

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Djilali Bounaama Khemis Miliana



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Technologie

Mémoire du Projet de Fin d'Etudes
Pour l'obtention du diplôme de

Master

En

« Télécommunications »

Option :

« Systèmes des Télécommunications »

Titre :

**Effet de la modulation OFDM sur les performances De
l'amplificateur radiofréquence pour un système multiutilisateurs.**

Réalisé par :

Benkahla khalid

Elhadj lakouas elhachemi

Encadré par :

Dr BENYAROU Mourad

Année Universitaire: 2017/2018

Dédicace

Ce travail est dédié à :

A mes chers parents.

A mes enseignants depuis mes premières années d'études.

A Tous les amis de ma promotion.

A tous ceux qui m'ont aidé et encouragé pour réaliser ce travail.

Remerciements

Nous remercions tout d'abord le grand Dieu pour l'achèvement de ce mémoire.

Nous exprimons nos gratitude à Monsieur le président de jury d'avoir accepté ce mémoire.

Nous remercions Messieurs les membres de jury, d'avoir accepté de prendre part à ce jury ainsi que pour l'intérêt qu'ils l'ont porté à ce travail.

Nous remercions Dr BENYAROU Mourad notre encadreur, pour ses conseils et suggestions avisés qui nous ont aidés à mener à bien ce travail, et d'avoir rapporté à ce mémoire ces remarques et conseils.

Résumer :

Tout système de communication basé sur l'espace libre comme un canal de transmission a besoin d'un amplificateur radiofréquence à l'émetteur et d'un préamplificateur radiofréquence au récepteur. La difficulté majeure des amplificateurs radiofréquences est leur saturation dès que le signal d'entrée dépasse une valeur limite. La modulation OFDM connue par son avantage à combattre l'effet de l'évanouissement de canal par contre mauvaise du fait des variations rapide du signal à sa sortie pour la réponse temporelle des amplificateurs radiofréquences. Donc il faut trouver une solution intermédiaire pour combattre l'effet du canal et faire fonctionner les amplificateurs radiofréquences dans leur zone linéaire tout en gardant la modulation multi porteuses OFDM.

Mots clés : Amplificateur radiofréquence, OFDM, distorsion, multiutilisateurs, performance

Abstract:

Any communication system based on free space as a transmission channel needs a radio frequency amplifier at the transmitter and a radio frequency preamplifier at the receiver. The major difficulty of radio frequency amplifiers is their saturation as soon as the input signal exceeds a limit value. The OFDM modulation known for its advantage in combating the effect of channel fading is, on the other hand, bad because of the rapid variations of the signal at its output for the time response of the radio frequency amplifiers. So we must find an intermediate solution to combat the effect of the channel and operate the RF amplifiers in their linear zone while keeping the OFDM multi carrier modulation.

Keywords: Radio frequency amplifier, OFDM, distortion, multiuser, performance

Liste des abréviations

ADSL: Asymétrique Digital Subscriber line.

AP: Amplificateur de Puissance.

AWGN: Additive White Gaussian Noise.

BER: Bit Error Rate.

BPSK: Binary Phase Shift Keying.

CAN: Convertisseur Analogique Numérique.

CDF : Fonction de Distribution Cumulative

CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function.

CDMA: Code Division Multiple Access.

CNA: Convertisseur Numérique Analogique.

CP: Cyclic Prefix.

DAB: Digital Audio Broadcasting.

DFT: Discrete Fourier Transform.

DSP: Digital Signal Processing.

DVB-T: Digital Video Broadcasting – Terrestrial.

FDMA: Frequency Division Multiple Access.

FFT: Fast Fourier Transform.

FM: Frequency Modulation.

EER: Enveloppe Elimination and Restauration .

HDTV: High-Definition Television.

HF: High Frequencies.

IBO: Input Back-Off.

ICI: Inter Carrier Interference.

IDFT: Invers Discrete Fourier Transform.

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers.

IEP: Interférence Entre Porteuses.

IES: Interférence Entre Symboles.

IFFT: Inverse Fast Fourier Transform.

IG: Intervalle de Garde.

GMSK: Gaussian Minimum Shift Keying.

GSM: Global System Mobile.

LAN: Local Area Network.

LTE: Long Term Evolution.

MC-CDMA: Multi-Carrier Code Division Multiple Access.

OBO: Output Back-Off.

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access.

PAPR: Peak to Average Power Ratio.

PCM: Pulse Code Modulation.

PLC: Power Line Communication.

Pset : PAPR setting

P/S: Parallèle-Série.

QAM: Quadrature Amplitude Modulation.

QoS: Quality of Service.

RF: Radio Frequency.

S/P: Série-Parallèle.

SLM: Selected-Mapping.

SNR: Signal to Noise Ratio.

SSPA: Solid State Power Amplifier.

TDMA: Time Division Multiple Access.

TWTA: Traveling Wave Tube Amplifier.

TOP: Tubes à Ondes Progressives.

WiMax: Worldwide Interoperability for Microwave Access.

Liste des figures

Fig.1.1 : La structure du système transmission multi canal.....	03
Fig.1.2 : La réponse fréquentielle de la transmission.....	04
Fig.1.3 : Structure du système de transmissions multi-porteuse	04
Fig.1.4 : Influence du multi trajet sur le brouillage inter symboles.....	06
Fig.1.5 : Principe de l'OFDM.....	08
Fig.1.6 : Schéma de principe d'un modulateur multi porteuse.....	09
Fig.1.7 : signal temporel à la sortie du modulateur.....	09
Fig.1.8 : Spectre en sortie du modulateur OFDM.....	10
Fig.1.9 : Schéma du principe du démodulateur OFDM.....	10
Fig.1.10 : Modulateurs OFDM numérique.....	11
Fig.1.11 : Démodulateurs OFDM numérique.....	12
Fig.1.12 : Propagation des trames OFDM sans intervalle de garde : Retards, trajets multiples et interférences.....	13
Fig.1.13 : Insertion d'intervalle de garde.....	14
Fig.1.14 : Préfixe cyclique et fenêtrage pour trois sous-porteuses OFDM.....	15
Fig.1.15 : Schéma bloc simplifié d'un système OFDM.....	16
Fig.1.16 : Nombre de sous-porteuses pour différentes bandes spectrales.....	18
Fig.1.17 : l'espacement entre sous porteuse.....	18
Fig.1.18 : Différence entre OFDM et OFDMA.....	19
Fig.1.19 :Les porteuses de l'OFDMA.....	19
Fig.1.20 : Cyclic Préfix.....	21
Fig.1.21 : Absorption de l'interférence entre symbole IES.....	21
Fig.1.22 : Emetteur et récepteur OFDMA.....	22
Fig.2.1 : Allure de la courbe AM/AM d'un amplificateur de puissance.....	25
Fig.2.2 : Bilan énergétique d'un amplificateur de puissance.....	26
Fig.2.3 : Exemple de Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.....	28
Fig.2.4 : Illustration du PAPR pour un signal $x(t)$ continu.....	29

Fig.2.5: Représentation du lien entre le PAPR et la problématique du rendement d'un amplificateur de puissance.....	30
Fig.2.6: Bilan de puissance d'un amplificateur et courbes de gain/rendement.....	31
Fig.2.7 : Fonction d'Écrêtage pour l'Écrêtage Classique.....	32
Fig.2.8 : Système d'Écrêtage en Bande de Base et sur Fréquence Porteuse.....	33
Fig.2.9 : Compression linéaire par morceaux et ses opérations.....	34
Fig.2.10 : Schéma de modulation OFDM avec transformée de compression.....	35
Fig.2.11 : Approche de transformation par compression linéaire.....	36
Fig.3.1 : Schéma d'un modulateur "Selective Mapping"	41
Fig.3.2 : Signaux en différents points de la chaine de communication numérique...	43
Fig.3.3 : Courbe de performances du BER du système OFDM.....	43
Fig.3.4 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du Pset pour le signal OFDM original et les signaux compressés.	44
Fig.3.5 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du Pset pour le signal OFDM original et les signaux compressés pour M=4.....	45
Fig.3.6 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du Pset pour le signal OFDM original et les signaux compressés pour M=16.....	45
Fig.3.7 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du Pset pour le signal OFDM original et les signaux compressés pour M=64.....	46
Fig.3.8 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du Pset pour le signal OFDM original et les signaux compressés pour M=128.....	46
Fig.3.9 : CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée Pour nsym=64	47
Fig.3.10 : CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée Pour nsym=128.....	47
Fig.3.11 : CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée Pour nsym=256.....	48
Fig.3.12 : CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée Pour nsym=1024.....	48
Fig.3.13: CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée Pour nfft =512.....	49
Fig.3.14: CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée Pour nfft =1024.....	49
Fig.3.15: CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée Pour Pset=2, 3, 4, 5, 6,7,8	50

Fig.3.16 : BER du canal AWGN avec M QAM Pour M=4, 16, 64, 128.....	50
Fig.3.17 : BER du canal AWGN avec 4 QAM Pour Pset =2, 3, 4.....	51
Fig.3.18 : Réponse en amplitude pour Pset =2.....	51
Fig.3.19 : Réponse en amplitude, pour Pset =5.....	52
Fig.3.20 : Réponse en amplitude, pour Pset=8.	52
Fig.3.21 : La courbe de CCDF en fonction du PAPR pour les différentes techniques combinées.....	53
Fig.3.22 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du nombre de bits.....	53
Fig.3.23 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du nombre d'états de la modulation MPSK.....	54
Fig.3.24 : CCDF en fonction du PAPR en fonction de la constante h.....	54
Fig.3.25 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du nombre de sous porteuse.....	55

Liste des tableaux

Tableau 3.1: Les donnée de la chaine de communication numérique..... 42

Tableau 3.2 : les données de réduction de PAPR par la méthode de compression... 44

Table de Matière

Remerciement

Résumé

Introduction générale.....	01
Chapitre 1 : Principe de la modulation multi porteuse OFDM multi utilisateurs	
1.1 Introduction.....	03
1.2 Transmission Multi porteuses	03
1.2.1 Structure de base	03
1.3 Historique.....	05
1.4 Problématique	05
1.5 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).....	07
1.5.1 Principe et fonctionnement de l’OFDM.....	07
1.5.2 Principe de la modulation OFDM	08
1.5.3 Principe de la démodulation.....	10
1.6 Implantation numérique.....	11
1.6.1 Implantation numérique du modulateur	11
1.6.2 Implantation numérique du démodulateur	11
1.7 Notion d’orthogonalité	12
1.7.1 Notion mathématique.....	12
1.8 Interférences entre porteuses et symboles	12
1.9 Intervalle de garde et Préfixe cyclique	14
1.10 Schéma bloc d’un système OFDM	15
1.11 Avantages et inconvénients de l’OFDM.....	16
1.11.1 Avantages	16
1.11.2 Inconvénients.....	16
1.12 Les système utilisent OFDM.....	16
1.13 Les techniques d’accès multiple.....	17
1.14 OFDMA (OFD –MULTIPLE ACCESS)	17
1.14.1 Principe.....	18
1.14.2 Emission et réception de l’OFDMA	20
1.15 Conclusion.....	22

Chapitre 2 : les amplificateurs radiofréquences

2.1	Introduction.....	23
2.2	Définition	23
2.3	L'amplification non-linéaire	24
2.3.1	Description de modèles mathématiques d'amplificateurs non-linéaires	24
2.3.1.1	L'amplificateur à tubes à ondes progressives	24
2.3.1.2	L'amplificateur à semi-conducteur	24
2.3.2	Caractérisation de l'amplificateur de puissance : Les conversions AM/AM et AM/PM	25
2.3.3	Les paramètres d'intérêt de l'amplificateur de puissance.....	26
2.4	Influence du PAPR sur l'amplification.....	28
2.4.1	Introduction	28
2.4.2	Conséquences d'un fort PAPR pour l'amplification de puissance	30
2.5	Méthode de réduction de PAPR.....	31
2.5.1	Principe de la méthode d'écrêtage.....	32
2.5.1.1	Introduction	32
2.5.1.2	Description.....	32
2.6	Principe de la méthode de compression.....	34
2.6.1	La méthode de la compression linéaire par morceaux.....	35
2.7	Conclusion	37

Chapitre 3 : Etude et simulation l'effet de l'OFDM multiutilisateurs sur l'amplificateur radiofréquence

3.1	Introduction	38
3.1.1	Système OFDM	38
3.1.2	Système de réduction du PAPR	38
3.2	Présentation du logiciel de simulation	38
3.3	Paramètres de simulation.....	39
3.3.1	Taux d'erreur binaire (BER)	39
3.3.2	Rapport signal sur bruit (SNR)	39
3.3.3	Définition de PAPR	39
3.3.4	Fonction de distribution cumulative.....	40
3.3.5	La technique "Selective Mapping" (SLM)	40

3.3.6 Principes de base du CPM.....	41
3.3.7 Définition de Pset	42
3.4 Partie 1 : Simulation de l'OFDM seule.....	42
3.5 Partie 2 : Techniques de réduction de PAPR et courbes de performances	44
3.5.1 Réponse en amplitude.....	50
3.5.2 PAPR du CCDF pour les techniques combinées.....	51
3.6 Conclusion	54
Conclusion et Perspective.....	55
Bibliographie	
Annexe	

Introduction générale

Introduction générale

L'évolution observée des systèmes de radiocommunication mène au constat de la nécessité d'une convergence entre les différents réseaux sans fils. Les réseaux sans fils doivent s'adapter pour supporter des débits toujours plus élevés. Le canal de transmission radio, constitué de trajets multiples, est très contraignant. Un débit élevé en modulation mono-porteuse provoque une durée symbole faible. L'étalement en temps du canal provoque des problèmes d'interférences entre symboles. De plus, lorsque le canal est sélectif en fréquence, le signal subit des atténuations qui varient avec la fréquence. Pour contourner ces difficultés, les modulations multi-porteuses ont été introduites. Il s'agit de techniques de multiplexage en fréquence qui modulent le signal sur un grand nombre de porteuses à la fois. Ces techniques sont intéressantes pour des transmissions haut débit sur un canal multi trajet et sélectif en fréquence. Sur chaque sous porteuse, la transmission est ainsi bas débit. L'espace inter-fréquence est inférieure à la bande de cohérence du canal.

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une modulation multi porteuse très utilisée, on peut citer les standards DAB (**D**igital **A**udio **B**roadcasting), DVB-T (**D**igital **V**ideo **B**roadcasting **T**errestrial) et IEEE 802.11.a L'OFDM autorise un fort recouvrement spectral entre sous porteuses.

L'OFDM présente des avantages ainsi que des inconvénients. Les avantages concernent principalement la robustesse du signal vis-à-vis du canal multi trajet avec évanouissement et l'encombrement spectral optimal.

En revanche, un des principaux inconvénients est représenté par les fortes fluctuations en amplitude de l'enveloppe du signal modulé et donc par des variations importantes en puissance instantanée. Le "**Peak-to-Average Power Ratio**" ("**PAPR**"), qui prend en compte ces variations en puissances, est un paramètre indispensable dans la caractérisation des modulations à enveloppe non-constante. Dans certains cas, comme pour l'OFDM, le "**PAPR**" devient suffisamment élevé et le signal OFDM montre une grande dynamique en amplitude (et en puissance) ce qui peut amener à une perte de l'orthogonalité.

Les techniques d'accès multiutilisateurs permettent aux utilisateurs de partager le medium de transmission. Chaque utilisateur reçoit une fraction des ressources disponibles. Lorsque l'on considère des systèmes multi porteuses, les principales techniques à accès multiple sont l'OFDM-TDMA [1], l'OFDMA [2] et le MC-CDMA [3].

Dans ce mémoire, nous allons étudié l'OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access). L'OFDMA est une candidate prometteuse pour les réseaux d'accès

Introduction générale

large bande post 4G : IEEE 802.16 ou WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access), LTE (Long Term Evolution)... Cette technique supporte un grand nombre d'utilisateurs aux caractéristiques variables (QoS, débits).

Organisation du mémoire

Le chapitre 1 concerne l'historique de l'OFDM, ainsi que sa description générale avec ses avantages et ses inconvénients, et les principes de la modulation OFDM multiutilisateurs dans un premier temps, nous parlons dans le cas général sur les techniques d'accès multiples, et nous étudions le principe de base de l'OFDMA.

Le chapitre 2 introduit les différentes caractéristiques des amplificateurs de puissance plus une description des niveaux de puissance du signal d'entrée et signal de sortie. Ainsi nous avons montré l'influence de la notion de PAPR sur l'amplification de puissance.

Dans le chapitre 3 nous avons fait des simulations sur MATLAB sur les différents algorithmes constituant les deux chapitres précédant. Nous avons en dernier lieu met en évidence l'effet du PAPR créé par la modulation OFDM multiutilisateurs sur l'ampli radiofréquence de puissance.

Chapitre 1

Principe de la modulation

multi porteuses OFDM

multi utilisateurs.

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

1.1 Introduction

Les techniques qu'on appelle multi porteuses OFDM consistent à transmettre des données numériques simultanément en les modulant sur un grand nombre de porteuses. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en «orthogonalisant» les porteuses, ce qui permet d'obtenir un meilleur recouvrement spectral.

L'implémentation de la modulation et de la démodulation s'effectue à l'aide de circuits performants basée sur la transformée de Fourier rapide (FFT).

1.2 Transmission Multi porteuses

1.2.1 Structure de base

Le but du système à multi porteuses est de permettre un débit de transmission élevé sur un canal à large bande sélectif en fréquence. Le principe de base consiste à déconnecter le signal à large bande (via des filtres $H_k(f)$ à bande étroite) à des signaux à bande étroite dans l'émetteur et à les synthétiser (à travers des filtres $G_k(f)$). Les filtres à bande étroite s'adaptent aux filtres $H_k(f)$ du récepteur. Ainsi, le canal à large bande sélectif peut être arrondi à l'aide d'une gamme de canaux à bande étroite non sélectifs en fréquence. [4, 5] (Voir les Figure 1.1 et 1.2).

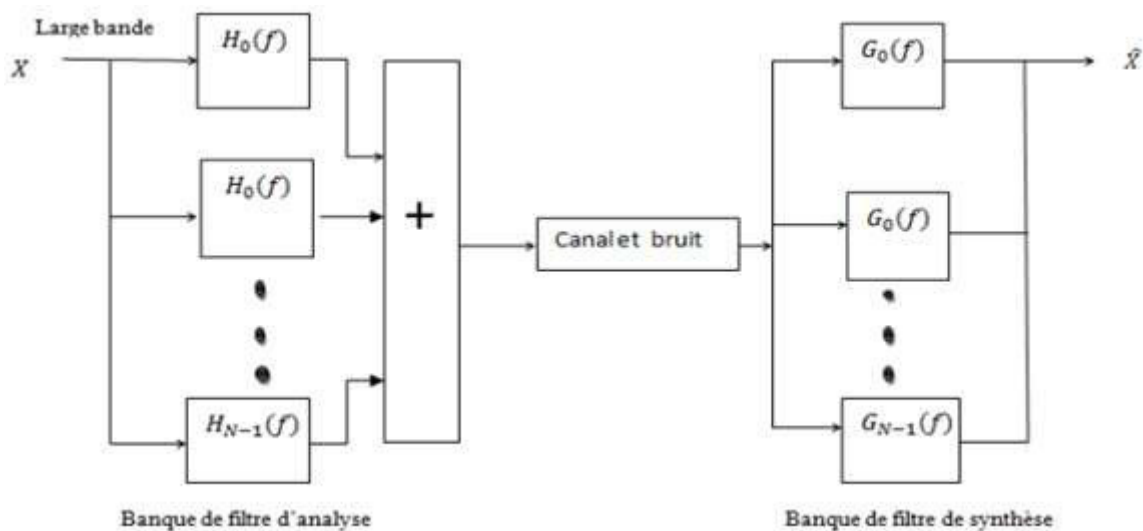


Fig.1.1 : La structure du système de transmission multi canal

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

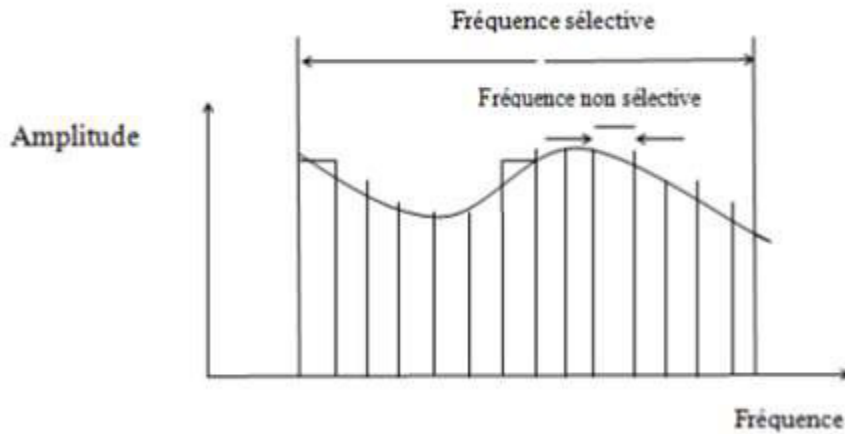


Fig.1.2 : La réponse fréquentielle de la transmission

Il faut noter que la non sélectivité des canaux a bande étroite réduit la complexité des égaliseurs de chaque sous canal, en outre, tend que l'orthogonalité entre les sous canaux est maintenue elle peut éliminer les interférences entre canaux [4,6, 7]

Un système multi canal, dont la bande est divisée en N sous-canal a bande étroite égales avec une fréquence de sous porteuse f_k , $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ (voir la Figure 1.3) et dont les symboles $X_i[k]$ sont modulés par les sous porteuse. f_k transmis à chaque période L symbole, peut être considéré comme un système de transmission multi porteuse. La mise en œuvre de ce système devient compliquée car elle nécessite plus de codeurs / décodeurs de haute qualité d'oscillateurs et de filtres, notamment lorsque le nombre de sous-porteuses devient important.

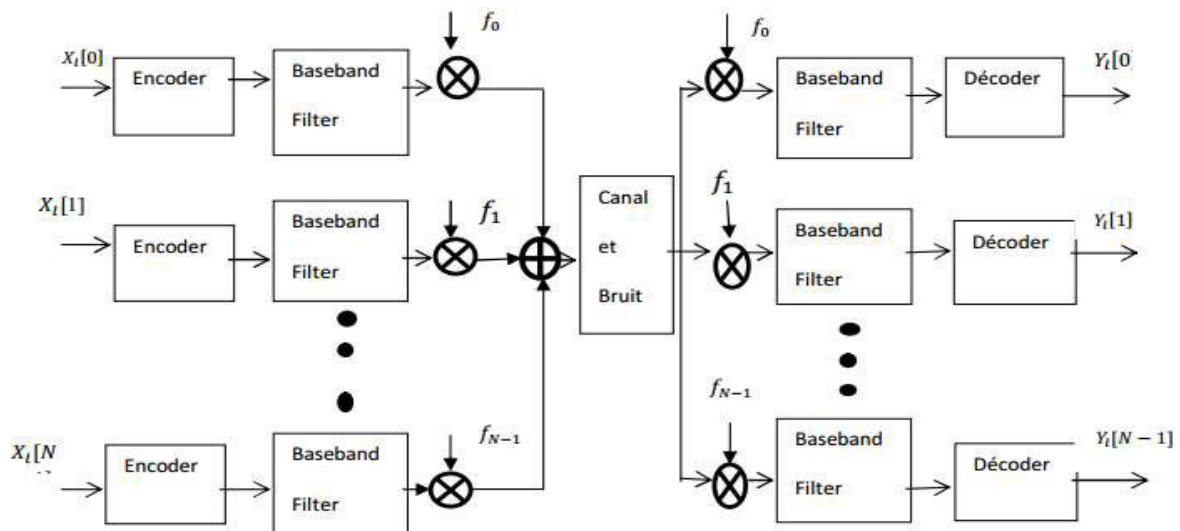


Fig.1.3: Structure du système de transmissions multi-porteuses.

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

1.3 Historique :

Le concept de diviser une bande fréquentielle du signal transmis en un groupe de bandes adjacentes remonte à la fin des années 50 avec la société Collins Radio Co. Kineplex system. L'utilisation de porteuses dont le spectre est un sinus cardinal, a permis une orthogonalité entre elles pour éviter l'interférence entre canaux [8].

Au début des années 1960, Zhang a adopté le principe de la transmission parallèle de l'information par un canal unique. Dans ce même article, de nombreux mémos et théories de la modulation (forme d'onde, distance entre sous-porteuses, etc.) ont été montrés pour assurer l'orthogonalité. Depuis lors, la description de l'OFDM a été décrite comme un type de configuration multi-porteuse avec des caractéristiques très spécifiques (l'orthogonalité).

Quelques années plus tard, Gibb a trouvé la performance théorique d'un système de transmission utilisant la formation OFDM, avec une attention particulière à l'amélioration des temps d'échantillonnage à de la réception.

Peu de temps après, Saltzberg a analysé les performances de ces systèmes et a conclu que l'efficacité des systèmes de transmission parallèles devrait être améliorée par la réduction des interférences entre canaux plutôt que par l'amélioration du canal unique, ce qui a été prouvée après quelques années avec l'apparition des techniques DSP (Digital Signal Processing).

La majorité des contributions apportées à la technique OFDM, ont été réalisées quand Weinstein et Ebert [9] ont utilisé pour la première fois la transformé de Fourier discrète(DFT) afin de performer la modulation et la démodulation en bande de base, qui a augmenté largement l'efficacité de la modulation et de la démodulation. Ainsi, l'utilisation d'intervalle de garde a résolu le problème d'interférence entre symboles. Le premier brevet de modem OFDM a été déposé aux états unis en 1970 [10].

De nombreuses propositions de modems OFDM ont alors suivies. En 1979, on voyait apparaître un modem pour la bande HF comportant 48 sous-porteuses espacées de 45 Hz, utilisant une modulation 32-QAM et atteignant un débit de 9.6 Kbit/sec. Un modem utilisant une modulation 16-QAM a été proposé en 1981 par Hiro [11].

1.4 Problématique :

Un signal radiofréquences est émis sur un canal, qui constitue son support physique. Ainsi toute transmission numérique est limitée par les contraintes physiques de son support. On dit que le canal est sélectif pour les fréquences quand elles ne correspondent pas à la fréquence du signal. Certaines fréquences seront envoyées plus rapidement que d'autres, ou encore

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

seront atténuées plus que d'autres. Le signal est déformé pendant la transmission: les données seront dispersées dans le temps, pouvant mener à des interférences entre symboles. Ce phénomène est exacerbé par la sélectivité de fréquence en ayant plusieurs trajets pour le même signal transmis. En raison des nombreuses réflexions qu'un signal peut passer dans un environnement urbain, le récepteur recevra une série d'échos d'amplitudes et de retards variables. Le problème de ce canal multi-trajets est critique dans le cas d'un canal radio mobile, c'est-à-dire lorsque le récepteur et l'émetteur ne sont pas fixes relativement. Puisque les échos et les différentes amplitudes varient dans l'espace, ils varieront dans le temps dans le cas d'un récepteur mobile [12].

Le canal de transmission à trajets multiples est caractérisé par :

- T_m : Son retard maximum (ou étalement des retards). Si la durée d'un symbole est grande devant T_m , le canal est non sélectif en fréquence (ou dit plat dans le domaine fréquentiel) mais il peut être atténué ou amplifié.
- T_c : Le temps de cohérence ou B_d : spectre Doppler.
Si $B \ll B_d$ le signal ne subit pas de distorsion dans le temps.
- Sa fonction de transfert $h(t, \tau)$, α_n et $\tau_n(t)$ représentent l'atténuation et le retard en fonction du temps du n- ième écho, et f_c la fréquence porteuse :

$$h(t, \tau) = \sum_n \alpha_n(t) \cdot e^{-2j\pi f_c \tau_n} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (1-1)$$

Ces différents trajets pourront alors générer des interférences constructives ou destructives en fonction de la localisation du récepteur et des caractéristiques des obstacles rencontrés. Des interférences destructives peuvent mener à la perte totale du signal.

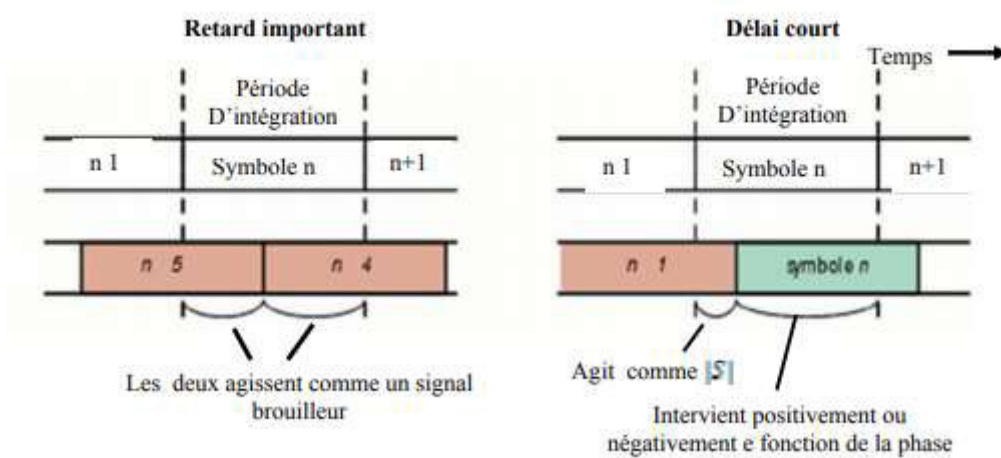


Fig.1.4 : Influence du multi trajet sur le brouillage inter symboles

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

Ces problèmes deviennent de plus en plus importants à mesure que les débits binaires transmis augmentent considérablement, de sorte que la gamme de fréquences requise pour transmettre ces informations à haute vitesse est élevée. Cependant, la sélectivité en fréquence du canal affecte la dégradation des performances avec la bande passante du signal transmis. Cependant, les égalités qui sont censées compenser les effets de trajets multiples et la sélectivité en fréquence du canal sont très complexes lorsque le canal varie grandement en temps ou en fréquence du signal. Il nécessite également une connaissance à tout moment de la fonction de transfert du canal d'émission. Modifier la configuration multi-porteuse, qui est une partie de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) fait partie de la réponse à ce défi grâce à l'utilisation d'un support de sous-porteuse peu sensible aux multi trajets et à la sélectivité en fréquence, faciles à égaliser [13].

1.5 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

La modulation OFDM est une technique qui divise la bande de fréquence en N sous-canaux (ou sous-porteuses) orthogonaux et uniformes c'est-à-dire qu'elle distribue des symboles sur un grand nombre de fois. Parmi les transmetteurs à bas débit, contrairement aux systèmes traditionnels qui transmettent des symboles en série, chaque symbole occupe alors toute la bande passante disponible [14].

1.5.1 Principe et fonctionnement de l'OFDM

Le principe de L'OFDM consiste en la distribution du signal numérique que l'on veut transmettre à travers un grand nombre de sous-porteuses. Comme si on combinait le signal qui doit être transmis à un grand nombre de systèmes de transmission (émetteurs, par exemple) indépendamment et à des fréquences différentes. Pour que les fréquences des sous-porteuses soient aussi proches que possible, puis pour transférer l'information maximale dans une partie donnée des fréquences, l'OFDM utilise les sous-porteuses orthogonales. Les signaux des différentes sous-porteuses se chevauchent, mais ils n'interfèrent pas les uns avec les autres. Comme le montre la figure 1.5 [15].

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

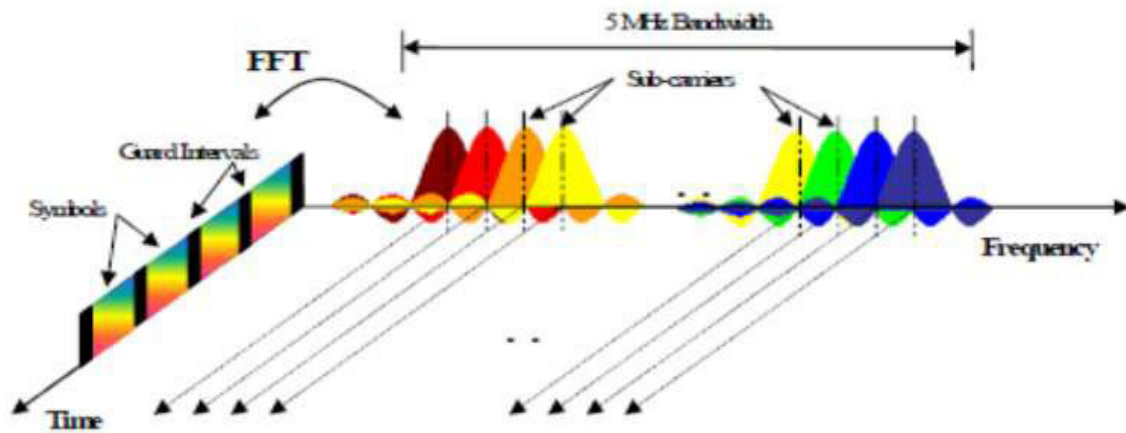


Fig.1.5 : Principe de l'OFDM

Cette modulation apparait alors comme une solution aux problèmes de : Trajet-multiple, Multi-retard, Effet Doppler.

✚ Pourquoi OFDM ?

Le canal multi trajets contient une réponse en fréquence non plane mais contient des creux et des pics (trajets constructifs et destructifs) dus aux échos et aux réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Une bande passante très importante impose une large bande passante et si cette bande passante "couvre" une partie du spectre contient un creux, il y a une perte complète d'information pour la fréquence correspondante. Le canal est alors appelé "sélectif" en fréquence. Pour remédier à cet inconvénient, l'idée réside dans la distribution d'informations à un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroits dans lesquels la réponse en fréquence peut être considérée comme constante. Ainsi, pour ces sous-canaux, le canal est sélectif en fréquence, et s'il y a des creux, ils ne toucheront que certaines fréquences, qui peuvent être "récupérées" grâce à un cryptage intelligent [16].

1.5.2 Principe de la modulation OFDM

Pour la distribution des données à transférer à N porteuses, les symboles C_k sont regroupés en N paquets [17].

Les symboles C_k ($C_k = a_k + jb_k$) sont des nombres complexes d'éléments binaires déterminés principalement par QAM à 4, 16, 64, 2^n états.

La séquence de N symboles C_0, C_1, \dots, C_{N-1} constitue un symbole OFDM [14].

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

Le $k^{\text{ième}}$ symbole module un signal de fréquence f_k . Le signal résultant s'écrit de manière complexe:

$$P_n(t) = C_k e^{j2\pi f_k t} \quad (1-2)$$

Par suite le signal total émis :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi f_k t} \quad t \in [0, T_u] \quad (1-3)$$

Où T_u est la durée du symbole OFDM.

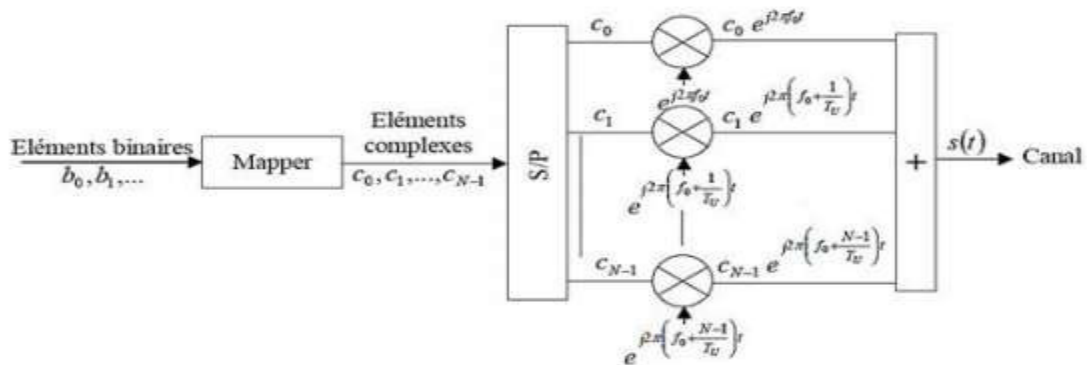


Fig.1.6 : Schéma de principe d'un modulateur multi porteuse [58].

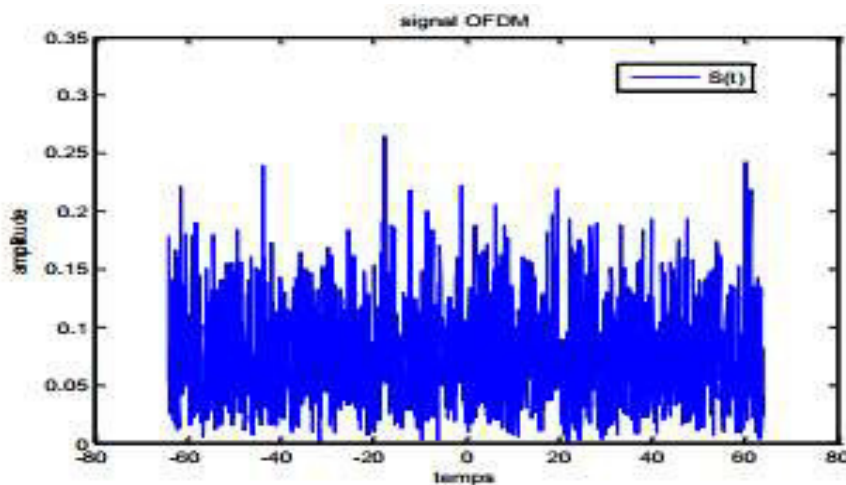


Fig.1.7 : signal temporel à la sortie du modulateur [59].

Les fréquences sont orthogonales si la distance entre les fréquences adjacentes f_k et f_{k+1} est $1/T_u$. En effet chaque porteuse modulant un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée T_u , son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui s'annule tous les multiples $1/T_u$.

$$f_k = f_0 + k/T_u \quad \text{avec } k=0,1,\dots,N-1. \quad (1-4)$$

Où f_0 représente la première fréquence de la bande du signal

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

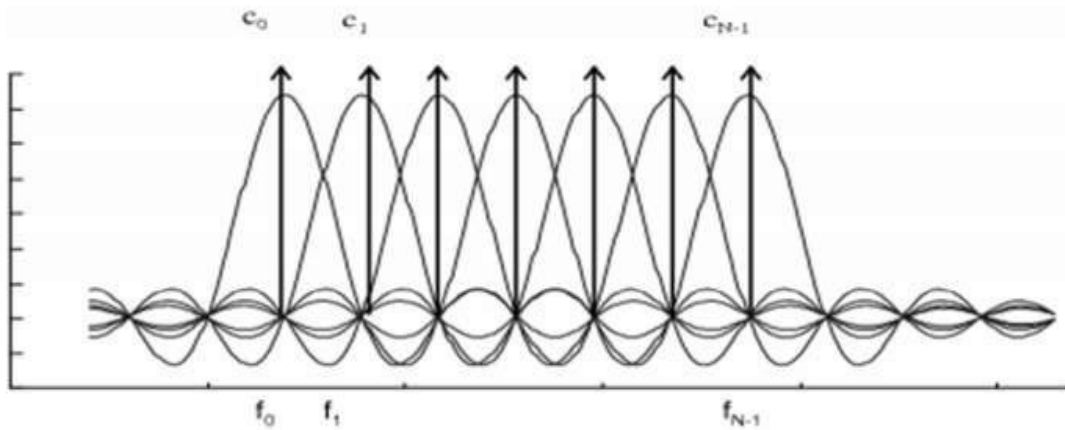


Fig.1.8: Spectre en sortie du modulateur OFDM.

Ainsi, lorsque des échantillons sont échantillonnés avec précision à une fréquence de sous-porteuse, il n'y a pas d'interférence avec d'autres sous-porteuses. Cela permet de couvrir les spectres de différentes porteuses et d'obtenir ainsi l'occupation idéale du spectre. Le nombre de sous-porteuses est choisi pour atteindre les deux conditions de base $T_s \gg T_m$ (afin de pouvoir considérer le canal plat, et $T_s \ll 1/B_d$).

1.5.3 Principe de la démodulation

Le signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole :

$$Y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{j2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (1-5)$$

$H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et à l'instant t . Cette fonction est lentement différente et peut être supposée constante pendant la période T_s ($T_s \ll 1/B_d$). La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous porteuses suivant le schéma classique [18].

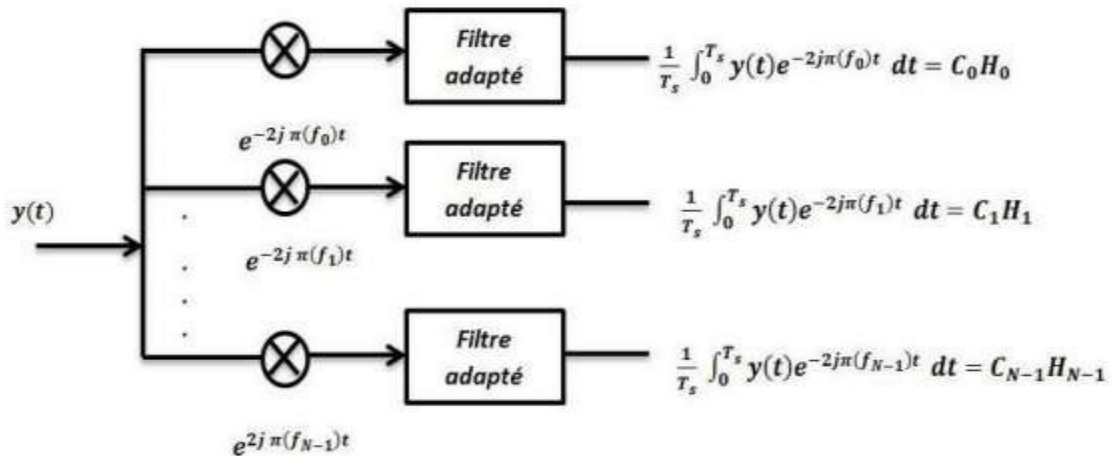


Fig.1.9 : Schéma du principe du démodulateur OFDM [58].

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

1.6 Implantation numérique

L'implémentation numérique de la technique OFDM est très simple, les traitements nécessaires font appel à des blocs de conversion S/P (série-parallèle) et P/S (parallèle-série), à des blocs IFFT et FFT, et aux convertisseurs CAN et CNA.

1.6.1 Implantation numérique du modulateur :

Le signal $s(t)$ à la sortie du modulateur peut se mettre sous la forme suivante [19] :

$$S(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi k/T_s} \quad (1.6)$$

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

$$S_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi kn/N} \quad (1.7)$$

Ainsi, $s(n)$ est obtenu par une transformée de Fourier inverse discrète de $c(k)$. En sélectionnant le nombre de N porteuses, tel que $N = 2^n$, le processus de calcul de Transformée de Fourier inverse est simplifié et peut être calculé par simple IFFT, nous conduisant au schéma numérique suivant:

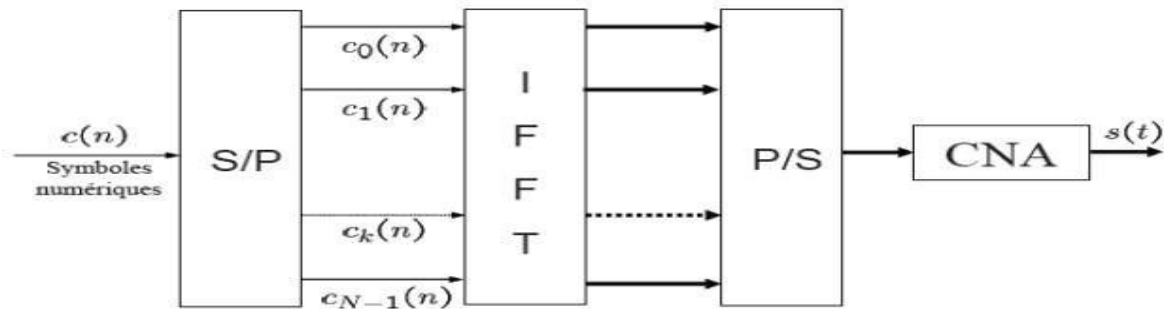


Fig.1.10 : Modulateurs OFDM numérique.

1.6.2 Implantation numérique du démodulateur

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme [2] :

$$Z_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi kn/N} \quad (1-8)$$

Z_n est la transformée de Fourier discrète inverse de c_k et H_k , la démodulation est composée d'une transformée de Fourier directe discrète. Puisque le nombre de porteuses a été choisi comme $N = 2^n$, ce calcul peut être effectué en utilisant la FFT. Nous obtenons alors le schéma de principe suivant [20]:

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

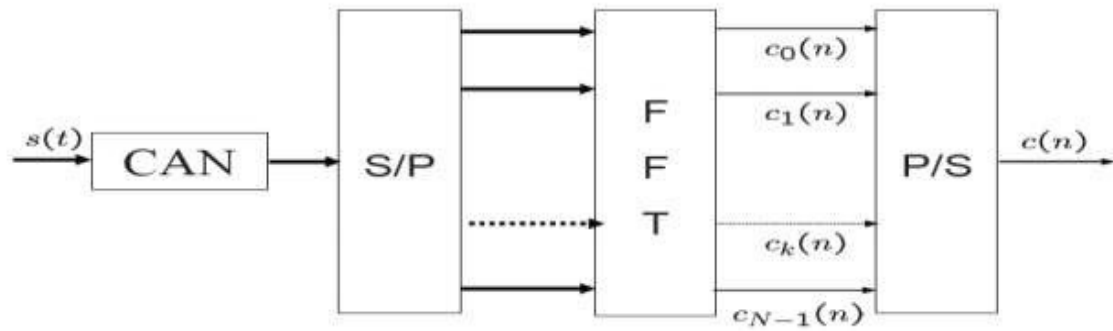


Fig.1.11: Démodulateurs OFDM numérique.

1.7 Notion d'orthogonalité

La propriété d'orthogonalité est essentielle dans l'OFDM car elle permet de relier une grande efficacité spectrale à un contrôle efficace contre les interférences entre les sous-porteuses d'une trame. En fait, l'orthogonalité des sous porteuses leur permet de se chevaucher partiellement. L'OFDM utilise cette propriété dans le domaine fréquentiel en diffusant des informations indépendantes sur chacun d'eux. Lors de la transmission d'une trame sur n'importe quel canal de propagation, et plus encore lors d'une communication sans fil, cette modulation doit être protégée, condition préalable au maintien de bonnes performances du système [21].

1.7.1 Notion mathématique

On considère que des signaux sont orthogonaux les uns des autres s'ils sont mutuellement indépendants. Mathématiquement, cette condition est établie pour deux signaux $f(t)$ et $g(t)$ si :

$$\int_a^b f(t).g(t).dt = 0 \quad (1-9)$$

Les fonctions $f(t)$ et $g(t)$ sont alors orthogonales sur l'intervalle d'intégration $[a, b]$.

1.8 Interférences entre porteuses et symboles

Les signaux OFDM sont envoyés à égale distance et doivent voyager d'un certain trajet pour atteindre le récepteur. Dans le cas d'un canal multi-trajets, un symbole transmis prend des retards différents pour atteindre le récepteur en raison de chemins de propagation différents, ce qui entraîne des différences de temps. La prolongation de la durée des symboles fait chevaucher les symboles entre eux, ce qui donne naissance à l'interférence entre symboles (IES) [22].

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

L'orthogonalité dans un système OFDM signifie qu'au maximum de chaque spectre d'une sous-porteuse, tous les spectres des autres sous-porteuses sont nuls [25], et les spectres des sous-porteuses se recouvrent mais demeurent orthogonaux entre eux. L'interférence entre paquet (IEP) est causée par la perte de l'orthogonalité et donc par la présence des symboles de données d'une sous-porteuse sur les sous-porteuses adjacentes.

La figure 1.12 illustre les interférences liées aux trajets multiples provoquant des échos à la réception. Par exemple, deux pistes sont considérées, l'une principale et l'autre retardée. La réception de la trame i pendant le temps d'intégration T est la somme des différents signaux issus des différents trajets [21].

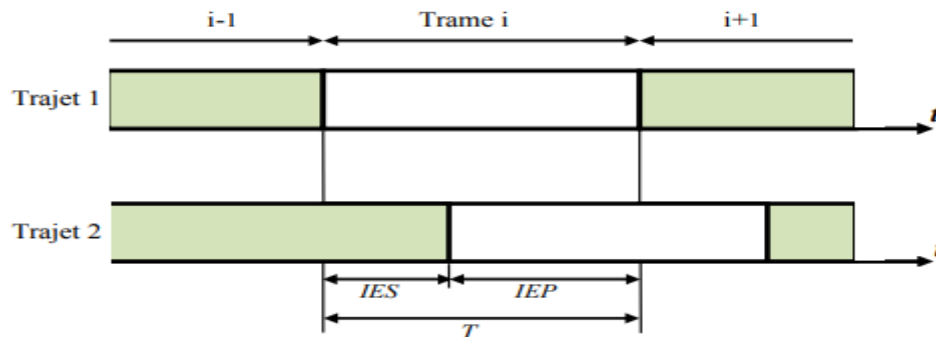


Fig.1.12: Propagation des trames OFDM sans intervalle de garde :
Retards, trajets multiples et interférences

Deux observations peuvent être faites ici :

- Le débordement de la trame retardée $i-1$ sur la période d'intégration du signal issu du trajet principal est une interférence entre symboles qui provoque des distorsions sur les premiers échantillons du signal d'intérêt et dont l'effet est la perte d'orthogonalité des sous-porteuses. La conséquence directe est une réduction importante de la performance de la transmission.
- Aussi, l'influence de l'écho de la trame i sur elle-même induit une interférence entre porteuses. Selon la phase des échantillons, il en résulte des ajouts constructifs ou destructifs sur le signal véhiculé par le trajet principal.

IES et IEP ont une relation étroite. En raison de la dispersion des canaux de communication, il est clair que l'état de dépendance est fortement menacé. Pour assurer sa conservation, la période de garde doit être utilisée en temps opportun pour s'assurer que les avances ou les retards dans les murs voisins n'affectent pas la réception.

1.9 Intervalle de garde et Préfixe cyclique

La durée T_u pendant laquelle l'information émise pendant la transmission est différente de la période du symbole T_s car il est nécessaire de prendre en compte deux périodes utiles un "temps de garde" T , visant à éliminer l'IES qui subsiste malgré l'orthogonalité des porteuses [24]. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à la plus longue résonance significative (avec un retard maximum). Les interférences IES se produisent lorsque le retard relatif est plus long que l'intervalle de garde. La durée du symbole OFDM transmis peut être représentée comme suit :

$$T_s = T_u + T \quad (1-10)$$

Où T : Durée de l'intervalle de garde

T_u : Durée du symbole OFDM après l'IFFT

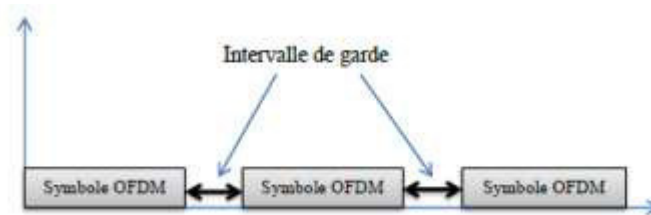


Fig.1.13: Insertion d'intervalle de garde

La figure 1.13 illustre l'insertion d'un intervalle de garde dans un symbole OFDM. Les échantillons ajoutés au début du symbole pour former un intervalle de garde est la copie exacte des derniers échantillons du symbole OFDM. L'avantage de ces versions est que chaque signal, provenant d'un multi trajets, aura toujours un nombre correct de sinus sur la durée de la trame OFDM sans le préfixe. Si le préfixe entré au début de la fenêtre OFDM est chaîné (sans aucune indication), une interférence entre canaux (ICI) se produit. Pour éviter ces interférences, le préfixe ne doit pas être fragmenté, mais être une copie des derniers symboles de la trame OFDM. Dans le domaine fréquentiel, la collecte de signaux de sous-porteuse à partir des différents trajets ne détruira pas l'orthogonalité des sous-porteuses, elle introduira seulement un léger déphasage [25].

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

Malheureusement, l'insertion d'un intervalle de garde réduit le taux de symboles, mais si le nombre de sous-porteuses est suffisamment important, la durée du symbole T_S devient trop grande pour l'intervalle de garde. En conséquence, le débit sera légèrement réduit.

L'insertion du préfixe cyclique augmente ainsi la durée du symbole OFDM T_u à $T_u + T_{cp}$, où T_{cp} est la longueur du préfixe cyclique avec bien sur comme conséquence la réduction du débit symbole OFDM. Ainsi, comme illustré sur le schéma ci-dessous (voir Figure 1.14).

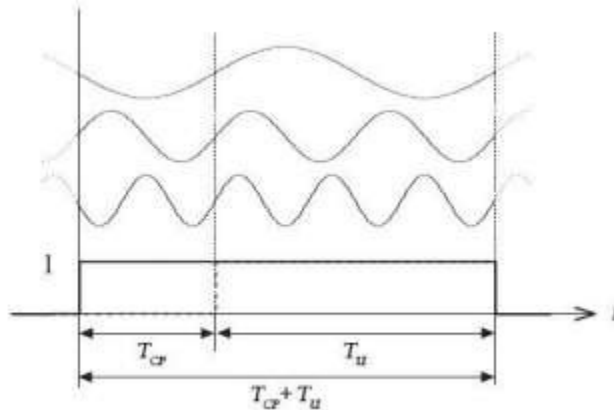


Fig.1.14: Préfixe cyclique et fenêtrage pour trois sous-porteuses OFDM

1.10 Schéma bloc d'un système OFDM

Ce schéma (Figure 1.15) représente un système OFDM complet. Il comporte un émetteur, un récepteur et un canal radio à travers lequel se fait la transmission [26].

On a d'abord le générateur des données qui vont être transmises, ensuite on a un convertisseur série parallèle qui divise les données à son entrée en des flux de données parallèles de débits réduits.

On a encore le bloc de modulation numérique (QAM, 16-QAM...), le bloc d'insertion et d'omission de temps de garde, les blocs IFFT et FFT pour la modulation et démodulation des sous-porteuses et enfin les blocs caractérisant le canal de transmission. A la sortie, on rejoint les flux de données parallèles pour reconstituer les données initiales.

Convertisseur numérique analogique CNA et le convertisseur analogique numérique CAN, l'ampli radiofréquence et le préampli radiofréquence pour l'adaptation au canal de transmission et enfin les blocs caractérisant le canal de transmission.

Il est à noter qu'on a présenté la partie radiofréquence en tirets. Dans toute la suite de notre travail les blocs CNA, CAN, Ampli RF et Préampli RF seront enlevés pour simplifier les schémas.

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

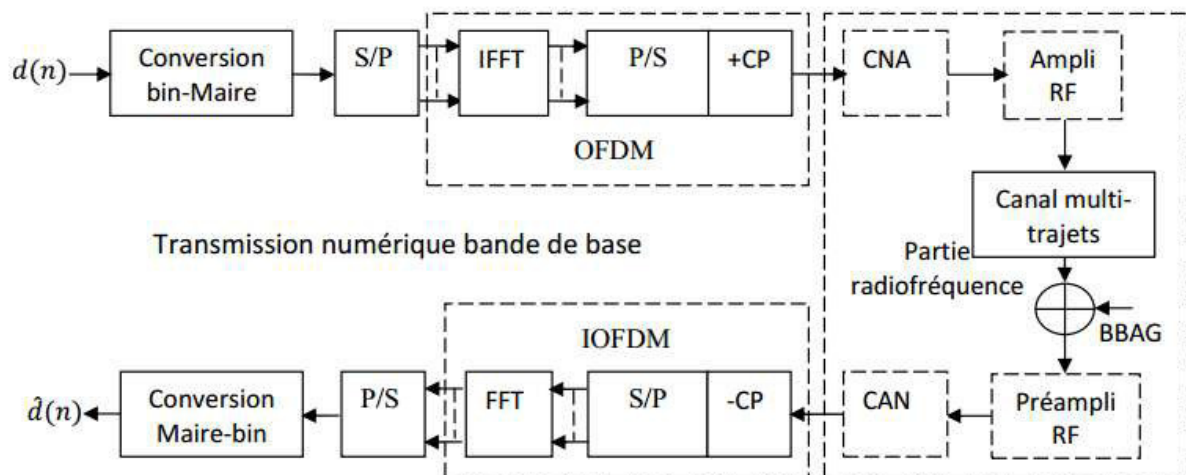


Fig.1.15 : Schéma bloc simplifié d'un système OFDM [26]

1.11 Avantages et inconvénients de l'OFDM [27]

1.11.1 Avantages :

- Une haute efficacité spectrale.
- Une réalisation digitale simple par utilisation du IDFT et DFT.
- Réduction de la complexité des récepteurs due à la possibilité d'éviter les IES et IEP par insertion d'un intervalle de garde.

1.11.2 Inconvénients :

- Les signaux multi porteuses ont un coefficient PAPR (Peak to Average Power ratio) élevé, ce qui nécessite l'utilisation des amplificateurs à haute linéarité.
- La perte dans l'efficacité spectrale due à l'addition d'un intervalle de garde.
- La sensibilité à l'effet Doppler est supérieure par rapport aux systèmes de modulation mono-porteuse.
- Une synchronisation parfaite en temps et en fréquence est nécessaire.

1.12 Les systèmes utilisent OFDM [20] :

- DAB : DAB - OFDM constitue la base pour la diffusion audio numérique (DAB) standard dans le marché européen. Diffusion audio numérique (DAB) à l'aide de l'OFDM a été normalisée en Europe et constitue la prochaine étape de l'évolution au-delà de la radiodiffusion FM offrant transmission sans interférence.
- HDTV.

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

- Les réseaux LAN sans fil.
- IEEE 802.11g.
- IEEE 802.16 Système d'accès sans fil à large bande.
- Système de transmission ATM sans fil.
- IEEE 802.11a.
- ADSL: Asymétrique Digital subscriber line.
- PLC: Power line communication.

1.13 Les techniques d'accès multiple :

Les techniques d'accès multiple permettent aux utilisateurs de partager le médium de transmission. Chaque utilisateur reçoit une fraction des ressources disponibles. Lorsque l'on considère des systèmes multi porteuses, les principales techniques à accès multiple sont l'OFDM-TDMA [1], l'OFDMA [2] et le MC-CDMA [3].

L'OFDM-TDMA est une technique hybride entre l'OFDM et le TDMA (Time Division Multiple Access). Les utilisateurs transmettent tour à tour, la modulation OFDM est appliquée sur toutes les sous porteuses.

L'OFDMA est une technique hybride entre l'OFDM, le TDMA et le FDMA (Frequency Division Multiple Access). Dans un même symbole OFDM, plusieurs utilisateurs reçoivent des parties distinctes de la bande fréquentielle.

Le MC-CDMA signifie Multi Carrier Code Division Multiple Access. Les bits sont étalés grâce à un code (propre à chaque utilisateur) pour obtenir des chips. Les chips sont envoyées grâce à la modulation OFDM appliquée sur toutes les sous porteuses [28].

Dans la suite de notre travail on va s'intéresser à l'OFDMA.

1.14 OFDMA (OFD-MULTIPLE ACCESS)

OFDMA est une extension de la technique de modulation OFDM pour permettre à plusieurs utilisateurs de transmettre simultanément sur un seul symbole OFDM. Cette technique d'accès est largement demandée dans les réseaux sans fils à large bande car elle résout le problème de sélectivité en fréquence du canal, en le découpant en sous canaux de largeur inférieure à la bande de cohérence. Ainsi, l'information est transmise via plusieurs sous porteuses orthogonales. Ces sous-porteuses sont générées grâce à l'IFFT (Inverse Fast Fourier Transform), et leur nombre total qui dépend de la bande spectrale voir la figure ci-dessous [29].

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

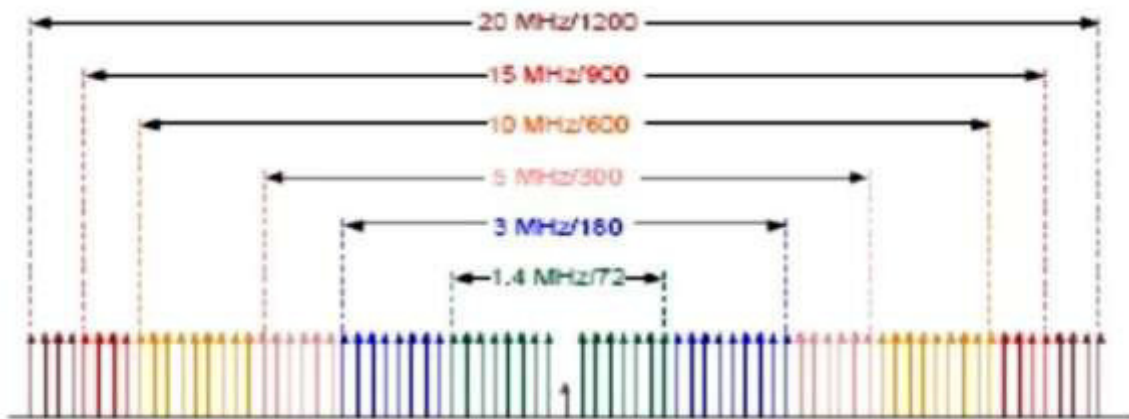


Fig.1.16 : Nombre de sous-porteuses pour différentes bandes spectrales

L'espaceur entre sous porteuses en LTE est fixé à 15 KHz, et le symbole OFDM est celui constitué de la totalité des symboles d'informations transmis via les sous porteuses (voir la figure ci-dessous).

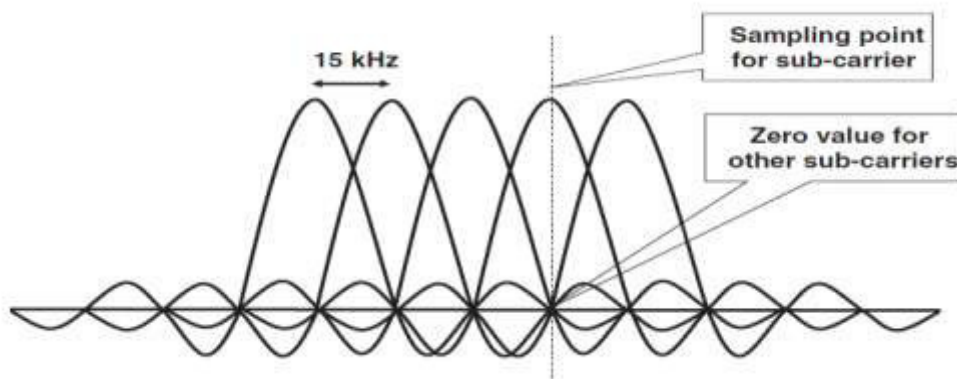


Fig.1.17 : l'espaceur entre sous porteuse

1.14.1 Principe :

OFDMA est une technique qui dérive de l'OFDM en utilisant le même principe de division de la bande passante en plusieurs sous- porteuses [30].

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

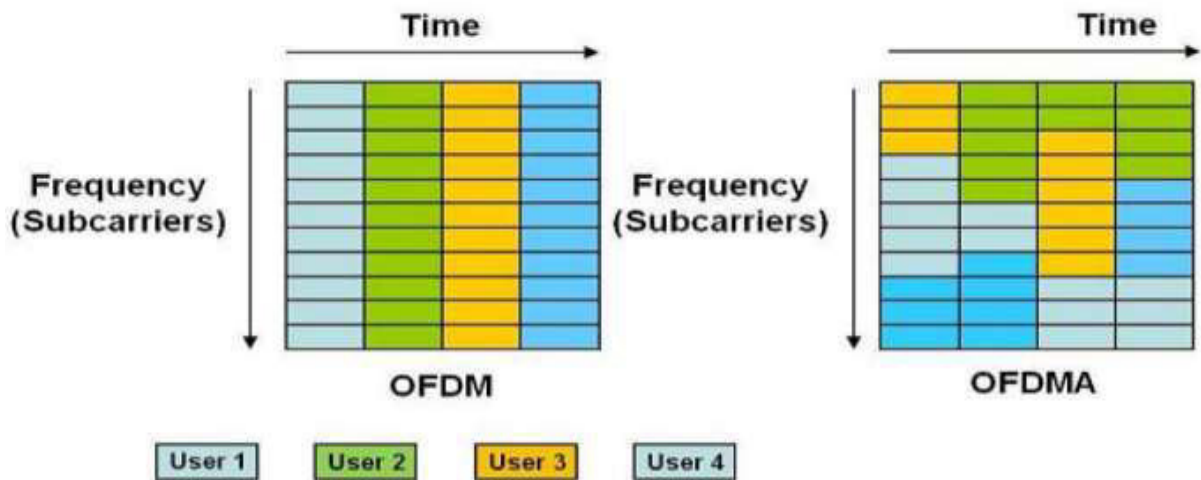


Fig.1.18: Différence entre OFDM et OFDMA.

La différence entre l'OFDM et l'OFDMA c'est que la première servira un usager dans un intervalle de temps, par contre OFDMA elle peut servir plusieurs usagers dans un même intervalle de temps, comme montrer dans la figure ci-dessus.

Le principe de l'OFDMA est de répartir sur un grand nombre de sous-porteuses le signal numérique que l'on veut transmettre ce qui permet, pour un même débit global, d'avoir sur chaque canal un débit plus faible et donc un temps d'émission de chaque symbole plus long; cela limite les problèmes d'interférences inter-symboles et de fading liés aux « trajets multiples de propagation » qui existent dans les liaisons radios de moyenne et longue portée. OFDMA fournit une facilité et extensibilité de la bande passante par la configuration du nombre de sous-porteuses. Ceci permet à la station de base d'ajuster dynamiquement l'utilisation de la bande passante en fonction des exigences du système [29].

La figure suivante décrit l'utilisation des sous porteuses : celles en noir, en vert et bleu (les plus nombreuses) transportent les données des utilisateurs, celles en rouge, les informations de synchronisation et de signalisation entre les 2 extrémités de la liaison radio [31].

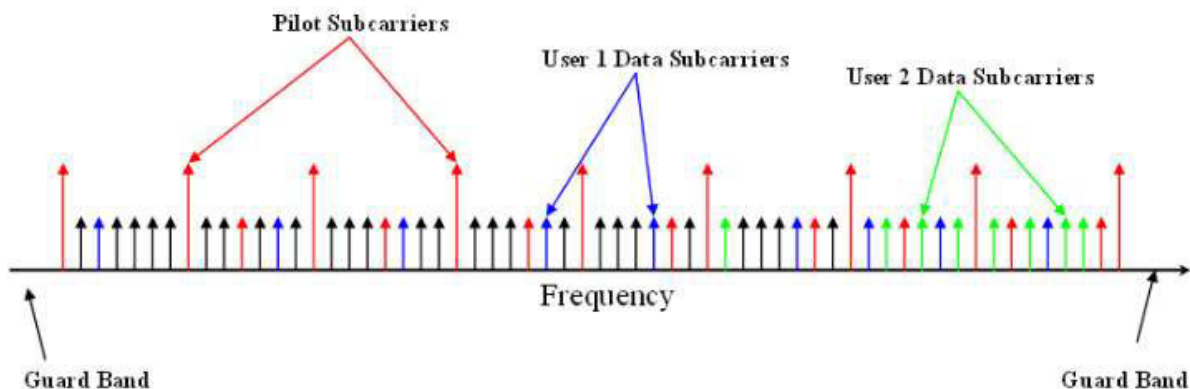


Fig.1.19: Les porteuses de l'OFDMA.

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

Un filtrage pour séparer chaque sous-porteuse n'est pas nécessaire pour le décodage dans le terminal récepteur, une « Transformée de Fourier » FFT est suffisante pour séparer les sous porteuses l'une de l'autre (dans le cas du LTE, il y a jusqu'à 1200 porteuses indépendantes) [31].

Orthogonalité (le « O » de OFDMA) : c'est-à-dire utilisant des signaux orthogonaux les uns aux autres pour les sous-porteuses contiguës, on évite les interférences mutuelles. Ce résultat est obtenu en ayant un écart de fréquence entre les sous-porteuses qui est égal à la fréquence des symboles sur chaque sous-porteuse. Cela signifie que lorsque les signaux sont démodulés, ils ont un nombre entier de cycles dans la durée du symbole et leur contribution aux interférences est égale à zéro; en d'autres termes, le produit scalaire entre chacune des sous porteuses est nul pendant la durée de transmission d'un symbole (66.7 μ s en LTE, soit une fréquence de 15 KHz, ce qui correspond à l'écart de fréquence entre 2 sous-porteuses), et l'utilisation de nombreuses sous-porteuses permet aussi de s'adapter facilement à la puissance d'émission de chaque canal et pour chaque utilisateur [29].

1.14.2 Emission et réception de l'OFDMA :

Dans le principe de l'OFDMA, au niveau de l'émetteur le spectre est divisé en plusieurs nombres de sous-porteuses orthogonales [19]. Les symboles qui ont un flux assez élevé passent via un modulateur. Par contre les symboles BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM sont modulés directement aux sous-porteuses qui seront convertis en sous-porteuses parallèle par le bloc « série - parallèle ». A l'étage du bloc IFFT les symboles sont convertis au domaine temporel ainsi on obtient des symboles OFDMA. Un intervalle de Garde (IG) est utilisé entre les symboles OFDMA. Il sert à annuler l'interférence entre symbole au récepteur. Pour absorber l'interférence entre les symboles, la technique utilisée consiste à insérer l'Intervalle de Garde (IG) ou « Cyclic Prefix (CP) » sur chaque paquet transmis dans le canal. Il s'agit uniquement de copier la fin de chaque paquet que l'on rajoute au début de celui-ci (Voir Figure 1.20). Ainsi lorsque le retard maximal du canal est inférieur à la longueur de l'intervalle de garde, tout se passe bien c'est à dire que toutes les interférences seront absorbées. Par contre lorsque le retard maximal du canal est supérieur à la longueur de l'intervalle de garde, les interférences ne seront pas toutes absorbées et l'estimation risque d'être médiocre.

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

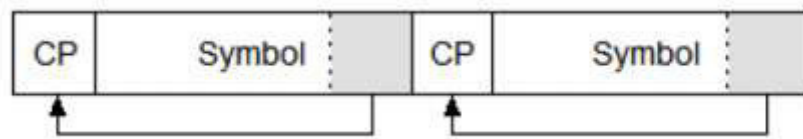


Fig.1.20 : Cyclic Préfix

Notons que l'intervalle de garde a un second rôle qui est de périodiser le signal émis. Cela a pour avantage de rendre circulaire la convolution du canal afin d'obtenir une égalité entre la DFT du signal reçu après suppression de l'intervalle de garde et le produit de la transformée de Fourier du signal émis et de la fonction de transfert du canal de transmission [32].

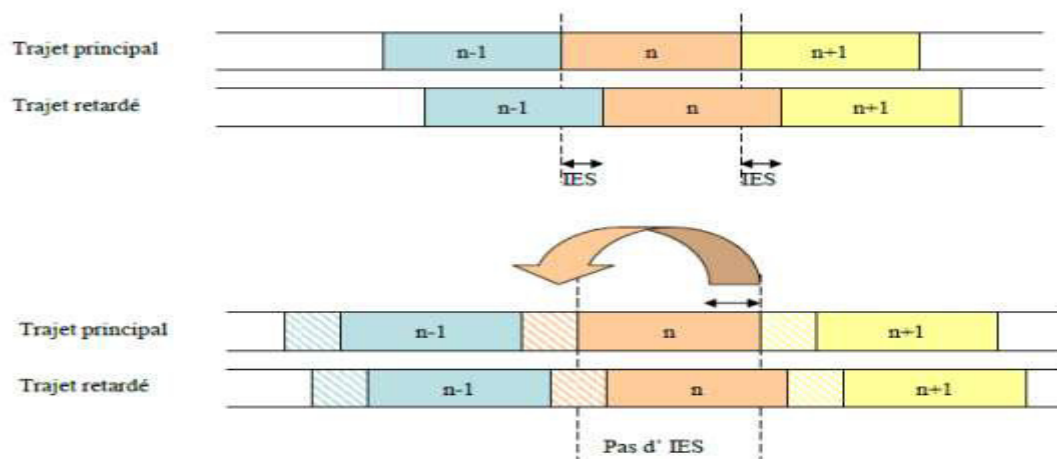


Fig.1.21: Absorption de l'interférence entre symbole IES

Deux types d'intervalles de garde existent pour ce système :

- L'intervalle de garde normal ou (Normal-CP) dont la durée $T_{CP_{norm}}$ correspond à 5,2 pour le premier symbole et 4,7 pour les autres.
- l'intervalle de garde étendu (ou Extended-CP) dont la durée $T_{CP_{ext}}$ correspond à 16,7.

L'intervalle de garde normal est utilisé pour les hautes fréquences dans le milieu urbain et l'intervalle de garde étendu pour les basses fréquences en milieu rurale. La norme utilise l'intervalle de garde étendu lorsque l'utilisateur se trouve sur une cellule de grande taille, dans laquelle il est susceptible d'obtenir des interférences très sévères dues aux multi-trajets du canal. Le système est alors sous dimensionné et le nombre de symboles OFDMA dans un slot est réduit à 6. Par contre avec l'intervalle de garde normal qui est plus utilisé et adapté pour les cellules de taille moyenne, le nombre de symboles OFDMA par slot est de 7 [33]. Au récepteur, le CP est enlevé, les sous-porteuses sont converties en série par le bloc « parallèle -

Chapitre 1 principe de la modulation multi porteuses OFDM multi utilisateurs.

série » et à l'étage FFT les symboles OFDMA sont convertir au Domaine fréquentiel suivi par une démodulation [34] comme le montre la figure ci dessous.

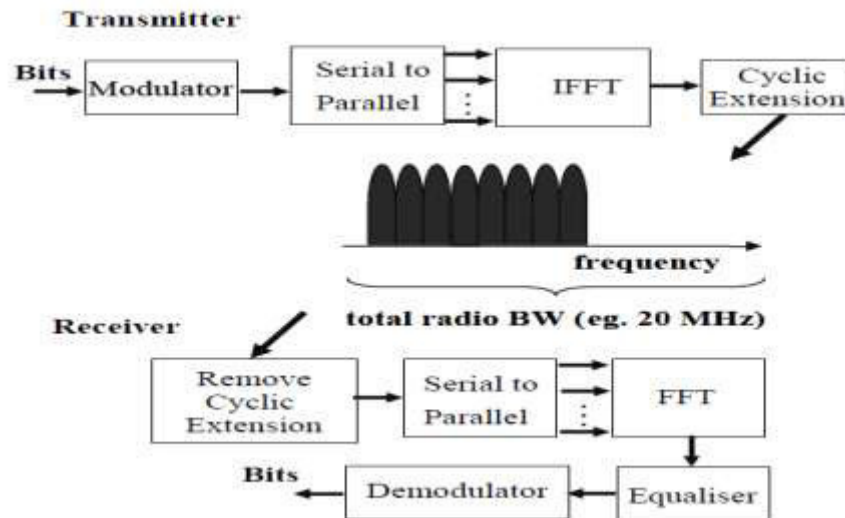


Fig.1.22 : Emetteur et récepteur OFDMA

1.15 Conclusion :

Dans ce chapitre, le principe de base de la modulation multi-porteuse à fréquences orthogonales a été expliqué. L'avantage apporté par l'OFDM est de combattre les effets des multi-trajets et donc rend un canal sélectif en fréquence en plusieurs sous canaux non sélectifs en fréquence et par l'ajout de l'intervalle de garde on aura la suppression des interférences entre symboles OFDM. Nous avons présenté ensuite, le principe de l'OFDMA.

Chapitre 2

Les amplificateurs radiofréquences

2.1 Introduction :

Dans tout système de transmission radio mobile, le signal traverse plusieurs étapes de la chaîne de transmission, y compris le codage, la modulation et le commutateur dans la fréquence porteuse, avant d'être envoyé au canal d'émission, le signal est amplifié.

Ce processus est fourni par l'amplificateur de puissance qui est un dispositif électronique pour augmenter tout signal présenté à leur entrée. La puissance du signal de sortie de l'émetteur est proportionnelle à la distance entre l'émetteur et le récepteur dans le système de communication. L'amplificateur de puissance est un composant actif.

L'amplificateur de puissance est généralement amélioré pour s'adapter à la norme cible, selon les spécifications, la puissance de sortie maximale, l'efficacité et la linéarité requises [35].

Cependant, l'un des inconvénients majeurs des configurations à plusieurs porteuses est le facteur de crête à crête du signal temporel. Il est défini comme le rapport entre l'énergie maximale et moyenne de ce signal, et distingue les fluctuations. Ceux-ci peuvent être relativement importants.

Cet aspect devient nuisible quand il s'agit d'amplifier le signal temporel. En effet, les caractéristiques des amplificateurs d'énergie ne sont pas totalement linéaires, et le signal amplifié présente des distorsions, transmettant ainsi des erreurs de transmission.

2.2 Définition :

Pour la transmission à longue distance, les émetteurs ont besoin d'amplificateurs de puissance pour fournir une capacité de signal suffisante pour être transmis (signal radiofréquence) afin d'éviter qu'ils s'affaiblissent fortement pendant la propagation [36]. Pour injecter le signal avec cette énergie nécessaire, l'amplificateur de puissance pompe l'énergie dans la source. Par conséquent, il est important de déterminer l'efficacité énergétique de l'amplificateur et également de questionner l'effet du signal sur cette sortie, en particulier l'amplificateur de puissance est l'élément qui consomme plus d'énergie entre tous les éléments de l'émetteur [37].

2.3 L'amplification non-linéaire

Certains éléments constitués d'une chaîne de transmission peuvent contenir des lignes non linéaires, notamment des fonctions d'amplification. En effet, l'amplification du signal utile répond à deux exigences de transmission ou de traitement [38]:

- Pour la transmission: En raison de la perte de propagation, il est nécessaire d'envoyer un signal d'alimentation adéquat afin qu'il soit correctement reçu.
- Au traitement: Le but de l'amplification ici est d'augmenter seulement le niveau du signal du fait de la diminution lors de la transmission ou de la réception.

2.3.1 Description de modèles mathématiques d'amplificateurs non-linéaires

Un dispositif non linéaire est un système qui fournit un signal de sortie basé sur le signal d'entrée par le biais de relations non linéaires. Il existe deux types de relations:

- conversion Am/Am représentant la non-linéarité d'amplitude.
- conversion Am/Pm représentant la non-linéarité de phase.

On peut distinguer en général deux types d'amplificateurs de puissance [39]:

1. L'amplificateur à tubes à ondes progressives (TOP) ou TWTA (Travelling Wave Tube Amplifier)
2. L'amplificateur à semi-conducteur (SSPA pour Solid State Power Amplifier).

2.3.1.1 L'amplificateur à tubes à ondes progressives

Utilisé généralement dans les transmissions par satellite.

A. A. M. Saleh dans [40] a proposé un modèle analytique d'amplificateurs de type TWTA dont les fonctions de conversions Am/Am et Am/Pm n'utilisent que deux paramètres. Ces fonctions de conversions sont ici données par :

$$f(A) = \frac{\alpha_f A}{1 + \beta_f A^2} \quad (2.1)$$

$$p(A) = \frac{\alpha_p A}{1 + \beta_p A^2} \quad (2.2)$$

Où β_f , α_f , β_p et α_p sont des paramètres caractéristiques de l'amplificateur utilisé.

2.3.1.2 L'amplificateur à semi-conducteur

Utilisé pour les transmissions radio terrestre comme la téléphonie.

Généralement, trois modèles de représentation d'amplificateurs de type SSPA sont distingués [40] :

Chapitre 2 les amplificateurs radiofréquences

- Ideal Soft Limiter.
- Power Series Model.
- Cann's model.

Le plus utilisé est le modèle de Cann dont les fonctions de conversion Am/Am et Am/Pm sont données par les équations suivantes :

$$f(A) = \frac{A}{(1+A^S)^{1/S}} \quad (2.3)$$

Et

$$p(A)=0 \quad (2.4)$$

Où S est un entier positif qui permet de contrôler la rapidité de l'évolution de la courbe entre la zone linéaire et la zone de saturation de l'amplificateur.

2.3.2 Caractérisation de l'amplificateur de puissance : Les conversions AM/AM et AM/PM

Pour déterminer la relation entre la puissance d'entrée, la puissance utilisée par l'amplificateur et la puissance de sortie du signal, nous prendrons en compte le graphique (2.1) qui donne la relation entre entrée / sortie (AM/AM) appelées caractéristiques de transport. Ou la fonction de transmission AM / AM [41].

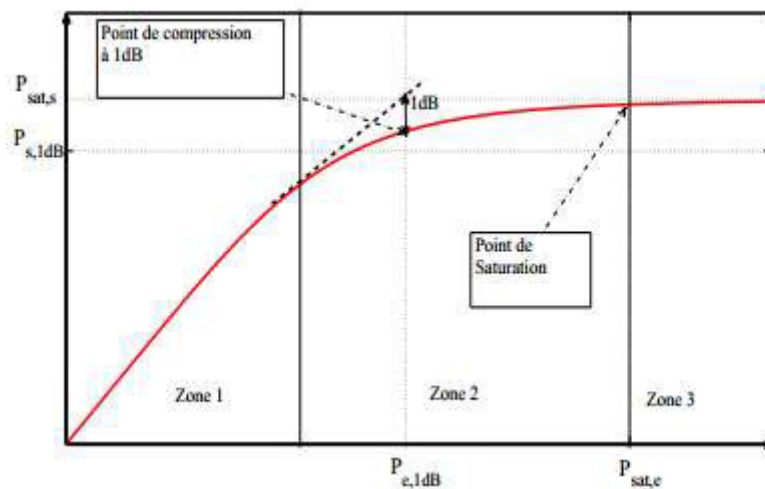


Fig.2.1 : Allure de la courbe AM/AM d'un amplificateur de puissance

Suivant l'allure de la fonction de transfert AM/AM on peut identifier trois zones de fonctionnement de l'amplificateur de puissance :

Chapitre 2 les amplificateurs radiofréquences

➤ La Zone Linéaire (Zone 1)

Le signal d'entrée est de faible puissance et la distorsion résultante dans cette zone est très faible. Gain fixe et supérieur à 1 (caractéristique AM / AM).

➤ La zone de compression (Zone 2)

Zone de compression: Lorsque la puissance d'entrée est élevée, le gain de l'amplificateur est réduit. C'est la zone de compression de gain. Ainsi, la distorsion du signal est significative et on observe une génération d'harmoniques ainsi que des produits d'intermodulation en sortie. Le point auquel la différence entre la courbe de gain et le gain linéaire est de 1 dB est la propriété de l'amplificateur appelée le point de compression à 1 dB.

➤ La zone de saturation (Zone 3)

C'est là que la puissance de sortie du signal reste presque constante lorsque la puissance d'entrée est augmentée. On dit que l'amplificateur est saturé. Dans cette zone apparaissent également des distorsions. Notons que les puissances d'entrée sont trop élevées. Le bilan énergétique est donc moyen.

2.3.3 Les paramètres d'intérêt de l'amplificateur de puissance

Pour amplifier un signal, l'amplificateur tire l'énergie du courant de la source (alimentation) afin de l'injecter sur le signal d'entrée pour augmenter sa puissance, donc bien sûr il y aura une perte d'énergie due à l'absence de ces composants [41].

La figure 2.2 donne un schéma simplifié sur le bilan énergétique d'un amplificateur de puissance.

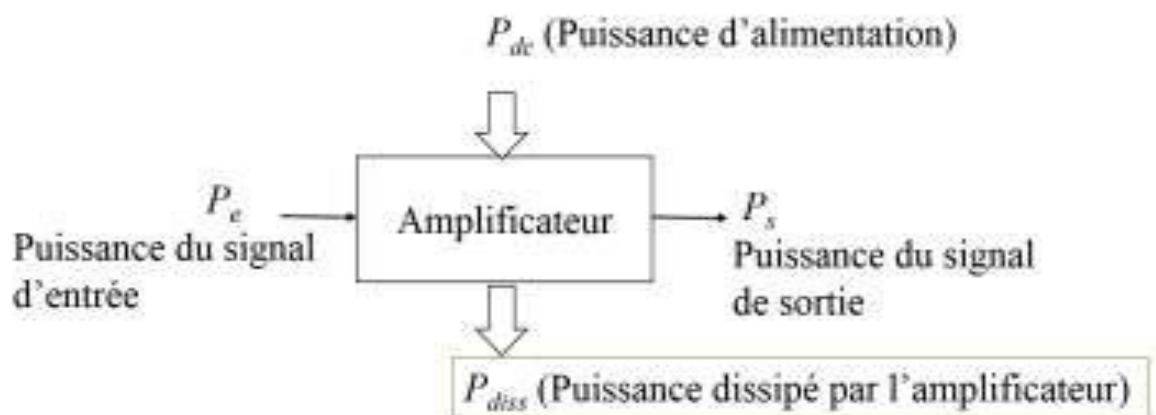


Fig.2.2 : Bilan énergétique d'un amplificateur de puissance

On peut noter que par principe de la conservation d'énergie en physique on a :

$$P_e + P_{dc} = P_{dis} + P_s \quad (2.5)$$

Chapitre 2 les amplificateurs radiofréquences

Le bilan énergétique présenté dans la figure 2.2 ne tient pas compte du point de fonctionnement de l'amplificateur qui peut également fournir des informations sur l'efficacité énergétique de l'amplificateur. Ce point de fonctionnement est généralement défini à partir du "recul de puissance", un mot qui est souvent apparu dans les sections précédentes lorsque nous parlions d'amplificateur de puissance. Connu sous le nom d'Input Back Off (IBO) en anglais, il fait partie des paramètres clés d'un amplificateur de puissances. A ce paramètre, nous pouvons ajouter l'Output Back Off (OBO) qui désigne la puissance de recul de sortie" et le rendement énergétique qui sont aussi des paramètres clés de l'amplificateur. L'IBO permet à l'amplificateur de prendre du recul (sa zone de fonctionnement voir Figure 2.1) par rapport au point de compression à 1dB ou bien par rapport à sa puissance de saturation afin de fonctionner dans la zone linéaire. Par conséquent, l'IBO permet aussi de renseigner sur le rendement énergétique de l'amplificateur.

On définit:

$$IBO = 10\log_{10}\left(\frac{P_{e,1dB}}{P_e}\right) \quad (2.6)$$

$$OBO = 10\log_{10}\left(\frac{P_{s,1dB}}{P_s}\right) \quad (2.7)$$

A partir de ces équations on remarque que :

- Plus l'IBO est grand, plus l'amplificateur s'approche de sa zone de linéarité, et donc est surdimensionné.
- Plus le PAPR du signal d'entrée est grand, plus l'IBO requis pour faire fonctionner l'amplificateur dans sa zone linéaire est grand.
- L'OBO donne la puissance perdue associée à chaque valeur de l'IBO.

IBO ou OBO sont des paramètres qui distinguent la zone de fonction de conversion AM / AM de l'amplificateur utilisé (voir la figure 2.3). Plus ils sont faibles, plus nous approchons de la zone de saturation de l'amplificateur, et nous verrons des distorsions. Dans ce cas, le seul avantage sera le rendement énergétique obtenu qui est très importante pour le bilan énergétique.

En effet, le rendement de l'amplificateur analogique pour les catégories A, B, AB et C les plus utilisées est donné par l'équation (2.8), où θ représente l'angle de conduction du courant du drain. Ainsi, on peut observer que lorsque l'OBO est bas, cela signifie que P_s est haut, et a un grand retour η .

$$\eta = \frac{\theta \sin(\theta) \cos(\theta)}{2(\sin(\theta) - \cos(\theta))} \cdot \frac{1}{OBO} \quad (2.8)$$

Chapitre 2 les amplificateurs radiofréquences

D'autre part, un OBO élevé nous donne une puissance de sortie faible. On s'éloigne donc du point de compression dans l'amplificateur plus près de la zone linéaire. Ainsi de très faibles distorsions du signal apparaissent, voir aucun. Ainsi l'idée pourrait être d'adopter un OBO élevé en effectuant un recul d'entrée (IBO) important. Mais ce choix n'est pas sans conséquence car comme on peut le voir avec l'équation (2.7) un OBO élevé entraîne un rendement très faible. Dans ce cas, l'amplificateur consommerait plus d'énergie inutilement [35].

La figure 2.3 montre la courbe AM/AM ainsi que la courbe (allure) du rendement énergétique de l'amplificateur de puissance.

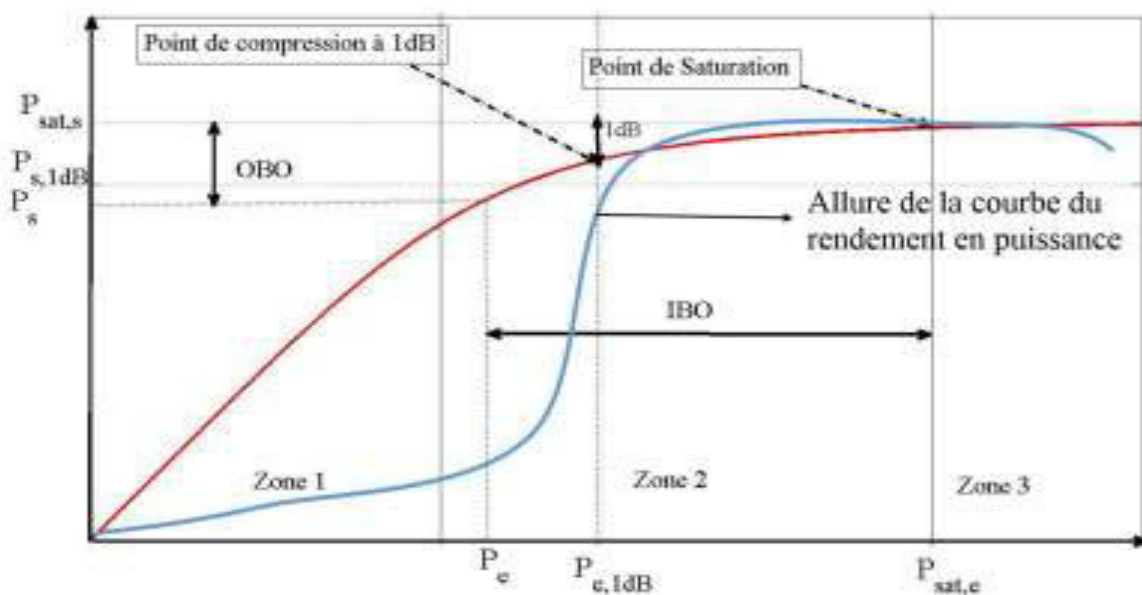


Fig.2.3 : Exemple de Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.

De la figure 2.3 on remarque que le surdimensionnement de l'amplificateur de puissance entraîne un fonctionnement non efficace en termes de consommation d'énergie de l'amplificateur de puissance. En effet on remarque que plus le recul de puissance (IBO) est grand, plus l'amplificateur fonctionnera dans sa zone linéaire (Zone 1) qui est la zone où le rendement de l'amplificateur est faible. On note aussi que la Zone 2 (en particulier le point de fonctionnement à 1dB) est une zone tampon permettant de faire un compromis entre rendement énergétique et dégradation du signal.

2.4 Influence du PAPR sur l'amplification :

2.4.1. Introduction :

Chapitre 2 les amplificateurs radiofréquences

L'émission pour les systèmes sans fil à grande distance nécessite l'utilisation d'amplificateurs de puissance (AP), mais l'utilisation des systèmes OFDM, entre autres, présente de forts pics d'amplitude de l'enveloppe du signal modulé et donc des variations importantes en puissance instantanée. Pour les systèmes OFDM on doit prendre en considération le paramètre (PAPR) «Peak-to-Average Power Ratio» qui a une influence directe sur l'AP. Parmi les techniques de réduction du PAPR, on retrouve les techniques qui consistent à traiter le signal avant l'émission. Ces méthodes sont en général simples à implémenter. Dans ce travail, on parle des différentes méthodes de réduction de PAPR, en mettant l'accent sur la méthode d'écrêtage.

Le PAPR classique est défini comme le rapport entre la puissance maximale (P_{max}) et la puissance moyenne (P_{moy}) du signal $x(t)$ sur un intervalle T [42]:

$$\text{PAPR} = \frac{P_{max}}{P_{moy}} = \frac{\max_{t \in [0, T]} |x(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad (2.9)$$

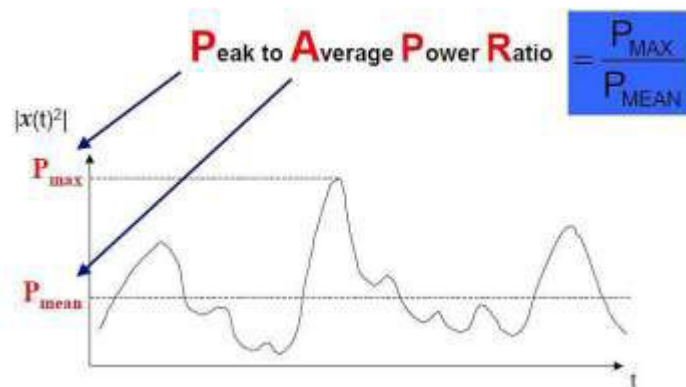


Fig.2.4: Illustration du PAPR pour un signal $x(t)$ continu

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

Par contre un signal à fort PAPR possède des excursions très importantes autour de sa moyenne. Pour ces signaux le choix d'un point de fonctionnement très éloigné de la zone de saturation de l'amplificateur s'impose. Ce choix est très préjudiciable car le rendement obtenu sera très médiocre. Nous allons voir dans le chapitre suivant que les signaux des modulations multi-porteuses comme l'OFDM sont des exemples de signaux à fort PAPR [43].

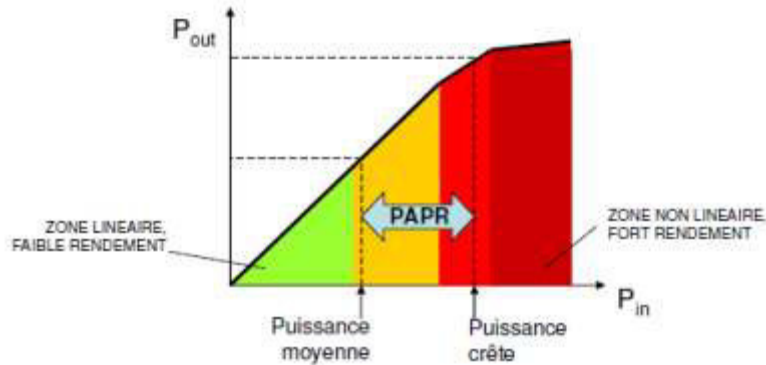


Fig.2.5 : Représentation du lien entre le PAPR et la problématique du rendement d'un amplificateur de puissance.

Dans le cas des configurations OFDM, le PAPR peut devenir très rapide avec un nombre croissant de sous-porteuses. En effet, les amplitudes volatiles et les phases aléatoires des sous-porteuses peuvent conduire à des combinaisons constructives qui augmentent la valeur de crête. De plus, il est possible de démontrer que la valeur théorique de PAPR dans l'OFDM est égale au nombre de sous-porteuses N :

$$\text{PAPR} = 10 \log(N) \text{ (dB)} \quad (2.10)$$

En fait, la probabilité de reconstituer des sous-porteuses pour atteindre cette valeur est faible. Dans certains cas, le modèle PAPR est décrit en utilisant une fonction de distribution qui spécifie la probabilité que la valeur PAPR dépasse la valeur seuil. Ou même son espérance et son écart-type [44].

2.4.2 Conséquences d'un fort PAPR pour l'amplification de puissance :

Le fait qu'un signal particulier contient un fort PAPR combiné avec les caractéristiques principales de l'amplificateur, son gain et ses performances. En effet, le gain d'un amplificateur est caractérisé par une zone linéaire puis une zone où le gain de linéarité s'écarte de la saturation [45]. Cette caractéristique est associée avec le rendement de l'amplificateur très faible dans la zone où le gain est fixé et maximisé lorsque le gain est réduit. Ceci est illustré sur la figure 2.6: Le gain et le rendement sont respectivement définis comme $\frac{P_s}{P_{Dc}}$ et

$$\frac{P_s}{P_{Dc}}$$

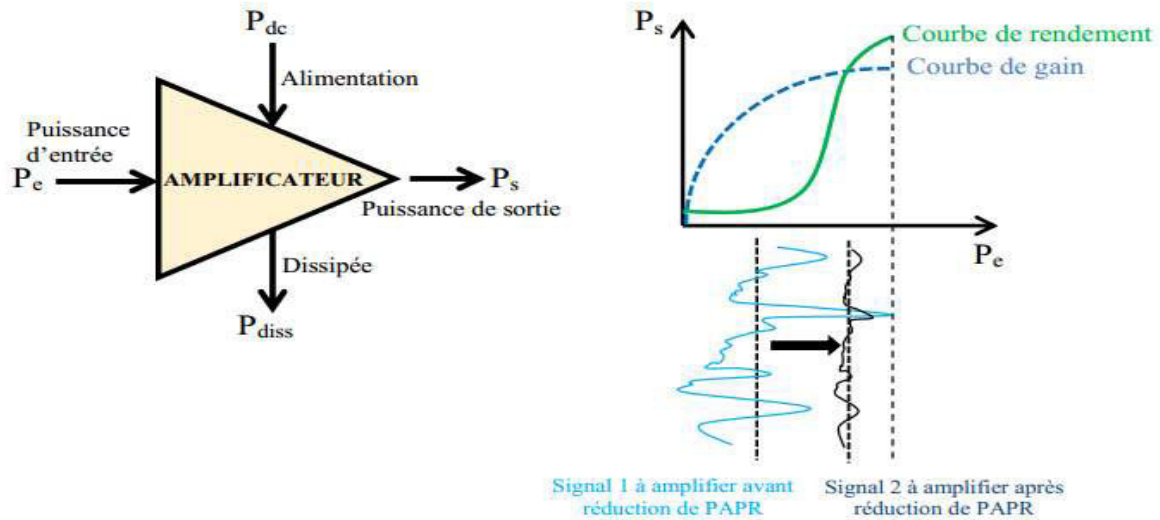


Fig.2.6: Bilan de puissance d'un amplificateur et courbes de gain/rendement

L'amplification de puissance d'un signal doit donc tenir compte de ces deux caractéristiques. Ce signal à amplifier n'est pas toujours à enveloppe constante et présente des fluctuations comme le montre la Figure 2.6 (signal 1) et un recul doit être obligatoirement pris de façon à ne pas saturer le signal amplifié. La conséquence de cela est que l'amplification est effectuée dans une zone où le rendement de l'amplificateur est faible [45].

D'où l'idée de réduire ces fluctuations de puissance pour amplifier le signal (signal 2 sur la figure 2-6) dans une zone où le rendement est maximum. Cependant, ceci n'est logique que si l'amplificateur est linéaire, c'est-à-dire qu'il possède effectivement une propriété de gain quasiment linéaire, après un traitement spécifique [46]. Cette réduction est appelée "réduction de PAPR". Il existe plusieurs façons de réduire le PAPR.

2.5 Méthode de réduction de PAPR :

Il existe deux types de réduction de PAPR. La première agit directement sur l'AP, la seconde traite le signal. Dans la littérature, nous retrouvons différentes méthodes dont celles où le récepteur doit être informé du type de traitement réalisé dans la transmission de pré-amplification, celles comme le selective mapping (SLM), et d'autres types comme l'écrêtage, où le récepteur n'a pas à recevoir d'informations de l'émetteur, dans notre projet on va se concentrer sur le 2eme type.

2.5.1 Principe de la méthode d'écrêtage:

2.5.1.1. Introduction :

Intuitivement cette méthode est très simple à comprendre, car il s'agit, à l'aide d'un écrêtage de l'amplitude du signal à un seuil prédéterminé de diminuer l'amplitude maximale du signal au niveau de ce seuil. Cela a donc pour effet de diminuer la variation de puissance du signal. Par conséquent cela diminue la sensibilité du signal aux non linéarités. Cette méthode devrait être comparée à la méthode dite « Enveloppe Elimination and Restauration » (« EER »), puisqu'il s'agit d'éliminer les fortes amplitudes mais il n'y a pas de récupération.

Le signal résultant, s'il reste compatible, est dégradé et n'aura aucune performance nominale à la réception. De plus, la même saturation est en principe un élément non linéaire. Cette technique a été proposée depuis le début de la mise en œuvre terrestre de l'OFDM ("DVB-T") dans les années 1990 [47], [48]. Cette technique a ses origines dans l'automatisation non linéaire, il est donc très difficile de déterminer la chronologie de la découverte de cette méthode avant de redécouvrir plusieurs signaux porteurs.

2.5.1.2 Description

La méthode consiste donc à écrêter le signal selon la loi décrite par l'équation (2.11).

Où E représente le niveau d'écrêtage [42]:

$$f(x) = \begin{cases} +E & \text{si } x(t) > +E \\ x(t) & \text{si } -E \leq x(t) \leq +E \\ -E & \text{si } x(t) < -E \end{cases} \quad (2.11)$$

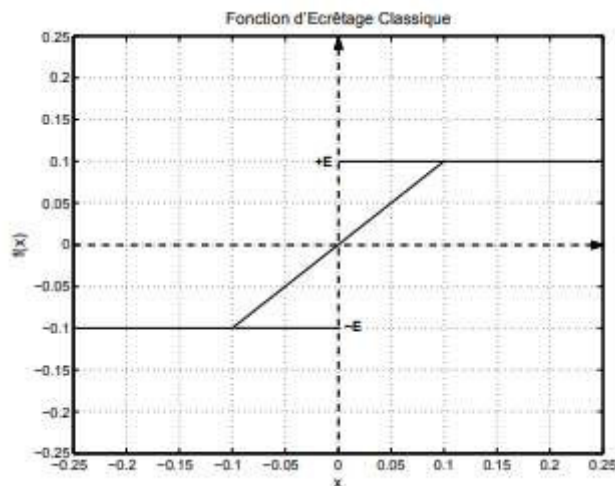


Fig.2.7 : Fonction d'Écrêtage Classique

Chapitre 2 les amplificateurs radiofréquences

De plus, le paramètre "CR" (le rapport des pièces) que nous utiliserons plus tard est défini dans l'équation (2.12). Le « CR » est défini comme le rapport entre le niveau d'écrtage E et la valeur quadratique moyenne (V_{rms}^{ofdm}) du signal OFDM impliqué. Ces deux derniers paramètres ont des dimensions en Volts.

$$CR = \frac{E}{V_{rms}^{ofdm}} \quad (2.12)$$

Cette technique d'écrtage peut être réalisée en bande de base ainsi que sur fréquence porteuse. Considérons alors la figure (2.8) et les signaux qu'y transitent. Le signal en bande de base est représenté par le signal complexe $\tilde{x}(t)$ et l'écrtage en bande de base est réalisé sur chacune des voies I/Q du modulateur en quadrature [fig. 2.8(a)] en saturant au même niveau E les signaux I(t) et Q(t).

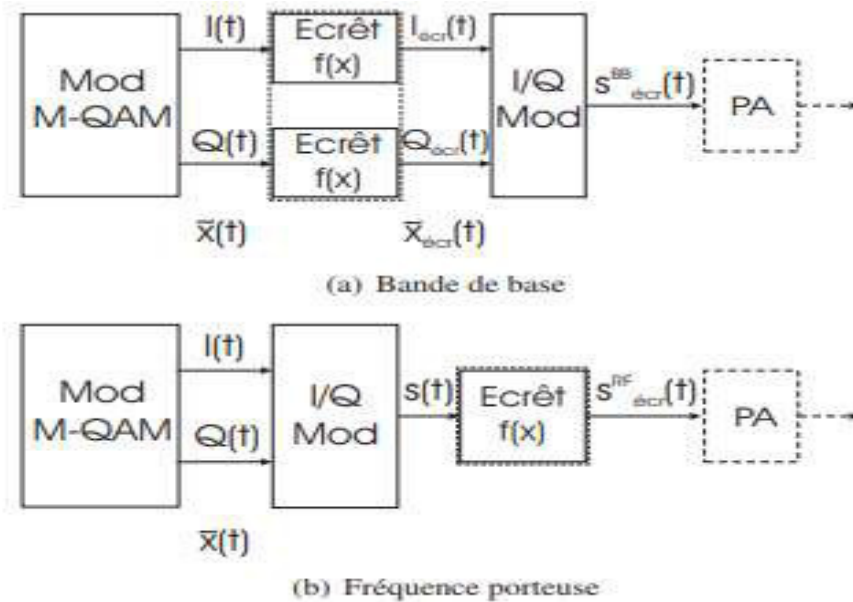


Fig.2.8 : Système d'Écrtage en Bande de Base et sur Fréquence Porteuse [42].

Dans le cas du traitement en bande de base, l'écrtage ce fait sur les deux composantes du signal I et Q. Le signal à transmettre en bande de base est donnée par :

$$S_{bb}(t) = I(t) + j Q(t) = \rho \cdot e^{j\varphi} \quad (2.13)$$

$$\rho = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (2.14)$$

Avec

$$\varphi = \arctan\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right) \quad (2.15)$$

et le signal radiofréquence (RF) en émission sans écrtage est donné par l'équation suivante :

$$S_{RF}(t) = \Re [S_{bb}(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}] = \rho \cos(2\pi f_c t + \varphi) \quad (2.16)$$

Ensuite après écrtage en bande de base, le signal $S_{bb}(t)$ devient :

Chapitre 2 les amplificateurs radiofréquences

$$S_{bb,\acute{e}cr}(t) = I_{\acute{e}cr}(t) + j Q_{\acute{e}cr}(t) = \rho_{\acute{e}cr} \cdot e^{j\varphi_{\acute{e}cr}} \quad (2.17)$$

Ou

$$\rho_{\acute{e}cr} = \sqrt{I_{\acute{e}cr}^2(t) + Q_{\acute{e}cr}^2(t)}$$

(2.18)

$$\varphi_{\acute{e}cr} = \arctan\left(\frac{Q_{\acute{e}cr}(t)}{I_{\acute{e}cr}(t)}\right)$$

(2.19)

Donc, le signal RF $S_{bb,\acute{e}cr}(t)$ avant amplification s'écrit comme dans l'équation (2.20).

$$S_{RFbb,\acute{e}cr}(t) = \Re[S_{bb,\acute{e}cr}(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}] = \rho_{\acute{e}cr} \cos(2\pi f_c t + \varphi_{\acute{e}cr}) \quad (2.20)$$

D'après l'équation (2.20) nous pouvons alors en déduire que l'écrtage en bande de base modifie le module ρ ainsi que la phase φ du signal RF à émettre. Si on écrtage sur fréquence porteuse [voir la figure 2.8(b)], alors juste le module ρ du signal $s(t)$ sera touché par la fonction d'écrtage. Le signal $s(t)$ après écrtage sur fréquence porteuse se réécrit comme en équation (2.21). Dans ce cas, la phase φ du signal RF à l'émission ne subira pas l'effet de l'écrtage.

$$S_{RF,\acute{e}cr}(t) = \rho_{\acute{e}cr} \cos(2\pi f_c t + \varphi) \quad (2.21)$$

2.6 Principe de la méthode de compression

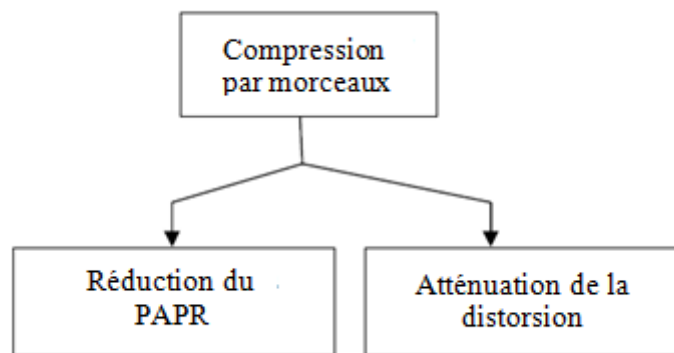


Fig.2.9 : Compression linéaire par morceaux et ses opérations.

La réduction PAPR est très importante dans le schéma de modulation OFDM. Divers algorithmes de réduction de PAPR ont été rapportés. Pourtant, quelques travaux se concentrent sur la réduction du PAPR avec distorsion, car aucun ne peut atteindre les résultats souhaités. La réduction PAPR par la technique de compression est la plus réussie et dans cette méthode un nouveau schéma de compression linéaire par morceaux a été présenté, qui traite

Chapitre 2 les amplificateurs radiofréquences

de l'atténuation de la distorsion en compression avec la réduction du PAPR [18]. Ce concept est expliqué plus en détail dans la figure 2.9.

L'atténuation de la distorsion est le but principal de la technique de compression linéaire par morceaux. L'étude des effets de distorsion est caractérisée d'une manière théorique basée sur l'analyse du taux d'erreur sur les bits (BER). La devise principale de la technique de compression est d'éviter les compressions dans la réduction de puissance de pointe et de contrôler l'expansion des grands signaux par rapport aux petits incréments d'amplitude. Une nouvelle transformation par compression linéaire par morceaux est initialisée pour écrêter les amplitudes de crête du signal de compression afin de réduire l'impact de la distorsion d'une manière efficace.

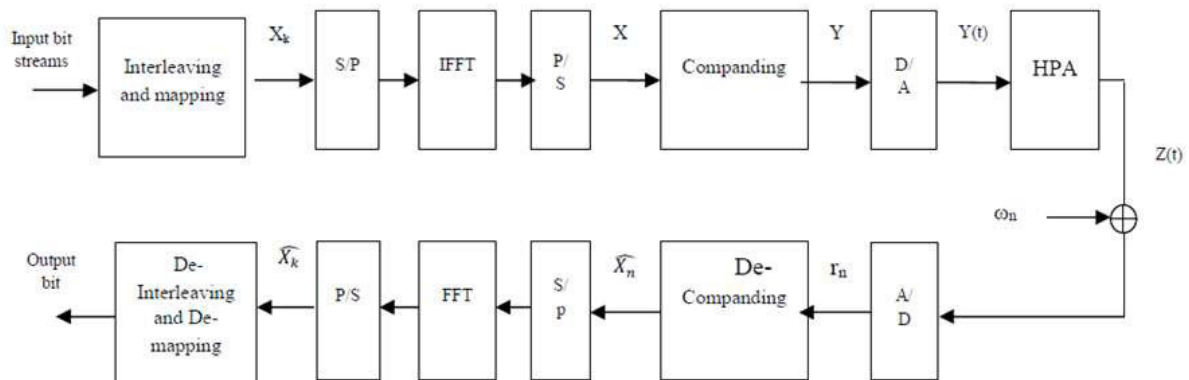


Fig.2.10 : Schéma de modulation OFDM avec transformée de compression.

La figure 2.10 montre clairement comment la modulation et la démodulation se produisent par transformée de compression et décompression. Les amplitudes du signal OFDM jouent un rôle important dans l'évaluation de la qualité du signal. Si les amplitudes du signal augmentent au-delà du seuil limite, il en résulte un rapport de puissance de crête sur puissance moyenne (PAPR).

2.6.1 La méthode de la compression linéaire par morceaux

La mise en œuvre de la conception de l'expansion dépend de deux facteurs importants:

- Conception d'échelle pour la transformation linéaire.
- Conception de la compression pour un pic d'amplitude.

L'amplitude d'un signal sur une amplitude de crête donnée est écrêtée pour un pic, la réduction de puissance et l'amplitude d'un signal proche de l'amplitude crête est linéairement mise à l'échelle pour la compensation de puissance. Enfin, les résultats expérimentaux montrent que la compression linéaire par morceaux atteint un meilleur taux d'erreur binaire (BER) que le taux conventionnel.

Chapitre 2 les amplificateurs radiofréquences

La figure 2.10 montre le schéma de principe général utilisé pour la méthode de compression linéaire. Nous voyons sur cette figure un émetteur/ récepteur à base d'IFFT et FFT avec l'ajout des deux blocs pour la compression et décompression, avec :

y_n : Le signal compressé.

x_n : Le signal OFDM original non compressé

c_n : Représente la distorsion causée par la compression

Le signal compressé peut être écrit dans ce cas par :

$$y_n = x_n + c_n \quad (2.22)$$

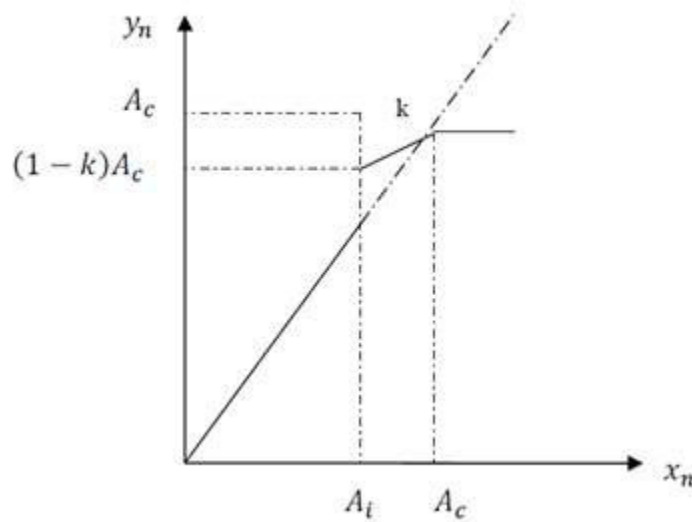


Fig.2.11 : Approche de transformation par compression linéaire.

La figure 2.11 montre l'écrêtage du signal sur l'amplitude de crête A_c pour la réduction de la puissance de crête, puis le processus de compensation de puissance est réalisé par une transformation linéaire des signaux, qui sont proches de A_c . La représentation de la fonction de compression est représentée aux équations (2.23) et (2.24)

$$h(x) = \begin{cases} x & |x| \leq A_i \\ kx + (1-k)A_c & A_i < |x| \leq A_c \\ \text{sgn}(x)A_c & |x| > A_c \end{cases} \quad (2.23)$$

La fonction de compression à l'émetteur est réalisée par la fonction $\text{sgn}(x)$ et la fonction de décompression est réalisée au récepteur par l'équation suivante

$$h^{-1}(x) = \begin{cases} x & |x| \leq A_i \\ x - \frac{(1-k)A_c}{k} & (1-k)A_i < |x| \leq A_c \\ \text{sgn}(x)A_c & |x| > A_c \end{cases} \quad (2.24)$$

Chapitre 2 les amplificateurs radiofréquences

Le schéma avec la méthode de la compression linéaire est différent de celui avec la réduction du PAPR traditionnelle. Sa conception est basée sur le signal de compression de l'amplitude de crête de paramètres k . La réduction du PAPR dans le schéma de modulation OFDM est réduite lorsque la puissance allouée aux émetteurs dépasse la limite de puissance moyenne, et selon la définition de PAPR, la puissance de crête peut être réduite par l'amplitude maximale de la valeur théorique du PAPR. La réduction PAPR prédéfinie est déterminée comme

$$A_c = \sigma_x 10^{PAPR_{preset}/20} \quad (2.23)$$

2.7 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude du PAPR. Comme nous l'avons vu, deux méthodes principales sont conçues, l'une basée sur le traitement des AP et l'autre dépendant du traitement du signal envoyé.

Nous avons vu aussi que le signal temporel de la modulation OFDM est un problème de taille pour les amplificateurs radiofréquences de puissance.

Donc puisque la technique multi accès OFDMA est à base de la modulation OFDM, elle agit aussi sur ces amplificateurs de puissance. Dans le chapitre suivant nous allons faire des simulations pour voir l'effet de l'OFDM ou l'OFDMA sur les performances de l'ampli radiofréquence.

Chapitre 3

Etude et simulation du
l'effet de l'OFDM
multiutilisateurs sur
l'amplificateur
radiofréquence.

3.1 Introduction :

Ce chapitre est consacré aux résultats obtenus lors de nos simulations. Deux parties de résultats sont présentées. La première partie concerne le système OFDM seul et la deuxième est consacrée aux systèmes de réduction du PAPR.

3.1.1 Système OFDM

Cette partie des résultats est consacrée au système OFDM ainsi qu'à l'effet des différents paramètres tels que la modulation utilisée, la taille de l'IFFT- FFT (le nombre des sous-porteuses), le nombre de symbole, le nombre d'état de la modulation et le Pset. Les résultats sont présentés dans le but de démontrer la bonne calibration de notre système OFDM.

Par la suite tous les résultats obtenus pour l'OFDM seront applicables à la technique multi-accès OFDMA.

3.1.2 Système de réduction du PAPR

Cette partie des résultats est consacrée à la réduction de PAPR ainsi que l'effet des différents paramètres tels que, le nombre d'état de la modulation, nombre de sous-porteuse et le nombre de bits à l'entrée du système de communication.

3.2 Présentation du logiciel de simulation

MATLAB est un environnement puissant, complet et facile à utiliser destiné au calcul scientifique. Il apporte aux ingénieurs, chercheurs et à tout scientifique un système interactif intégrant calcul numérique et visualisation. C'est un environnement performant, ouvert et programmable qui permet de remarquables gains de productivité et de créativité.

MATLAB est un environnement complet, ouvert et extensible pour le calcul et la visualisation. Il dispose de plusieurs centaines (voire milliers, selon les versions et les modules optionnels autour du noyau Matlab) de fonctions mathématiques, scientifiques et techniques. L'approche matricielle de MATLAB permet de traiter les données sans aucune limitation de taille et de réaliser des calculs numériques et symboliques de façon fiable et rapide. Grâce aux fonctions graphiques de MATLAB, il devient très facile de modifier

interactivement les différents paramètres des graphiques pour les adapter selon nos souhaits [49].

3.3 Paramètres de simulation

3.3.1 Taux d'erreur binaire (BER)

Le taux d'erreur binaire constitue le paramètre primaire décrivant la qualité de la transmission numérique. Il se définit comme le rapport entre les bits erronés et le nombre total de bits reçus. Ce taux détermine le nombre d'erreurs apparues avant la modulation et juste après la démodulation, il augmente à cause des perturbations : équipement ou réseau défectueux, pointage incorrect d'une antenne, longueur de canal, etc [50].

3.3.2 Rapport signal sur bruit (SNR)

Ce terme fait référence au signal démodulé perçu après le processus de démodulation. Le bruit total est celui extrait du réseau de transmission plus le bruit intégré au signal de modulation sous la forme de bruit d'amplitude, de bruit de phase et d'interférence inter symboles ainsi que d'autres dégradations de la modulation. On le calcule à l'aide de l'une ou l'autre des formules représentées ci-dessous [50]:

$$\left(\frac{S}{N}\right) (db) = 10 \log \frac{P_S}{P_N} \quad (3.1)$$

$$\frac{S}{N} = \frac{P_S}{P_N} \quad (3.2)$$

P_S : Puissance du signal en W.

P_N : Puissance de bruit en W.

3.3.3 Définition de PAPR

L'enveloppe d'un signal modulé peut varier dans le temps et ces fluctuations d'amplitude sont caractérisées par le « Peak-to-Average Power Ratio » (« PAPR »). Les modulations multi porteuses orthogonales comme l'OFDM représentent le cas typique de signaux modulés à enveloppe non constante avec un « PAPR » élevé. Dans l'équation (3.3) nous donnons l'expression générale du « PAPR » qui mesure donc la dynamique en puissance du signal modulé. Ce paramètre est défini comme le rapport entre la puissance maximale (P_{max}) et la puissance moyenne (P_{moy}) du signal $s(t)$ sur un intervalle T [42] :

$$PAPR = \frac{P_{max}}{P_{moy}} = \frac{\max_{t \in [0, T]} |s(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt} \quad (3.3)$$

La quantité $10 \log(PAPR)$ représente la valeur du « PAPR » en dB.

3.3.4 Fonction de distribution cumulative

La fonction de distribution cumulative (CDF) est l'un des paramètres les plus couramment utilisés pour mesurer l'efficacité de toute technique PAPR. Normalement, le CDF complémentaire (CCDF) est utilisé à la place du CDF, ce qui nous aide à mesurer la probabilité que le PAPR d'un certain bloc de données dépasse le seuil donné.

En appliquant le théorème de limite centrale pour un signal multi porteuse avec un grand nombre de sous - porteuses, la partie réelle et imaginaire des signaux dans le domaine temporel ont une moyenne zéro et une variance de 0,5 et suivent une distribution gaussienne. La distribution de Rayleigh est donc suivie pour l'amplitude du signal multi-porteur, où une distribution chi-deux centrale avec deux degrés de liberté est suivie pour la distribution de puissance du système. Le CDF de l'amplitude d'un échantillon de signal est donné par [51].

$$F(Z) = 1 - \exp(-Z) \quad (3.4)$$

Le CCDF du PAPR du bloc de données est dans notre cas pour comparer les sorties de diverses techniques de réduction. Ceci est donné par [51].

$$P(PAPR > Z) = 1 - (PAPR \leq Z) \quad (3.5)$$

$$P(PAPR > Z) = 1 - F(Z) \quad (3.6)$$

$$P(PAPR > Z) = 1 - (1 - \exp(-Z))^N \quad (3.7)$$

Cette expression suppose que les N échantillons de signaux dans le domaine temporel sont mutuellement indépendants et non corrélés.

3.3.5 La technique “Selective Mapping” (SLM)

L'idée est de multiplier la séquence de symboles complexes issus de la modulation numérique par une série de L différents vecteurs de façon à ce que ne soit retenu que le produit au PAPR le plus faible (après IFFT). Cette méthode nécessite néanmoins la transmission d'une information de redondance pour que le récepteur identifie le vecteur optimal. On doit cette technique à R. Bauml, R. Fischer et J. Huber. Elle a été ensuite détaillée et agrémentée de précision par S.H Muller et J.B Huber.

Cette méthode s'applique à l'OFDM pour un nombre quelconque de sous-porteuses et pour une modulation numérique quelconque.

Soit $X = \{X_k\}$, $k = 0, \dots, N - 1$, le vecteur symbole OFDM dans le domaine fréquentiel.

L'idée de la technique “selective mapping” est de multiplier le vecteur X par un vecteur

$\Phi^{(u)} = \{\varphi_k^{(u)}\}, k = 0, \dots, N - 1$. Les $\varphi_k^{(u)}$ sont de la forme:

$$\varphi_k^{(u)} = e^{j\varphi_k^{(u)}}, \varphi_k^{(u)} \in [0, 2\pi), u = 0, \dots, U - 1.$$

Le nouveau signal OFDM dans le domaine fréquentiel après pondération s'écrit :

$$X^{(u)} = X \cdot \Phi^{(u)} \tag{3.8}$$

On obtient ainsi U signaux différents de N composantes. Finalement, le signal OFDM temporel transmis s'écrit :

$x^{(u^*)} = \text{IDFT}(X^{(u^*)})$, où $u^* = \arg \min_u \{\max_n |x_n^{(u)}|\}$ est l'indice correspond au signal OFDM dont le PAPR est le plus faible. La valeur de l'indice u^* sera alors transmise au récepteur pour la reconstruction via un code correcteur d'erreurs. Dans [52], les auteurs proposent que le nombre de bit sur lequel doit être codé cet indice soit de l'ordre de $\log_2 U$. Le principe de la technique est illustré par la Figure 3.1.

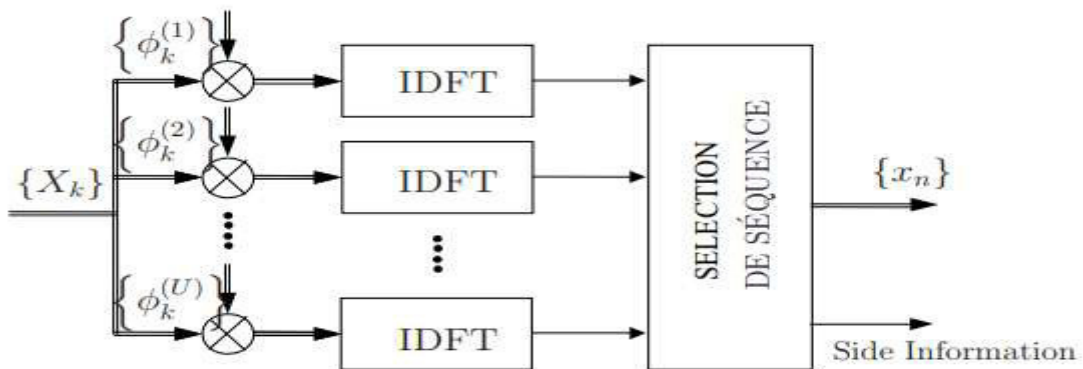


Fig.3.1 : Schéma d'un modulateur "Selective Mapping".

Le SLM a de bonnes performances en termes de réduction du PAPR. Cependant, l'inconvénient majeur de cette technique est sa complexité, du fait de l'utilisation de plusieurs (U) opérations d'IDFT. De plus, cette méthode nécessite la transmission de séquences d'information ("Side Information") pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le PAPR le plus faible. [53] L'inconvénient de transmettre une information entre l'émetteur et le récepteur est double : d'une part à cause du risque que cette séquence soit entachée d'erreurs via le canal de transmission et d'autre part à cause d'une diminution du débit utile.

3.3.6 Principes de base du CPM

En QPSK, lorsque le signal du message change par un bit, un déphasage de 90 degrés se produit. Cette discontinuité du signal modulé QPSK conduit à une haute consommation

Chapitre 3 : Etude et simulation l'effet de l'OFDM multiutilisateurs sur l'amplificateur radiofréquence

d'énergie et un certain pourcentage de puissance se produit en dehors de la bande prévue, ce qui conduit à une faible efficacité spectrale [54].

Alors que le CPM a une enveloppe constante et la phase de se signal porteur est modulé de façon continue, ce qui donne une haute efficacité spectrale [54]. En raison de son enveloppe constante le PAPR de cette forme d'onde est l'unité [54]. Une forme d'onde CPM est donnée par Eq. (2), [55].

$$S(t; \beta) = \exp\{j \phi(t; \beta)\} \quad (3.9)$$

ϕ Est la phase du signal est donnée par l'équation suivante.

$$\phi(t; \beta) = 2\pi \sum_i \beta_i h_i q(t - iT) \quad (3.10)$$

$\beta = \beta_i$ représente la séquence de symboles de temps discrets des symboles M-aires forment un utilisateur chaque symbole porte $m = \log_2 M$ bits, T est la durée du symbole, h_i est l'indice de modulation. Plus petit l'indice de modulation du bande passante plus étroite que le signal occupe. M est la valeur de la signalisation M-ary.

3.3.7 Définition de Pset

La réduction du PAPR dans le schéma de modulation OFDM est réduite lorsque la puissance allouée aux transporteurs dépasse la limite de puissance moyenne, et selon la définition du PAPR, la puissance de crête peut être réduite par l'amplitude de crête A_c dans la valeur théorique de PAPR. La réduction PAPR prédéfinie est déterminée comme [56]:

$$A_c = \sigma_x 10^{PAPR_{preset}/20} \quad (3.11)$$

3.4 Partie 1 : Simulation de l'OFDM seule

Source	Binaire 0 et 1
Nombre de bit	500
La taille de l'IFFT	128
Méthode de réduction du PAPR	Ecrêtage(clipping)

Tableau 3.1: Les donnée de la chaine de communication numérique.

Chapitre 3 : Etude et simulation l'effet de l'OFDM multiutilisateurs sur l'amplificateur radiofréquence

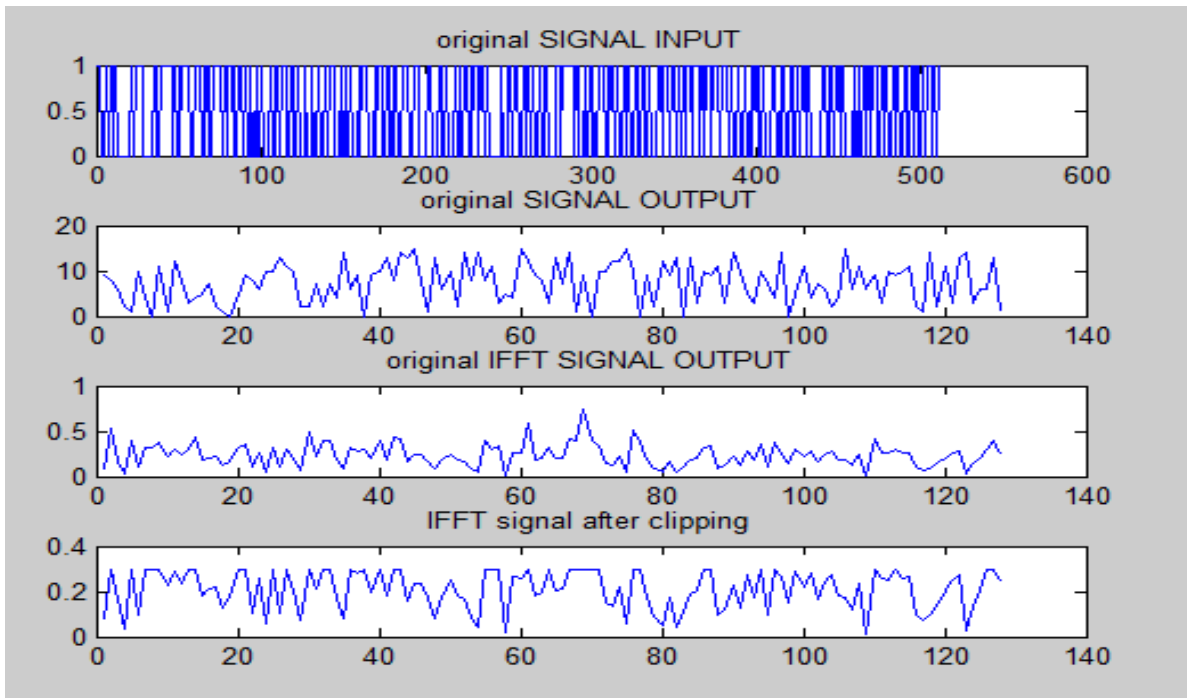


Fig.3.2 : Signaux en différents points de la chaine de communication numérique

Le premier graphe du haut représente le train binaire émis, le deuxième graphe représente le même train binaire modulé, le troisième graphe représente le train binaire modulé mais transposé du domaine temporel vers le domaine fréquentiel par l'OFDM à base d' l'IFFT. En fin le dernier graphe représente le dernier signal sortant de l'IFFT mais écrêté pour limiter son amplitude (clipping) donc limiter le PAPR.

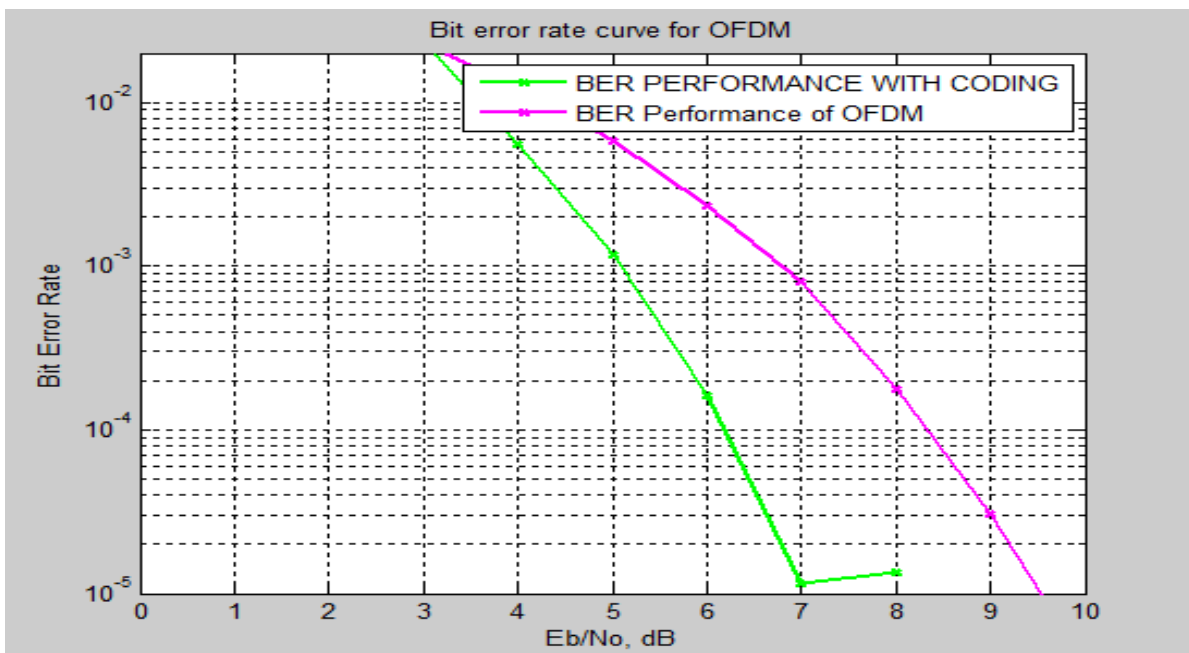


Fig.3.3 : Courbe de performances du BER du système OFDM.

Chapitre 3 : Etude et simulation l'effet de l'OFDM multiutilisateurs sur l'amplificateur radiofréquence

La figure 3.3 montre les performances du taux d'erreur sur les bits (BER) du système de multiplexage OFDM simulé. Le BER en décibels est tracé en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) qui est la valeur E_b / N_0 dans le graphique ci-dessus. On peut noter que le BER diminue avec l'augmentation du SNR; cela suit la tendance générale des systèmes de communication. Nous pouvons également voir que la courbe de performance du BER en fonction du SNR de la technique OFDM+codage est bien meilleure que la technique OFDM sans codage habituelle car la technique de codage utilisée ici sert également à corriger les erreurs de transmission dans le système.

3.5 Partie 2 : Techniques de réduction de PAPR et courbes de performances

Cette partie est donc l'essentiel de notre travail car elle simule tous les résultats qu'on présenté dans la partie théorique.

Rem : Pour toutes les figures ; $P_{set} = PAPR_{preset} = PAPR \text{ presetting}$ =selection de la valeur de PAPR.

On l'a pris de l'équation $A_c = \sigma_x 10^{PAPR_{preset}/20}$ pour limiter l'amplitude A_c du signal OFDM.

Nombre d'état de la modulation	256
Nombre de symbole	512
Nombre de sous porteuse	64
La taille de FFT	64
Méthode de réduction du PAPR	Méthode de compression

Tableau.3.2 : les données de réduction de PAPR par la méthode de compression

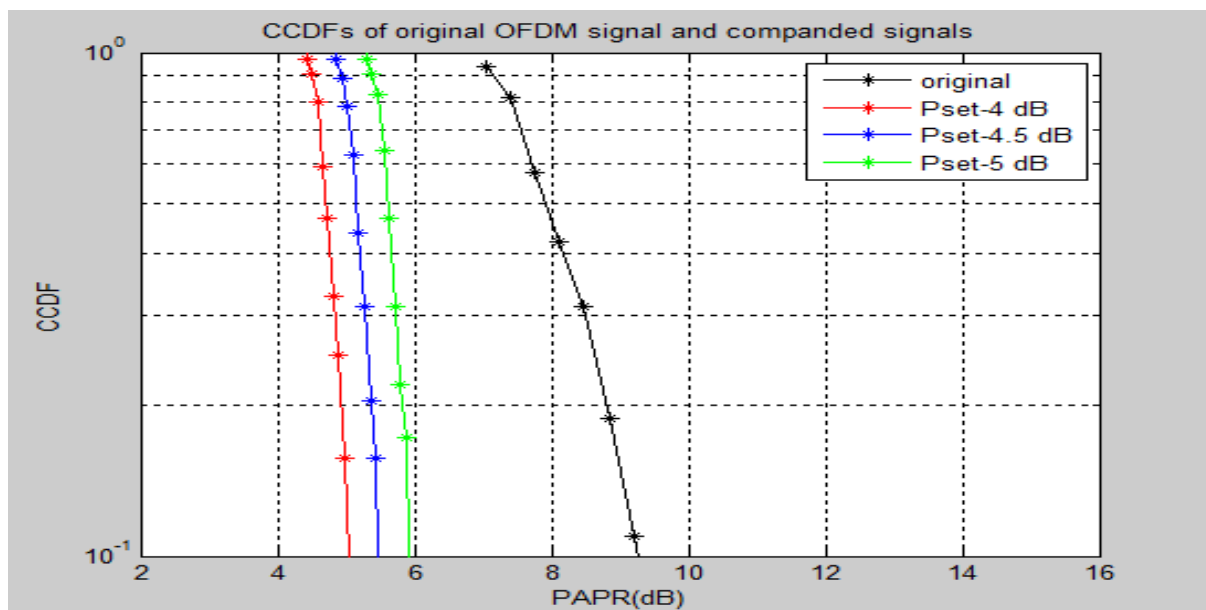


Fig.3.4 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du Pset pour le signal OFDM original et les signaux compressés.

Chapitre 3 : Etude et simulation l'effet de l'OFDM multiutilisateurs sur l'amplificateur radiofréquence

La figure 3.4 montre la fonction de distribution cumulée complémentaire (CCDF) en fonction du PAPR de différents schémas de compression. On remarque que le PAPR (dB) est pris sur l'axe X et le CCDF est pris sur l'axe Y, quand le Pset varie, on a un CCDF constant et un meilleur PAPR pour Pset=4 dB.

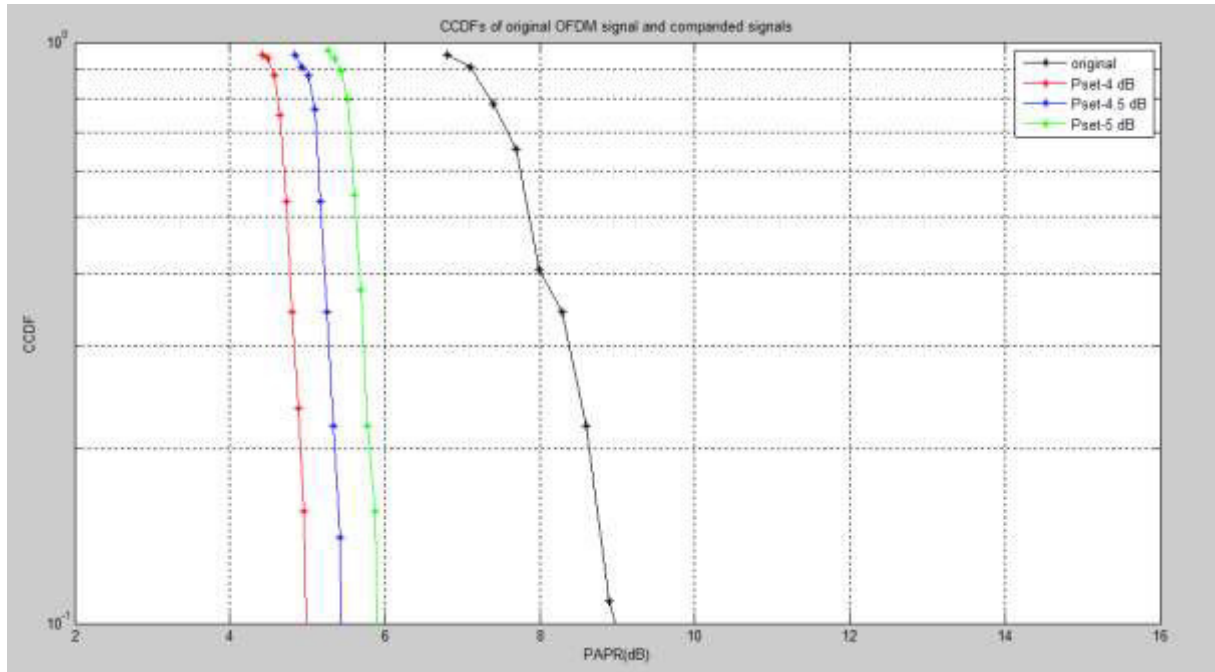


Fig.3.5 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du Pset pour le signal OFDM original et les signaux compressés pour M=4

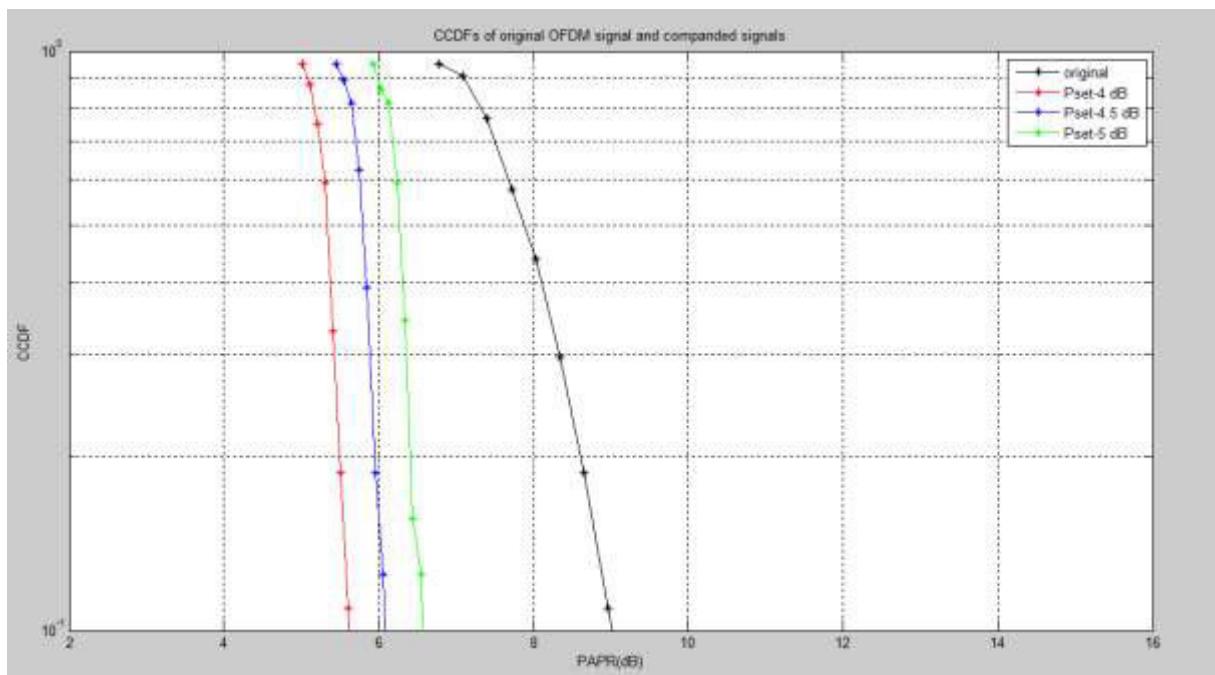


Fig.3.6 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du Pset pour le signal OFDM original et les signaux compressés pour M=16

Chapitre 3 : Etude et simulation l'effet de l'OFDM multiutilisateurs sur l'amplificateur radiofréquence

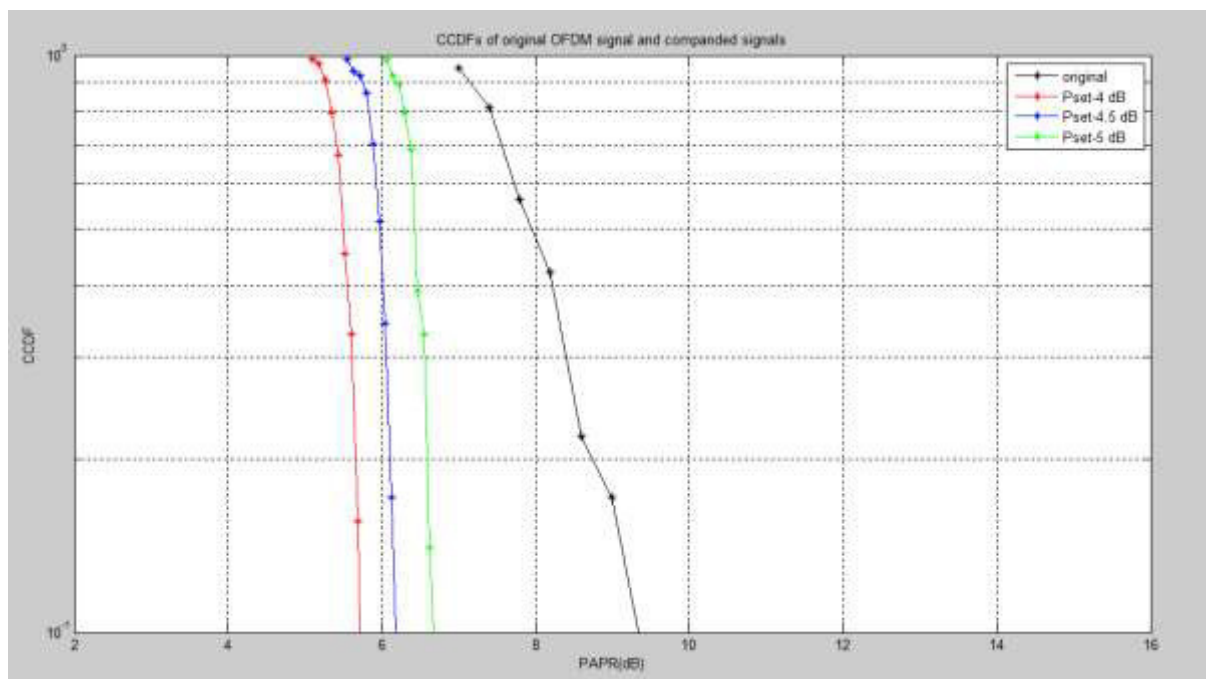


Fig.3.7 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du Pset pour le signal OFDM original et les signaux compressés pour M=64

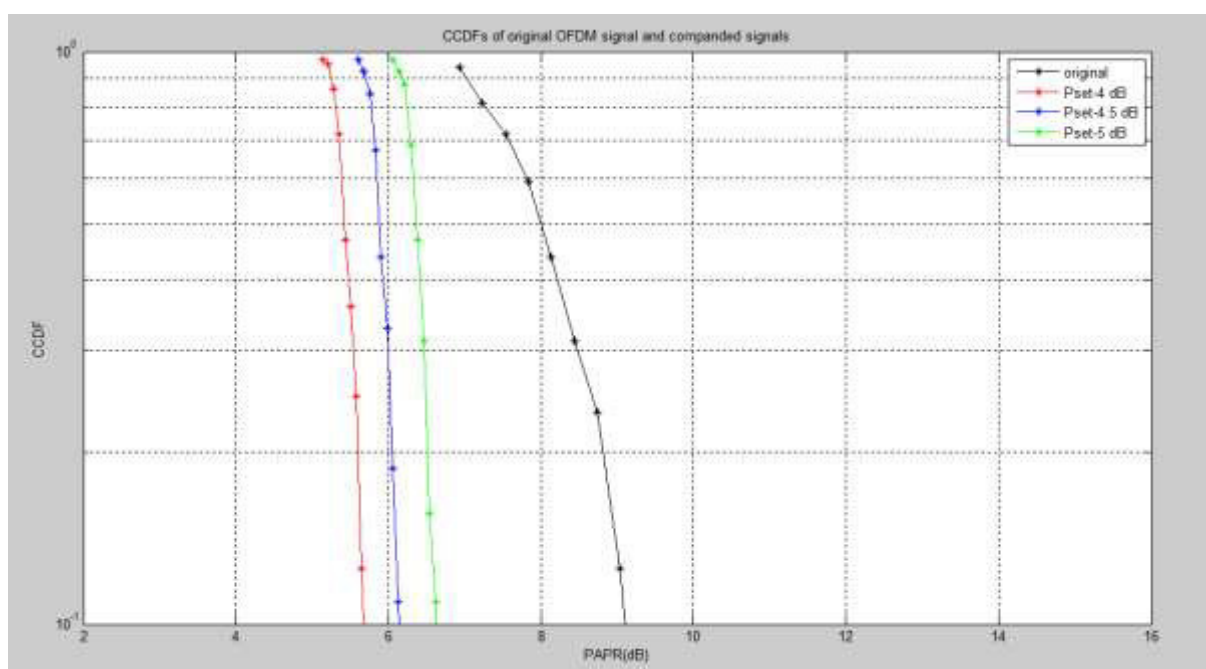


Fig.3.8 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du Pset pour le signal OFDM original et les signaux compressés pour M=128

Les figures précédentes représentent l'effet du nombre d'état de la modulation MQAM sur la courbe de CCDF en fonction du PAPR du signal OFDM original et des signaux compressés.

On remarque, quand le nombre d'état M de la modulation et grand le PAPR des signaux compressés augmente, donc c'est mauvais.

Chapitre 3 : Etude et simulation l'effet de l'OFDM multiutilisateurs sur l'amplificateur radiofréquence

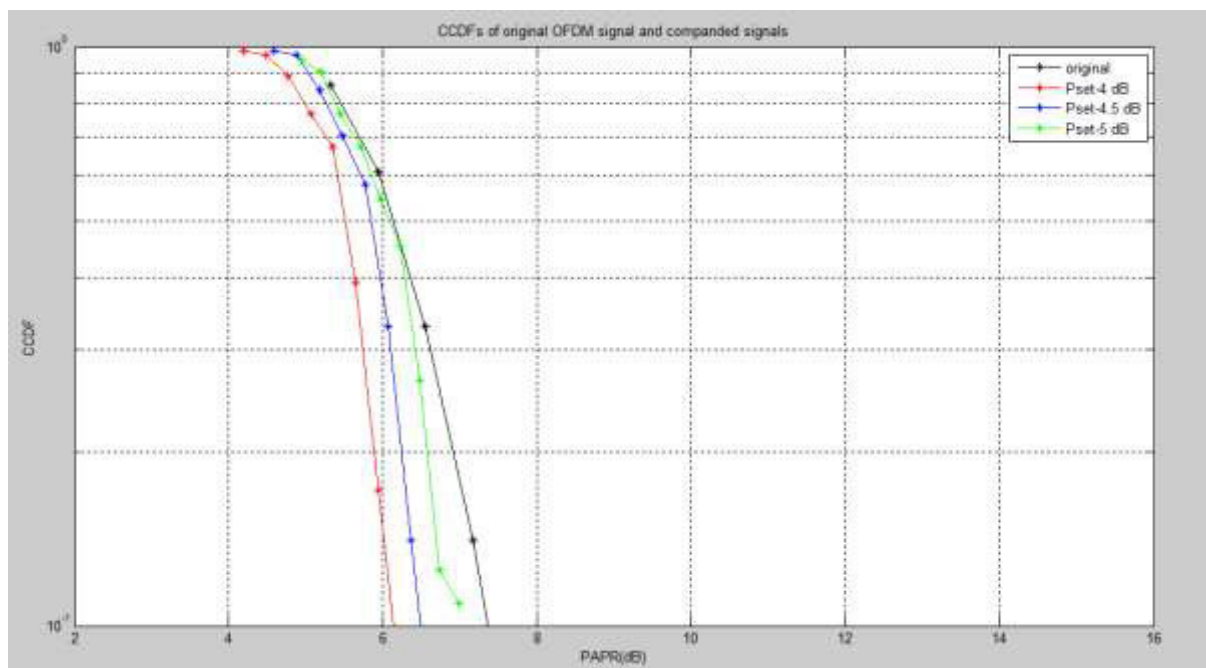


Fig.3.9 : CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée Pour nsym=64

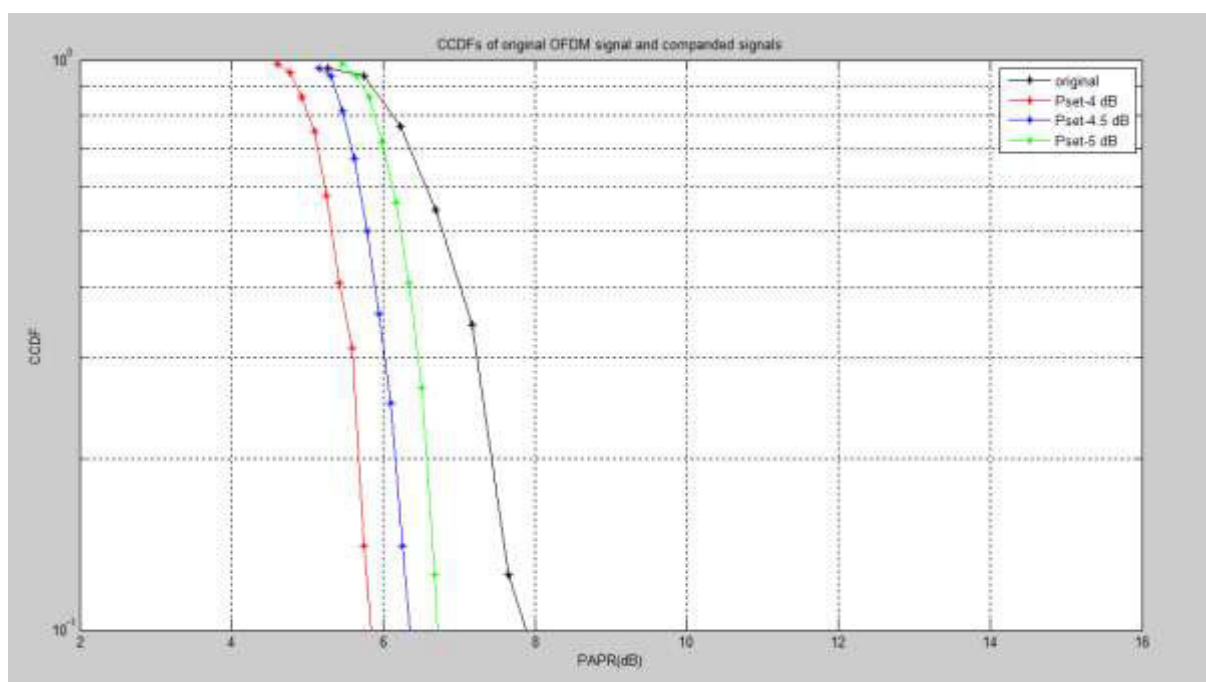


Fig.3.10 : CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée Pour nsym=128

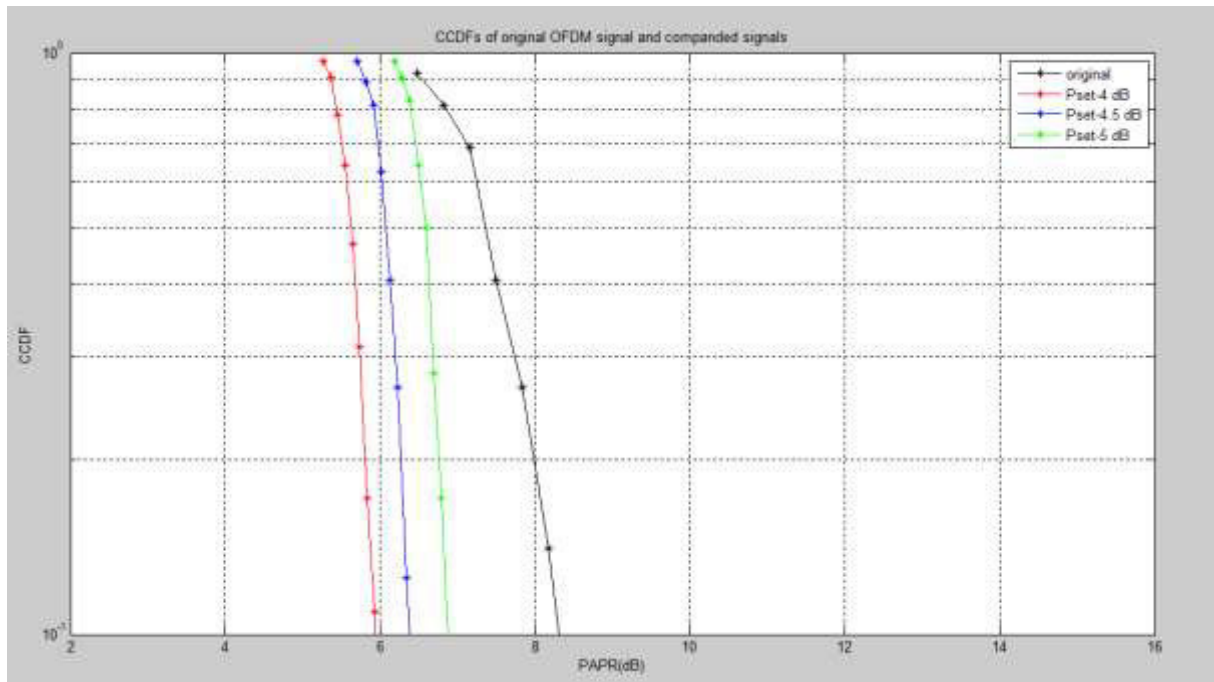


Fig.3.11 : CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée Pour $n_{sym}=256$

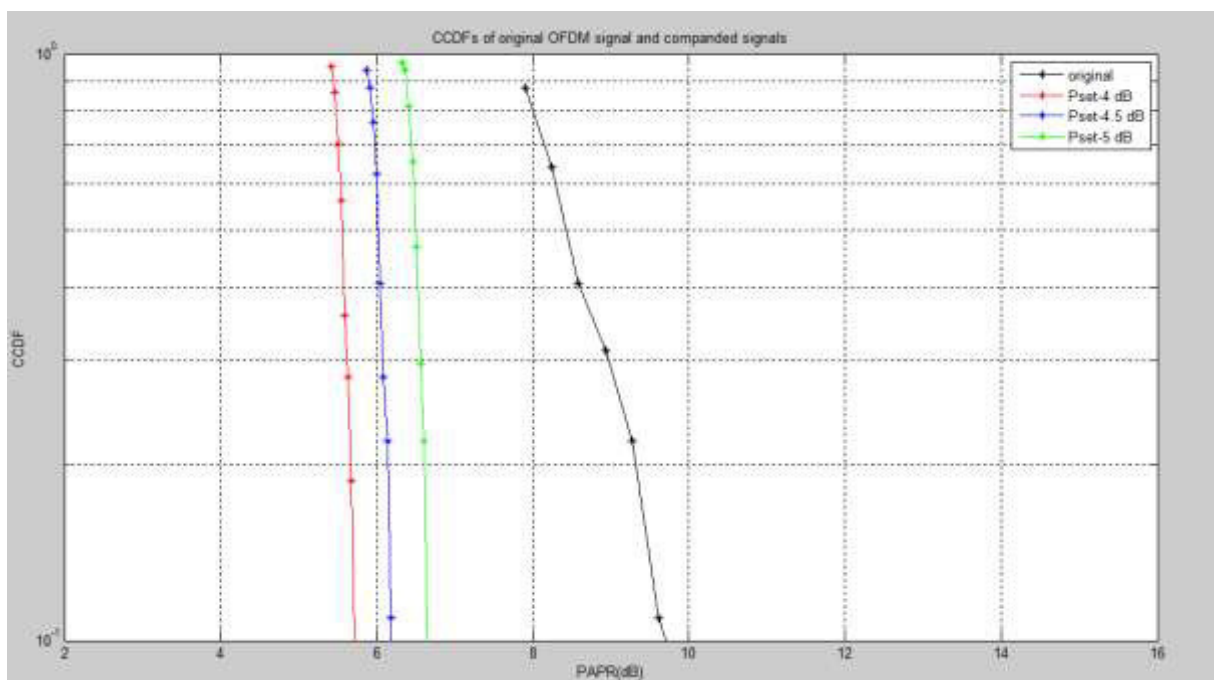


Fig.3.12 : CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée Pour $n_{sym}=1024$

Les figures précédentes représentent l'effet de nombre de symbole sur le PAPR du signal OFDM original et des signaux compressée.

On remarque, quand le nombre de symbole est grand le PAPR du signal OFDM original a augmenté, donc c'est mauvais, par contre il est pratiquement inchangé pour les signaux compressés.

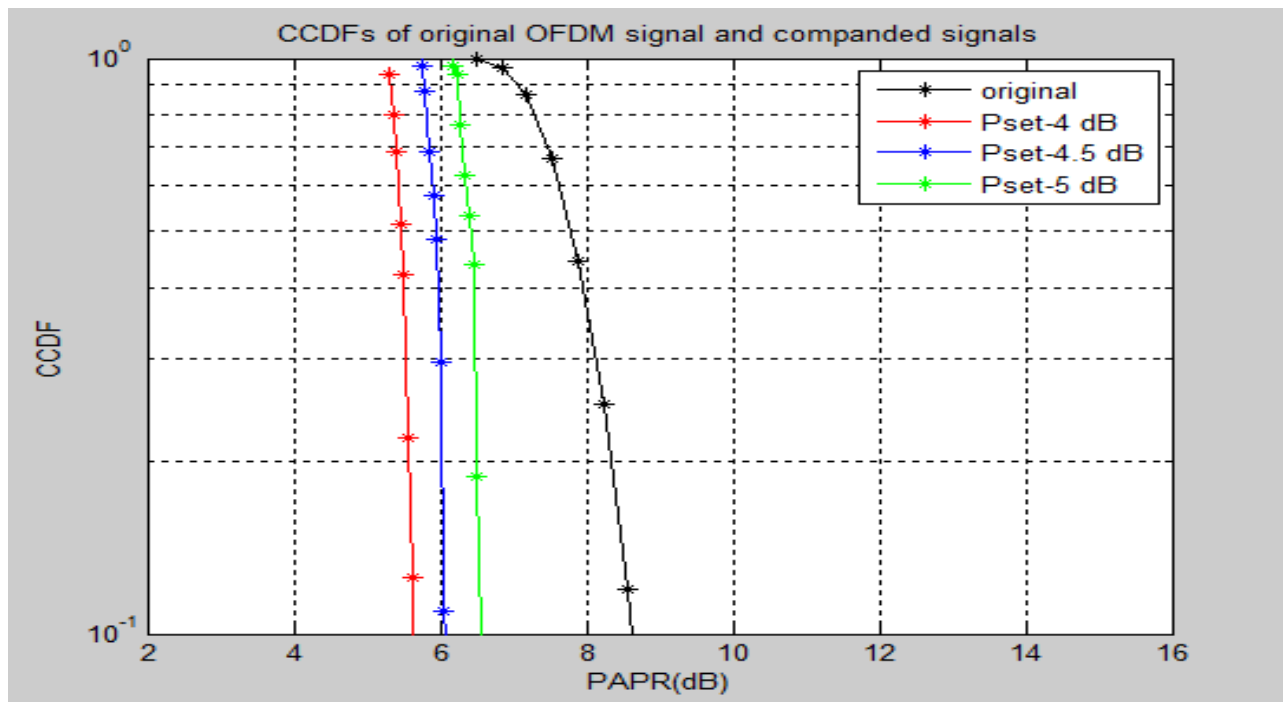


Fig.3.13: CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée Pour nfft =512

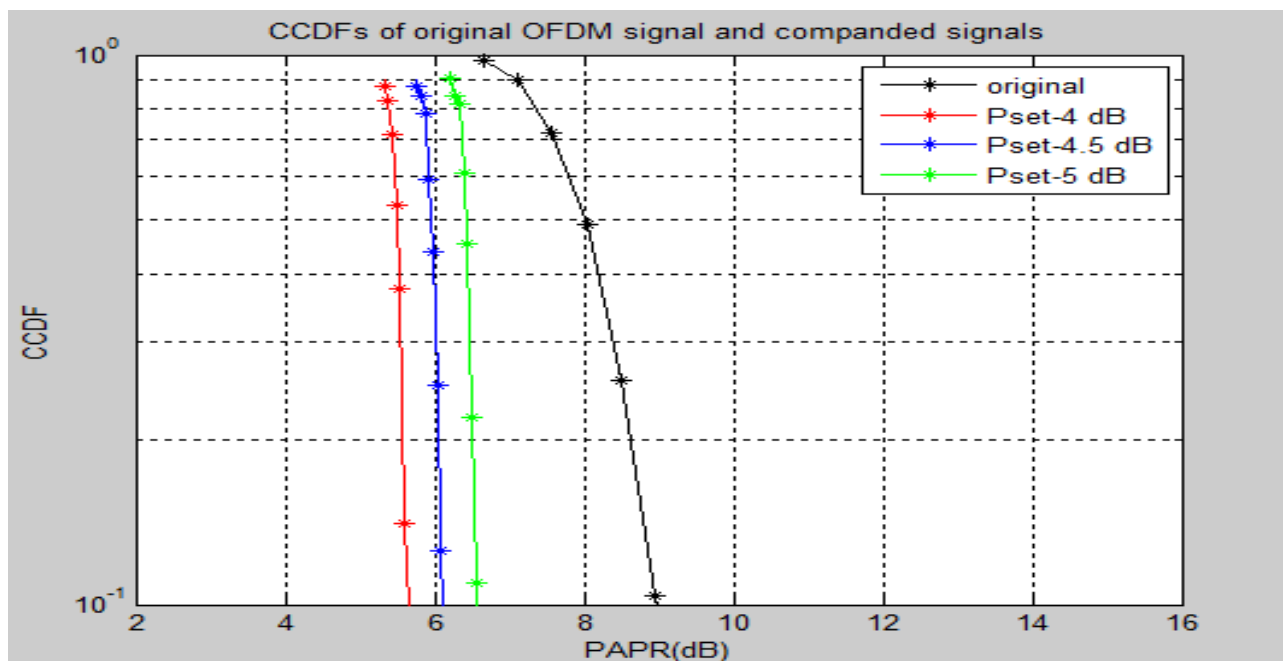


Fig.3.14: CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée Pour nfft =1024.

Les figures précédentes représentent l'effet de la taille de la transformée de Fourier sur le CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée.

On remarque, que la taille de la transformée de Fourier n'influe pratiquement pas sur le CCDF ou le PAPR sauf dans la dernière figure nous avons une augmentation dans le CCDF.

Chapitre 3 : Etude et simulation l'effet de l'OFDM multiutilisateurs sur l'amplificateur radiofréquence

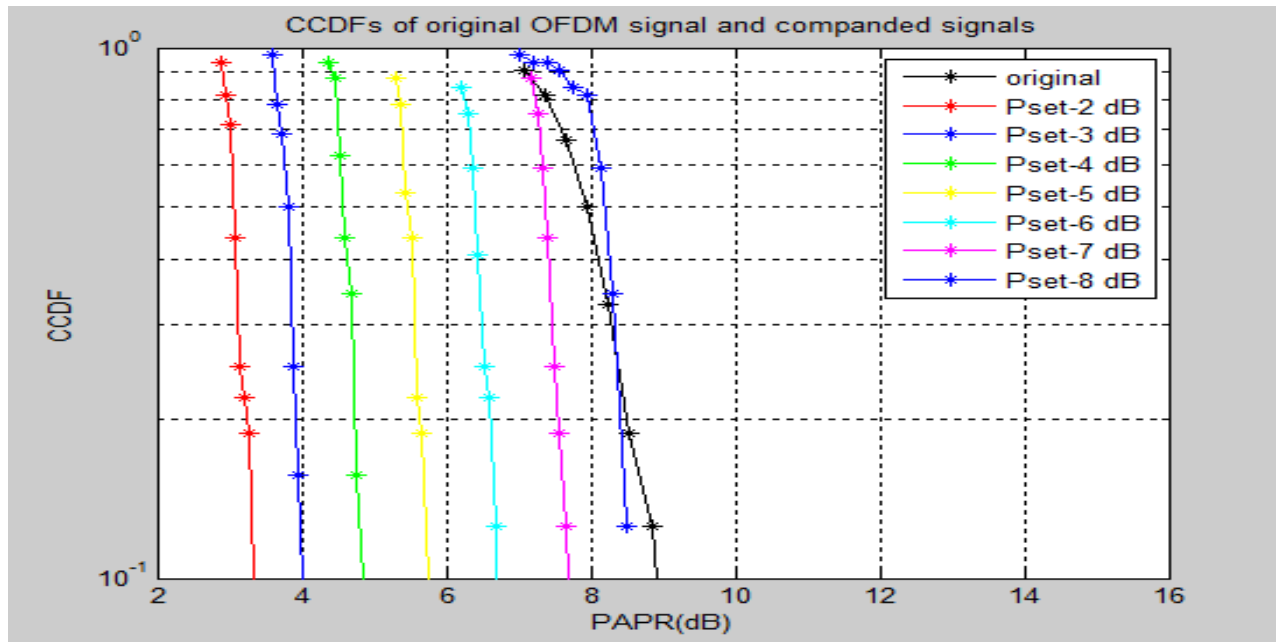


Fig.3.15: CCDF du signal OFDM original et des signaux compressée Pour Pset=2, 3, 4, 5, 6, 7, 8.

La figure 3.15 représente l'effet du Pset sur le CCDF du signal compressée. On remarque qu'on a un meilleur PAPR pour Pset =2 dB et un mauvais PAPR pour Pset=8 dB.

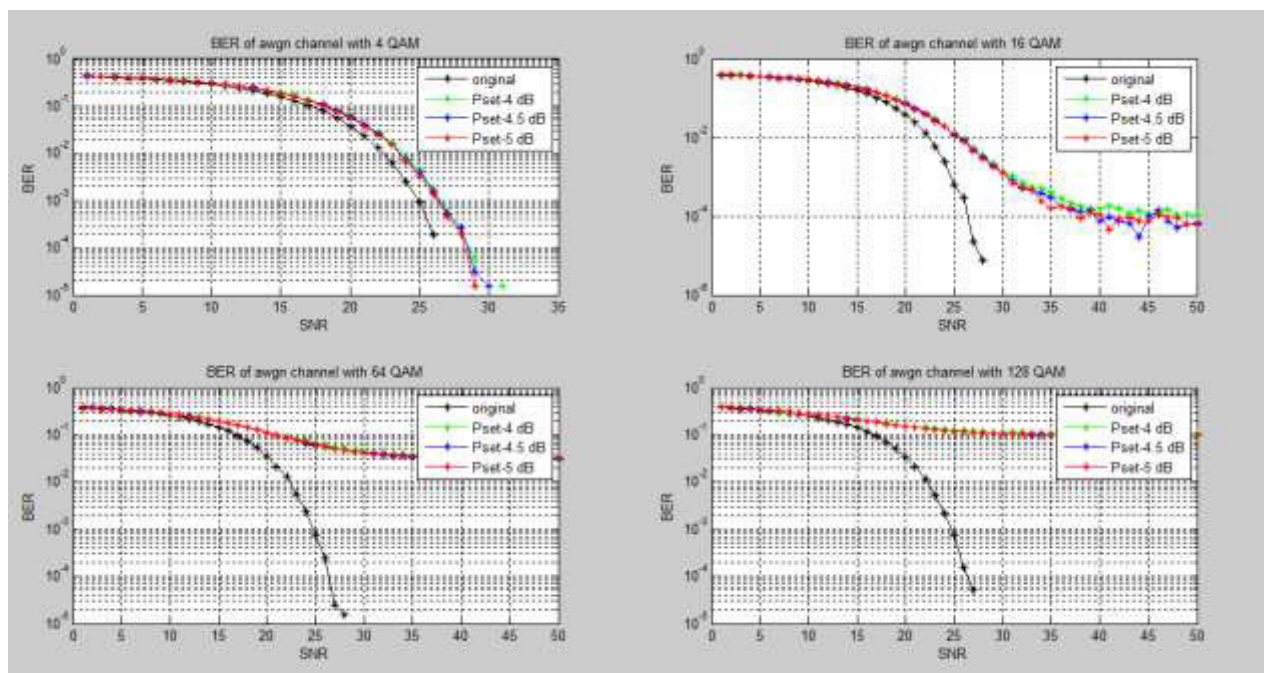


Fig.3.16 : BER du canal AWGN avec M QAM Pour M=4, 16, 64, 128.

La figure 3.16 présente l'effet du nombre d'état de la modulation (MQAM) sur le BER avec un canal AWGN.

On remarque, quand le nombre d'état de la modulation est élevé, le SNR augmente, dans ce cas le BER est mauvais.

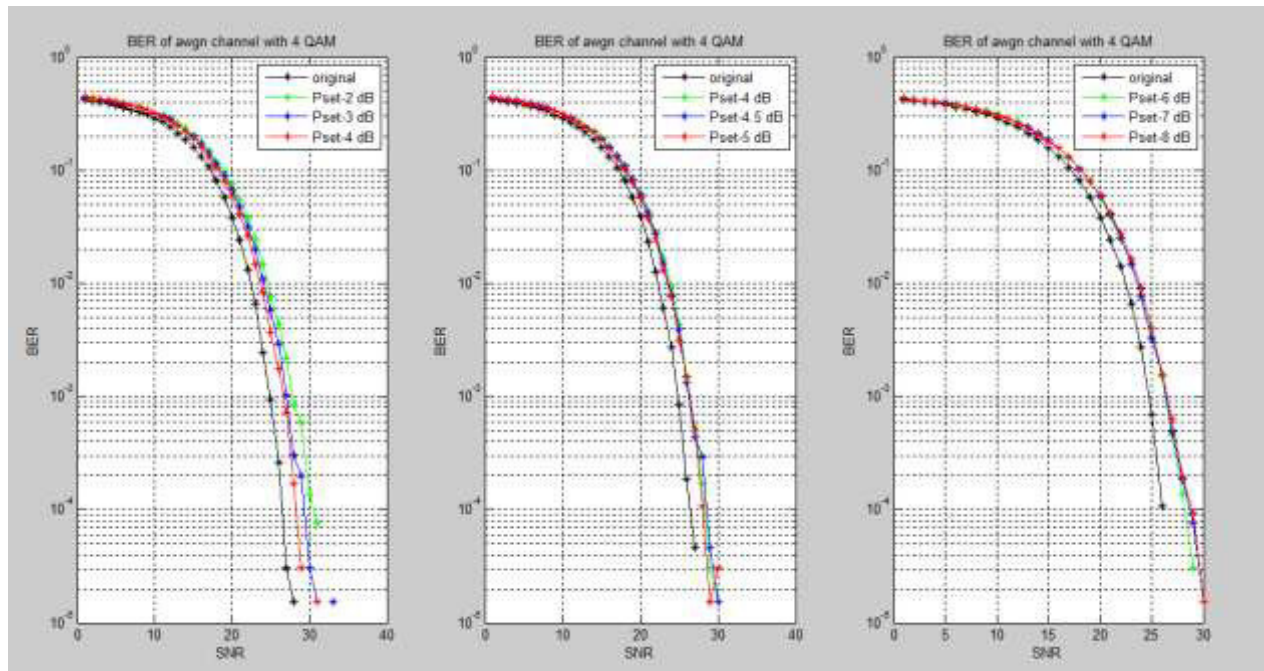


Fig.3.17 : BER du canal AWGN avec 4 QAM Pour Pset =2, 3, 4.

La figure 3.17 présente l'effet de Pset sur le BER du canal AWGN avec 4QAM. On remarque, quand le Pset est grand la valeur du BER du canal AWGN reste pratiquement la même.

3.5.1 Réponse en amplitude

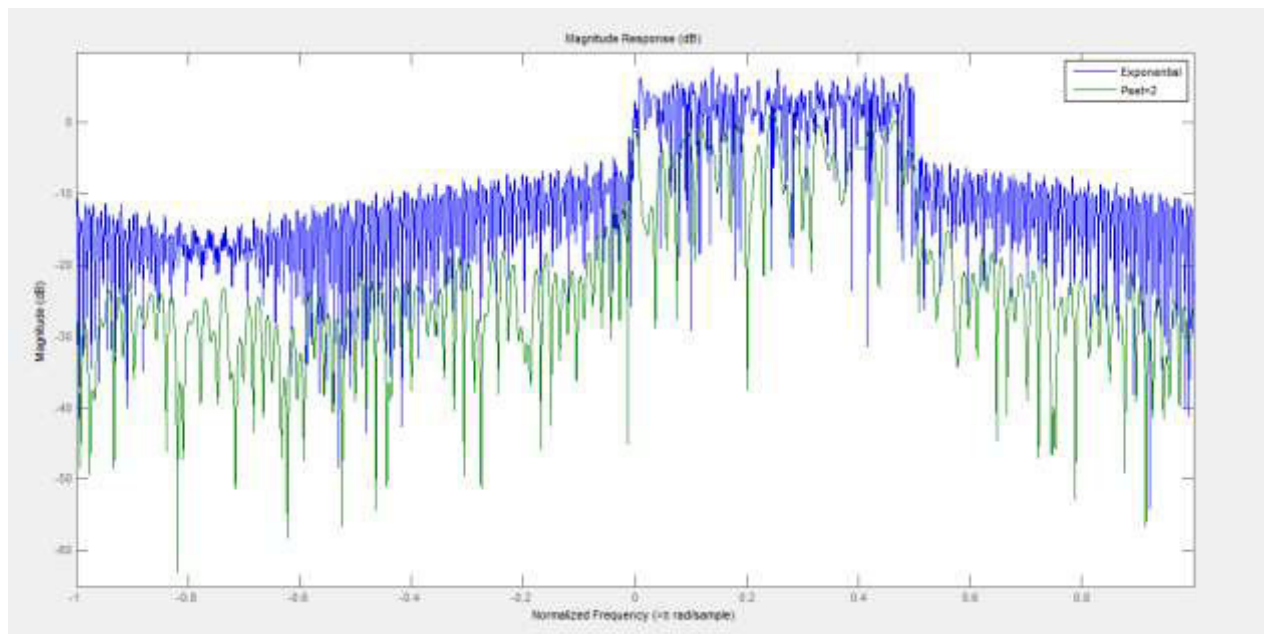


Fig.3.18 : Réponse en amplitude pour Pset =2.

Chapitre 3 : Etude et simulation l'effet de l'OFDM multiutilisateurs sur l'amplificateur radiofréquence

La figure 3.18 représente la réponse en amplitude en fonction de la fréquence normalisée avec l'amplitude sur l'axe X et l'axes-Y, respectivement.

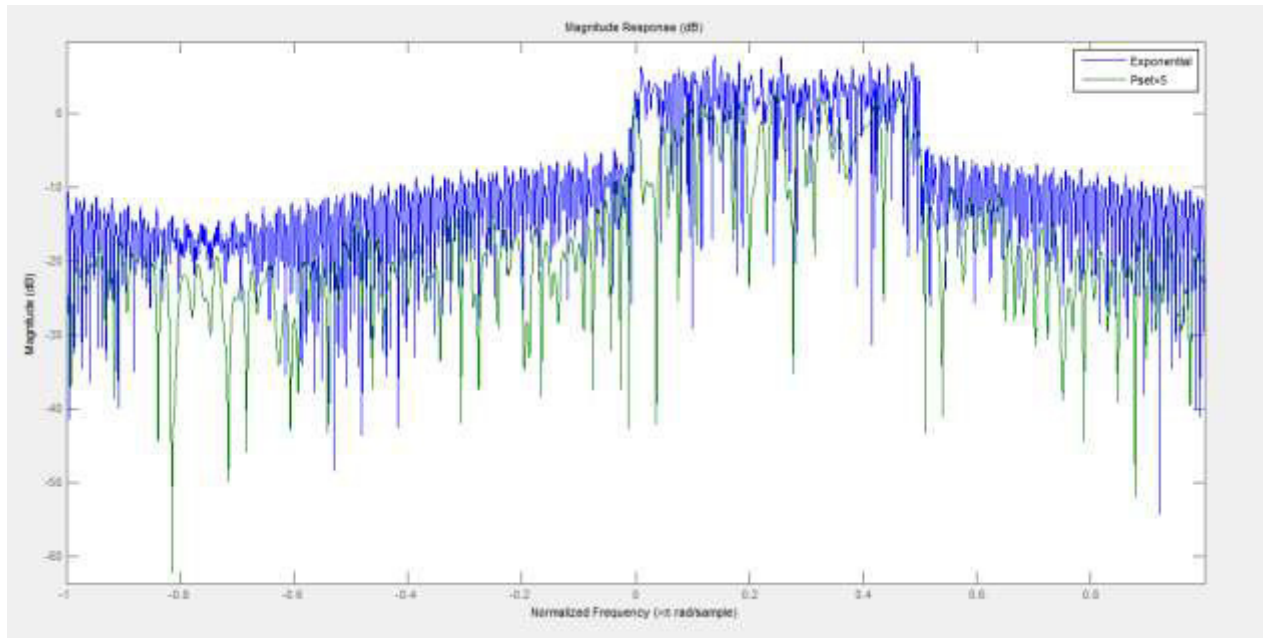


Fig.3.19 : Réponse en amplitude, pour Pset =5.

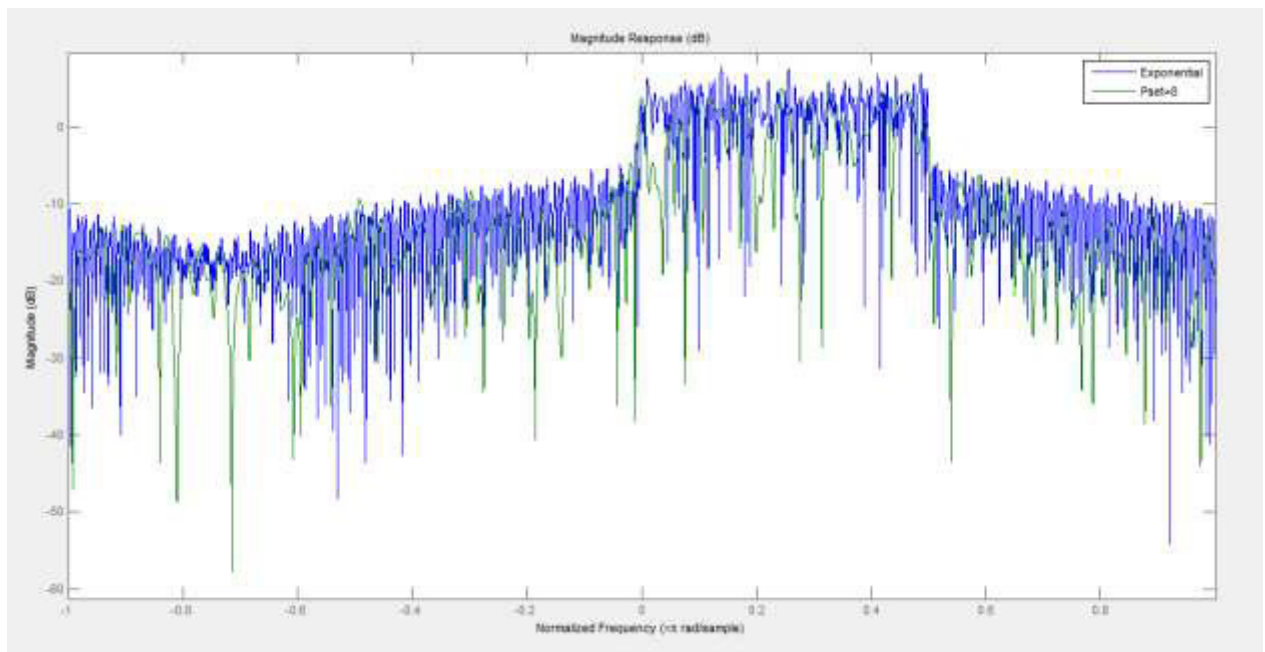


Fig.3.20 : Réponse en amplitude, pour Pset=8.

Les figures précédentes représentent l'effet du Pset sur la Réponse en amplitude. Quand on augmente le Pset, on remarque que l'amplitude augmente aussi.

3.5.2 PAPR du CCDF pour les techniques combinées

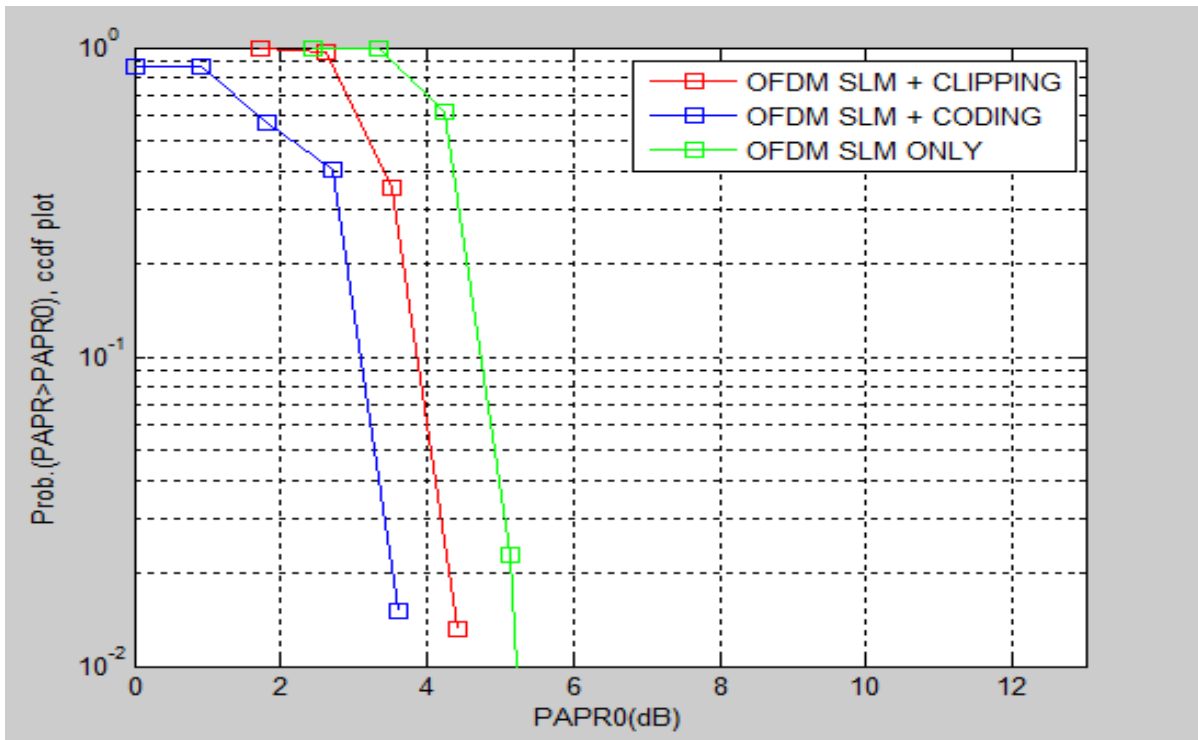


Fig.3.21 : La courbe de CCDF en fonction du PAPR pour les différentes techniques combinées.

On remarque sur la figure.3.15 que La technologie SLM + codage est meilleure que celle sans codage et SLM +clipping (écrêtage).

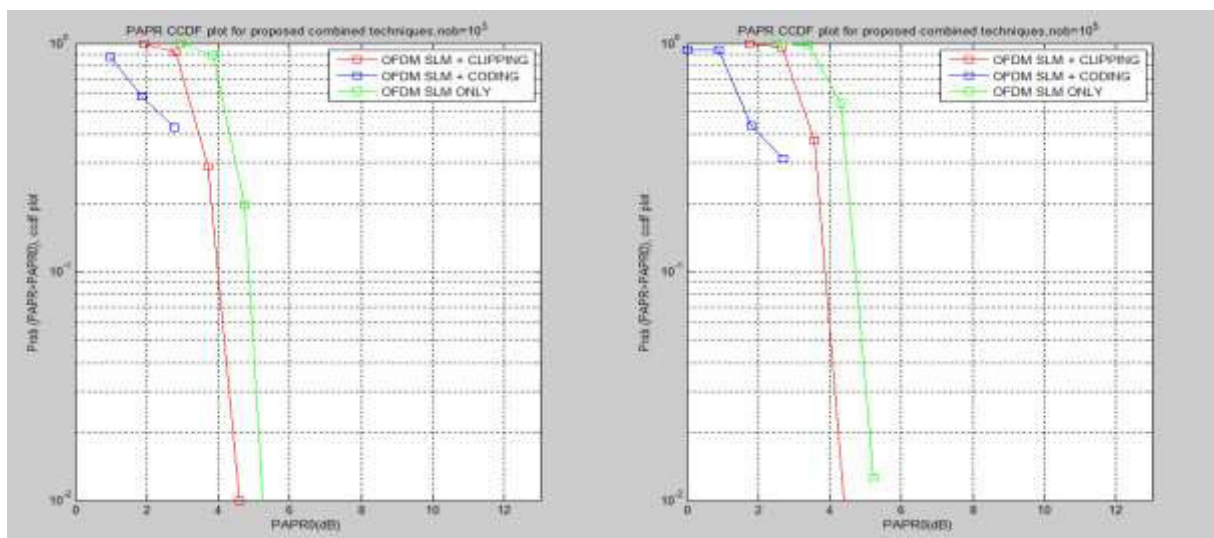


Fig.3.22 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du nombre de bits.

La figure 3.22 présente l'effet de nombre de bits sur la courbe de performance CCDF en fonction du PAPR pour les techniques combinées.

Chapitre 3 : Etude et simulation l'effet de l'OFDM multiutilisateurs sur l'amplificateur radiofréquence

On remarque que, quand le nombre de bits est grand la courbe CCDF pour le SLM +codage et le SLM seulement sont pratiquement les mêmes ; par contre pour la méthode du SLM+écrêtage on a un CCDF de 0.7 mais un bon PAPR qui est à peu près de 2.8 dB.

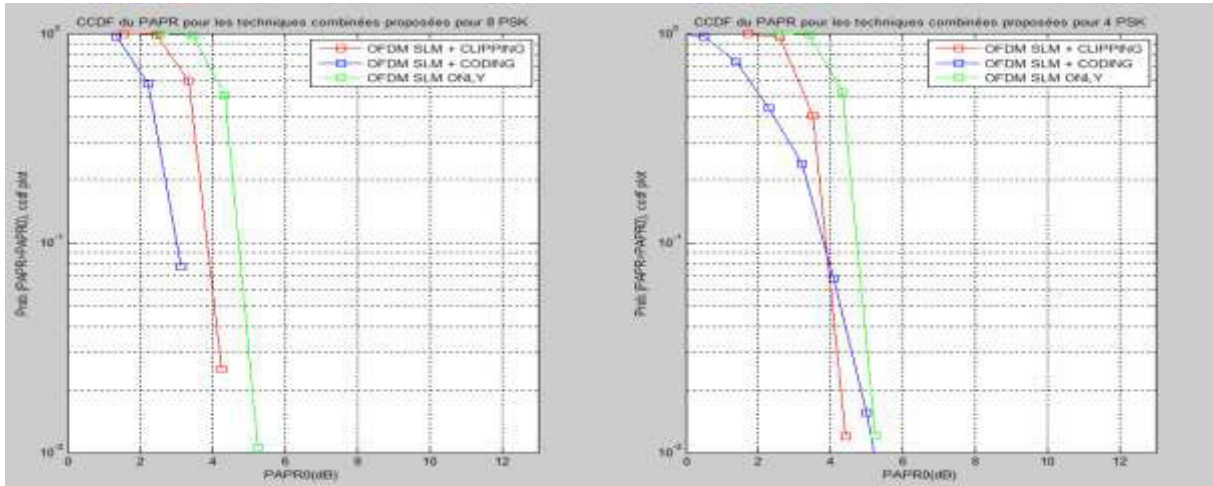


Fig.3.23 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du nombre d'états de la modulation MPSK.

La figure 3.23 présente l'effet du nombre d'états de la modulation MPSK sur le CCDF en fonction du PAPR pour les techniques combinées.

On remarque sur cette figure que la courbe du CCDF en fonction du PAPR est très sensible aux variations du nombre d'état de la modulation de phase MPSK car pour la 8PSK nous avons un meilleur PAPR qui est de 3dB mais un mauvais PAPR qui est de l'ordre de 0.08 dans le cas de la technique OFDM SLM+codage et pour la 4PSK nous avons pratiquement les mêmes CCDF et un bon PAPR pour le cas de la technique OFDM SLM+clipping.

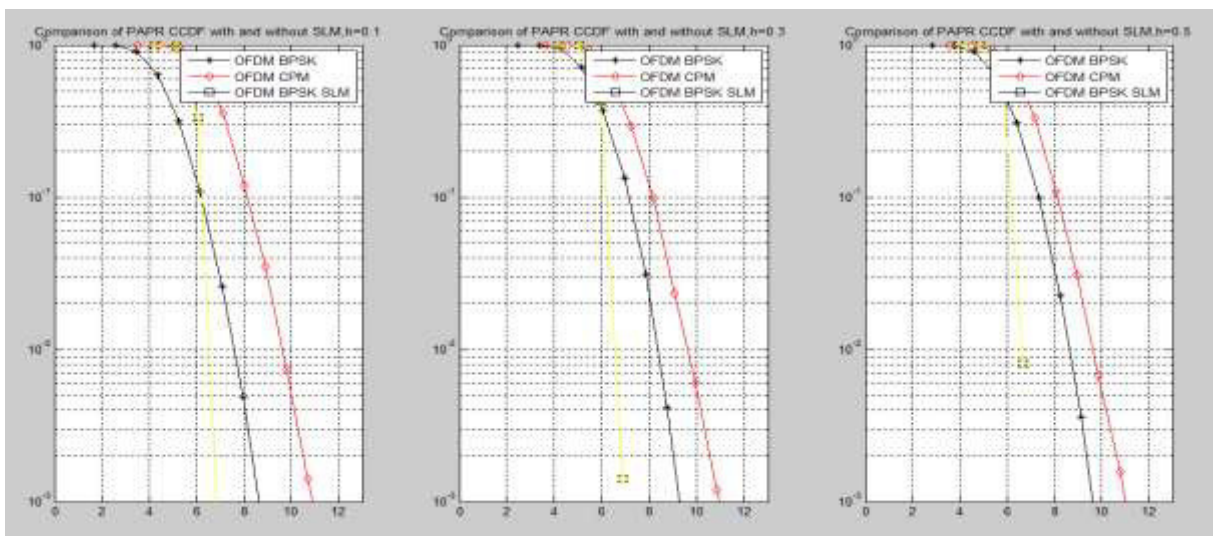


Fig.3.24 : CCDF en fonction du PAPR en fonction de la constante h.

Chapitre 3 : Etude et simulation l'effet de l'OFDM multiutilisateurs sur l'amplificateur radiofréquence

La figure 3.24 représente l'effet de la constante (h) sur la courbe du CCDF en fonction du PAPR pour les différentes techniques.

On remarque que pour $h=0.1$ nous avons un $CCDF = 10^{-3}$ et un meilleur PAPR=6.8 dB pour le cas de OFDM+BPSK+SLM et pour $h=0.3$ et $h=0.5$ nous avons pratiquement le même PAPR=6.8 dB mais la CCDF augmente en fonction de h.

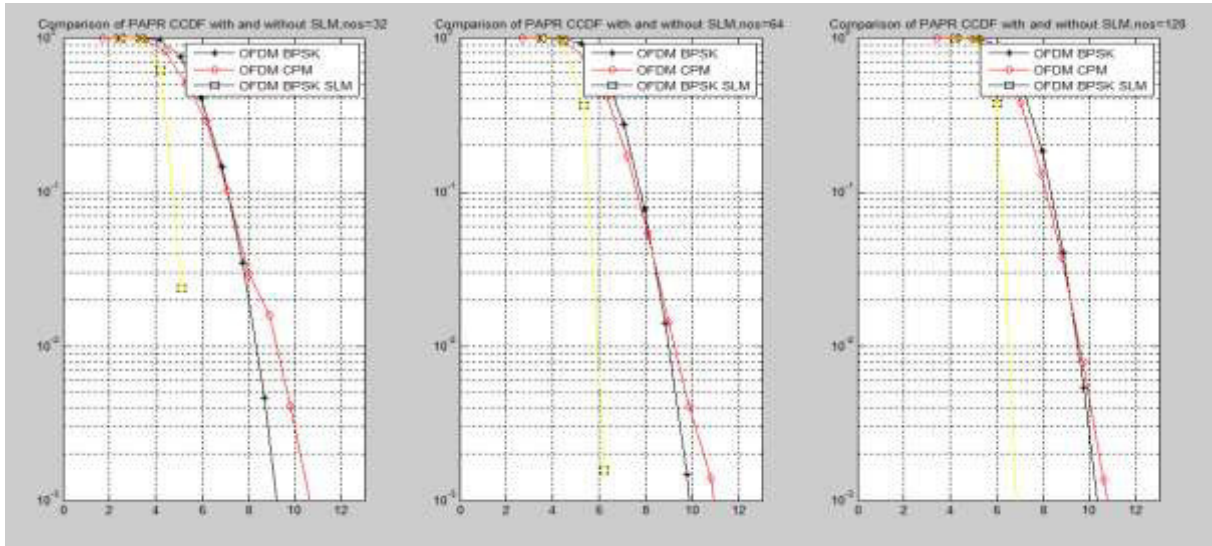


Fig.3.25 : CCDF en fonction du PAPR en fonction du nombre de sous porteuse.

La figure 3.25 représente l'effet de nombre de sous porteuse sur la courbe de CCDF en fonction du PAPR

Quand on a augmentée le nombre de sous porteuse, on remarque que le PAPR augmente par contre nous avons un meilleur $CCDF = 10^{-3}$ pour le cas de l'OFDM+BPSK+SLM (courbe en jaune).

3.6 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de simulation des résultats du travail théorique décrit dans les 2 chapitres précédents. Des simulations et des résultats sont obtenus par conceptions de programmes et simulation des systèmes OFDM originaux et utilisant les différents méthodes de réduction du PAPR.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

Conclusion générale :

L'orientation de la radiocommunication vers les hauts débits a rendu la technique de modulation OFDM l'un des centres d'intérêt en faveur de la recherche actuelle pour permettre, d'une part, de lutter contre les perturbations provoquées par les canaux multi-trajets, d'autre part, améliorer l'efficacité spectrale ou la capacité des systèmes. Le plus grand inconvénient de l'OFDM est le PAPR assez élevé, c'est-à-dire le signal OFDM présente des pics sur la sortie de l'émetteur. L'envoi de tels pics nécessite au plus un dispositif de chiffrement (Avec un nombre de bits assez élevé pour encoder les pics, ce qui est cher) et un amplificateur de très grande puissance (pratiquement inaccessibles), conduisant à une grande consommation d'énergie.

Donc il faut trouver une solution intermédiaire pour combattre l'effet du canal et faire fonctionner les amplificateurs radiofréquence dans leur zone linéaire tout en gardant la modulation multi-porteuse OFDM. Ce travail de mémoire a été initié dans ce contexte et a porté sur l'étude de l'effet de la modulation OFDM multiutilisateurs sur les performances d'un amplificateur radiofréquence.

Dans le premier chapitre, nous avons rappelé les définitions et les concepts de base de la modulation OFDM. Ces éléments visent à fournir les connaissances de base nécessaires à la compréhension du problème de haut niveau de PAPR des signaux OFDM. Cette technique permet de traiter la sélectivité, due au canal multi trajet, en augmentant la durée du code par rapport au retard maximum du canal. L'ajout d'intervalle de garde permet d'éliminer complètement le résidu des interférences inter-symbole.

Nous avons présenté Les techniques d'accès multiutilisateurs et le principe de base des systèmes OFDMA.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté l'effet de la modulation OFDM sur l'amplificateur radiofréquence de puissance, une étude théorique sur cet amplificateur est faite en présentant ces caractéristiques essentielles. Enfin, nous avons décrits les méthodes de la réduction du PAPR.

Dans le troisième chapitre nous avons fait différentes simulation sous environnement MATLAB et les différentes performances de la modulation OFDM.

Conclusion générale

Ce travail nous a permis de mieux comprendre les problèmes affectant sur la modulation OFDM, en particulier le PAPR généré par l'amplificateur radiofréquence de l'émetteur. Nous avons établi aussi les méthodes existantes pour le combattre.

Comme perspectives on doit aborder après l'effet du canal MIMO multi-trajets associé à la modulation OFDM multiutilisateurs et voir son effet sur les amplificateurs radiofréquences pour rester dans le même contexte qui est le PAPR.

Bibliographie



Bibliographie

- [1] Hrushikesh Vasuki :« Orthogonal Frequency Division Multiplexing ». The Department of Electrical Engineering at the State University of New York, Stony Brook. November 1999. [2] « Le COFDM » dernière modification : le 27/07/2001 <http://iphilgood.chz.tiscali.fr/Transmission/COFDM.htm>.
- [3] J.H. Stott : Le pourquoi et le comment de COFDM. UER-Revue Technique Hiver 1998.
- [4] J. A. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," IEEE Communications magazine, vol. 28, pp. 5-14, 1990.
- [5] P. Vaidyanathan, "Multirate Systems and Filter Banks. Prentice Hall. Englewood Cliffs," 1993.
- [6] R. Lassalle and M. Alard, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," EBU Tech. Rev, vol. 224, pp. 168-190, 1987.
- [7] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," IEEE communications magazine, vol. 33, pp. 100-109, 1995.
- [8] S. TRAVERSO, "Transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour des Systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence", Nov,2007,thèse. Université de Cergy- Pontoise. <http://publi-etis.ensea.fr/2007/Tra07>.
- [9] S.B.Weinstein and P.M. Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using the Discrete Fourier Transform", IEEE Trans. Commun. Technol., Vol. 19, n. 5, October 1971.
- [10] M.L. Doelz, E.T. Heald and D.L. Martin, ' Binary data transmission techniques for linear systems^a , Proc. IRE, Vol. 45, pp. 656-661, May 1957.
- [11] Khouni.Sadika." Simulation et Optimisation D'un Réseau GSM en utilisant la Technologie OFDM ".Université Ferhat Abbas. Sétif .03 /11/2010.
- [12] G.A. Franco and G. Lachs,' An orthogonal coding technique for Communications^a , IRE Intern. Conv. Rec., Vol. 9, pp. 126-133, 1961

- [13] FEROUANI SOUHILA "Etude et Implémentation d'un Système MIMO dans un Contexte OFDM", Télécommunications et Informatique Spatiales, Université Abou bekr Belkaid, Tlemcen, 2010
- [14] Pierre GRUYER, Simon PAILLARD, « Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM », Université de Bretagne 12 décembre 2005.
- [15] « Cours de Réseaux 802.11 » université sid Mohamed Ben Abdalah 2014/2015
- [16] Hiba MOUACHI Idriss KNADEL Kawtar ZERHOUNI, "Etude et simulation de La norme LTE par 3GPP", Université Cady Ayyad 19, /06/2012.
- [17] B. Hirosaki, ' An orthogonally multiplexed QAM system using the Discret Fourier Transform^a , IEEE Trans. Commun Vol 29, pp 982-989, July 1981.
- [18] A. Ruiz and J.M. Cioç , ' A frequency domain approach to combined spectral shaping and coding^a , Proc. ICC, pp. 1711-1715, 1987.
- [19] Basel RIHAWI. « Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi antennes », Université de Renne I, 20 Mars 2008.
- [20] Manushree Bhardwaj «A Review on OFDM :Concept ,Scope and its Applications », department of electronics and instrumentation disponible sur : www.iosrjournals.org
- [21] Mr. BOUAZIZ Samir, " Réduction du PAPR du système OFDM-MIMO en 4G", UNIVERSITE FERHAT ABBAS –SETIF 1- UFAS (ALGERIE), 07/01/2015.
- [22] J. G. Proakis, "Digital communications", McGraw-Hill, 4e édition, 2001.
- [23] R. Van Nee et R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications", Artech House Publishers, 4e édition, 2000.
- [24] B. Ledoux, ' COFDM-6 Field tests^a , IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 42, n. 3, August 1993
- [25] Thèse de Maîtrise : « Conception du Système de transmission OFDM Codé pour les applications à haut débit » ABDELALI EL KHETTABI – ECOLE DE TECHNOLOGIE SUPERIEURE, MONTREAL – Février 2008.
- [26] Benyarou. Mourad. " Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA », Université Abou Bekr Belkaid, Thèse de Doctorat En Sciences, Laboratoire de Télécommunications-Tlemcen, Année 2012- 2013.
- [27] S.KAISER, «Multi-carrier CDMA mobile radio systems, analysis and optimization of detection, decoding and channel estimation», PhD thesis, Düsseldorf, 1998.

- [28] Carle Lengoumbi. Accès multiple OFDMA pour les systèmes cellulaires post 3G : allocation de ressources et ordonnancement. domain_other. Télécom ParisTech, 2008. English.
- [29] Mr DRISS KOHKOH,"Système 4G : Étude et simulation de l'interface radio LTE-Advanced dans un environnement monocellulaire et multicellulaires",Université Sidi Mohammed Ben Abdellah, 21 Juin 2013.
- [30] W. G. Jeon, K. H. Chang, and Y. S. Cho, « An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels », IEEE Trans. Commun., vol. 47, pp. 27-32, Jan. 1999.
- [31] <https://fr.wikipedia.org/wiki/OFDMA#Principes>.
- [32] Yvon Sosthène YAMEOGO, « Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA » Thèse pour l'obtention du grade de DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1, (2011).
- [33] Abdul Samad Shaikh ,Khatri Chandan Kumar,2010,Performance Evaluation of LTE
- [34] H. Holma and A. Toskala, LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA based radio access, John Wiley & Sons Inc. 2009.
- [35] Elhadji Mansour Fall"Conception D'un amplificateur RF Agile En CMOS Pour Les Futures Générations De La Téléphonie Mobile ", Université Québec, Mars 2012.
- [36] A. Guy. Etude, Conception et Réalisation d'un système de linéarisation d'amplificateur de puissance à état solide pour les applications spatiales. PhD thesis , Université Paul Sabatier, Mai 2000.
- [37] S. C. Cripps. RF Power Amplifiers for Wireless communication . Artech House, 1999.
- [38] Stéphane Nobilet, " Étude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes ",03 octobre 2003.
- [39] K. F azel et S. Kaiser, " Analysis of non-linear distortions on MC-CDMA. IEEE International Conférence on Communications, pages 10281034, Juin 1998.
- [40] J.-H.Jong, Performance and power optimization of multi carrier communication systems in the presence of non linear distortion. PhD thesis, University of Michigan,2000.
- [41] Mamadou Lamarana DIALLO," Contribution aux Techniques dites d'Ajout de Signal pour la Reduction du Facteur de Cr ´ete des signaux OFDM", Ecole doctorale Matisse, 08 Juin 2016.

- [42] Salvatore Ragusa. Écrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles. Traitement du signal et de l'image. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2006. Français. <tel-00093880>
- [43] Yvon Sosthène YAMEOGO" Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA ", Université De Rennes 1, Année 2011.
- [44] Albert Cesari Bohigas, "Implémentation de techniques de linéarisation et d'amélioration du rendement pour les amplificateurs de puissance RF ", Université Paul Sabatier, 19 septembre 2008
- [45] Thèse de Doctorat : « Peak to Average Power Ratio Analysis and Reduction of Cognitive Radio Signals » Sajjad HUSSAIN – UNIVERSITE DE RENNES I Décembre 2009.
- [46] Sajjad HUSSAIN, "Peak to Average Power Ratio Analysis and Reduction of Cognitive Radio Signals", Thèse de Doctorat, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, Octobre 2009.
- [47] X. Li, L.J. Cimini, "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM", Proceedings of VTC'97, 1997.
- [48] X. Li, L.J. Cimini, "Effects of clipping and distortion on the performance of OFDM", IEEE Communications Letters, vol. 2, No. 5, pp.131-133, May 1998.
- [49] <https://www.iro.umontreal.ca/~mignotte/IFT2425/Matlab.pdf>
- [50] Farhi Nabila, Helaimia Souhaila, " Etude et Simulation d'une Transmission de Type OFDM Pour Les Communications Sans Fil", UNIVERSITE LARBI TEBESSI – TEBESSA, 2015/2016.
- [51] S. H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *IEEE Transaction on Wireless Communication*, April 2005.
- [52] S. Muller and J. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences," *Electronics Letters*, vol. 33, pp. 368 –369, February 1997.
- [53] Thèse de Doctorat : « Etude de nouvelles techniques de réduction du "facteur de crête" à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuses » Désiré GUEL – UNIVERSITE DE RENNES I – Novembre 2009.

- [54] Hee, H. S., and Lee, J. H. 2005. "An Overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for Multicarrier Transmission." *IEEE Wireless Communications* 12: 56-65.
- [55] Anderson, J. B., Aulin, T, and Sundberg, C. E. 1986. *Digital phase modulation*. Springer.
- [56] Jaya Sreekar Chatla B, " A COMPANDING TECHNIQUE TO REDUCE PAPR IN OFDM SIGNALS ALONG WITH MINIMUM COMPANDING DISTORTION", Osmania University, Hyderabad December 2016.
- [57] J. Palicot, Y. Louët, "Synthèse de la Notion de Facteur de Crête et Application aux Modulation mono porteuse", *GRETSI05*, Louvain-la-Neuve, Belgique, Sept. 2005.
- [58] Mr. ZINA Djakaridia," La COFDM (Coded OFDM) comme schéma utilisé pour remédier aux inconvénients de l'OFDM",INSTITUT NATIONAL DES TELECOMMUNICATIONS ET DES TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION ET DE LA COMMUNICATION, 2011/2012.
- [59] Melle Beneddra Imene, Melle Mokhdar Khadidja," Etude de l'effet de la modulation OFDM multiutilisateurs sur les performances de l'amplificateur radiofréquence",université abou bekr belkaid, 2014/2015.

Annexe

Annexe A

Canal de Transmission

Un signal émis, $s(t)$, transitant sur un canal de transmission radiofréquences subit les effets des imperfections du canal. Le signal reçu $r(t)$ peut alors s'écrire sous la forme suivante [39]:

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \cdot s(t - \tau_l) e^{j(2\pi f_{Dl}(t)t + \theta_l)} + n(t) \quad (\text{A.1})$$

À partir de l'équation (D.1) nous remarquons que le bruit additif, le phénomène du multi trajet et les décalages en fréquence dus à la fréquence Doppler sont pris en compte dans le modèle du canal.

De l'équation (A.1) et du schéma de la figure ci-dessous, nous en déduisons que la réponse impulsionnelle du canal (multi trajet plus Doppler) s'exprime sous la forme suivante :

$$h_D^{multi}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \cdot \delta(t - \tau_l) e^{j(2\pi f_{Dl}(t)t + \theta_l)} + n(t) \quad (\text{A.2})$$

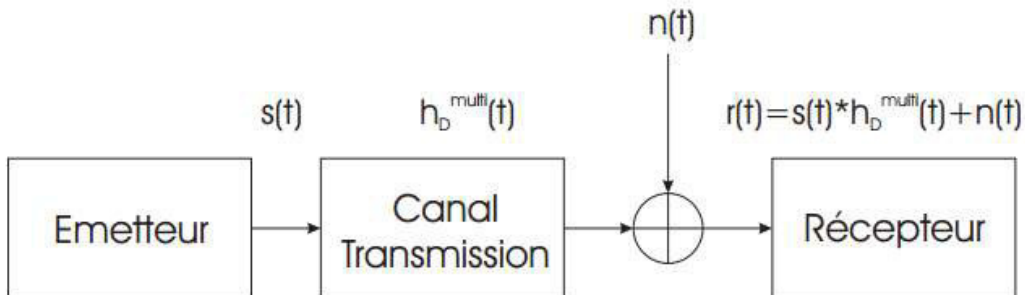


Fig. A.1. Chaîne de Transmission avec Canal

L'indice L exprime le nombre de trajets multiples ; h_l et τ_l ($0 = \tau_0 \leq \tau_1 \leq \dots \leq \tau_{L-1}$) représentent les atténuations et les retards respectivement sur chaque trajet. Les f_{Dl} et les θ_l sont les fréquences Doppler et les phases associées respectivement à chaque chemin. Les valeurs de h_l sont les amplitudes du signal reçu sur les différents trajets et elles peuvent être distribuées selon des lois de probabilité comme la loi de Rayleigh, la loi Gaussienne ou la loi Rician. Ensuite le terme $n(t)$ représente le bruit additif dans le canal de transmission.

A.1 Le Bruit Blanc Gaussien Additif

Le bruit blanc gaussien additif (« Additive White Gaussian Noise », « AWGN ») est une caractéristique fondamentale du canal de transmission. Il est généré par des signaux parasites transitant sur le même canal et par le bruit thermique des composants électroniques. Ce bruit de canal est modélisé par un signal aléatoire, $n(t)$, dont la distribution de probabilité suit la loi Gaussienne [39]:

$$f_N(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(n-\mu)^2/2\sigma^2} \quad (\text{A.3})$$

Où $\mu = E\{n(t)\} = 0$ et $\sigma^2 = E\{[n(t) - \mu]^2\} = E\{n^2(t)\}$ représentent respectivement sa valeur moyenne et sa variance. Ensuite la densité spectrale de puissance du bruit blanc gaussien [cf. fig. A.2 (a)] tient compte, par définition, de toutes les fréquences $(-\infty, +\infty)$ avec une amplitude de $N_0/2$. Dans ce cas, la puissance de bruit P_b est infinie [cf. éq. (A.6)]. Pour les applications réelles sur canaux radiofréquences, on utilise la densité spectrale de bruit filtré sur fréquence porteuse [cf. fig. A.2(b)] dont la puissance P_b^F est donnée en équation (A.7).

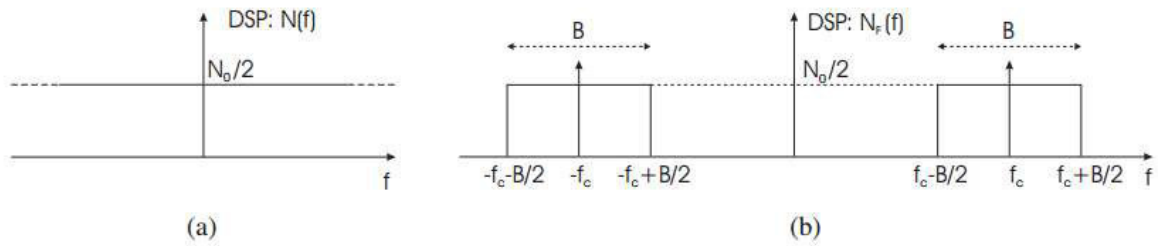


Fig. A.2 : Densité Spectrale de Puissance du Bruit Blanc Gaussien (a) et Filtré (b)

$$P_b = \int_{-\infty}^{+\infty} N(f) df = \infty \quad (\text{A.6})$$

$$P_b^F = 2 * \int_{f_c - B/2}^{f_c + B/2} N(f) df = N_0 B \quad (\text{A.7})$$

Ce signal de bruit s'ajoutant au signal émis $s(t)$, il dégrade les performances en « BER » du signal reçu $r(t)$ [cf. éq. (A.1)]. Ensuite, de façon générale la probabilité d'erreur $p(e)$ dans un canal gaussien est égale à :

$$p(e) = \frac{K-1}{K} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{k-1} \sqrt{\frac{SNR}{2}}\right) \quad (\text{A.4})$$

Où K représente le nombre de niveaux de la modulation en question, $\operatorname{erfc}(x)$ est la fonction complémentaire d'erreur [cf. éq. (A.5)] et SNR est le rapport signal à bruit (« Signal to Noise Ratio »).

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (\text{A.5})$$

À titre d'exemple la figure A.3 présente une constellation pour une modulation 16-QAM en émission et en réception en présence d'un canal « AWGN ». L'effet du bruit blanc gaussien additif a un impact juste sur l'amplitude du signal émis en étalant ainsi les points de la constellation.

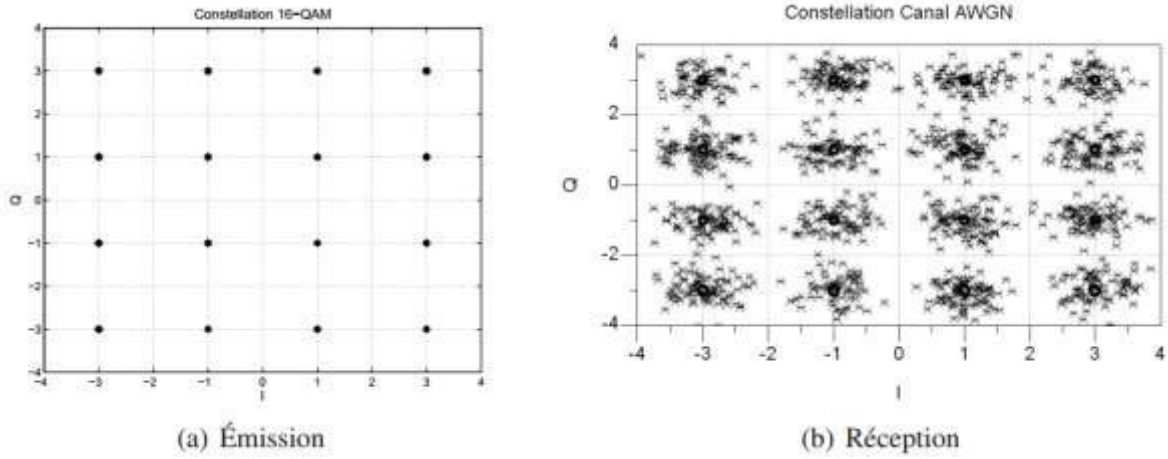


Fig. A.3 : Dégradation due au Canal « AWGN » sur une Constellation 16-QAM

Annexe B

Relation entre « PAPR » en Bande de Base et en Radiofréquences.

Fonction d'Auto Corrélation et Puissance

On récrit d'abord l'enveloppe complexe $\tilde{x}(t)$ du signal modulé [cf. annexe A] en fonction des ses composantes en phase et en quadrature [cf. éq. (B.1)] et sous forme de $a(t)e^{j\theta(t)}$ [cf. éq. (B.2)] [39].

$$\tilde{x}(t) = I(t) + jQ(t) \quad (\text{B.1})$$

$$= a(t)e^{j\theta(t)} \quad (\text{B.2})$$

Où

$$a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (\text{B.3})$$

$$\theta(t) = \arctan\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right) \quad (\text{B.4})$$

Ensuite le signal modulé $s(t)$ peut s'écrire comme suit :

$$s(t) = \Re[\tilde{x}(t)e^{j\omega_c t}] = \Re[a(t)e^{j\theta t}e^{j\omega_c t}] = a(t)\cos(\omega_c t + \theta(t)) \quad (\text{B.5})$$

Nous allons alors calculer les fonctions d'auto corrélation $\varphi_{II}(\tau)$, $\varphi_{QQ}(\tau)$ et $\varphi_{ss}(\tau)$ pour le signal $s(t)$, $I(t)$ et $Q(t)$ respectivement. Cela nous permet d'en déduire les puissances moyennes des signaux respectifs si $\tau = 0$.

On sait que la fonction d'auto corrélation se calcule de la manière suivante :

$$\varphi_{ss}(\tau) = E[s(t + \tau)s^*(t)] \quad (\text{B.6})$$

Donc on peut montrer que les fonctions d'auto corrélation de $I(t)$ et $Q(t)$ se relient à la fonction d'auto corrélation de $s(t)$ ($\varphi_{ss}(\tau)$) et à sa transformée de Hilbert ($\hat{\varphi}_{ss}(\tau)$) :

$$\varphi_{II}(\tau) = \varphi_{QQ}(\tau) = \varphi_{ss}(\tau)\cos(\omega_c\tau) + \hat{\varphi}_{ss}(\tau)\sin(\omega_c\tau) \quad (\text{B.7})$$

Si $\tau = 0$:

$$\varphi_{II}(0) = \varphi_{QQ}(0) = \varphi_{ss}(0) \quad (\text{B.8})$$

On sait qu'à $\tau = 0$ ces fonction d'auto corrélation correspondent aux puissances moyennes des différents signaux. Donc, la puissance du signal modulé $s(t)$ est égale à celle des composantes en phase ($I(t)$) et en quadrature ($Q(t)$) de l'enveloppe complexe.

$$P_{\text{moy}}(I) = P_{\text{moy}}(Q) = P_{\text{moy}}(S) \quad (\text{B.9})$$

En plus depuis l'équation (B.2),

$$\begin{aligned} P_{\text{moy}}(\tilde{x}) &= E[|\tilde{x}(t)|^2] = E[|a(t)|^2] = P_{\text{moy}}(a) \\ &= E[I^2(t) + Q^2(t)] = E[I^2(t)] + E[Q^2(t)] \\ &= P_{\text{moy}}(I) + P_{\text{moy}}(Q) \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

Et depuis l'équation (B.9),

$$P_{\text{moy}}(\tilde{x}) = P_{\text{moy}}(a) = 2P_{\text{moy}}(s) \quad (\text{B.11})$$

Donc, la puissance moyenne du signal complexe en bande de base $\tilde{x}(t)$ est égale à 2 fois la puissance moyenne du signal modulé RF $s(t)$.

« PAPR »

Le « PAPR » classique (en radiofréquences) est défini comme le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal $s(t)$:

$$PAPR_{\text{RF}} = P_{\text{max}}(s) / P_{\text{moy}}(s) \quad (\text{B.12})$$

$$= \frac{\max_{t \in [0, T]} |s(t)|^2}{P_{\text{moy}}(s)} \quad (\text{B.13})$$

Et depuis l'équation (C.1),

$$PAPRRF = \frac{\max_{t \in [0, T]} |\Re[\tilde{x}(t)e^{j\omega_c t}]|^2}{P_{\text{moy}}(s)} \quad (\text{B.14})$$

D'après les auteurs de [57] :

$$|\Re[\tilde{x}(t)e^{j\omega_c t}]|^2 \leq |\tilde{x}(t)|^2 \quad (\text{B.16})$$

Et donc

$$\max_{t \in [0, T]} | \Re[\tilde{x}(t)e^{j\omega_c t}] |^2 \leq \max_{t \in [0, T]} | [\tilde{x}(t)] |^2 \quad (\text{B.17})$$

Et si on considère aussi que $P_{\text{moy}}(s) = 1/2P_{\text{moy}}(\tilde{x})$ alors on en déduit depuis l'équation (B.15) que le $PAPR_{RF}$ vaut :

$$PAPR_{RF} \leq 2. \frac{\max_{t \in [0, T]} | [\tilde{x}(t)] |^2}{P_{\text{moy}}(\tilde{x})} \quad (\text{B.18})$$

Le deuxième terme de la équation (B.18) représente bien 2 fois le « PAPR » en bande de base ($PAPR_{BdB}$), d'où :

$$PAPR_{RF} \leq 2. PAPR_{BdB} \quad (\text{B.19})$$

Et enfin en dB,

$$PAPR_{RF} [dB] \leq PAPR_{BdB} [dB] + 3 dB \quad (\text{B.20})$$

Enfin, nous tenons à préciser que l'identité est atteinte lorsque les puissances instantanées en radio fréquence et en bande de base ont le même maximum au même instant. Ceci est facilement réalisable lorsque $f_c \gg 1/TS$ où f_c est la fréquence de la porteuse RF et TS représente le temps symbole. Cette condition est toujours vérifiée pour les télécommunications. C'est pourquoi l'on peut affirmer qu'en pratique le $PAPR_{RF} [dB]$ est égal au $PAPR_{BdB} [dB] + 3 dB$.

Annexe C

Déduction des Signaux I/Q OFDM

Considérons le système de modulation de type OFDM comme en figure C.1 et le signaux qu'y transitent $\tilde{x}(t)$, $\tilde{x}_{ofdm}(t)$ et $s(t)$ définis ci-dessous [39].

$$\tilde{x}(t) = I(t) + j Q(t) \quad (C.1)$$

$$\tilde{x}_{ofdm}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} (I_k + jQ_k) e^{j 2\pi f_k t} \quad (C.2)$$

$$s(t) = \Re[\tilde{x}_{ofdm}(t) e^{j 2\pi f_c t}] \quad (C.3)$$

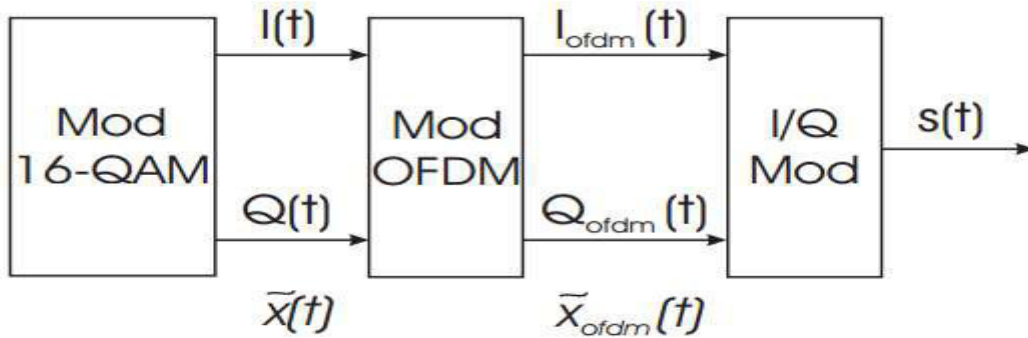


Fig. C.1 : Schéma Général pour la Modulation OFDM

Si on remplace le $\tilde{x}_{ofdm}(t)$ dans l'équation (C.3), alors on retrouve :

$$s(t) = \Re\left[\sum_{k=0}^{N-1} (I_k + jQ_k) e^{j 2\pi f_k t} e^{j 2\pi f_c t}\right] \quad (C.4)$$