci-dessous :

3.1 Le bruit radioélectrique

Le bruit est un phénomène inhérent aux transmissions sans-fil et constitue l'élément perturbateur majeur des communications numériques [2]. En effet, lors de la transmission, certains signaux peuvent se superposer au signal initial émis par l'émetteur. Ces signaux, ne transportent aucune information utile et sont qualifiés de bruit radioélectrique car ils perturbent le décodage du signal initial. Les sources à l'origine de ce bruit sont à la fois internes au système de transmission (bruit thermique des composants électroniques par exemple) et externes (interférences, brouillage, etc.). Dans les communications numériques, ce bruit est caractérisé par une puissance et permet d'introduire un paramètre de référence pour l'évaluation de la qualité du canal de transmission : le Rapport Signal à Bruit (RSB) ou Signal to Noise Ratio (SNR). La puissance du bruit est une valeur indépendante de l'émetteur et du récepteur. Il est donc nécessaire d'attribuer un modèle statistique au bruit. Le modèle le plus utilisé dans la littérature est de considérer un Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG) ou Additive White Gaussian Noise (AWGN). Ainsi, le signal reçu $r(t)$ à l'instant t s'écrit :

$$r(t) = x(t) + n(t) \quad (I.2)$$

Où $x(t)$ est le signal initial et $n(t)$ représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire Gaussien de moyenne nulle et de variance σ_n^2 . La densité de probabilité conditionnelle est donnée par l'expression [3]:

$$P(r|x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} e^{-\frac{(r-x)^2}{2\sigma_n^2}} \quad (I.3)$$

3.2 Les atténuations du canal

Outre le bruit ajouté, le canal de transmission atténue la puissance du signal émis : c'est le phénomène d'atténuation ou d'évanouissement. Ainsi, les transmissions sans-fil ont besoin d'un modèle de canal plus élaboré prenant en compte plusieurs éléments comme la distance ou la présence d'obstacles (bâtiments, objets métalliques, voitures, montagnes, etc.) entre l'émetteur et le récepteur, ou encore le mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur. On distingue trois principaux types d'évanouissements qui sont :

3.2.1 Évanouissement à grand échelle

Ils dépendent principalement de la distance entre l'émetteur et le récepteur et se manifestent par un affaiblissement de la puissance du signal émis sur des distances de l'ordre de la centaine de

la longueur d'onde. La puissance reçue s'exprime alors en fonction de l'inverse du carré de la distance comme suit [4] :

$$P_r = P_e \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_e G_r \quad (I.4)$$

Où P_r et P_e dénotent respectivement la puissance reçue et la puissance émise. λ représente la longueur d'onde de la fréquence porteuse, d est la distance entre l'émetteur et le récepteur, G_e et G_r sont respectivement les gains d'antennes de réception et d'émission.

3.2.2 Évanouissements à petite échelle

Ils se présentent sous forme de fluctuations du signal sur des faibles distances de l'ordre de la longueur d'onde.

3.3 Effet multi-trajet

Le phénomène de multi-trajet apparaît lorsque l'onde transmise entre en interaction avec les diffuseurs (bâtiments, obstacles, voitures, etc.) situés sur sa trajectoire. La figure I.5 illustre un exemple de phénomène de multi-trajets en milieu urbain.

On distingue différentes interactions à savoir : la réflexion, la diffraction et la dispersion [5]. Ainsi, à la réception, le signal reçu est la superposition d'un nombre important d'échos du signal émis provenant de plusieurs directions. Chaque écho est caractérisé par sa trajectoire, son temps de parcours et son atténuation propre.

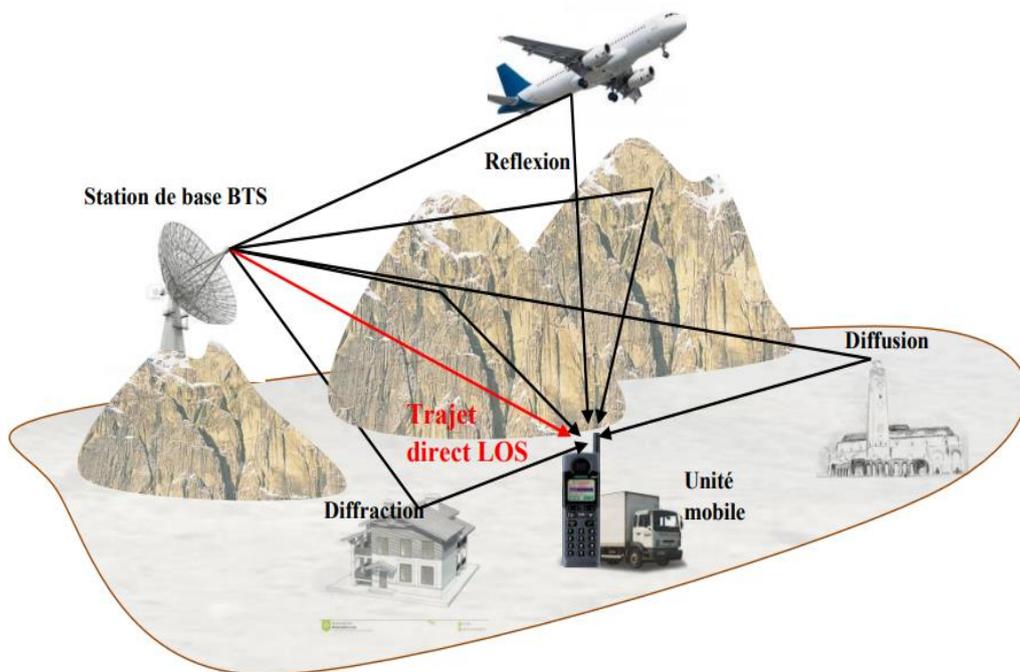


Figure I.6: Propagation par trajets multiples dans le canal radio mobile.

Un canal multi-trajets est généralement caractérisé par sa Réponse Impulsionnelle (RI) donnée par la relation suivante [5] [4] :

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^{N_t} a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (I.5)$$

Où δ est l'impulsion de Dirac, N_t est le nombre de trajets, τ_i et a_i représentent respectivement le retard et le gain complexe associés au trajet i .

3.4 Masquage (Shadowing)

Le Masquage du signal peut se produire quand il y a une obstruction entre l'émetteur et le récepteur. Il est généralement provoqué par des bâtiments et des collines. C'est le facteur environnemental le plus important de l'atténuation.

Les émetteurs sont habituellement élevés aussi haut que possible afin de réduire au minimum le nombre des obstructions [6] [7].

Description	Atténuation typique causée par le masquage
Centre urbain fortement constitué	20 dB variation d'une rue à une autre.
Secteur sous urbain (peu de grands bâtiments)	10 dB la puissance de signal plus grande que celle dans un centre urbain.
Secteur rural ouvert	20 dB la puissance de signal plus grande que celle dans un secteur sous urbain.
Terrain irrégulier et feuillage des arbres	3-12 dB variation de la puissance du signal

Tableau I.1:L'atténuation typique dans un canal radio [6]

Les secteurs ombrés tendent à être vastes qui ont pour résultat une variation lente de la puissance. Pour cette raison, ce phénomène est appelé « slow fading » (évanouissement lent). Il est à noter que le problème de masquage est facilement résolu par un simple contrôle de puissance à la réception.

3.5 L'effet Doppler

En environnement radio-mobile, l'effet Doppler est un phénomène essentiellement lié au mouvement relatif de l'émetteur et/ou du récepteur. Lorsque le récepteur ou l'émetteur sont en mouvement à une vitesse radiale constante, le signal reçu est sujet à un décalage fréquentiel,

appelé effet Doppler, proportionnel à cette vitesse et à la fréquence porteuse. Cette dispersion fréquentielle, due à la variation de la réponse impulsionnelle (RI) du canal en fonction du temps se traduit par une augmentation de la bande de fréquence occupée par le signal (B_d). Ceci implique lors de la conception d'un système de transmission, de trouver un compromis entre le temps de cohérence du canal ($T_c \simeq \frac{1}{B_d}$) durant lequel les variations de la RI restent négligeables et la période d'un symbole (T_s) tel que $T_s \ll T_c$ [3].

4 Généralités sur les amplificateurs de puissance (HPA)

Dans un système de communication radio mobile, le signal issu des différents étages de la chaîne (codage source, codage canal, modulation, transposition, ...) doit être amplifié avant de l'émettre. Cette dernière tâche est assurée par un amplificateur de puissance (HPA) et a pour but de minimiser les atténuations causées par la propagation dans l'espace libre. L'amplificateur à haute puissance HPA est un dispositif électronique actif alimenté par une source de courant continu dont le rôle principal est d'augmenter considérablement les signaux présents à son entrée. Cette amplification doit être proportionnelle à la distance séparant l'émetteur et le récepteur.

4.1 Gain et rendement

Le fonctionnement de l'amplificateur est décrit par son gain donnant la relation directe entre le signal d'entrée et le signal de sortie. Il peut être exprimé en tension (G) ou en puissance (G_p).

$$G = \frac{V_e}{V_s} \quad (I.6)$$

$$G_p = \frac{P_e}{P_s} \quad (I.7)$$

Le rendement est l'une des caractéristiques les plus importantes d'un amplificateur de puissance. Il définit l'efficacité énergétique de l'amplificateur selon le bilan des puissances. L'amplificateur est un composant actif, alimenté par un signal continu dont la puissance est P_{dc} afin d'augmenter la puissance P_e du signal d'entrée. Idéalement, toute la puissance P_{dc} devrait être transformée en puissance utile à la sortie P_s . Cependant, ce cas n'est malheureusement pas la réalité parce qu'il faut aussi considérer une puissance dissipée P_{diss} au sein de l'amplificateur. Ce bilan énergétique des puissances est illustré par la figure I.6.

La mesure du rendement évalue la quantité de puissance P_{dc} qui a été effectivement transformée en P_s , en tenant compte de la puissance dissipée P_{diss} . Ce paramètre est très important pour le

dimensionnement et la conception des amplificateurs dédiés aux applications radio-mobiles. Le rendement η peut être exprimé par les deux relations suivantes :

$$\eta = \frac{P_s}{P_{dc}} \quad (I.8)$$

$$\eta_{ajoutée} = \frac{P_s - P_e}{P_{diss}} \quad (I.9)$$

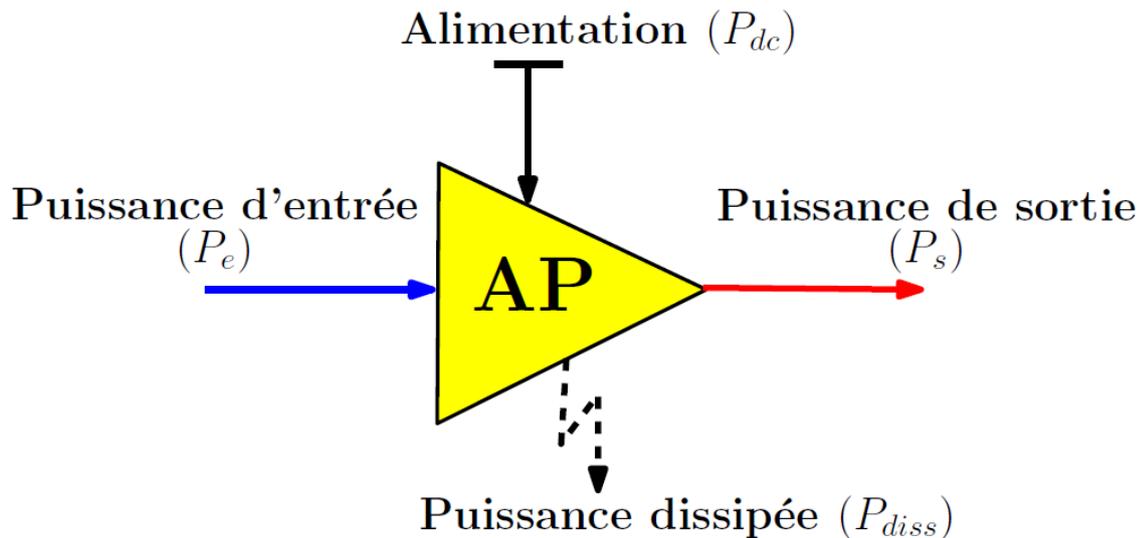


Figure I.7: Bilan énergétique de l'amplificateur de puissance.

4.2 Caractéristique AM/AM d'un HPA

L'amplificateur de puissance est un système caractérisé par sa fonction de transfert ou encore ses caractéristiques représentant les relations entrée-sortie de l'amplificateur. La caractéristique AM/AM (Amplitude à Amplitude) donne la relation entre l'amplitude de la sortie en fonction de celle de l'entrée. La caractéristique AM/AM comporte trois zones particulières (voir la figure I.7) [8] [9]:

La Zone 1 : La zone linéaire

- C'est la zone la plus importante de l'HPA.
- Le comportement de l'HPA dans cette zone est linéaire.
- Le signal de sortie est proportionnel au signal d'entrée avec un gain supérieur à 1.
- Les distorsions sont quasi-inexistantes.
- Les puissances d'entrée sont faibles.

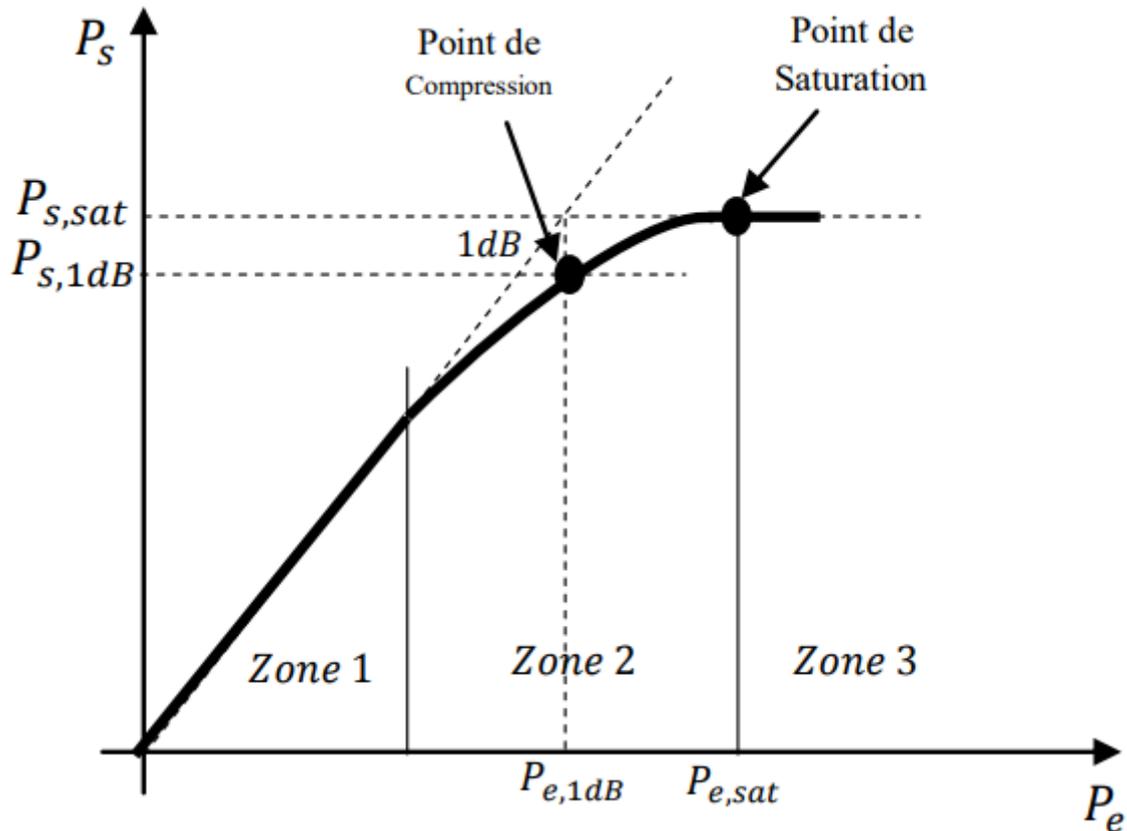


Figure I.8 : Exemple de Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.

La Zone 2 : La zone de compression

- Dans cette zone la puissance de sortie de l'HPA n'est plus proportionnelle à celle d'entrée.
- Apparition des distorsions (distorsions d'amplitudes, d'harmoniques, de phase, ou encore d'intermodulations).
- La caractéristique est de plus en plus curviligne.
- Le gain diminue.
- Cette zone contient un point particulier appelé point de compression de l'amplificateur 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 3 : La zone de saturation

- La puissance de sortie du signal reste quasi constante quelle que soit l'entrée.
- L'HPA dans cette zone est saturé.
- Les distorsions sont très importantes.

- Les puissances d'entrée sont très élevées.
- Le bilan énergétique est par conséquent médiocre.
- La forme d'onde du signal d'entrée est quasi détruite.

4.3 Le recul d'entrée et le recul de sortie

Le signal à la sortie d'un amplificateur présente des distorsions d'amplitude dues à la caractéristique AM/AM. Pour éviter ou réduire ces effets indésirables, on se place généralement le plus proche de la zone linéaire et on est souvent amené à prendre un certain recul par rapport au point de compression à 1 dB ou par rapport la puissance de saturation. On définit alors les notions de recul d'entrée IBO (Input Back-Off) et de sortie OBO (Output Back-Off) par les relations suivantes [10] [11] :

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

$$OBO = 10\log_{10}\left(\frac{P_{s,1dB}}{P_s}\right) \quad (I.11)$$

Où P_e et $P_{e,1dB}$ sont respectivement la puissance d'entrée de l'amplificateur et la puissance d'entrée au point de compression. De même P_s et $P_{s,1dB}$ sont respectivement la puissance de sortie de l'amplificateur et la puissance de sortie au point de compression.

Les paramètres IBO et OBO caractérisant la zone de fonctionnement de l'HPA sont illustrés par la figure I.8. Plus ces derniers paramètres sont faibles, plus on s'approche de la zone de saturation de l'amplificateur et des distorsions apparaissent. Dans ce cas, le seul avantage serait le rendement énergétique obtenu qui est très important pour le bilan énergétique.

En effet, le rendement d'un amplificateur analogique est donné par l'équation suivante :

$$\eta = \frac{\theta - \sin(\theta)\cos(\theta)}{2(\sin(\theta) - \theta\cos(\theta))} \frac{1}{OBO} \quad (I.12)$$

Où θ représente l'angle de conduction du courant drain [12].

D'après la figure I.8, on peut constater que lorsque l'OBO est faible, la puissance de sortie est élevée et on a donc un rendement η intéressant. Par contre, lorsque l'OBO est élevé, la puissance de sortie est faible et on s'éloigne donc du point de compression en se rapprochant de la zone linéaire. Par conséquent des très faibles distorsions du signal apparaissent. Ce dernier choix a par conséquent un rendement très faible. Dans ce cas, l'amplificateur consommerait plus

d'énergie inutilement. Des techniques permettent de réduire les distorsions des amplificateurs en évitant un grand recul d'entrée. [13] [14] :

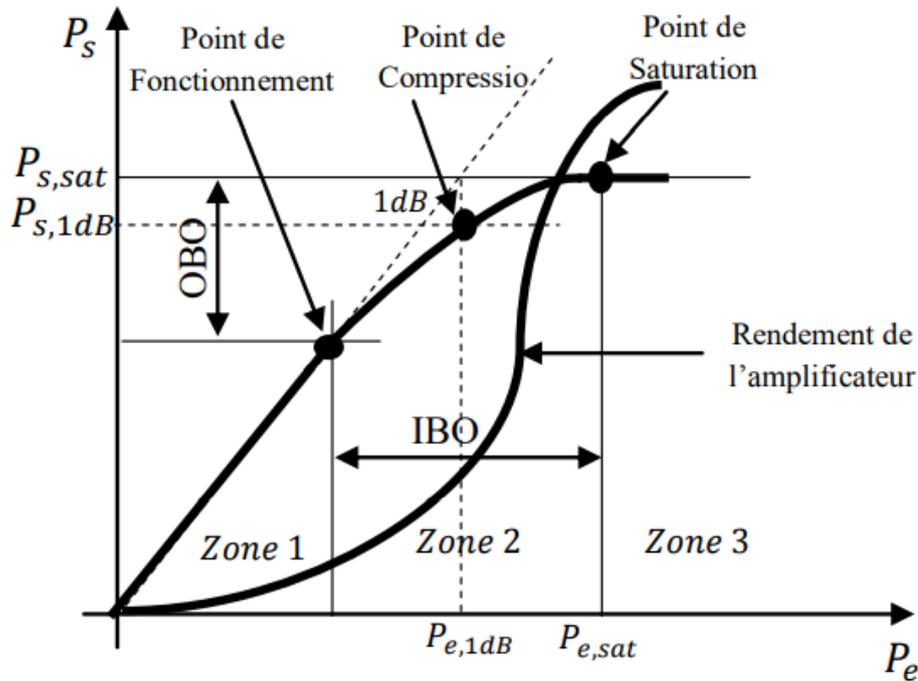


Figure I.9: Le détail de la caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.

4.4 Effets des amplificateurs non linéaires

Au niveau du système de transmission, les HPAs non linéaires ont deux conséquences principales. Ils provoquent une dégradation des performances et une repousse spectrale. Alors que la dégradation des performances se traduit par une augmentation du BER pour un SNR donné et la repousse spectrale provoque un rayonnement hors bande.

4.5 Distorsion dans la bande

Lors de leur passage à travers un HPA, les échantillons des signaux qui se trouvent dans la zone non linéaire subissent une distorsion d'amplitude qui va affecter la structure de la bande passante du signal transmis. La présence d'un HPA déforme donc le signal transmis. Cela signifie que le système subira une certaine dégradation de la performance même dans l'absence du bruit et des distorsions canal.

4.6 Radiation hors bande

Dans tous les systèmes de communication, des limites strictes sont imposées sur les bandes d'émission autorisées et aussi sur les rayonnements hors bande. Les émissions hors bande sont

des émissions indésirables à l'extérieur de la bande passante du canal utile résultant du processus de modulation et de non-linéarité de l'HPA. La figure I.9 représente la densité spectrale de puissance du signal transmis avant et après l'amplification. Il est clair que la non-linéarité de l'HPA engendre un rayonnement hors bande et par conséquent une repousse spectrale est apparue.

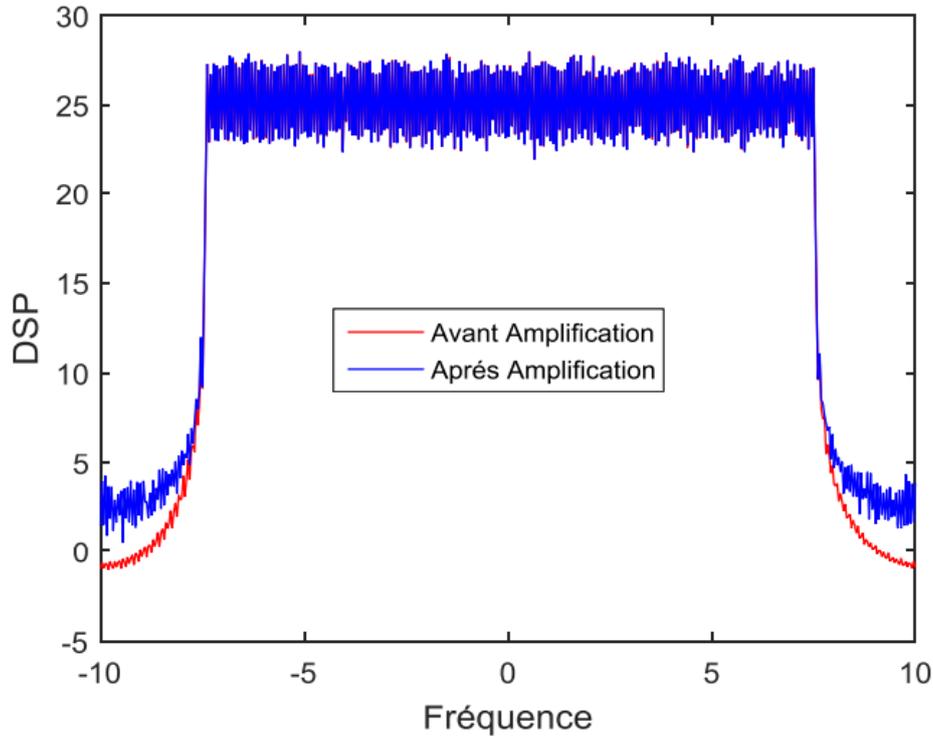


Figure I.10: Effet de la non-linéarité de l'HPA sur la DSP du signal transmis.

4.7 Mesure de la plage dynamique du signal

Des distorsions apparaissent lorsqu'un signal est amplifié dans une zone proche de la zone de 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 plans à savoir un fort rendement et une absence de distorsions. 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 y a un risque 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).

5 Rapport puissance de pic à la moyenne (PAPR)

Le PAPR d'un signal ou (Peak to Average Power Ratio) [15] est par définition le rapport entre la puissance maximale du signal et sa puissance moyenne sur un temps donné. Cette quantité indique l'amplitude des excursions autour de la valeur du signal d'entrée. Il permet ainsi de déterminer le bon recul d'entrée (IBO) à adopter afin de s'assurer que les plus grandes excursions du signal soient loin de la zone de saturation. Il est donné par :

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|x(t)|^2)}{\frac{1}{2} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad (\text{I.13})$$

Dans le domaine logarithmique le PAPR s'écrit comme suit :

$$\text{PAPR (dB)} = 10 \log_{10} \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|x(t)|^2)}{\frac{1}{2} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad (\text{I.14})$$

Si on change le signal $x(t)$ par des échantillons à temps discret (n), l'équation devient :

$$\text{PAPR (dB)} = 10 \log_{10} \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} (|x[n]|^2)}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2} \quad (\text{I.15})$$

5.1 Distribution du PAPR d'un signal MCM

Tout signal MCM présente un PAPR élevé. Pour un tel signal, on ne peut pas garantir une amplification rentable et efficace car il contient des valeurs pics qui seront amplifiées d'une façon non-linéaire. Pour cela, différentes techniques de réduction de PAPR ont été proposées dans la littérature, afin d'attaquer l'amplificateur avec un signal à faible fluctuation autour de sa moyenne. Pour évaluer la puissance de ces techniques on aura besoin d'un outil mathématique tel que la fonction de distribution cumulative complémentaire (CCDF), comme étant l'outil communément utilisé dans la littérature pour évaluer le PAPR, elle est donnée par :

$$\text{CCDF} = \Pr\{\text{PAPR} \geq \gamma\} \quad (\text{I.16})$$

Elle exprime la probabilité pour que le PAPR d'un certain bloc de données dépasse un seuil prédéfini, γ . Une des formules de la CCDF de PAPR pour un signal OFDM x continu en bande de base est proposée dans la référence [16] par l'expression suivante :

$$\text{CCDF}(\gamma) \simeq 1 - (1 - e^{-Y})^{2.8N} \quad (\text{I.17})$$

La CCDF est une métrique utilisée dans les systèmes OFDM afin de quantifier la dynamique des signaux et le gain de réduction du PAPR. Elle est définie comme la probabilité que le PAPR soit supérieur à un PAPR fixé, noté $PAPR_0$ tel que [17] [16] :

$$CCDF = P_r(PAPR \geq PAPR_0) \quad (I.18)$$

Où P_r représente la fonction de probabilité.

5.2 fonction de distribution cumulative et complémentaire (CCDF)

On représente généralement la courbe de la CCDF en fonction de $PAPR_0$. La figure I.10 illustre des exemples de courbes de la CCDF pour différents nombres de sous-porteuses N .

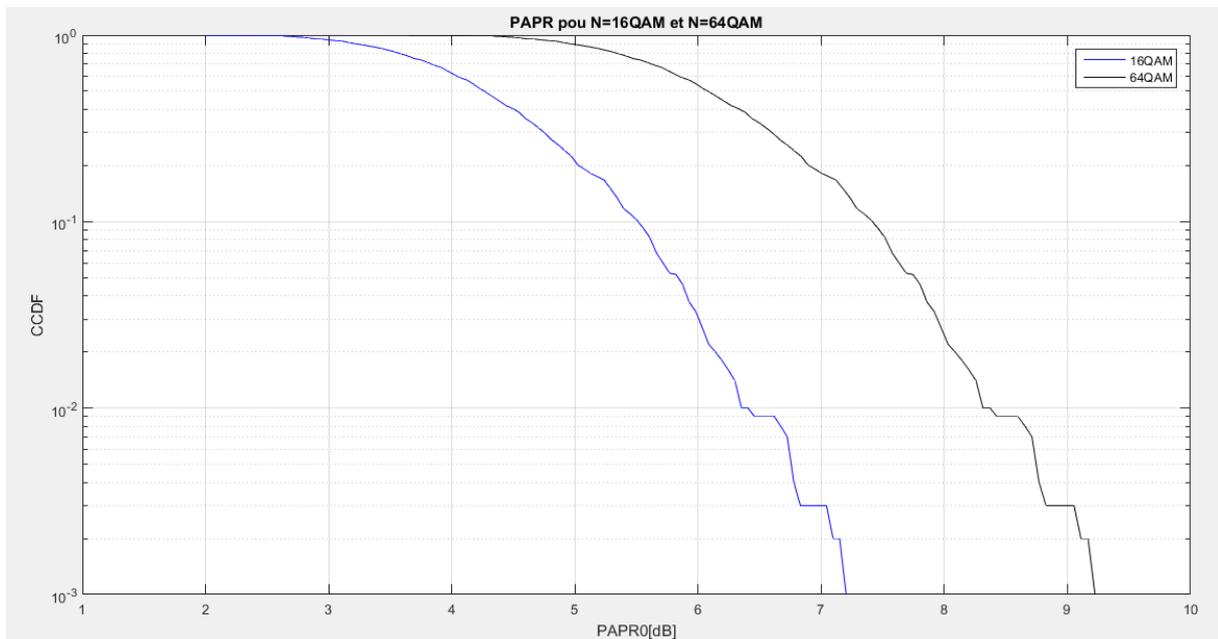


Figure I.11: Exemple de courbes de CCDF pour une modulation 16-QAM et 64-QAM.

On peut tout d'abord observer sur cette figure que la CCDF augmente avec le nombre de sous-porteuses (N). En effet, lorsque le nombre de sous-porteuses augmente, la dynamique du signal devient plus importante. Par conséquent, la probabilité que le PAPR soit supérieur à un PAPR fixé augmente. Ensuite, lorsque la valeur de $PAPR_0$ augmente en abscisse, on constate que la CCDF diminue. En effet, lorsque la valeur de $PAPR_0$ est importante, la probabilité d'avoir un PAPR supérieur à ce $PAPR_0$ diminue. En général dans un système OFDM, on cherche à réduire la courbe de la CCDF pour une valeur de $PAPR_0$ donnée, c'est-à-dire réduire la probabilité pour que le signal ait un PAPR supérieur à $PAPR_0$. Par conséquent, la bonne interprétation de la courbe de la CCDF dépend directement de la valeur de $PAPR_0$.

6 Conclusion

Dans les canaux sans fil, les ondes émises subissent des phénomènes physiques tels que réflexion, diffraction et diffusion, ce qui conduit au phénomène de propagation par trajets multiples ; l'information se propage donc de l'émetteur vers le récepteur à travers des trajets multiples. Le canal varie suivant deux composantes principales :

- A grande échelle, produites par la perte naturelle de trajet et l'absorption des objets environnants.
- A petite échelle dus aux variations rapides en raison de la recombinaison constructive et/ou destruction des composantes multi trajets.

La conception des systèmes de communication sans fil modernes nécessite la prise en compte de ces variations et ces évanouissements.

Nous avons aussi présenté les amplificateurs de puissance HPA, leurs caractéristiques, leurs effets ainsi que les remontées spectrales qui leur compagne

Ce chapitre a aussi permis une caractérisation des amplificateurs de puissance ainsi que l'impact du PAPR du signal a amplifier sur les performances en termes de dégradations du signal après amplification et de rendement énergétique de l'amplificateur. D'une part, nous avons montré dans ce chapitre que plus l'IBO est grand moins le signal est dégradé et qu'en contrepartie l'efficacité énergétique de l'amplificateur de puissance devient faible. Ces résultats montrent l'intérêt de faire un compromis entre rendement énergétique et dégradations du signal. Ensuite, nous avons abordé la notion de PAPR comme métrique de mesure de la plage des fluctuations du signal autour de sa moyenne et les mesures à prendre comme solution à ce problème. D'autre part, nous avons vu que le PAPR peut avoir un rôle déterminant sur ce compromis. En effet, nous avons montré que plus le PAPR est grand, plus il est difficile de concilier efficacité énergétique et dégradation du signal. Cette conclusion justifie l'intérêt de la réduction du PAPR avant amplification.

Les chapitres suivants présentent des systèmes modernes utilisés pour combattre les effets multi trajets liés aux évanouissements du canal radio mobile.

Chapitre 2 : La technique de modulation OFDM

1 Introduction

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique de modulation à base de porteuses multiples où la transmission s'effectue sur un grand nombre de porteuses orthogonales, chacune d'elles est modulée par un faible débit de données ce qui permet de partager la bande passante du canal de transmission en assurant un débit global important.

L'OFDM est similaire à l'FDMA dans la mesure où l'accès multi-utilisateur est obtenu en divisant la bande passante disponible en plusieurs sous-bandes, qui sont ensuite réparties entre les utilisateurs. Toutefois, OFDM utilise le spectre beaucoup plus efficacement en permettant le chevauchement entre les sous canaux. Ceci est réalisé du fait que toutes les porteuses sont mutuellement orthogonales. En FDMA chaque utilisateur alloue toute une largeur de bande qui serait suffisante pour transmettre les informations de plusieurs utilisateurs. En plus de large bandes de garde sans utilisées pour éviter le chevauchement spectral. Dans un système typique, jusqu'à 50% de l'ensemble du spectre est gaspillé en raison de cet espacement fréquentiel de de garde entre les canaux.

L'OFDM surmonte la plupart de ces problèmes susmentionnés. OFDM divise la bande passante disponible en des sous-canaux à bande étroite (typiquement 100 -8000 Hz). L'espacement entre chaque deux porteuses est judicieusement choisi pour garantir la condition d'orthogonalité mutuelle. Cette condition permet de réduire l'espacement fréquentiel des unes aux autres. Chaque porteuse dans un signal OFDM a une largeur de bande très étroite, ce qui permet de combattre l'effet multi-trajet du canal radio.

Ce chapitre est donc dédié au principe des modulations multi porteuses, en particulier l'OFDM, et à la caractérisation du problème de PAPR des signaux OFDM.

2 Historique de la technique OFDM

L'idée de transmettre des données modulées en parallèle, sur plusieurs fréquences porteuses remonte aux années 50. Néanmoins, en raison de sa complexité, le multiplexage par répartition en fréquence (FDM) n'a pas été pris en compte dans la mise en œuvre de systèmes réels. Ce type de solution ne pourrait devenir compétitif que si les sous-porteuses étaient orthogonales les unes par rapport aux autres. Ce qui permet d'optimiser l'occupation spectrale du signal. À la fin des années 50, une solution est apparue en utilisant un multiplex à fréquences orthogonales [18] [19].

Depuis, au cours des années 60, ces systèmes ont commencé à être de plus en plus perfectionnés et mieux compris [20] [21]. Dans les années 80, l'une de ces variantes de MCM a commencé à être utilisée connue sous l'acronyme OFDM [22] [23]. Depuis lors, avec le développement de méthodes et d'algorithmes pour le traitement numérique du signal et les applications qui nécessitent un débit élevé, la modulation OFDM est devenue de plus en plus populaire [24]. En outre, cette modulation est maintenant intégrée dans de nombreuses normes de télécommunications existantes, telles que l'ADSL, la DAB, la DVB-T, les normes IEEE 802.11 et IEEE 802.16 [25].

3 Modulations multi-porteuses

Dans un environnement de transmission qui présente le phénomène de multi-trajets, les techniques de modulations mono-porteuses (transmission sur une seule fréquence porteuse) sont vulnérables à la sélectivité fréquentielle et/ou temporelle du canal en générant des Interférences Entre Symboles (IES). En effet, pour éviter l'IES, la période symbole (temps séparant la transmission de deux symboles consécutifs) doit être largement supérieure au maximum des retards introduits par le canal, ce qui n'est pas du tout dans la transmission mono-porteuse. Pour compenser ces effets négatifs tout en augmentant le débit de transmission, les techniques de modulations multi-porteuses ont été proposées. Elles consistent à répartir le signal à transmettre sur un grand nombre de fréquences porteuses (sous-porteuses) dans la bande globale du canal de transmission. Ainsi, sur un canal multi-trajets où certaines fréquences sont atténuées, le système sera toujours capable de récupérer le signal perdu sur d'autres sous-porteuses qui n'auront pas été affectées par le phénomène de multi-trajets [26]. L'intérêt des modulations multi-porteuses (Multi-Carrier Modulation) est de placer l'information dans une fenêtre temps-fréquence telle que sa durée soit bien plus grande que la dispersion temporelle maximale du canal de propagation. Cet avantage est primordial pour les communications sans fils que ce soit dans les réseaux cellulaires ou dans les réseaux locaux sans fils. Un autre intérêt des modulations multi-porteuses est de remplacer l'opération d'égalisation dans le domaine temporel par une égalisation simplifiée dans le domaine fréquentiel pour retrouver le signal émis [27].

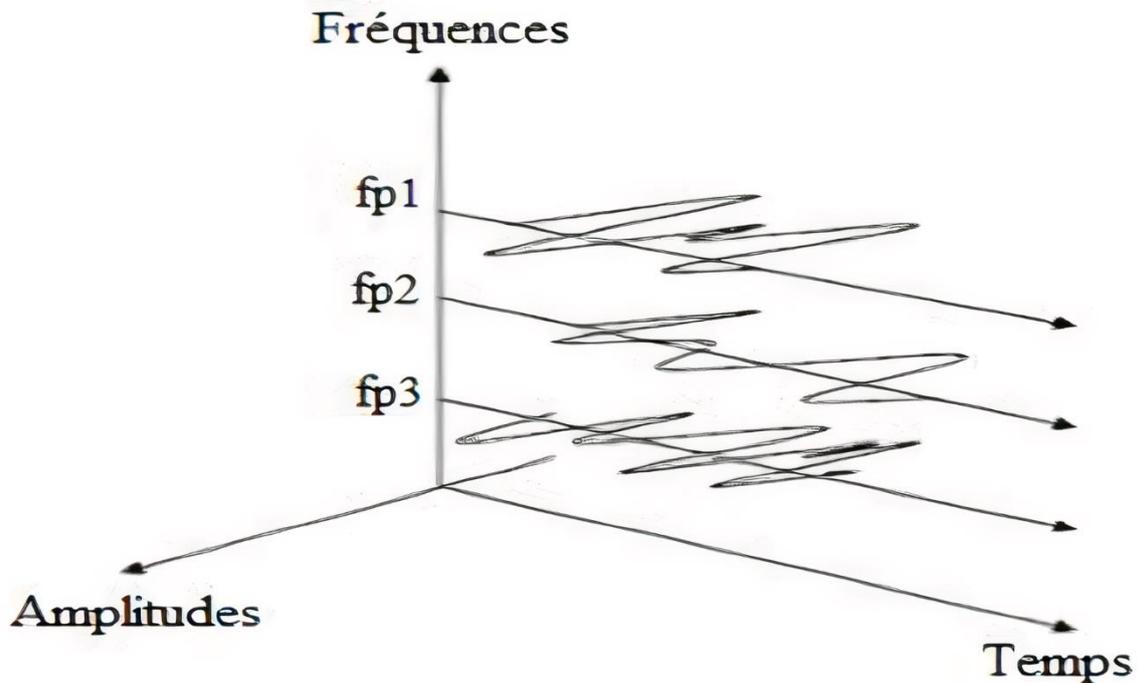


Figure II.12 : La modulation multi-porteuse.

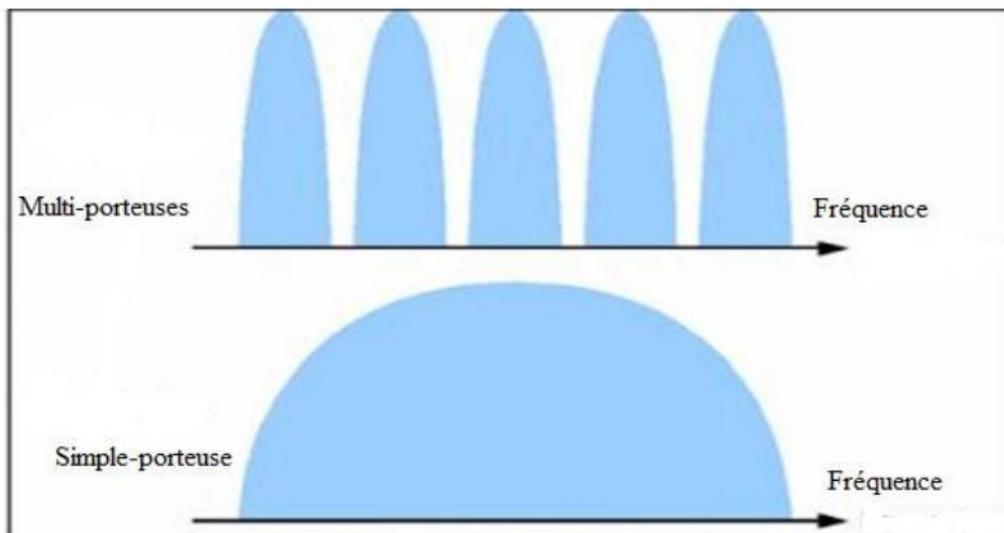


Figure II.13 : Modulations mono-porteuse et multi-porteuses.

Le principe des modulations multi-porteuses est basé sur la technique de multiplexage par division en fréquence FDM (Frequency Division Multiplexing). Dans un système FDM, les signaux de plusieurs émetteurs sont transmis simultanément (dans le même intervalle de temps) sur des fréquences multiples. Chaque gamme de fréquence (sous-bande autour d'une sous-porteuse) est modulée séparément par différents flux de données et un espacement dit bande de

garde est placé entre les sous-porteuses pour éviter le chevauchement, comme illustrée par la figure II.12

3.1 Technique de modulation OFDM

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique de modulation utilisée dans les réseaux sans fil et les réseaux cellulaires, ainsi que la télévision numérique. Elle est basée essentiellement sur l'utilisation de l'algorithme de la transformées de Fourier rapide FFT (Fast Fourier Transform) [28].

Le concept de modulation OFDM est très similaire à la technique conventionnelle du multiplexage par répartition en fréquence (FDM). Cependant, OFDM utilise des sous-porteuses mutuellement orthogonales et étroitement espacées, ce qui lui permet d'assurer une efficacité spectrale bien améliorée de l'ordre de 50 % voire plus, par rapport au système traditionnel FDM comme le montre la figure II.13.

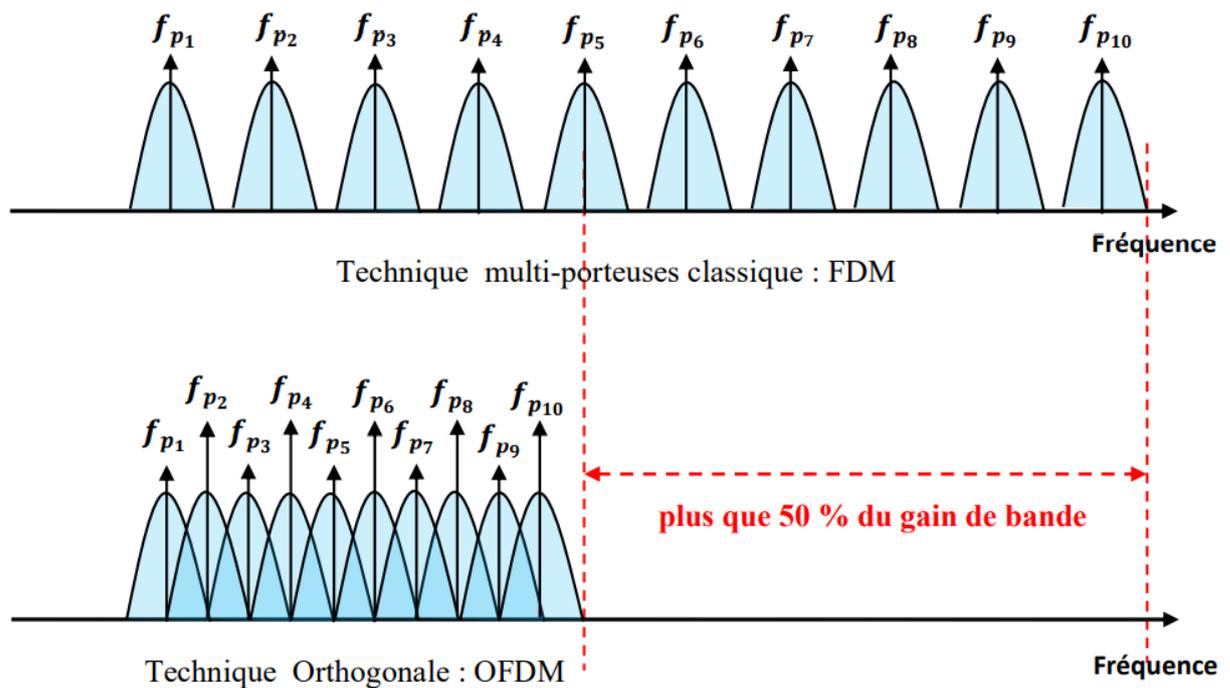


Figure II.14 : Gain en efficacité spectrale de l'OFDM par rapport à FDM

4 Principe de l'OFDM

Contrairement aux systèmes mono-porteuses qui modulent sur une porteuse unique à un débit R_s , le principe de la modulation multi-porteuse de type OFDM consiste à transmettre les données de manière simultanée sur N porteuses modulées à un débit de R_s/N . Le débit global reste inchangé mais chaque porteuse est moins sensible à l'étalement des trajets sur le canal de propagation. Ainsi, le signal numérique à transmettre est réparti sur un grand nombre de sous-

porteuses, comme si l'on combinait le signal à transmettre sur un grand nombre de systèmes de transmission indépendants et à des fréquences différentes. Pour que les fréquences des sous-porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, l'OFDM utilise des sous-porteuses mutuellement orthogonales entre elles. Grâce à cette condition d'orthogonalité, le chevauchement des sous porteuses n'affecte plus les signaux d'information transmis [29].

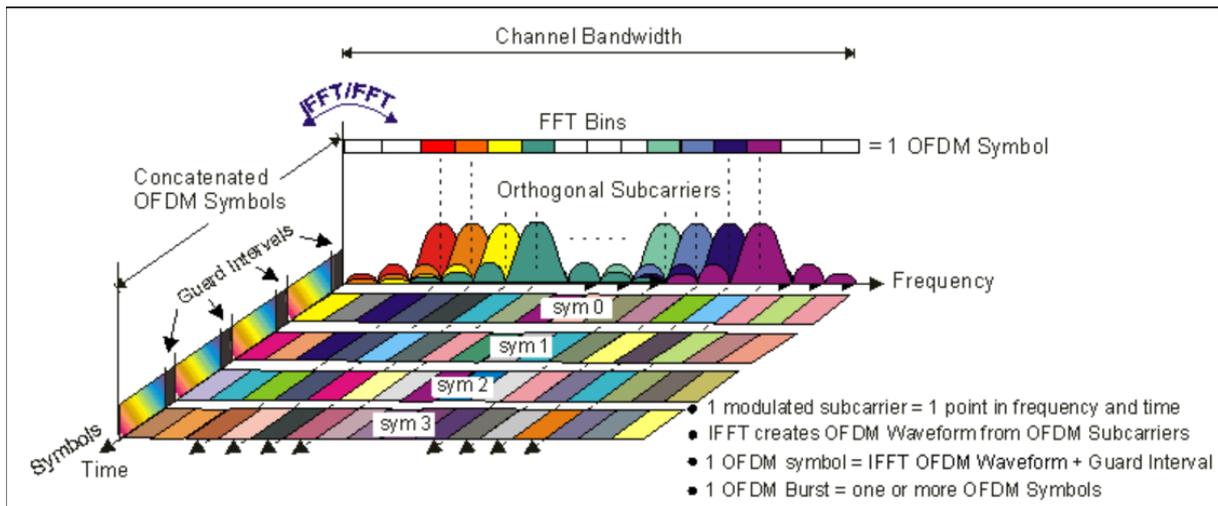


Figure II.15: Représentation fréquentielle et temporelle d'un signal OFDM

L'OFDM divise un flux à haut débit en un certain nombre de flux à faible débit, puis les transmette en parallèle à l'aide de plusieurs sous-porteuses orthogonales. Ainsi, les N symboles à transmettre qui étaient auparavant transmis consécutivement à un débit élevé de $1/T_s$, vont être émis simultanément sur N sous-porteuses modulées à bas débit $1/T$, avec $T = NT_s$. Chacune des N données est transmise donc sur une durée T , N fois plus large que T_s . La figure II.14 illustre cette idée de base des modulations à porteuses multiples en général.

La durée d'un symbole est donc multipliée par un facteur N dont le bon choix doit permettre de minimiser l'IES tout en conservant le débit de la modulation mono-porteuse initiale ($1/T_s$). Dans le domaine temporel, le signal obtenu est composé par la superposition de N signaux sinusoïdaux de fréquences différentes (ayant donc une allure aléatoire). La nouvelle période T est la longueur d'un symbole OFDM (Figure II.16).

Dans le domaine fréquentiel, les distorsions du signal introduites par le canal seront limitées car chaque sous-bande sera suffisamment étroite pour pouvoir considérer le canal comme localement plat [30].

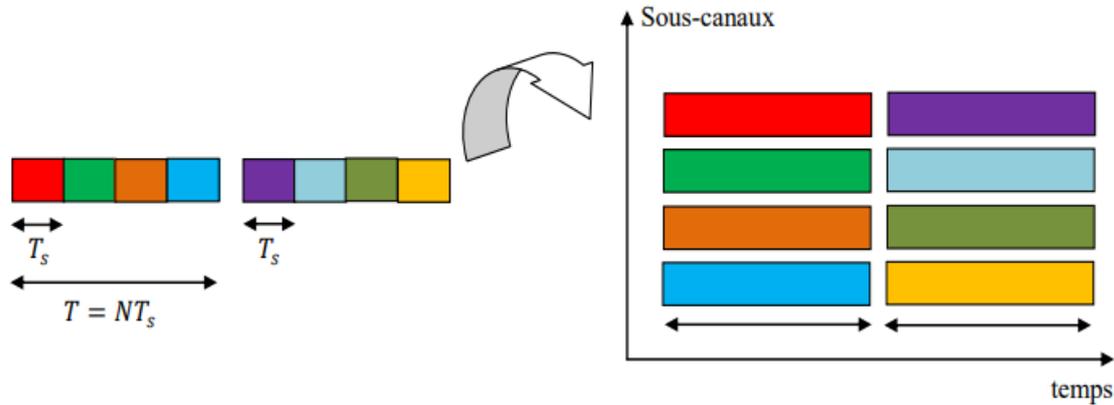


Figure II.17: Principe de la Modulation à porteuses multiples

4.1 Expression du signal OFDM

Le schéma de principe de l'OFDM est représenté dans la figure II.16 suivante :

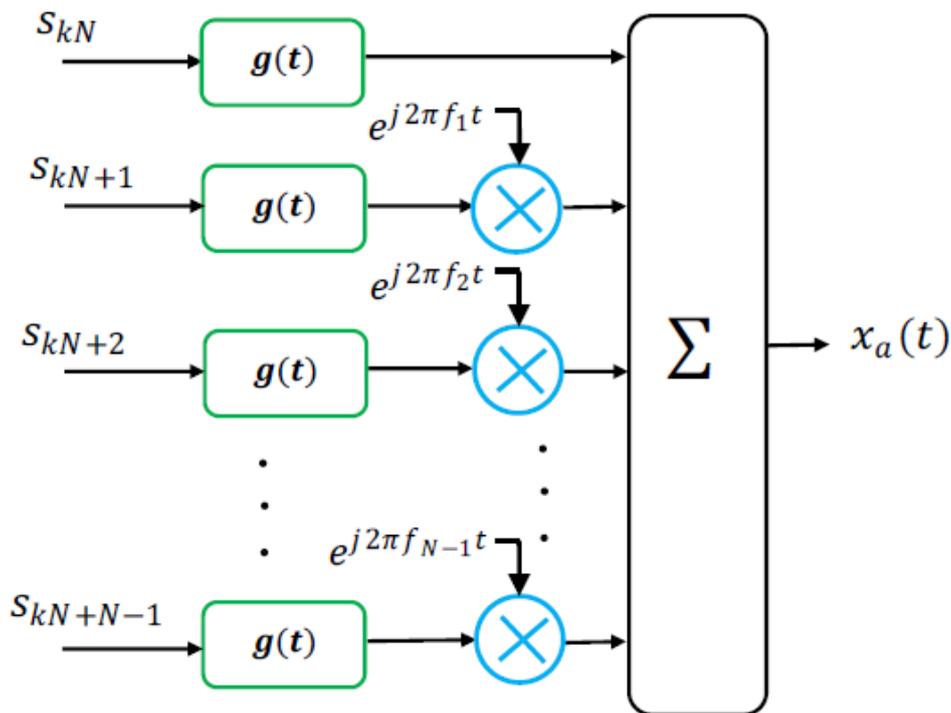


Figure II.18: Principe de l'OFDM côté émetteur

Comme nous venons de le voir sur la figure II.16, le signal OFDM se compose de N sous-porteuses de fréquences $f_k = f_0 + k\Delta f$, $k \in [0, \dots, N - 1]$ qui sont rigoureusement espacées de $\Delta f = 1/T$, et sont utilisées pour la transmission en parallèle de N symboles. Ces symboles, notés S_{kN+i} , sont des éléments complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation donnée comme par exemple le QAM. $g(t)$ est la fonction de

mise en forme qui est une fenêtre rectangulaire (fonction porte) pour l'OFDM. L'expression du signal OFDM est donnée par :

$$x_a(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_k S_{kN+i} g(t - kT) \exp(j2\pi f_i t) \quad (\text{II.19})$$

avec $f_i = i\Delta_f$

Que l'on puisse réécrire comme suit :

$$x_a(t) = \sum_k g(t - kT) \sum_{i=0}^{N-1} S_{kN+i} \exp(j2\pi i\Delta_f t) \quad (\text{II.20})$$

avec : $\sum_{i=0}^{N-1} S_{kN+i} \exp(j2\pi i\Delta_f t)$ représente le symbole OFDM que l'on peut noter par s_k , et S_{kN+i} représente le symbole de donnée sur la $i^{\text{ème}}$ porteuse du $k^{\text{ème}}$ bloc.

Remarquons la ressemblance de ce terme à une transformé de Fourier Discrète Inverse (DFT⁻¹). L'expression du signal transmis peut donc s'écrire par :

$$x_a(t) = \sum_k S_k g(t - kT) \quad (\text{II.21})$$

Le signal OFDM peut être donc facilement généré en utilisant une Transformé de Fourier Discrète Inverse (IDFT) qui représente le modulateur au niveau de l'émetteur. A la réception, la démodulation est réalisée par l'outil de Transformée de Fourier Discrète (DFT) qui sera appliquée sur les échantillons reçus pour récupérer les symboles émis. Par conséquent, l'implémentation de l'OFDM (voir figure II.16) est devenue beaucoup plus simple grâce aux algorithmes développés de la Transformé de Fourier rapide (FFT) et son inverse. [31]

Pour la mise en œuvre numérique, il faut passer à la forme discrète du signal. Le signal peut être échantillonné à la période $T_s = T/N$ et donc au rythme N fois l'espacement entre sous porteuses, sans qu'il n'y ait de repliement de spectre. En prenant en considération les égalités suivantes :

$$\begin{cases} f_i = i\Delta_f = i\frac{1}{T} \\ t = nT_s \end{cases} \Rightarrow f_i t = \frac{in}{N} \quad (\text{II.22})$$

L'expression du signal transmis dans le domaine discret sera donc :

$$x_a(n) = \sum_k \sum_{i=0}^{N-1} S_{kN+i} g(n - kN) \exp(j2\pi \frac{in}{N}) \quad (\text{II.23})$$

Notons que les algorithmes de transformée de Fourier rapide directe (FFT) et inverse (IFFT) permettent une implémentation numérique efficace de DFT et IDFT, respectivement.

5 Système OFDM basé sur la transformée de Fourier discrète

La figure II.17 représente un système OFDM complet. Il comporte un émetteur, un récepteur et un canal radio à travers lequel se fait la transmission [32]

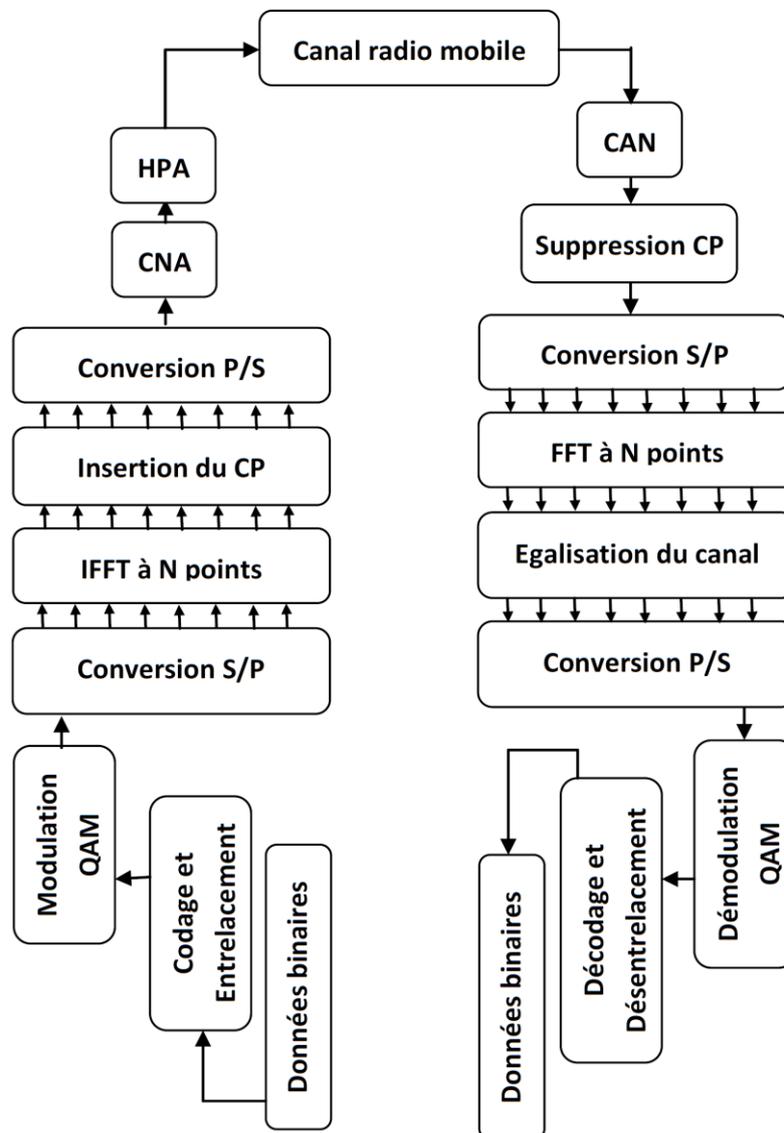


Figure II.19: Schéma bloc d'un système OFDM

La figure II.17 montre la chaîne de transmission d'un système OFDM. En émission, on voit bien tout le processus cité avant pour transmettre les données à travers le canal radio mobile. A la réception, tout le processus est inversé pour récupérer les données transmises. Le CP qui peut contenir de l'ISI est enlevé et le symbole OFDM est remis au démodulateur. Celui-ci effectue une transformée de Fourier (FFT) qui transpose les symboles OFDM du domaine temporel au

domaine fréquentiel. En raison des distorsions induites par le canal de transmission, celui-ci doit être corrigé par une égalisation à la réception qui consiste en une pondération inverse sur chaque sous-porteuse pour compenser les effets du canal. Les coefficients de pondération sont obtenus grâce aux symboles pilotes, qui sont des valeurs constantes insérées sur certains points à l'entrée de l'IFFT et qui doivent être connues au niveau du récepteur. C'est grâce au CP qu'on puisse considérer ces coefficients comme des valeurs constantes et donc réduire considérablement l'égalisation [33]. L'égalisation est effectuée dans le domaine fréquentiel. Il existe différentes techniques d'égalisation, les plus utilisées étant les techniques de forçage à zéro (ZF), les moindres carrés (MMSE) et la détection par maximum de vraisemblance (ML) [34].

6 Notion d'orthogonalité

La minimisation d'ISI s'accompagne malheureusement d'un nouveau terme d'interférence, l'interférence inter-porteuse ICI (Inter Carrier Interference). Elle résulte de la difficulté à séparer parfaitement les informations transmises simultanément sur différentes sous-porteuses. La solution préconisée dans les premiers systèmes FDM pour limiter le recouvrement entre les sous-porteuses était l'augmentation de l'espacement entre les bandes occupées par chacune d'entre elles. Cette solution n'est cependant pas optimale en termes d'occupation spectrale et conduit à l'occupation d'une bande fréquentielle souvent deux fois plus importante que dans le cas d'un système mono-porteuse. Il est possible de maintenir une haute efficacité spectrale en formant un multiplex fréquentiel de telle sorte que les spectres des sous-porteuses se recouvrent en s'assurant que celles-ci forment une base de fonctions orthogonales [35]. Les contraintes d'orthogonalité sont définies d'un point de vue temporel et fréquentiel. Soit un ensemble f_k de fréquences tel que :

$$f_k = f_0 + k \Delta_f ; \forall k \in [0, \dots, N - 1] \quad (\text{II.24})$$

Où f_0 est la fréquence porteuse originale, Δ_f représente l'écart entre deux sous-porteuses consécutives et N le nombre de sous-porteuses. Une base de signaux élémentaires $\psi_{jk}(t)$ se définit par :

$$\psi_{jk}(t) = g(t - jT_u) e^{2i\pi f_k t} \quad (\text{II.25})$$

Où $k \in [0, \dots, N - 1]$, $j \in \mathbb{Z}$ et $g(t)$ est une fonction porte définie sur $[0, T_u[$ appelée fonction de mise en forme.

Ces signaux élémentaires forment une base orthogonale si le produit scalaire de deux signaux $\psi_{j,k}(t)$ et $\psi_{j',k'}(t)$ est égal à :

$$\{\psi_{jk}(t), \psi_{j'k'}(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{jk}(t) \psi_{j'k'}^*(t) dt = \delta_{j,j'} \delta_{k,k'} \quad (\text{II.26})$$

$\delta_{j,j'}$ désigne le symbole de Kronecker :

$$\delta_{j,j'} = \begin{cases} 1 & \text{si } j = j' \\ 0 & \text{si } j \neq j'. \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Suivant l'espacement Δ_f , le résultat du produit scalaire de l'équation (II.29) entraîne une orthogonalité des fonctions $\psi_{j,k}(t)$ en temps (indices j et j') et en fréquence (indices k et k').

6.1 Orthogonalité temporelle

Elle se traduit par des contraintes sur le choix de la fonction de mise en forme $g(t)$. Une liste détaillée de fonctions présentant leurs avantages, leurs inconvénients et leurs applications existe dans la littérature [36]. Parmi les nombreuses possibilités, la fonction porte s'avère être la plus fréquemment employée pour sa simplicité de mise en œuvre. Elle consiste en un fenêtrage rectangulaire des symboles OFDM :

$$g(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq T_u \\ 0 & \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

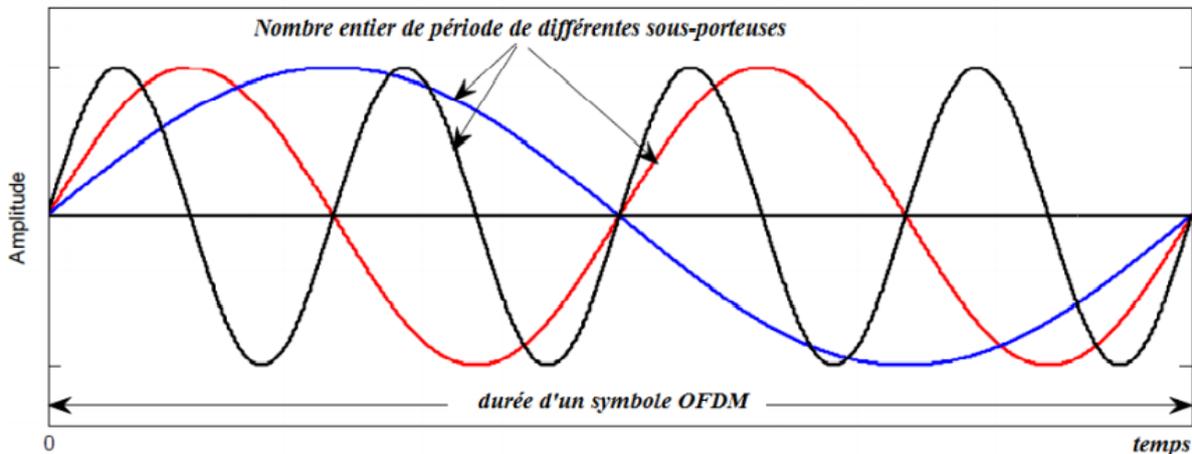


Figure II.20: Orthogonalité temporelle de l'OFDM

Dans la figure II.18, l'orthogonalité temporelle peut être visualisée dans une seule durée de symbole OFDM, par un nombre entier de périodes de chacune des sous-porteuses [37].

6.2 Orthogonalité fréquentielle

Elle se traduit par des contraintes de dimensionnement de Δ_f et dépend fortement du choix de la fonction de mise en forme $g(t)$ utilisée. La condition d'orthogonalité fréquentielle se dérive de l'équation (II.29). En prenant en considération n'importe quel jeu de sous porteuses consécutives k et $k + 1$ on obtient ainsi :

$$\{\psi_{j,k}(t), \psi_{j',k'}(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{j,k}(t) \psi_{j',k'}^*(t) dt = 0 ; \quad \forall k. \quad (\text{II.29})$$

Dans le cas d'une fonction porte $g(t)$, on obtient :

$$\{\psi_{j,k}(t), \psi_{j',k'}(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \Pi(t - jT_u) e^{2i\pi f_k t} \Pi(t - j'T_u) e^{2i\pi f_{k+1} t} dt = 0 \quad \forall k. \quad (\text{II.30})$$

Soit :

$$\{\psi_{j,k}(t), \psi_{j',k'}(t)\} = e^{-i\pi \Delta_f T_u \frac{\sin(\pi \Delta_f T_u)}{\pi \Delta_f}} = 0 \quad \forall k. \quad (\text{II.31})$$

Cette dernière égalité est vérifiée si $\pi \Delta_f T_u = p\pi$ avec $p \in Z$. L'espace minimal entre deux sous-porteuses adjacentes permettant de conserver l'orthogonalité entre elles est donc :

$$\Delta_f = \frac{1}{T_u}. \quad (\text{II.32})$$

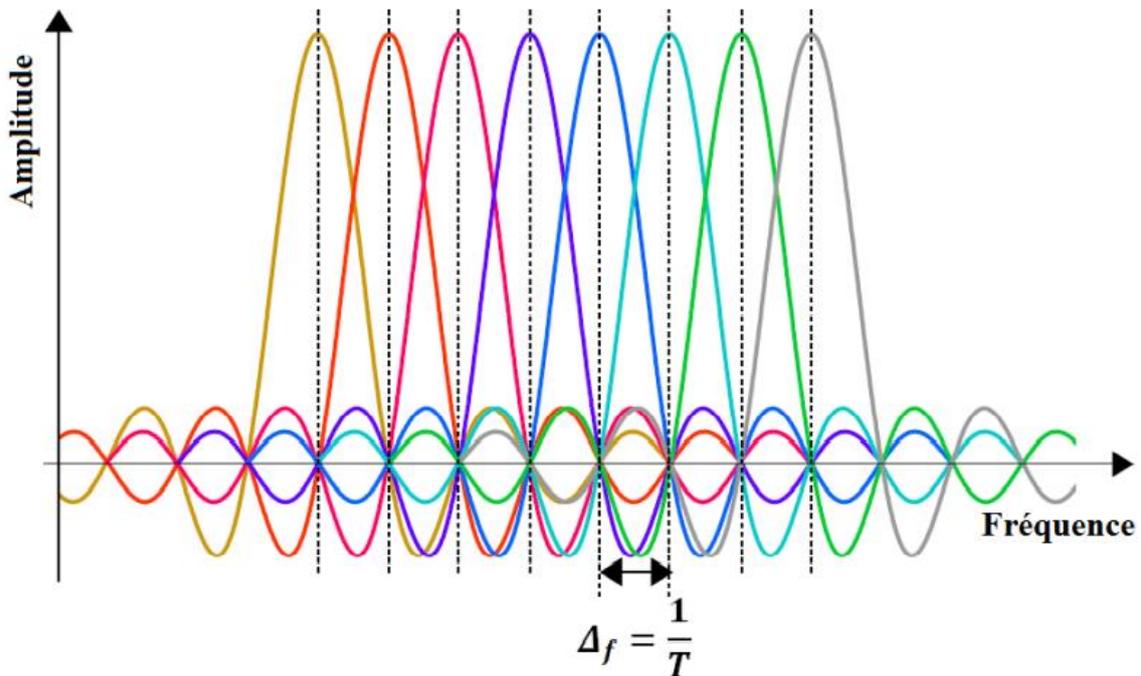


Figure II.21: Orthogonalité fréquentielle de l'OFDM

Dans la figure II.19 on constate qu'en raison de la condition d'orthogonalité fréquentielle, le pic de chaque sous-porteuse coïncide avec le zéro des autres sous-porteuses, éliminant ainsi les effets des interférences [38]

7 Intervalle de garde

L'OFDM est une technique de transmission par blocs (un symbole OFDM est composé de N symboles numériques). Ainsi, à cause de l'étalement temporel dû au phénomène de multi-trajets, les premières composantes d'un symbole OFDM courant peuvent interférer avec les dernières composantes des symboles OFDM précédents. Cela donne naissance au phénomène d'IES entre les symboles OFDM transmis successivement. Pour s'en affranchir, une solution bien adaptée consiste à ajouter un intervalle de temps entre deux symboles OFDM consécutifs comme le montre la figure II.20, d'une durée supérieure ou égale au retard maximum introduit par le canal. Ainsi, les derniers échos du symbole OFDM précédent auront lieu dans cet intervalle dit Intervalle de Garde (IG) ou Guard Interval (GI), et le symbole OFDM courant ne sera plus perturbé par les symboles précédents. Bien que l'IG permette de réduire l'IES, il conduit naturellement à une perte de débit utile puisque aucune information utile n'est transmise pendant cet intervalle de temps, ce qui exige en pratique un compromis entre la qualité du signal et la perte de débit utile. Il existe deux principales méthodes permettant l'insertion de l'IG dans un système OFDM [39] :

- La méthode du Préfixe Cyclique (CP) : elle consiste à recopier les M derniers échantillons du symbole au début de celui-ci.
- La méthode du Bourrage de Zéros ou Zero-Padding (ZP) : elle consiste à insérer M zéros au début du symbole.

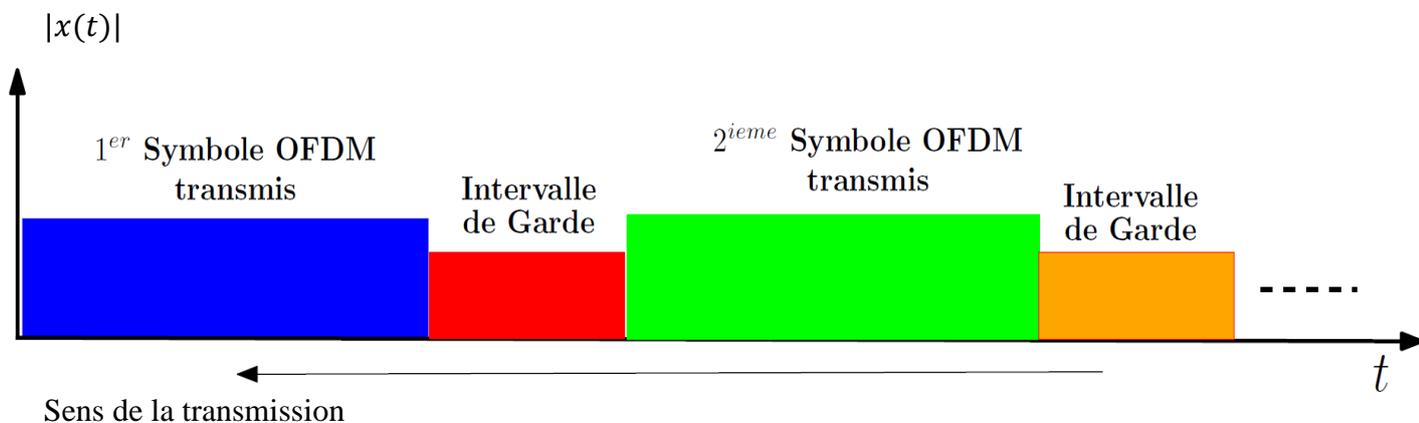


Figure II.22: Intervalle de Garde

7.1 Préfixe cyclique

Le principe du préfixe cyclique est de copier les derniers échantillons d'un symbole et les placer à son début. En utilisant cette technique, on garde une continuité circulaire dans le symbole. Le préfixe cyclique est une bonne méthode pour combattre les interférences entre symbole ISI et entre porteuses ICI. Grâce à cette extension, la période du symbole est plus longue. Précisons que bien que la période soit plus longue, cela n'a aucun incident sur le spectre fréquentiel du signal. Aussi longtemps que le bon nombre d'échantillons est pris en réception n'importe où dans le symbole rallongé, l'orthogonalité est maintenue et les interférences sont éliminées. La figure II.21 donne une vue sur le principe d'insertion du préfixe cyclique.

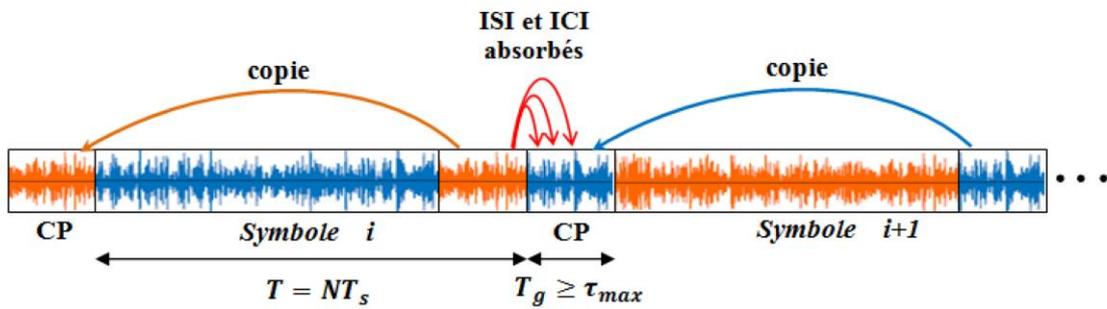


Figure II.23: insertion du préfixe cyclique

La longueur du préfixe que nous rajoutons est additionnée au symbole initial, nous obtenons un symbole OFDM de longueur totale égale à :

$$T_{total} = T_g + T \quad (II.33)$$

Il est important de savoir que la longueur du préfixe doit être définie en fonction des délais maximums de retard prévus dans le canal multi-trajet. En effet, l'idée n'est pas qu'on résolve uniquement le problème d'interférence en utilisant le préfixe, mais aussi d'effectuer une utilisation la plus optimale possible de la bande passante. L'information répétée dans le préfixe crée un gaspillage de bande passante qu'il est important d'amoinrir au maximum. Typiquement, la durée de l'extension cyclique se situe entre 1/4 et 1/10 du nombre de sous-porteuses. Ceci implique des pertes de bande passante allant respectivement de 20% à 9% [40].

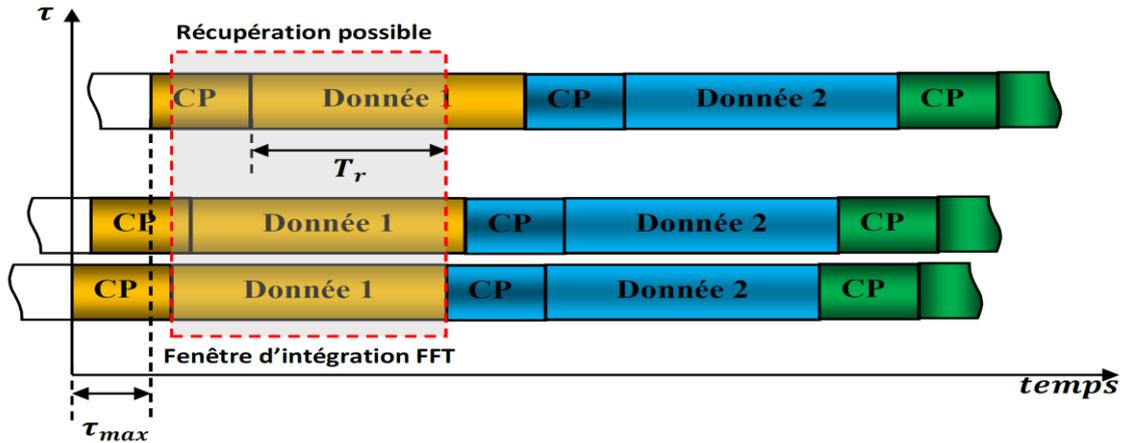


Figure II.24: Restauration d'orthogonalité par Préfixe Cyclique

8 Avantages et limitations de l'OFDM

L'utilisation massive de l'OFDM s'explique par le grand nombre d'avantages qui caractérisent une telle technique de modulation. Elle constitue, en fait, une solution efficace pour combattre, à une certaine limite, les effets des trajets multiples et de variation temporelle du canal de transmission (Doppler). C'est ce que justifie son utilisation, jusqu'aux nos jours, dans de nombreuses technologies actuelles. Certains des points positifs de l'OFDM sont mentionnés ci-dessous :

- C'est un moyen efficace pour combattre les effets des trajets multiples qui provoquent des interférences entre symboles (ISI) grâce à l'insertion du préfixe cyclique (CP), et la sélectivité fréquentielle du canal grâce à la réduction de la bande des sous-bandes.
- Encombrement spectral optimal par rapport aux autres techniques multi-porteuses Conventionnelles grâce à la condition d'orthogonalité.
- Coût faible et implémentation facile et efficace de la modulation et démodulation grâce à l'outil de transformée de Fourier rapide (FFT) et son inverse (IFFT).
- Robustesse face aux bruits impulsifs.
- Egalisation simple et optimale grâce à l'ajout du CP.
- Enfin, la réalisation du modulateur OFDM est devenue très simple grâce à l'implémentation de l'algorithme IFFT.

En dépit de la multitude et de l'importance de ses avantages, OFDM présente plusieurs limitations notamment les points suivants :

- Le signal OFDM souffre d'un facteur PAPR (Peak to Average Power Ratio) élevé qui mesure les fluctuations de son enveloppe. Un PAPR élevé cause de fortes distorsions au signal et nécessite un système capable de prendre en charge une puissance de signal instantanée bien supérieure à la puissance moyenne du signal, ce qui nécessite une faible efficacité énergétique.
- La perte en efficacité spectrale suite à l'utilisation du préfixe cyclique qui est, en fait, une redondance d'information.
- Son filtre de mise en forme rectangulaire qui a un spectre à lobes secondaires extrêmement élevés et donc un débordement hors bande important, nécessitant de larges bandes de garde. Ceci représente une autre perte d'efficacité spectrale.
- Exigence d'une synchronisation rigoureuse, et sensibilité au décalage temporel qui génère des interférences entre les sous canaux et dégrade les performances du système.
- Sensibilité aux décalages fréquentiels (CFO) pouvant affecter l'orthogonalité entre sous-porteuses et donc causer des interférences entre canaux (ICI).

9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les concepts de base d'une technique multi porteuse la technique est l'OFDM qui est basée sur l'orthogonalité entre les sous porteuses, assurant donc la séparation des sous canaux à la réception malgré le chevauchement fréquentiel, ce qui améliore considérablement l'efficacité spectrale. L'utilisation du préfixe cyclique (CP) permet à l'OFDM d'absorber les interférences causées par l'effet multi-trajet du canal radio, par conséquent, l'égalisation devient plus simple avec des coefficients scalaires au niveau de chaque sous-canal. Grâce à ses avantages, OFDM est largement utilisée dans différentes technologies jusqu'aux nos jours.

Chapitre 03 : La technique de modulation SC-FDMA

1 Introduction

SC-FDMA ou « Single Carrier Frequency Division Multiple Access » 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 de la norme 3GPP LTE dit de « 4^{ème} Génération ». Dans ce chapitre, on expose en premier temps les principes de base de la technique de multiplexage par division en fréquence sur une porteuse unique SC-FDMA. Dans un deuxième temps, on aborde les deux modes d'allocation des ressources ; le mode distribué I-FDMA et localisé L-FDMA. Ensuite, le schéma bloc du système SC-FDMA est présenté. Ce chapitre aborde aussi le point de PAPR dans le contexte de SC-FDMA. Mais avant, un bref rappel historique sur l'évolution des systèmes d'accès multiple en téléphonie mobile sont présenté à la section suivante. [41]

2 Single Carrier-FDMA

La technique d'accès multiple par répartition en fréquence à porteuse unique (SC-FDMA) est considérée comme une méthode de pré-codage de l'accès multiple par répartition en fréquence orthogonale (OFDM). Le pré-codeur utilise la transformée de Fourier discrète (DFT) pour rétablir les fluctuations de faible enveloppe du système à porteuse unique. En raison de sa structure inhérente à une seule porteuse, l'un des principaux avantages de SC-OFDM par rapport à OFDM est que le signal transmis présente un faible rapport entre la puissance de crête et la puissance moyenne (PAPR). La caractéristique de PAPR plus faible profite grandement au terminal mobile en termes d'efficacité de la puissance d'émission et de coûts du terminal, ce qui en fait un favori, notamment pour la transmission sur la liaison montante dans les systèmes de communication mobile où l'efficacité de la puissance d'émission est primordiale [42]

3 Principe de la modulation

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 dans l'émetteur SC-FDMA (voir figure III.23 ci-après) [43].

4 Principe de la démodulation

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

$$y^k(t) = \sum_{n \in \Omega_Q^k} u_n^k \int_{T_s} [h_n^k(t - \tau) p(\tau - nTs) e^{2j\pi f_n \tau}] d\tau \quad (\text{III.34})$$

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'. $p(\tau - nTs) e^{2j\pi f_n \tau}$ représente le filtre de mise en forme, le principe de la démodulation du système SC-FDMA consiste à démoduler le signal sur chacune des sous-porteuse f_n du système. En effet, le signal reçu $y^k(t)$ est d'abord ramené en bande de base, avant d'être échantillonné pour le traitement numérique du signal. Après suppression de l'intervalle de garde, un démodulateur DFT permet d'obtenir les symboles modulants chaque porteuse f_n . Un égaliseur est ensuite mis en œuvre, dans le but de supprimer la contribution du canal sur chaque sous-porteuse du signal, et de récupérer ainsi les symboles fréquentiels $\{u_q\}_{0 \leq q \leq Q-1}$. Un démodulateur IDFT permet ensuite de récupérer les symboles sources $\{d_q\}_{0 \leq q \leq Q-1}$ du système (voir la figure III.23 ci-après) [42].

5 Schéma bloc d'un système SC-OFDM

5.1 Émetteur SC-FDMA

D'après ce que nous venons de voir avec SC-FDMA un étage supplémentaire 'Q point DFT' est donc ajouté à l'émetteur et un étage N-point IDFT au récepteur. À l'entrée de l'émetteur on aura des symboles modulés.

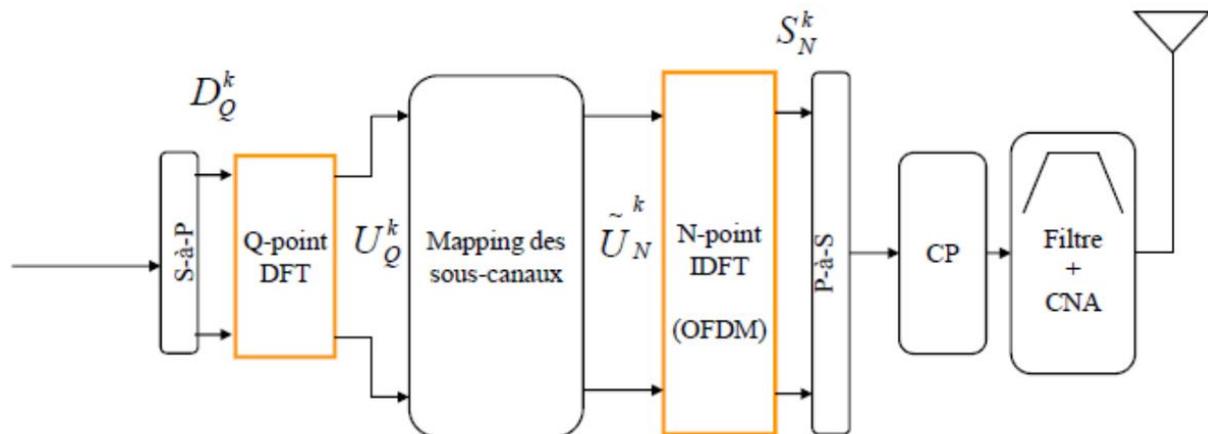


Figure III.25 : Émetteur SC-FDMA [41].(reference)

Où :

S à P : série à parallèle

P à S : parallèle à série

CP : préfixe cyclique

En SC-FDMA les données sont organisées en constellation de signal suivant les différentes modulations QPSK, 16-QAM et 64-QAM. Elles sont attribuées aux canaux avec des conditions similaires à l'OFDM. Cependant au lieu d'envoyer les symboles préalablement modulés en (QPSK ou QAM) directement vers les sous-porteuses comme dans l'OFDM, les symboles ici, passent après la conversion série-parallèle au bloc DFT qui les transforme en domaine fréquentiel. A sa sortie ces symboles seront modulés aux sous-porteuses par le bloc « Mappage des sous porteuses ». Après cette affectation les sous porteuses modulées, étant dans le domaine fréquentiel seront convertis en domaine temporel via le bloc IDFT pour donner les symboles de sortie [44].

Les deux autres blocs de la chaîne de transmissions sont toutes aussi importantes. Il s'agit d'un bloc 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 en œuvre.

Ces deux blocs suivront les opérations similaires à l'OFDM. Dans le multiplexage SC-FDMA les signaux sont représentés par des sous porteuses discrète d'où l'appellation SC pour Single Carrier. Contrairement à l'OFDM les sous-porteuses SC-FDMA ne sont pas modulées indépendamment mais globalement. L'allocation de la sous porteuse (ressources) joue un rôle important en SC-FDMA [45].

5.2 Récepteur SC-FDMA

En SC-FDMA, la réception est quasiment pareille à l'OFDM mais avec les blocs supplémentaires de « dé-mappage des sous-porteuses » et IDFT. La réallocation des Q sous porteuses attribuées permet d'obtenir N signaux discrets. A la fin de l'IDFT on obtient les signaux SC-FDMA d'information. En transmission de liaison montante par SC-FDMA, on a des signaux supplémentaires à savoir les signaux de référence et les signaux de contrôle. Ces signaux sont considérés comme des séquences de signalisation (voir la figure III.24). [45].

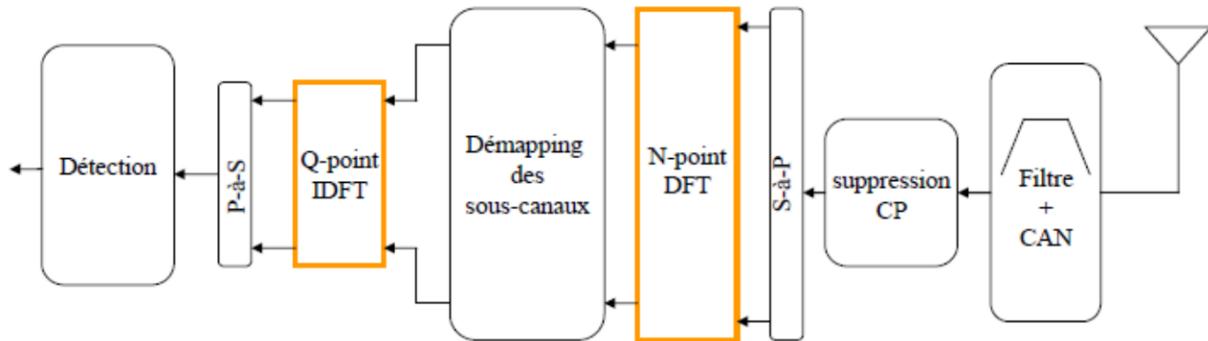


Figure III.26: Récepteur SC-FDMA [46]

6 Allocation des ressources du 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. Ainsi chaque utilisateur se voit alloué 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.

6.1 Allocation de ressource en mode distribué

Dans le mode distribué les symboles fréquentiels, correspondant à la sortie du modulateur DFT de l'émetteur, viennent moduler un multiplex de sous-porteuses régulièrement réparties sur toute la largeur de la bande passante du système comme l'illustre la figure III.25. Les sous-porteuses non modulées sont affectées à des signaux nuls. La modulation SC-FDMA qui utilise ce mode d'allocation est appelée IFDMA ou (Interleaved-FDMA) [47, 48]. L'I-FDMA comporte plusieurs avantages. Il permet d'une part de garantir l'orthogonalité entre les différents utilisateurs du système, mais possède également une grande diversité fréquentielle du fait de la répartition des porteuses modulées sur toute la bande passante [49]. Cette technique est aussi très intéressante du point de vue 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 des fréquences qui sont souvent introduits par une mauvaise synchronisation ou une forte mobilité causant ainsi une perte d'orthogonalité entre les fréquences des utilisateurs.

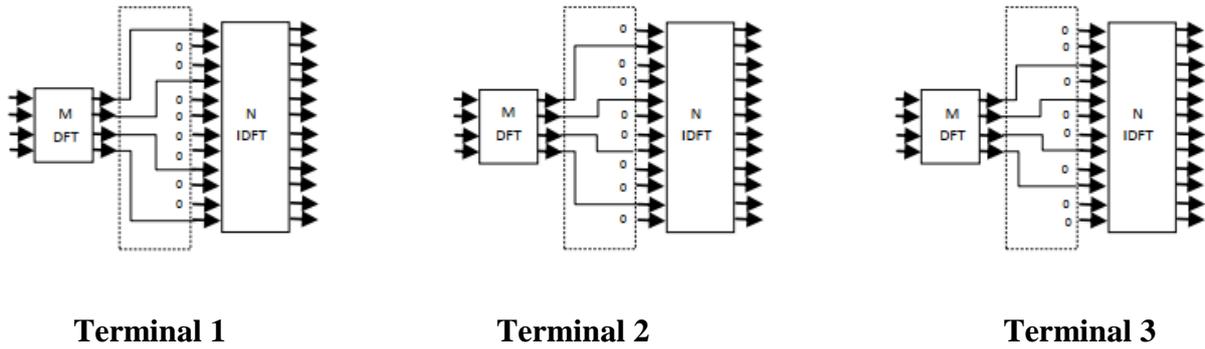


Figure III.27: Le Mapping I-FDMA

Le spectre du signal ISC-FDMA est donné par la figure III.26

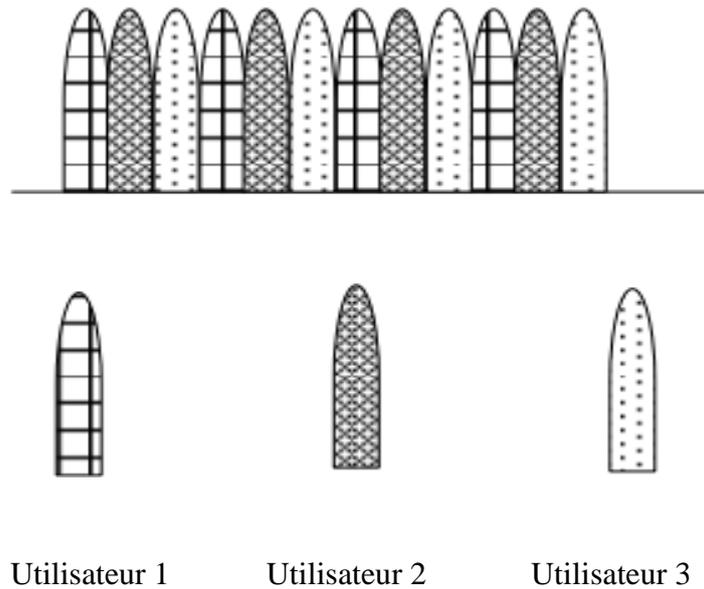


Figure III.28: Spectre du signal ISC-FDMA au récepteur

6.2 Allocation de ressources 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) [50] . Cette fois-ci les symboles fréquentiels correspondant à la sortie du modulateur DFT viennent moduler un multiplexe de sous porteuses contigües ; les autres sous porteuses non modulées étant affectées à des signaux nuls comme l'illustre la figure III.27. 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 fréquentielle.

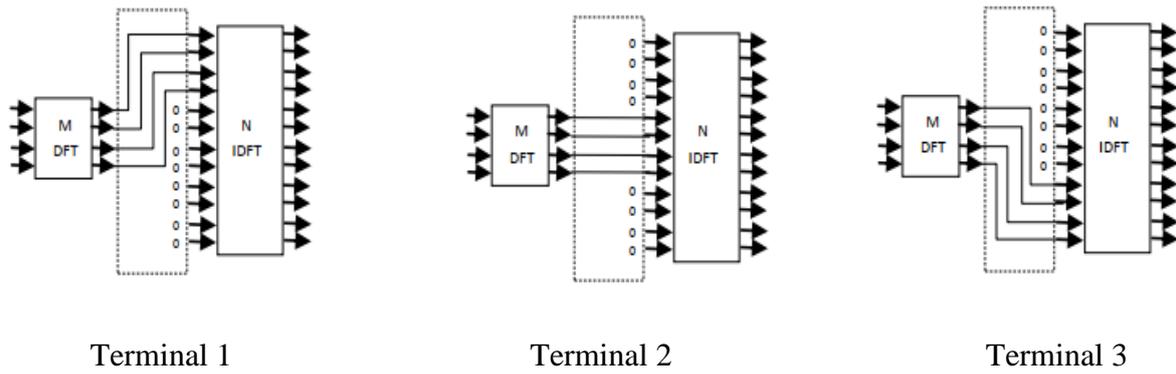


Figure III.29: Le Mapping L-FDMA.

Le spectre du signal LSC-FDMA est donné par la figure 28

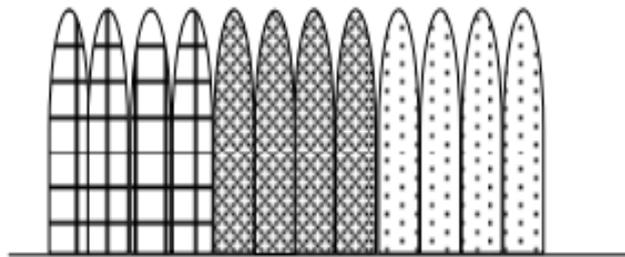


Figure III.30: Spectre du signal LSC-FDMA au récepteur

7 Comparaison des modes I-FDMA et L-FDMA :

Dans le mode I-FDMA, les données du bloc DFT sont mappées sur des sous-porteuses qui sont également espacées sur toute la bande passante. Les lieux inoccupés sont mis à zéro. Pour cela, on peut dire que I-FDMA fournit une plus grande diversité de fréquence par rapport à la LFDMA étant donné que les sous-porteuses sont réparties sur toute la bande passante.

La performance en termes de PAPR pour I-FDMA est bien améliorée tandis que celle en termes de BER est un peu dégradée par rapport à L-FDMA. I-FDMA fournit une flexibilité dans l'allocation des sous-porteuses [51].

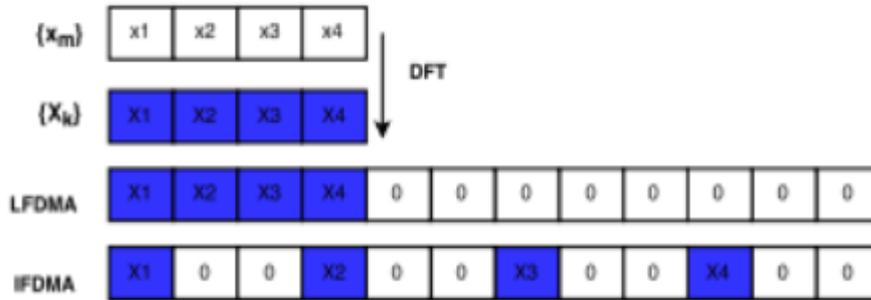


Figure III.31: Schéma de mappage des sous-porteuses dans le domaine fréquentiel [51].

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 appelé CDS (Channel Dépendent Scheduling) qui octroie à chaque utilisateur, le multiplex de sous-porteuses en fonction de la qualité de son canal de transmission. De ce fait, un utilisateur peut se voir octroyer différents multiplex de sous porteuses durant la même communication ou même être supprimé du système lorsque son canal de transmission est très médiocre.

De plus, le CDS permet d'accroître considérablement la diversité multiutilisateur ainsi que le débit total du système dans le cas du mapping L-FDMA comparé à celui de l'I-FDMA [52]. Cela se justifie par le fait que le mapping I-FDMA, pour laquelle les sous-porteuses sont réparties sur toute la totalité de la bande disponible, aura un débit meilleur que dans la sous bande déterminée par le CDS, ce pour l'une ou l'autre des deux techniques d'allocation.

8 Capacité du SC-FDMA

La capacité d'un canal de communication radio avec une puissance de transmission constante P est exprimée par la relation suivante [53]:

$$C = W \cdot \log_2\left(\frac{1 + SNR_{1.0MHz}}{W}\right) Mb/s \quad (III.35)$$

Avec : W est la bande passante en MHz

$SNR_{1.0MHz}$: est le SNR à l'intérieur de la largeur de bande de 1.0 MHz avec la puissance d'émission constante P .

La capacité de la SC-FDMA est donnée par la relation :

$$C_{SC-FDMA} = \left(\frac{T_s}{T_s + \Delta}\right) \times \log_2\left(1 + \frac{KP}{f_{KP} + N_0} \times \frac{1}{10\left(\frac{L_{SC-FDMA}}{10}\right)}\right) [b/s/Hz] \quad (III.36)$$

Avec :

- $\frac{T_s}{T_s+\Delta}$: représente les pertes de liaison relative à l'OFDM.
- K : le nombre d'utilisateurs transmettant simultanément.
- P : puissance reçue par un utilisateur.
- f : coefficient d'interférence co-canal.
- N_0 : le bruit de fond.
- α : fraction du signal de l'utilisateur considéré comme une interférence.

La capacité est le débit maximal admissible, soit sans erreur (théorique) soit pour un taux d'erreur donnée (pratique), est exprimée en bits par seconde [54].

9 La réduction de PAPR

Les techniques de réduction du PAPR sont classées dans différentes approches : les techniques d'ajout de signal correcteur, les techniques de codage, les techniques probabilistes, les techniques de pré-distorsion et les techniques d'étalement par DFT.

9.1 Étude du PAPR du signal SC-FDMA

L'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 [55] [56, 57] est très importante dans les systèmes de communications. Ce rapport est directement 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.

Dans cette partie du chapitre, PAPR du signal SC-FDMA sera examiné et comparé par la suite à celui de l'OFDM [58].

Tout d'abord, nous allons extraire l'expression du PAPR du signal SC-FDMA (voir [59]). Le signal échantillonné (avec N échantillons donc : $0 \leq m \leq N - 1$) de la sortie du modulateur SC-FDMA de l'utilisateur k sur une période symbole T est donné par l'expression :

$$S_m^k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \bar{u}_n^k e^{j2\pi \frac{m}{N} n}, \quad m \in [0, \dots, N - 1] \quad (\text{III.37})$$

Cette équation est valable quel que soit le mapping utilisé I-FDMA ou L-FDMA. En prenant en compte le filtre de mise en forme en cosinus surélevé $\rho(t)$ donné par l'équation (III.38)

$$\rho(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos(\pi a t/T)}{1-4a^2 t^2/T^2} \quad (\text{III.38})$$

On obtient le signal émis qui peut s'écrire comme suit

$$s^k(t) = \sum_{n \in \Omega^k} u_n^k p(t - nT_s) e^{2j\pi f_n t} \quad (\text{III.39})$$

Où f_n représente la fréquence RF du système.

La relation suivante permet de définir le PAPR du signal SC-FDMA de l'utilisateur 'k' comme suit :

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |s^k(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |s^k(t)|^2 dt} \quad (\text{III.40})$$

Le filtrage remonte le PAPR du signal [60] mais lorsqu'aucun filtre de mise en forme n'est utilisé, le PAPR du signal SC-FDMA de l'utilisateur 'k' se calcule simplement à partir de ses symboles S_m^k émis :

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq m \leq N-1} |S_m^k|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |S_n^k|^2} \quad (\text{III.41})$$

La suite des symboles S_m^k , avec $0 \leq m \leq N-1$, suit une loi aléatoire car elle est 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 S_m^k ainsi que de leur valeur moyenne. L'amplitude d'un signal mono-porteuse n'a pas une distribution gaussienne, il est donc difficile d'établir une expression exacte du PAPR du signal SC-FDMA qui est un signal mono-porteuse comme nous l'avons déjà indiqué. [61]

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) [62] du PAPR qui correspond à la probabilité pour que le PAPR soit supérieur à une certaine valeur $PAPR_0$, soit donc :

$$CCDF = P_r(PAPR \geq PAPR_0) \quad (\text{III.42})$$

10 Conclusion

Le système OFDM est présenté dans le chapitre précédent comme solution efficace et robuste contre la sélectivité en fréquence dans les canaux de propagation qui présentent un effet multi-trajet. Un PAPR très élevé et une sensibilité au problème de CFO sont les inconvénients majeurs de ce système OFDMA.

Le système SC-FDMA qu'on a élaboré dans ce chapitre, offre des performances comparables à celles de l'OFDM mais avec un facteur PAPR considérablement réduit à cause de la transmission mono-porteuse ce qui évite la sommation d'un nombre important de signaux sinusoïdaux.

Pour ces avantages, SC-OFDMA est adoptée comme technique de modulation au niveau de la voie montante du système LTE 4G.

Une comparaison en termes de performance entre ces deux systèmes fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 04 : Comparaison entre
OFDM et SC-FDMA & simulation
MATLAB

1 Introduction

La communication mobile est occupée par des avancées de plus en plus nombreuses, avec des vitesses de transmission allant de mégabits par seconde aux centaines de mégabits voire des gigabits par seconde. Le choix principal dans système de communication est la sélection des modes d'accès multiple. L'accès multiple par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) en est un exemple. Même avec des installations de formation plus performantes, le SC-FDMA a suscité un intérêt excessif en tant que substitution intelligente de l'OFDM et est maintenant recommandé pour les communications portatives en liaison montante (Uplink) [63]. Le système SC-FDMA étant mono-porteuse, du fait de la transmission séquentielle sur une porteuse unique, présente l'avantage d'avoir un faible PAPR (Peak to Average Power Ratio) qui est un critère très bénéfique pour l'autonomie énergétique des 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 4G.

Dans ce chapitre, la comparaison entre ces deux techniques est effectuée afin de prouver les points forts de l'utilisation du SC-FDMA dans le LTE sous deux mappages de sous-porteuses à savoir le mode localisé et celui entrelacé. Ensuite nous présentons la différence entre les égaliseurs de ces deux techniques d'accès.

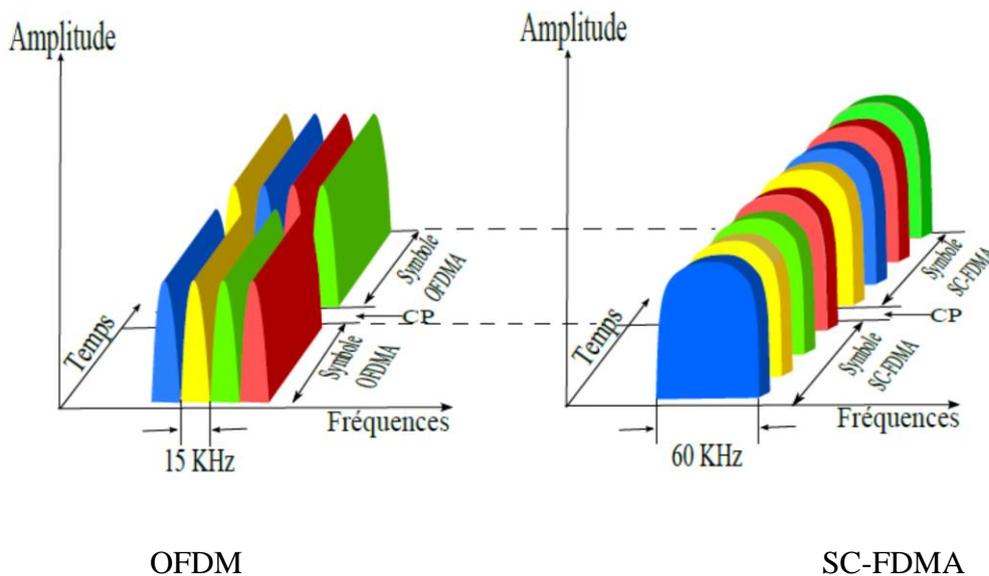


Figure IV.32: Transmission parallèle et séquentielle des systèmes OFDM et SC-FDMA

[64]

2 Étude comparative des deux accès SC-FDMA et OFDM

Comme on le sait, l'OFDMA est l'accès multiple basé sur la technique OFDM, et est adopté dans la norme 3GPP LTE pour les communications dans le sens descendant. Comme nous avons pu le constater précédemment, le système SC-FDMA a des ressemblances à bien des égards avec le système OFDM. Sur la Figure IV.31 ci-dessous, on peut observer que le SC-FDMA n'est rien d'autre que de l'OFDM avec un pré-codage DFT suivi d'un multiplexage particulier dans le domaine fréquentiel [65]

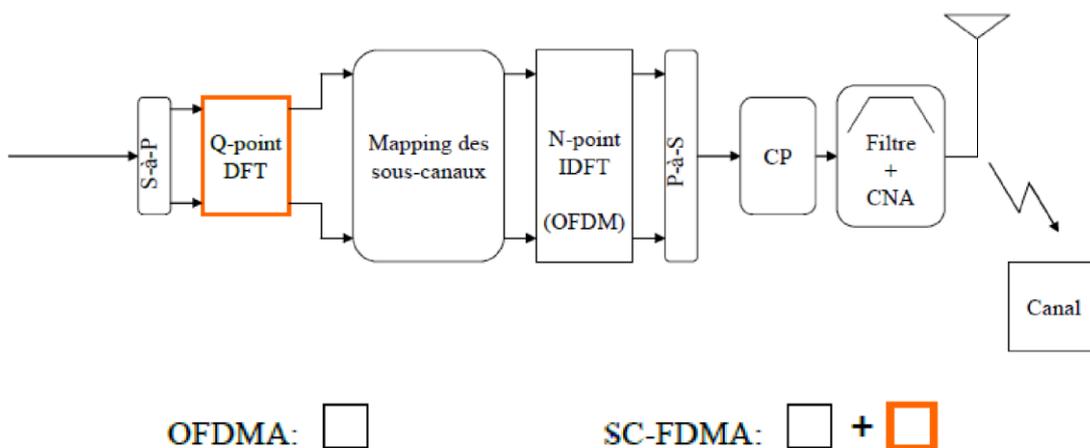


Figure IV.33: Similitude entre une chaîne OFDM et SC-FDMA

Aussi nous avons signalé que l'SC-FDMA est une technique de transmission des données mono-porteuse alors que l'OFDMA est une technique multi-porteuse. Ceci constitue la grande différence entre ces deux techniques qui ont plusieurs caractéristiques communes telles que :

- L'envoi de l'information sous forme de bloc de données,
- L'utilisation de porteuses orthogonales assurant ainsi un multiplexage fréquentiel des données.
- L'insertion de l'intervalle de garde comme solution pour remédier aux interférences entre symboles
- Une égalisation fréquentielle [64].

L'OFDM permet d'une part d'augmenter de manière considérable le débit du système, 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 la durée des symboles et la transmission sur des sous bandes bien étroites.

Malheureusement, OFDM n'a pas que des avantages. En effet le caractère multi-porteuses du signal émis de l'OFDM, conduit à une fluctuation importante du signal autour de sa valeur moyenne ce qui implique un facteur PAPR relativement important. Ce problème 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 de l'amplificateur de puissance donc on perd en termes de coûts.

Par contre les systèmes SC-FDMA transmettent les symboles de façon séquentielle au cours du temps sur une seule porteuse quelques-unes. Il s'agit ainsi d'un système mono-porteuse. De ce fait, contrairement à l'OFDM ce système a l'avantage d'avoir un très faible PAPR qui a été déterminant quant à son adoption dans la norme 3GPP LTE.

Une autre différence importante est la présence de la DFT dans le système SC-FDMA que nous avons remarqué plus haut. En effet la DFT ici aura pour rôle de transformer les symboles en domaine fréquentielle, d'où l'appellation de « DFT-spread ». On peut constater alors que ce pré-codage réalisé à l'émission constitue un autre avantage de l'SC-FDMA par rapport à l'OFDM. En effet l'OFDM réalise une égalisation et une détection séparément pour chaque sous porteuse du système. Les données sont donc réparties sur les sous-porteuses et une transformation de Fourier (DFT) est appliquée en réception. Ainsi, lorsque qu'aucun codage n'est réalisé dans ce système, le canal étant très sélectif, certaines porteuses seront supprimées et il serait donc impossible de retrouver le flux de données localisées sur les porteuses supprimées. Par contre dans le système SC-FDMA la détection est effectuée après la modulation DFT à la réception qui le rend ainsi moins sensible à la sélectivité fréquentielle du fait que les perturbations sont moyennées sur toute la largeur de bande du système comme on peut le constater sur les figures IV.32 et IV.33, le modulateur DFT se comporte donc comme un pré-codeur.

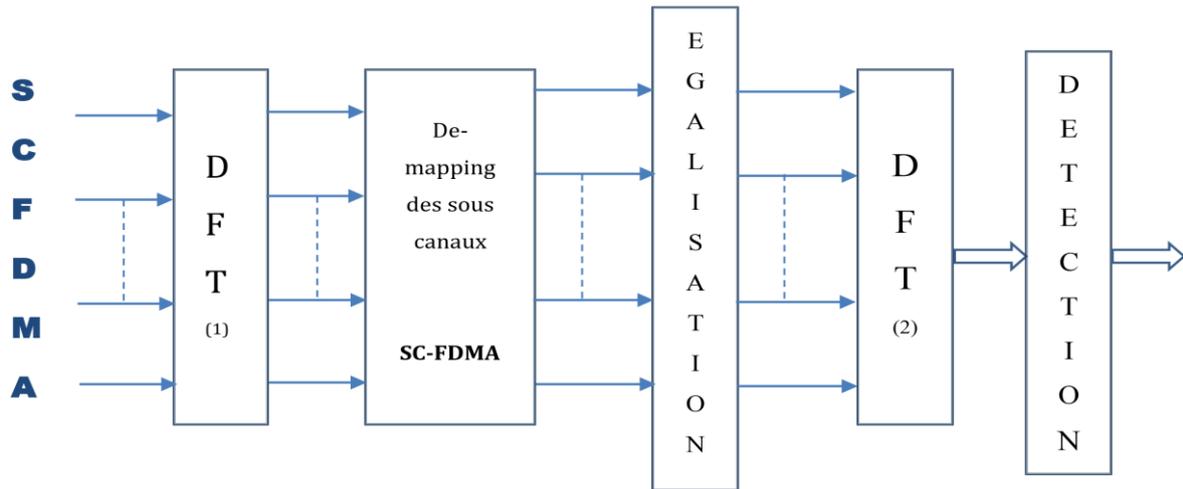


Figure IV.34: Egalisation des systèmes SC-FDMA.

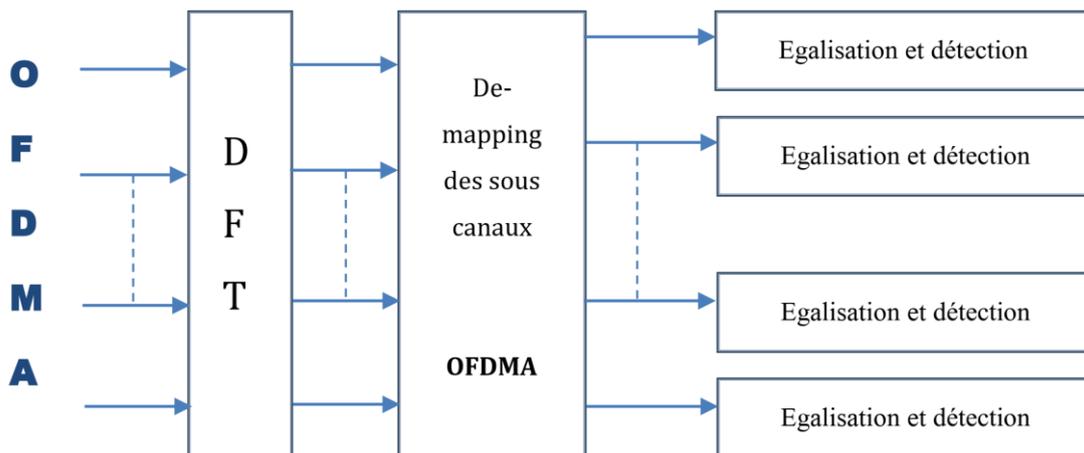


Figure IV.35: Egalisation des systèmes OFDM.

De ce qui précède on voit que la SC-FDMA présente l'avantage de produire des puissances dans les canaux adjacents relativement faibles, même lorsque l'amplificateur final n'est pas absolument linéaire. Avec la SC-FDMA, les exigences en matière de linéarité de l'amplificateur de puissance du téléphone portable ne sont pas très élevées. Par conséquent, la consommation de courant peut être limitée. Comme on le sait, avec l'OFDM, en raison du PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) élevé du signal, un amplificateur de puissance linéaire est requis. La grande consommation de courant qui en résulte constituerait un inconvénient majeur, facilement évitable avec la SC-FDMA. A titre d'exemple, un téléphone mobile fonctionnant en

SC-FDMA consommerait trois fois moins de courant qu'un appareil fonctionnant en OFDM offrant le même débit de données et présentant le même taux d'erreur sur les bits.

Avec SC-FDMA, le récepteur de la station de base nécessite un égaliseur (equalizer) relativement complexe. Toutefois, ce procédé est bien plus résistant que l'OFDM aux écarts des fréquences porteuses. La complexité de la liaison ascendante vers la station de base a été en grande partie placée dans la station de base, ce qui a permis de concevoir des terminaux moins chers et plus performants du point de vue énergétique. Le procédé d'accès multiple SC-FDMA en liaison ascendante constitue une nouveauté dans le monde de la radiocommunication mobile.

3 ANALYSE DE LA CONCEPTION

3.1 Modèle de transmission en OFDM et en SC-FDMA

Dans ce chapitre, nous avons présenté des simulations des deux systèmes OFDM et SC-FDMA que nous avons programmées sous Matlab. Les schémas de principe de OFDM et SC-FDMA sont donnés respectivement dans la figure IV.34 et la figure IV.35.

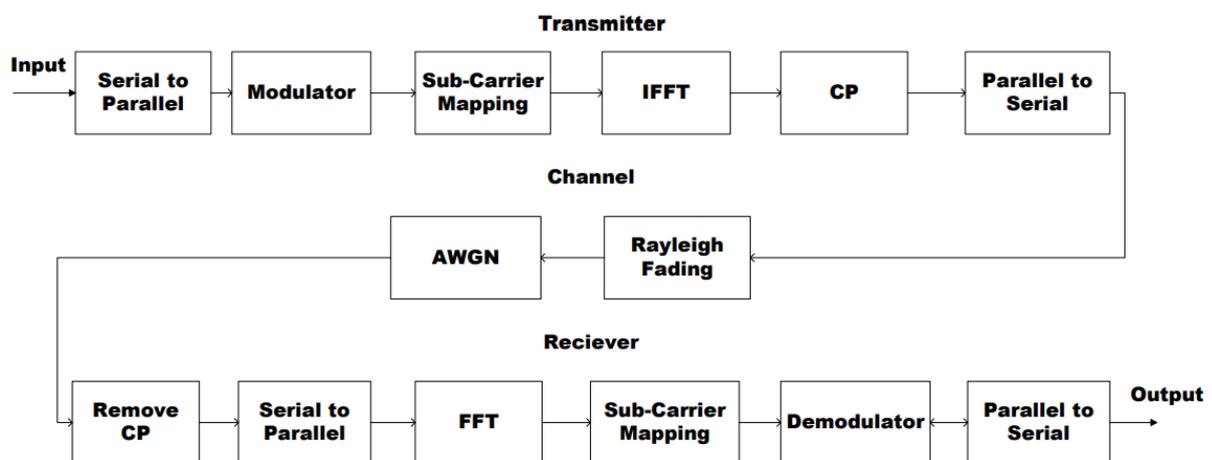


Figure IV.36:modèle de transmission OFDM

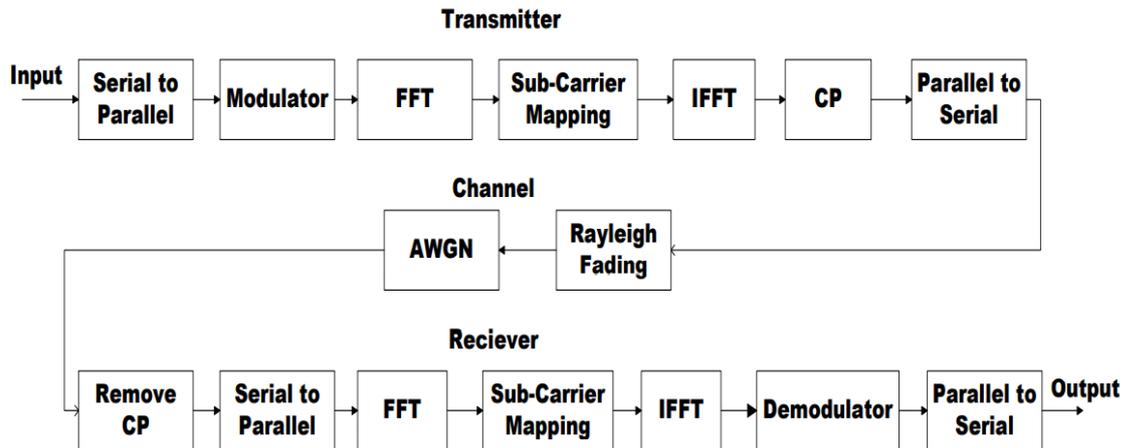


Figure IV.37: model de transmission SC-FDMA

En pratique, il y a quelques pertes dans le système par rapport aux valeurs théoriques, donc nous utilisons le canal à bruit blanc gaussien additif (AWGN), qui est couramment utilisé pour simuler le bruit de fond du canal. Nous utilisons une fonction Matlab intégrée « awgn » dans laquelle le niveau de bruit est décrit par SNR par échantillon, qui est le paramètre d'entrée réel de la fonction « awgn ».

Nous introduisons également l'évanouissement sélectif en fréquence (multi trajets) dans le canal et utilisons le modèle d'évanouissement de Rayleigh, qui est un modèle statistique raisonnable pour les situations de trajets multiples en l'absence de la composante LOS.

Nous utilisons une fonction Matlab intégrée « rayleighchan » pour modéliser l'évanouissement de Rayleigh.

Les paramètres utilisés sont indiqués dans le tableau IV.2 ci-dessous.

Nous utilisons les schémas de modulation adaptatifs suivants pour analyser le rapport entre le pic et la puissance moyenne (PAPR), taux d'erreur sur les bits (BER), le rapport signal/bruit (SNR), la probabilité d'erreur (P_e) et la densité spectrale de puissance (DSP) pour les deux systèmes OFDM et SC-FDMA.

- Modulation par déplacement de phase binaire (BPSK)
- Modulation par déplacement de phase en quadrature (QPSK)
- Modulation d'amplitude en quadrature (16-QAM)
- Modulation d'amplitude en quadrature (64-QAM)

Les paramètres sélectionnés pour la simulation sont indiqués dans le tableau IV.2.

PARAMÈTRE	VALEUR
Nombre de sous-porteuses	512 (Longueur FFT)
Longueur du CP (préfixe cyclique)	64
Plage de SNR en dB	0 à 30
Modulation	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Taille du bloc de données	16 (nombre de symboles)
Bruit dû au canal	AWGN (SNR = 100 dB)
Largeur de bande du système	5 MHz
Intervalle de confiance utilisé	32 fois
Evanouissement	(Sélectif en fréquence)
Paramètres d'évanouissement de Rayleigh	Période d'échantillonnage d'entrée = 1,00e-3 s Bande Doppler maximale = 100 Hz Retards de trajet du vecteur = [0 2,00e-5] s Vecteur de gain moyen sur le trajet = [0 -9] dB

Tableau IV.2: Paramètres utilisés pour la simulation.

3.2 Mesure du PAPR

L'économie d'énergie dans la transmission est une question importante pour les techniques d'accès multiple, c'est pourquoi nous considérons ici un facteur de transmission important, le PAPR, pour l'OFDM et l'SC-FDMA.

Le PAPR est calculé en représentant une fonction de distribution cumulative complémentaire (CCDF) du PAPR. La CCDF du PAPR est la probabilité que le PAPR soit supérieur à une certaine valeur de PAPR. [66]

$$CCDF = P_r(PAPR \geq PAPR_0) \quad (IV.43)$$

Il s'agit d'une mesure importante, largement utilisée pour la description complète des caractéristiques de puissance des signaux et des systèmes.

3.3 Calcul de BER

Le BER est par définition le rapport entre les bits d'erreur et le nombre total de bits transmis pendant un intervalle de temps.

$$BER = \text{Nombre de Bits érronés} / \text{Nombre des Bits transmis} \quad (IV.44)$$

3.4 Calcul de l'SNR

Le SNR est le rapport entre l'énergie d'un bit (E_b) et la densité spectrale de puissance du bruit (N_0), il est exprimé en dB.

$$SNR = E_b/N_0 \quad (IV.45)$$

3.5 Processus BER vs SNR

Pour tout schéma de modulation, la qualité de transmission est mesurée à travers la caractéristique BER en fonction de SNR. Ainsi, un système qui présente un BER fort pour une certaine valeur de SNR est de mauvaise qualité, d'autre part, s'il exige un SNR très important pour un BER acceptable on le juge comme non rentable en termes d'énergie d'émission.

3.6 Probabilité d'erreur

La probabilité d'erreur (P_e) est le taux d'erreurs survenant dans le signal reçu. Pour détection cohérente, la probabilité d'erreur sur les symboles M-aires PSK et M-aires QAM dans un canal AWGN sont déterminées par les expressions suivantes :

Pour PSK [67] :

$$P_e \cong 2Q \left[\sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right] \quad (IV.46)$$

Où :

- $E_b \log_2 M = E$ (énergie du signal transmis par symbole)
- $N_0 =$ Densité de bruit en AWGN
- $Q =$ Fonction Q

Par conséquent :

$$P_e \cong 2Q \left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right] \quad (IV.47)$$

Dans notre simulation, nous utilisons la fonction d'erreur complémentaire (erfc) au lieu de Q. Par conséquent, la probabilité d'erreur de symboles en termes d'erfc est de 1,5 % est donnée par [68] :

$$P_e \cong \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{E}{N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right] \quad (IV.48)$$

La relation entre erfc et Q est donnée par :

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{x}{\sqrt{2}} \right] \quad (\text{IV.49})$$

Pour QAM [67]

$$P_e \cong 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left[\sqrt{\frac{3E_{av}}{(M-1)N_0}} \right] \quad (\text{IV.50})$$

De même en termes d'ercfc, la P_e du QAM est donné par[68].

$$P_e \cong 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{3E_{av}}{2(M-1)N_0}} \right] \quad (\text{IV.51})$$

Où :

- E_{av} = Valeur moyenne de l'énergie des symboles transmis en M-ary QAM.

3.7 Densité Spectrale de Puissance

La densité spectrale de puissance (DSP) est une fonction importante qui décrit la distribution de puissance d'un signal par rapport à la fréquence. Dans le domaine de la communication mobile, la densité spectrale de puissance joue un rôle essentiel dans la décision de gestion des ressources radio (RRM) de la station de base. La DSP joue un rôle essentiel, notamment pour l'allocation du format de transmission, y compris la modulation et la bande passante. Dans la station de base, si la DSP est inconnue, cela peut entraîner la dépense d'une largeur de bande de transmission élevée par rapport aux capacités de puissance maximale de l'UE[68].

Dans notre simulation, nous utilisons une fonction de spectre Matlab qui est utilisée pour estimer les caractéristiques du spectre d'un signal, ainsi que la DSP d'un signal (qui décrit les caractéristiques de puissance d'un signal). La puissance moyenne d'un signal dans une bande de fréquence donnée est déterminée par l'intégrale de DSP sur cette bande de fréquence. Il existe différents types de méthodes d'estimation spectrale utilisées pour la DSP. Dans notre simulation, nous utilisons la méthode d'estimation du spectre du périodogramme qui est une approche valide pour les signaux sinusoïdaux discrets.

Dans notre cas, nous analysons la distribution de la puissance moyenne dans les symboles OFDM et SC-FDMA sur une largeur de bande de 5 MHz. Cette largeur de bande peut exister dans n'importe quelle bande de fréquences de la porteuse LTE (900 MHz, 1800 MHz et 2600 MHz). Pour la modulation en bande de base, nous estimons les caractéristiques de puissance des symboles OFDM et SC-FDMA sur une fréquence d'échantillonnage égale au double de la

largeur de bande (10 MHz). La puissance totale dans la bande de fréquences pour le signal périodique de période N serait :

$$P_{XX}(m) = \frac{1}{f_s} \frac{1}{N} |DFT_N\{x(n)\}|^2 \quad (IV.52)$$

Où :

- f_s = Fréquence d'échantillonnage (10 MHz)
- N = Nombre de points FFT (512 = total des sous-porteuses)

Nous calculons la DSP à la sortie du bloc IFFT dans l'émetteur des deux systèmes OFDM et SC-FDMA.

3.8 Résultats de simulation

Le BER en fonction du SNR de l'OFDM et du SC-FDMA est présenté dans les figures suivantes respectivement :

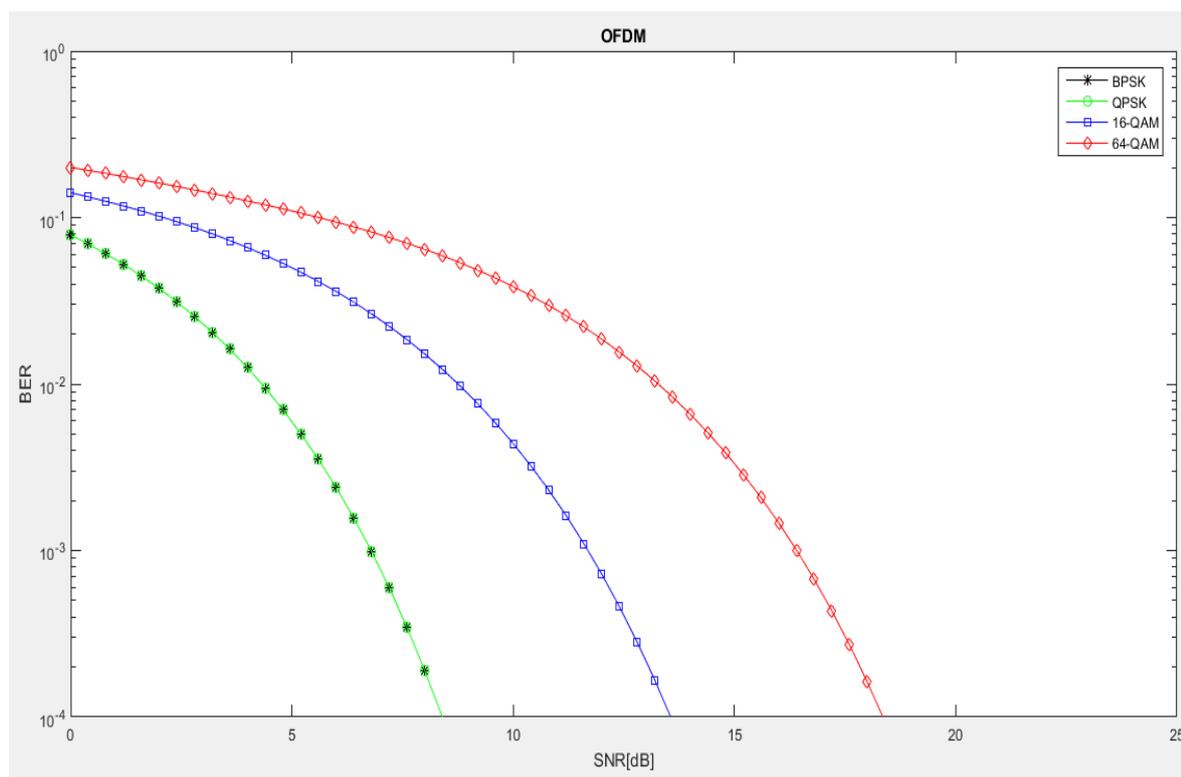


Figure IV.38: BER en fonction du SNR pour l'OFDM avec différentes modulations (BPSK QPSK 16-QAM 64-QAM)

BER=10⁻⁴

Schéma de modulation	Bits par symbole	SNR (dB)
BPSK	1	8.4
QPSK	2	8.4
16-QAM	4	13.6
64-QAM	6	18.3

Tableau IV.3: BER en fonction du SNR pour OFDM.

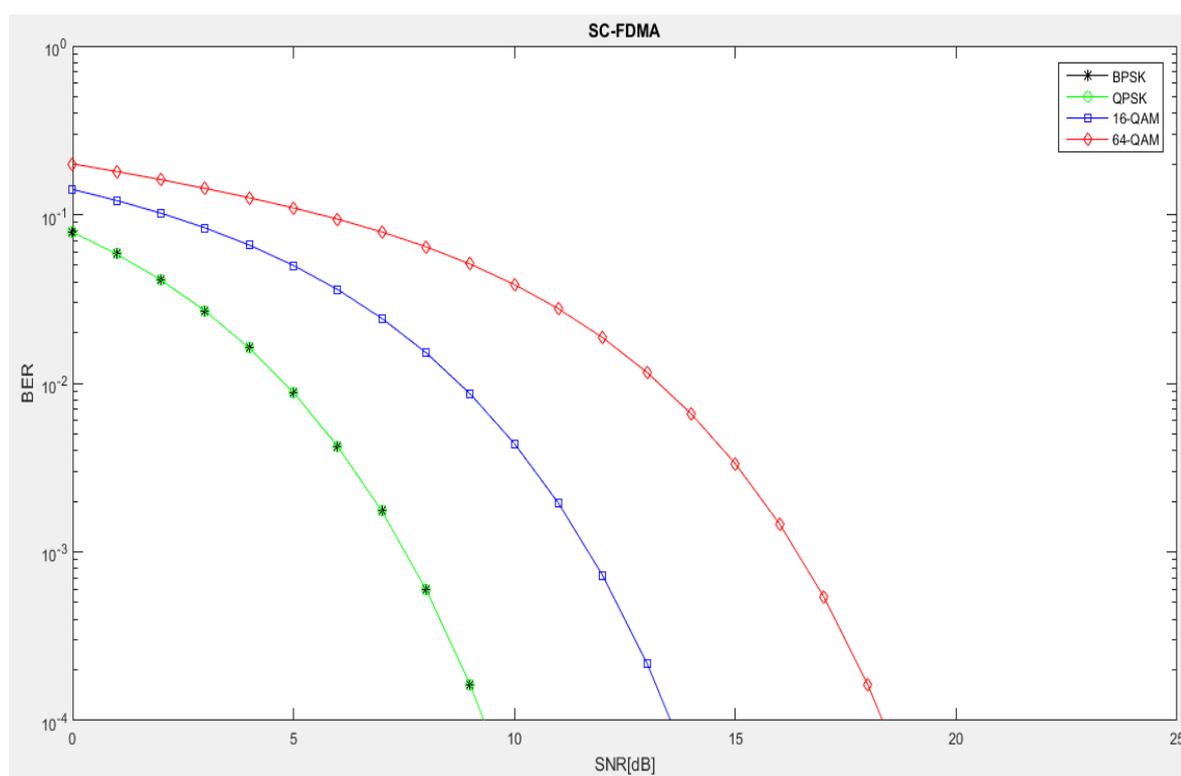


Figure IV.39: BER en fonction du SNR pour l'SC-FDMA avec différentes modulations (BPSK QPSK 16-QAM 64-QAM)

BER=10 ⁻⁴		
Schéma de modulation	Bits par symbole	SNR (dB)
BPSK	1	9.3
QPSK	2	9.3
16-QAM	4	13.6
64-QAM	6	18.3

Tableau IV.4: BER en fonction du SNR pour SC-FDMA.

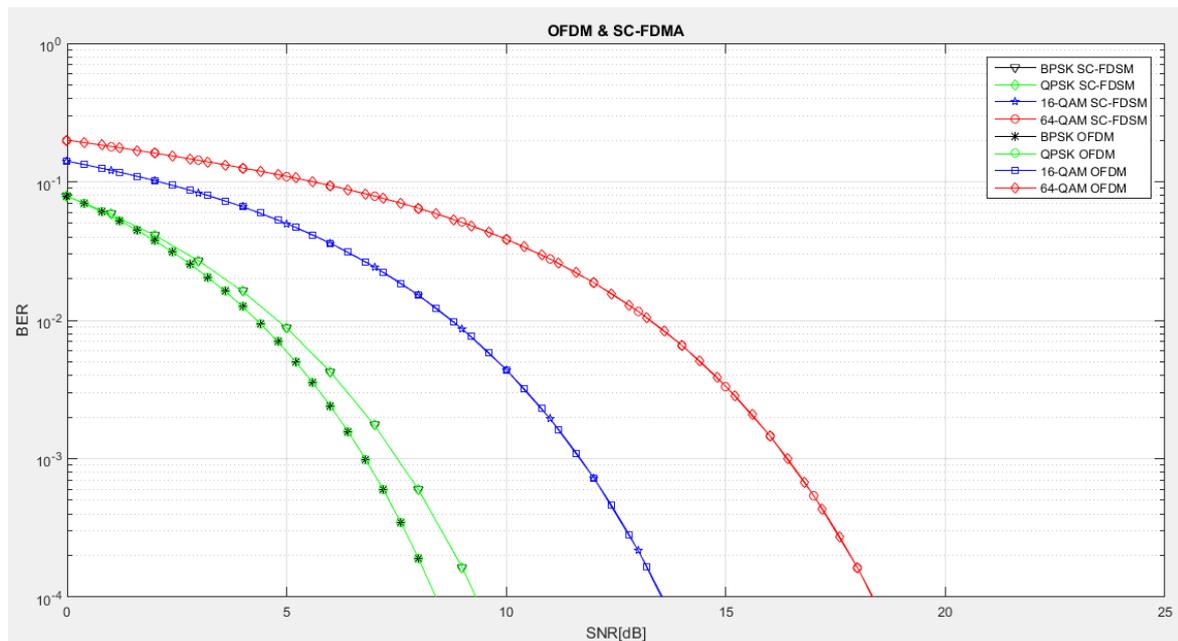


Figure IV.40: BER en fonction du SNR pour l'OFDM et le SC-FDMA avec différentes modulations (BPSK QPSK 16-QAM 64-QAM)

Le BER en fonction du rapport SNR de l'OFDM et du SC-FDMA est présenté dans les figures IV.36 ; IV.37 et IV.38 et les valeurs correspondantes dans les tableaux IV.3 et IV.4 respectivement.

Les observations sont prises pour une valeur spécifique de $BER=10^{-4}$. Dans les systèmes OFDM et SC-FDMA, la BPSK et la QPSK ont les mêmes valeurs SNR de 8.4 et 9.3 respectivement, mais un changement important se produit en 16-QAM et en 64-QAM. Le 64-QAM a la valeur la plus élevée de SNR (16,4), ce qui montre que le 16-QAM est plus efficace en termes de BER. D'autre part, la BPSK et la QPSK sont plus performantes que la 16-QAM et la 64-QAM.

3.9 Probabilité d'erreur de l'OFDM et du SC-FDMA pour les différentes modulations (BPSK QPSK 16-QAM 64-QAM)

Les courbes de probabilité d'erreur de l'OFDM et du SC-FDMA sont présentées dans les figures suivantes respectivement.

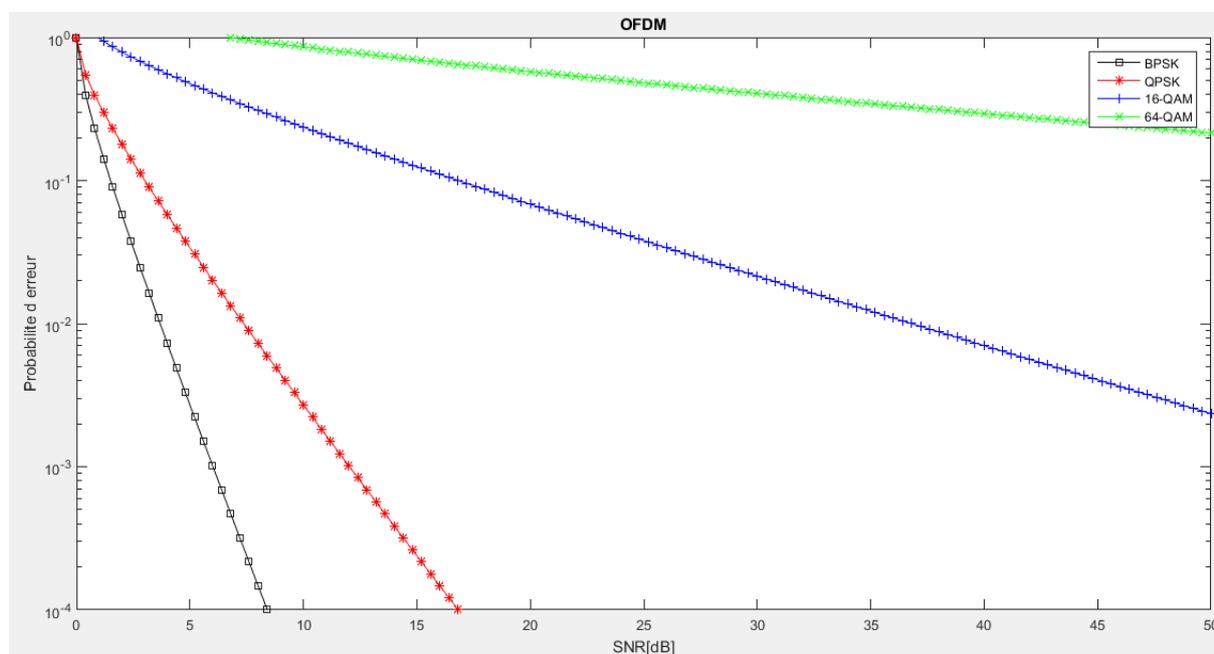


Figure IV.41: probabilité d'erreur en fonction du SNR pour l'OFDM.

Pe=0.2		
Schéma de modulation	Bits par symbole	SNR (dB)
BPSK	1	0.91
QPSK	2	1.86
16-QAM	4	11.27
64-QAM	6	52.4

Tableau IV.5: probabilité d'erreur en fonction du SNR pour l'OFDM.

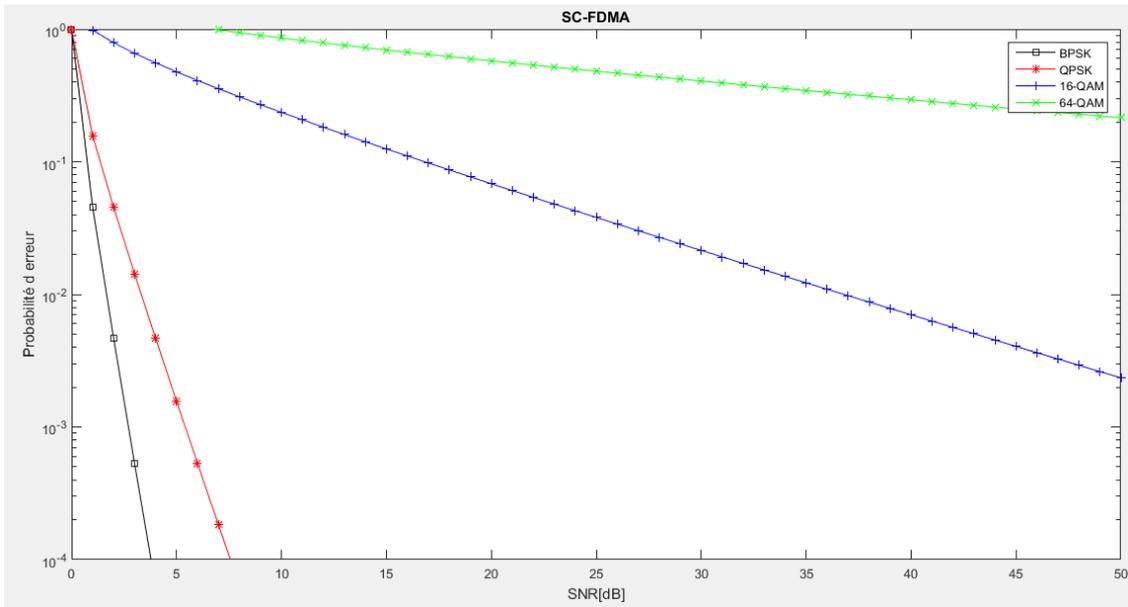


Figure IV.42: probabilité d'erreur en fonction du SNR pour l'SC-FDMA.

Pe=0.2		
Schéma de modulation	Bits par symbole	SNR (dB)
BPSK	1	0.52
QPSK	2	0.87
16-QAM	4	11.27
64-QAM	6	52.4

Tableau IV.6: probabilité d'erreur en fonction du SNR pour SC-FDMA

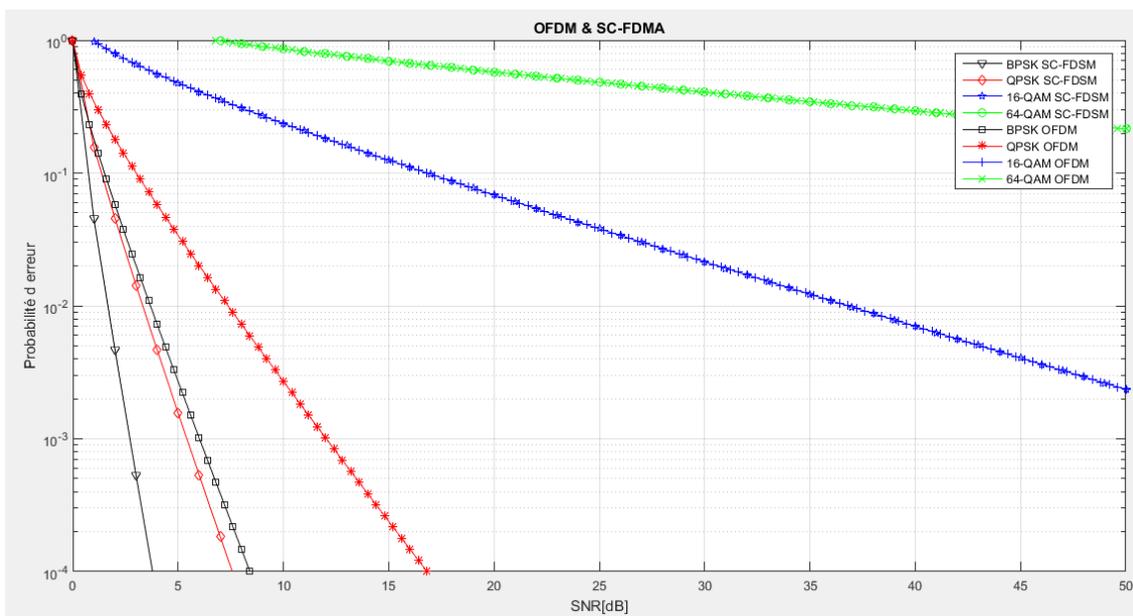


Figure IV.43: probabilité d'erreur pour l'OFDM et l'SC-FDMA.

D'après les tableaux IV.5 et IV.6, et les figures IV.39 , IV.40 et IV.41 présentés ci-dessus nous pouvons observer que pour une valeur spécifique de $P_e = 0.2$; la modulation BPSK a une valeur de SNR inférieure comparé à celle des autres modulations. La modulation 64-QAM présente des valeurs de SNR plus élevées à la fois dans les systèmes OFDM et SC-FDMA.

4 Densité spectrale de puissance pour l'OFDM et la SC-FDMA

La densité spectrale de puissance de l'OFDM et du SC-FDMA est présentée dans les figures suivante respectivement.

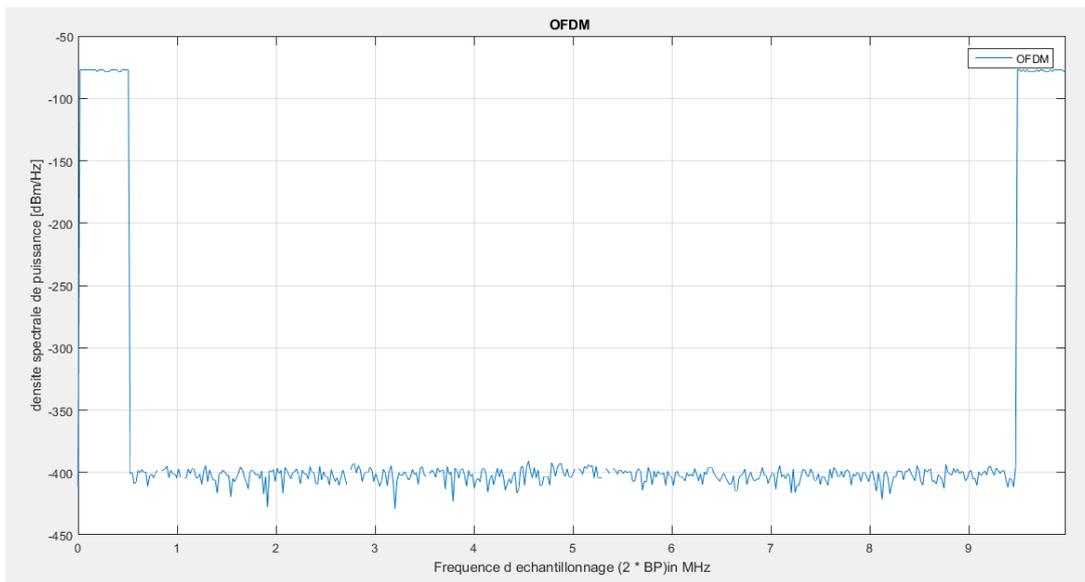


Figure IV.44:Densité spectrale de puissance pour l'OFDM.

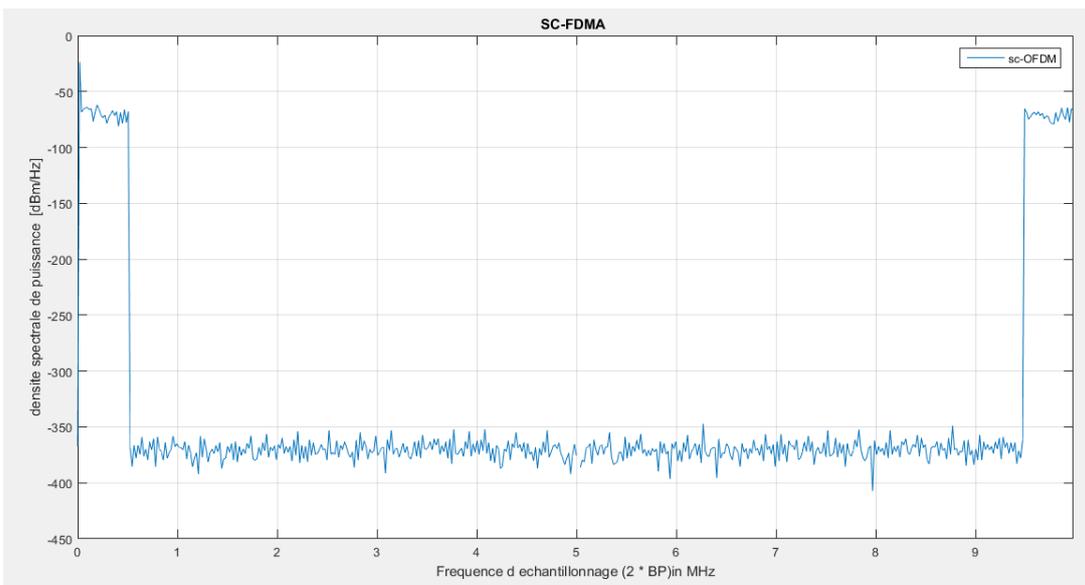


Figure IV.45:Densité spectrale de puissance pour SC-FDMA

Les Figures IV.42 et IV.43 montrent la densité spectrale de puissance des symboles OFDM et SC-FDMA respectivement. Nous pouvons observer que la puissance moyenne de tous les symboles SC-FDMA (512) est de près de -375 dB, alors que dans le cas de l'OFDM, la puissance moyenne de tous les symboles est proche de -400 dB. Cela montre que les symboles SC-FDMA ont une puissance moyenne intrinsèquement supérieure à celle de l'OFDM à toutes les fréquences.

Ce résultat montre également les besoins en puissance de transmission des symboles OFDM et SC-FDMA, qui est abordé dans la section suivante concernant le PAPR.

5 PAPR de l'OFDM et du SC-FDMA pour les modulations (BPSK QPSK 16-QAM 64-QAM)

5.1 BPSK et QPSK

Le PAPR de l'OFDM et du SC-FDMA pour les modulations BPSK et QPSK est présenté dans les figures IV.44 et IV.45 respectivement.

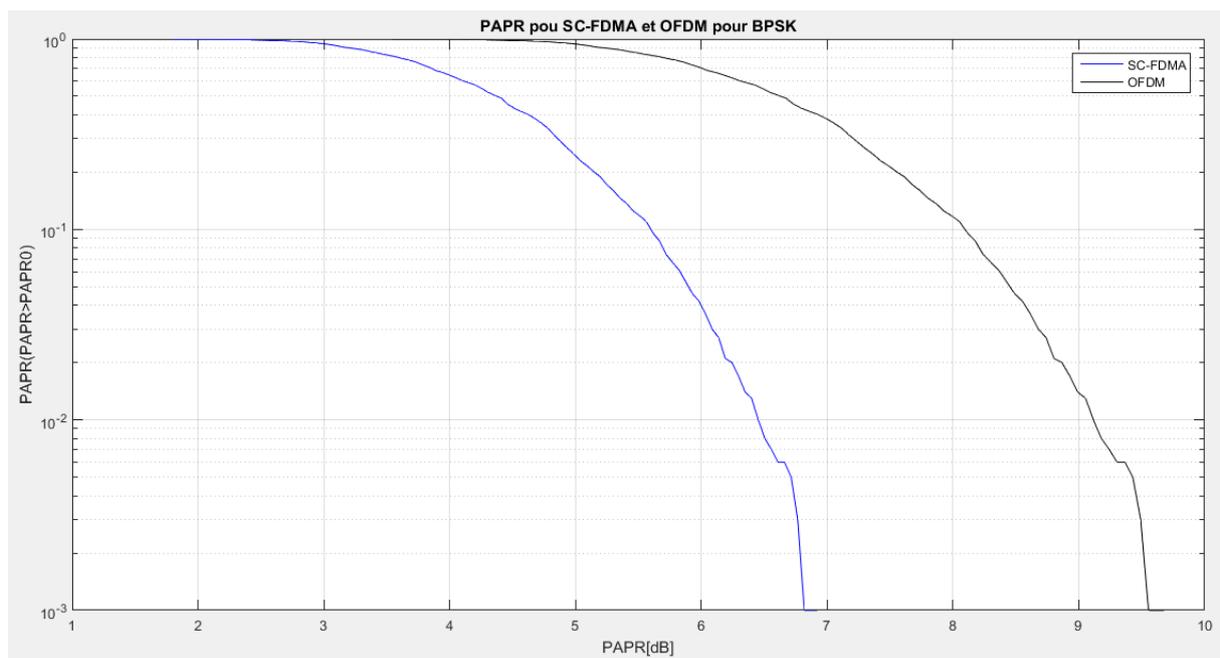


Figure IV.46: PAPR pour OFDM et SC-FDMA pour BPSK

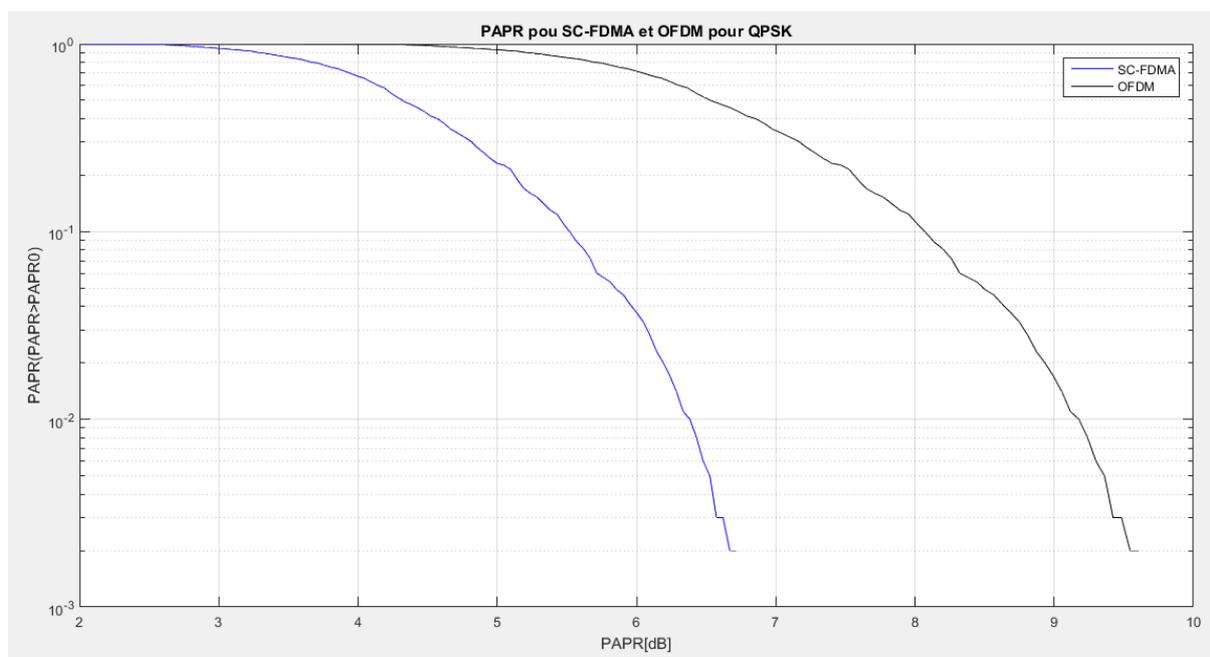


Figure IV.47: PAPR pour OFDM et SC-FDMA pour QPSK

D'après les figures IV.44 et IV.45, nous pouvons observer que la valeur du PAPR du SC-FDMA est presque similaire pour les deux systèmes de modulation, à savoir 6,3 dB. Alors que la valeur PAPR de l'OFDM diminue légèrement dans le cas de la modulation QPSK.

5.2 Cas de 16-QAM et 64-QAM

Le PAPR de l'OFDM et du SC-FDMA pour le cas de 16-QAM et le 64-QAM est représenté dans les figures IV.46 et IV.47 respectivement.

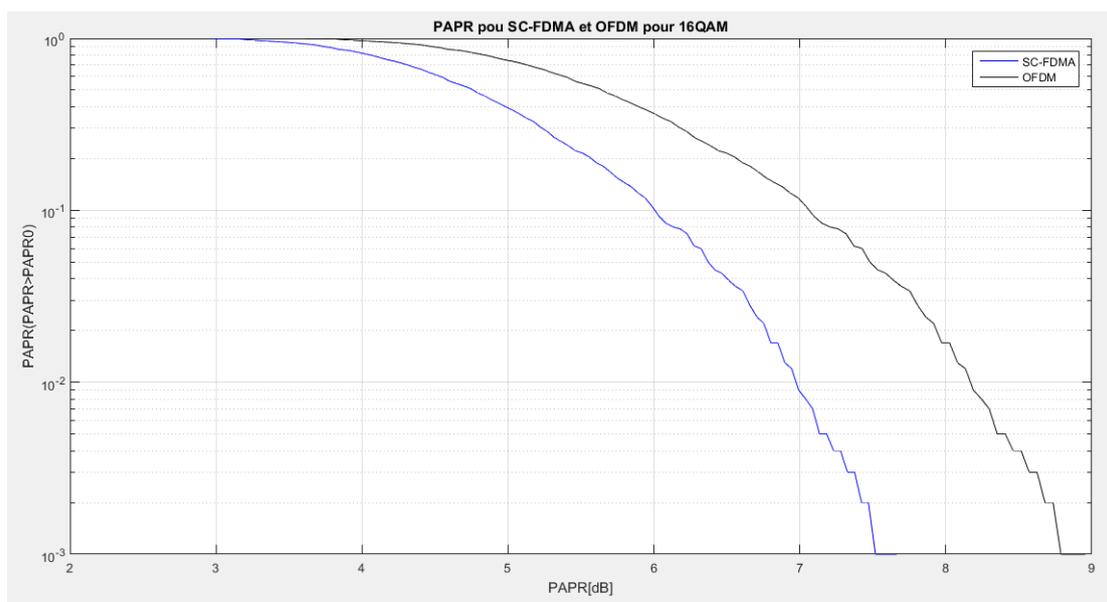


Figure IV.48: PAPR pour OFDM et SC-FDMA pour 16-QAM

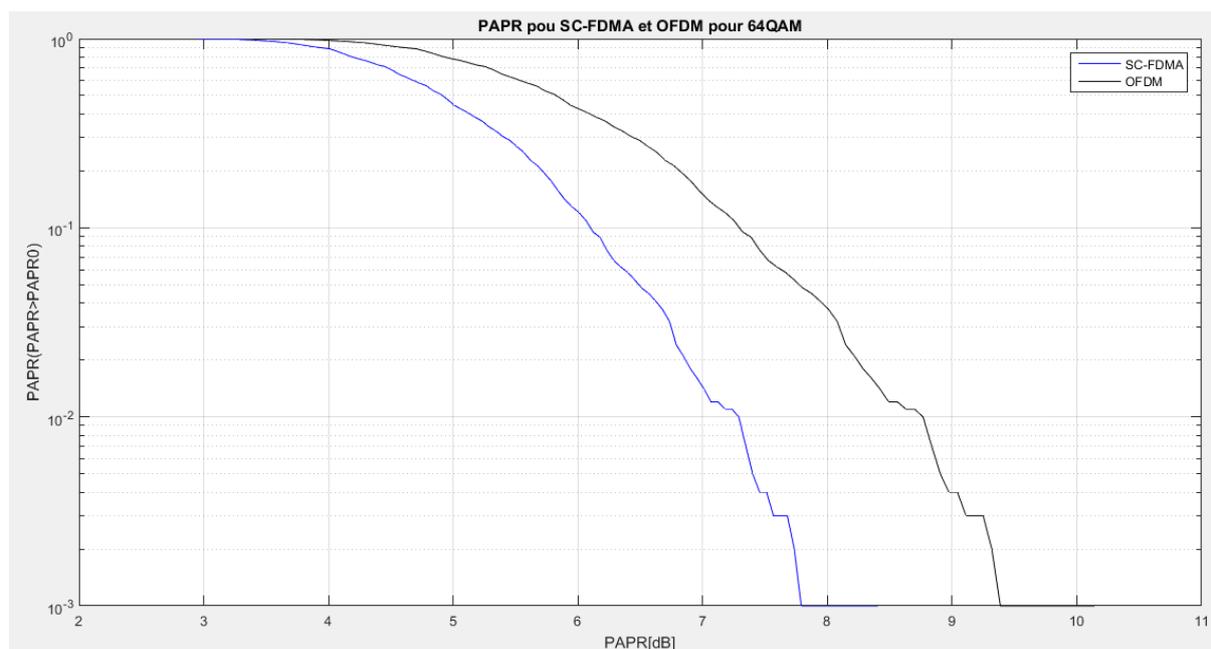


Figure IV.49: PAPR pour OFDM et SC-FDMA pour 64-QAM

D'après les figures IV.46 et IV.47 nous pouvons observer qu'en augmentant l'ordre de la modulation, le PAPR du SC-FDMA passe de 7 dB à 7,5 dB (dans le cas de la 16-QAM) et devient 8,8 dB (dans le cas de la 64-QAM). Ainsi, pour SC-FDMA, le PAPR augmente pour une modulation d'ordre supérieur, alors que pour OFDM le PAPR diminue pour une modulation d'ordre supérieur (64-QAM).

6 Conclusion

Les performances de l'OFDM et du SC-FDMA dépendent principalement du type de modulation qui sont BPSK, QPSK, 16QAM et 64QAM. A partir des figures IV.38- IV.43, nous pouvons conclure qu'avec une modulation plus élevée, la probabilité d'erreur, le taux d'erreur de bit et le SNR augmentent à la fois dans OFDM et SC-FDMA. La consommation d'énergie à l'extrémité de l'utilisateur, comme les appareils portables, est à nouveau une question vitale pour la transmission sur la liaison montante dans le système LTE. D'après les figures IV.45- IV.47. Nous pouvons conclure que le schéma de modulation d'ordre supérieur a un impact sur le PAPR des systèmes OFDM et SC-FDMA. Le PAPR augmente dans le SC-FDMA et diminue légèrement dans l'OFDM lorsque l'on passe d'un schéma de modulation inférieur à un schéma supérieur, mais la valeur globale du PAPR dans le SC-FDMA est toujours inférieure à celle de l'OFDM dans tous les schémas de modulation, C'est pourquoi la modulation SC-FDMA a été

adoptée pour la transmission de la liaison montante dans le système LTE et fort probablement dans les systèmes de la future génération 5G.

Conclusion générale

Dans un canal radio mobile il y a toujours diverses sources de perturbations. En plus de l'évanouissement du parcours et le masquage qui sont de grande échelle, on trouve aussi les évanouissements de petite échelle à savoir l'effet multi-trajet et l'effet Doppler qui affectent les signaux de télécommunications.

Les systèmes MCM représentent un choix approprié pour répondre aux exigences des applications de communication sans fil et mobile. OFDM est l'approche MCM la plus répandue qui a été largement déployée pour un grand nombre d'applications, notamment les systèmes de communications 4G. Néanmoins, avec une impulsion de forme rectangulaire et un préfixe cyclique (CP) qui réduit le débit de données, l'OFDM devient inadéquate pour les applications 5G à venir.

L'OFDM est l'un de ces signaux qui présente un très fort PAPR, il est très utilisé dans les systèmes modernes de télécommunication comme la voie descendante de LTE et le WiMax. Par contre, LTE utilise une autre technique pour la voie montante, c'est le SC-FDMA, basé sur l'étalement spectrale DFT de OFDM (DFT-OFDM). Son principal avantage réside dans le faible PAPR comparé avec celui d'OFDM. De plus, SC-FDMA présente une bonne couverture, une bonne efficacité spectrale, une flexibilité d'allocation de ressource et une simplicité d'égalisation au récepteur. La complexité de cette technique est concentrée dans la partie réceptrice ce qui est très convenable pour la voie montante.

A partir des résultats de simulation obtenus, on peut tirer les conclusions suivantes :

- L'efficacité de la transmission à travers le système SC-FDMA.
- Les performances de la transmission en SC-FDMA sont meilleures par rapport en OFDM quel que soit le type de canal sans fil utilisé.
- L'utilisation de pré-codeurs DST et DCT.

Bibliographie

- [1] S. R. S. e. A. Aragon, «Antennas and Propagation for Wireless communication systems 2nd edition,» Wiley & Sons, 2007.
- [2] PHILIPPE GUGUEN, «Thèse de Doctorat, INSA de Rennes,» chez *Techniques multi-antennes émission-réception ; Applications aux réseaux domestiques sans fil*, 2003.
- [3] B. OLIVIER, «Conception d'un réseau de capteurs sans fil faible consommation dédié au diagnostic in-situ des performances des bâtiments en exploitation,» chez *Thèse de Doctorat*, Université de Poitiers, 2002.
- [4] J. ABOT, «Thèse de doctorat, Université de Poitiers,» chez *Stratégie de codage conjoint pour la transmission d'images dans un système mimo*, 2012.
- [5] P. M. s. o. t. m. d. .: s. o. BAPTISTE VRIGNEAU, «Thèse de Doctorat, Université de Bretagne occidentale,» chez *Precoded MIMO systems optimizing the minimal distance : study of performance and extension of substream*, 2006.
- [6] K. Arshad., « Thesis Master of science King Fand University of Petroleum and Minerais,» chez *Channel Estimation in OFDM Systems.*, Dhahran. , june 2003.
- [7] F. XU, «OFDM Applied to Mobile Communications. University of Hertfordshire.,» 2003.
- [8] P. C. F. G. E. L. a. M. R. W. Ciccognani, «AM/AM and AM/PM Power Amplifier Characterization Technique,» chez *Proceeding of the 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON*, 2004, p. pp. 678–681.
- [9] C. J. C. C. P. S. a. M. S. M. A. A. Moulthrop, «Proceeding of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 3.,» chez *A Dynamic AM/AM and AM/PM Measurement Technique*, 1997, p. pp. 1455–1458.
- [10] F. G. a. E. L. P. Colantonio, «High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiere,» Wiley, Hoboken, 2009.
- [11] J. P. a. J. Z. S. Thompson, «Proceeding of the IEEE Global Telecommunications Conference GLOBCOM'05,» chez *The Effectiveness of Signal Clipping for PAPR and Total Degradation Reduction in OFDM Systems*, 2005, p. pp. 2807–2811.
- [12] M. K. Kazimierczuk, «RF Power Amplifiers ,2 nd edition,» Wiley, 2008.
- [13] P. J. a. R. M.] G. Baudoin, «Radioelektronika,» chez *Power Amplifier Linearization Using Pre distortion with Memory*, 2003, p. pp. 193–196.
- [14] M. K. K. S. B. N. a. M. P. S. K. H. Abed, «Proceeding of the 48th Midwest Symposium on Circuits and Systems,» chez *"Linearization Techniques in Power Amplifiers for 1.9 GHz Wireless Transmitters"*, 2005, p. pp. 1103–1106.

- [15] I. M. H. a. I. A. Tasadduq., «Proceeding of the 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing WiCOM '08,» chez *PAPR Analysis in OFDM Signals Based on Power Variance*, 2008, pp. 1-4.
- [16] G. Désiré, «Institut d'Electronique et Télécommunications de Rennes,» chez *Thèse de Doctorat; Etude de nouvelles techniques de réduction du «facteur de crête» à compatibilité descendante pour les systèmes multi-porteuses*, 2009.
- [17] A. o. o. p.-t.-a. p. r. r. SEUNG HEE HAN & JAE HONG LEE, «IEEE Wireless Communications,» chez *An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission*, , April,2005 , pp. 12(2):56–65.,
- [18] E. H. a. D. M. M. Doelz, «volume 45,» chez *Binary data transmission techniques for linear systems. Proceedings of IRE*, may 1957, pp. 656-661.
- [19] Mosier, «A data transmission systems,using pulse phase modulation. IRE Convention record of First Nation Convention on Military Electronic,» june 1957, pp. 233-238.
- [20] R. W. Chang., «Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission. Bell. Syst. Tech. Journal, volume 45,» December 1966, pp. 1775-1796.
- [21] B. R. Saltzberg., chez *Performance of an efficient parallel data transmission system. IEEE Transactions on Communications Technology, Vol. 15,no. 6*, 1967, pp. pp. 805-811.
- [22] L. J. Cimini., chez *Analysis and simulations of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. IEEE Trans. on Communications, volume COM-33, number 7,*, july 1985, pp. pages 665-675.
- [23] W. Keasler., chez *Reliable data communications over the voice bandwidth telephone channel using orthogonal frequency division multiplexing. Ph.D.Thesis, USA*, University of Illinois, 1982.
- [24] S. Weinstein., chez *History of OFDM. IEEE Communications magazine, vol. 47*, November 2009, pp. pp. 26-35.
- [25] N. Y. .: I. P. T. Cooklev. IEEE standards wireless networks, «Wireless communication standards.,» chez *IEEE standards wireless networks,New York : IEEE Press*, 2004.
- [26] C. TOUNOU., chez *Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts : mesures de performances en environnement réel, Thèse de Doctorat, Université de Limoges*, 2008.
- [27] M. J. e. A. Glavieux, «collection pedagogique de telecommunication,ellipses,» chez *introduction aux Communications Numériques* , 1995.
- [28] R. W. CHANG, «Bell System Technical Journal,» chez *Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission*, Annés 1966.

- [29] R. W. CHANG, «Bell System Technical Journal,» chez *Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission*, Annés 1966.
- [30] I. Samir, «Contribution à l'Etude et au Développement de Techniques Avancées de Modulations Multiporteuses pour les futurs Systèmes de communication sans fil,» 2019, p. page 40.
- [31] H. Rohling, «OFDM Concepts for Future Communication System».
- [32] A. L. A.saiba, «Une approche intelligente pour les systèmes OFDM à modulation adaptative» Université libanaise,» 2013.
- [33] M. B. a. M. H. A. Viholainen, «“Prototype filter and structure optimization”,» chez *website: www.ict-phydyas.org*, 2009 January., p. Document D5.1 deliverable.
- [34] R. Zakaria, «thèse de doctorat, Spécialité: Communications et Electronique, Conservatoire national des art et métiers ecole doctorale technologique et professionnelle,» chez , “*Conception d’émetteur et récepteur pour l’élimination des interférences intrinsèques dans les systèmes multiporteuses à base de bancs de filtres et à antennes multiples,*” , 2012.
- [35] h. e. R. Gibby., Août 1968, p. pages 529–540.
- [36] M. A. e. C. B. B. Le Floch, «Coded orthogonal frequency division multiplex,» chez *Proceedings of IEEE*, vol. 83, Juin 1995, p. pages 982–996.
- [37] Z. S. H. AL-Hashmi, «University of Baghdad, College of Engineering Electronic & Communications Engineering Department,» chez *An Overview : Peak to Average Power Ratio (PAPR) in OFDM system using some new PAPR techniques (with matlab code)*, 2015.
- [38] H. Rohling, «OFDM Concepts for Future Communication Systems”, DOI 10.1007/978-3-642-17496-4, ISSN 1860-486, ISBN 978-3-642-17495-7, e-ISBN 978-3-642-17496-4».
- [39] S. GOUBA, «Thèse de Doctorat, Supélec,» chez *Approche conjointe de la réduction du facteur de crête et de la linéarisation dans le contexte OFDM*, 2013.
- [40] S. Mrs. Veena, « International Journal of VLSI design & Communication Systems,» chez “*Performance analysis of DWT based OFDM over FFT based OFDM and implementing on FPGA*”, 2011.
- [41] Y. S. Yameogo., «Etudes de nouvelles techniques d’estimation et d’égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA. Traitement du signal et de l’image [eess.SP].,» chez *Université Rennes 1*, 2011..
- [42] L.-C. C. a. C.-Y. H. Chang-Ju Lin, «Efficient PAPR Reduction Schemes for MIMO SCFDMA with Space-Frequency Block Codes,» Department of Electrical Engineering National Taiwan University of Science and Technology Taipei, Taiwan.

- [43] G. Baudoin., chez "*Radiocommunications Numériques : Principe, Modélisation et Simulation*", (Tome 1), 2002..
- [44] S. S. Bilal DOUDI, «Transmission sans fil d'image par le système SC-FDMA,» 2017.
- [45] A. S. Y. Sienpégnou Hippolyte, «Evaluation des performances des Techniques d'accès OFDMA et SC-FDMA dans la Technologie LTE",» Mémoire Master en Composant et Systèmes Electroniques pour les Télécommunications, Université de Telemcen 2012..
- [46] ". B. Zouheira et Z. Hadjra, «Effet d'HPA sur le Système SC-FDMA",» Mémoire Master, Université Echahid Hamma Lakhdar-El Oued , 2015..
- [47] A. K. E. C. a. E. S. T. Frank, «"Ifdma-A Promising Multiple Access Scheme Future Mobile Radio Systems,"»,» Proceeding of the 16 th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, vol. 2, pp. 1214-1218, 2005..
- [48] I. D. B. a. M. S. U. Sorger, «"Interleaved FDMA- A New Spread Spectrum Multiple-Access Scheme,"»,» Proceeding of the IEEE International Conference on Communications, vol. 2, pp. 1013-1017, 1998..
- [49] M. A. KHELIL, «ETUDE ET PERFORMANCE D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION SANS FIL A BASE D'OFDMA MIMO.,» p. Présentée à la Faculté de Technologie Département d'Électronique De doctorat en sciences.
- [50] J. L. a. D. J. G. H. G. Myung, «"Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission,"»,» IEEE Vehicular Technology Magazine, 1, 2006..
- [51] “. k. e. d. o. m. J. Deygout, «IEEE Transactions on Antennas Propagation,,» chez *vol. 14, no. 4, pp. 480-489, 1966.*
- [52] “. C. B. Sklar, «Fundamentals and Applications,» chez *2nd edition, Prentice Hall, 2000.*
- [53] S. R. Saunders et A. Aragon, «"Antennas and Propagation for Wireless communication Systems,"»,» pp. 2nd edition, Wiley & Sons, 2007..
- [54] R. (. I.-R. M.1225., «"Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000".».
- [55] J. P. a. Y. Louet., «Power ratio definition and analysis in single carrier modulation. European Signal ProcessingConference,,» EUSIPCO, 2005.
- [56] J. Tellado-Mourelo., «Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation. PhDthesis, StanfordUniversity,,» Sept 1999..
- [57] Y. L. a. J. P. D. Guel, «A geometricmethod for papreduction in a signal addingcontext for ofdmsignals.,» In Proc. 15th Int Digital Signal ProcessingConf, pages 347–350, 2007.

- [58] MérouaneDebbah, «"Introduction aux principes de l'OFDM", Support de l'OFDM", Support de cours,Chaire Alcatel-Lucent en radio flexible,,» France, , 2013..
- [59] H. G. M. a. al., «Peak-to-average power ratio of single carrier fdmasignalswith pulse shaping.,» IEEE PIMRC, 1, Sep. 2006..
- [60] N. F. U. K. a. Y. H. W. S. K. Yusof, «A block coded amplitude clipping and filtering for peak-to-average power ratio in orthogonal frequency division multiplexing system. In Proc. StudentConf.,» Research and Development SCORED 2003, pages 105–108, 2003..
- [61] Y. S. YAMEOGO, «THÈSE DOCTEUR"Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA "».
- [62] O. H. a. I. H., «On the distribution of the peak-to-average power ratio in ofdm system,» 49 :282–289, 2001..
- [63] B. A. Nasir, «Performance Comparison between SCFDMA and OFDMA in 4G-LTE under Two Subcarrier Mapping within Variable Channel Cases,» International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT) ISSN: 2249 – 8958, Volume-5 Issue-3, February 2016.
- [64] Y. S. H. A. Sharif, «EVALUATION DES PERFORMANCES DES TECHNIQUES D'ACCÈS OFDMA ET SC-FDMA DANS LA TECHNOLOGIE LTE,» A L'UNIVERSITE DE TLEMCEN FACULTE DE TECHNOLOGIE.
- [65] von Sosthène YAMEOGO, «« Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA »,» hèse pour l'obtention du grade de DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1, (2011)..
- [66] J. L. a. D. H.G. Myung, « "Peak-to-average power ratio of single carrier FDMA signals with pulse shaping," » chez *Goodman, Proc. of PIMRC06*..
- [67] W.-S. Wuen, « "Mobile Communications Digital Modulation and Detection",» http://www.nctutwt.net/vincent/mobilecomm/05_modulation_handout.pdf .
- [68] S. Haykin, «Digital Communications,» John Wiley & Sons, 2008, pp. p.317-321.

