

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Abderrahmane Mira
Faculté de Technologie



Département d'Automatique, Télécommunication et d'Electronique

Projet de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

Thème

Réduction du PAPR en transmissions basées sur l'OFDM par application de la C-A-PTS

Préparé par :

M^{lle} ABERBACHE Sarah

M^{lle} MACHTER Yasmina

Dirigé par :

Mr BELLAHSENE Hocine

Examiné par :

Mr ALLICHE Abdenour
Mr MEKHMOUKH Abdenour

Promotion 2020 - 2021

Remerciements

Toute notre reconnaissance et remerciement au Dieu,
le tout puissant qui nous a donné la force, le courage et la volonté pour élaborer ce travail.

On tient à manifester particulièrement toute notre plus vive gratitude
à **Mr BELLAHSENE Hocine**, qui a toujours fait preuve de disponibilité et qui nous a éclairés
tout au long de notre travail par ses conseils et orientations. Son enthousiasme ingénieux
accentue notre volonté et notre inspiration.

Nos remerciements vont également **Mr A.ALLICHE** et **Mr A.MEKHMOUKH**
pour avoir honoré en acceptant d'examiner notre travail.

Nous remercions nos chers parents pour leur soutien, confiance et leurs précieux conseils qui nous
ont éclairés dans l'accomplissement de ce travail.

Enfin, toute notre gratitude, notre reconnaissance et nos très vifs remerciements à tous ceux qui
ont contribué de près ou de loin et en particulier l'ensemble des enseignants du département ATE
de l'Université de BEJAIA.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

En première lieu, à la lumière de ma vie, aux êtres qui me sont les plus chers, Mes parents qui ont toujours aimé me voir réussir.

A mon père « **Mustapha** » pour son soutien moral et financier, son énormes sacrifices et encouragements qu'il m'a apportés.

A ma mère « **Taous** » ange de l'âme, source de l'espoir et de la tendresse, pour son amour, pour tous ce qu'elle a sacrifié pour moi, Tu es maman idéale.

A mes frères et sœur « **Fares, Yanis et Sabrina** »

A mes grandes-meres « **saadia** » et « **zineb** » source de ma joie.

A toutes ma familles « **Aberbache et Benazzoug** »

A « **Yasmîna** » ma chère sœur avant d'être binôme et a sa famille pour leur soutien et leur chaleureux accueil.

A mes meilleures amies « **Nesrine, Siham, Naima, Lila** ».

A tous ceux que j'aime et ceux qui m'aiment

Sarah

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A *mes très chers parents* qui ont tant donné pour me voir réussir. Que dieu leur procure
bonne santé et longue vie.

A mes très chers frères

Mourad, Hamid, Smail, Djamel, Farid, Rachid

A mes très chères sœurs

Karima, Naima, Hakima

A *Sarah* ma chère sœur avant d'être binôme et toute sa famille

A toute ma famille et mes meilleures amies

Nesrine, Siham, Sabrina, Samira, Cylia

A tous ceux que j'aime et ceux qui m'aiment

Yasmina

Table des matières

Table des matières	i
Table des figures	iv
Liste des tableaux	vi
Acronymes	vii
Introduction générale	1
I la transmission OFDM	3
I.1 Introduction	3
I.2 Technologie de transmission multi porteuses	3
I.3 Principe et fonctionnement de l'OFDM	3
I.3.1 L'Orthogonalité	4
I.3.2 la modulation OFDM	5
I.3.3 la démodulation OFDM	6
I.4 Chaîne de transmission OFDM	7
I.5 Problème des interférences	8
I.5.1 Interférence entre symboles	8
I.5.2 Interférence entre porteuses	8
I.6 Intervalle de garde	8
I.7 Caractéristique d'un signal OFDM	9
I.7.1 Distribution du signal OFDM	9
I.7.2 Distribution du PAPR des signaux OFDM	11
I.8 Avantages et inconvénients de l'OFDM	11
I.9 Conclusion	12
II PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)	13
II.1 Introduction	13
II.2 Généralités sur l'amplificateur de puissance	13

II.2.1	Définition	13
II.2.2	La fonction de transfert de l'amplificateur de puissance	14
II.3	Principe du PAPR	15
II.4	Fonction de répartition	16
II.5	Les méthodes de réduction de PAPR	17
II.5.1	La technique d'écrêtage et le filtrage (Clipping and Filetring)	17
II.5.2	La technique SLM (Selective Mapping)	17
II.5.3	La technique PTS (Partial Transmit Sequence)	17
II.5.4	La technique de codage	17
II.5.5	La technique RP (Random Phasor)	18
II.5.6	La technique TR (Tone Reservation)	18
II.5.7	La technique NN (Neural Network)	18
II.6	Critère d'évaluation de techniques de réduction de PAPR	18
II.7	Conclusion	19
III	La réduction du facteur de crête PAPR par l'application C-A-PTS	20
III.1	Introduction	20
III.2	Problématique	20
III.3	Réduction du PAPR dans le contexte MIMO-OFDM	21
III.3.1	Le système MIMO-OFDM	21
III.3.2	PAPR dans le système MIMO-OFDM	22
III.4	La technique PTS	23
III.4.1	Principe de la méthode PTS	23
III.4.2	Description des performances de la méthode PTS	24
III.4.3	Application de la méthode PTS en MIMO-OFDM	25
III.4.4	Avantages et inconvénients de la technique PTS	25
III.5	Alternative et Coopérative PTS	26
III.5.1	Alternative PTS (A-PTS)	26
III.5.2	Coopérative PTS (C-PTS)	27
III.6	La C-A-PTS	27
III.6.1	Description de la méthode C-A-PTS	27
III.6.2	La méthode C-A-PTS pour la réduction du PAPR dans le système MIMO-OFDM	27
III.6.3	Influence de C-A-PTS sur les performances du système	30
III.7	Approche dite conjointe	30
III.7.1	Application de la méthode conjointe sur le système MIMO-OFDM	31
III.7.2	Influence de la méthode conjointe sur le système	32
III.8	conclusion	33

IV Simulations et discussion des Résultats	34
IV.1 Introduction	34
IV.2 Partie 1 : Paramètres et simulations pour le système OFDM	35
IV.2.1 La structure de la chaine de transmission	35
IV.2.2 Le bloc FFT	37
IV.3 Partie 2 : La réduction du PAPR par PTS	38
IV.3.1 Réduction par la méthode PTS	39
IV.3.2 Comparaison entre différentes techniques de réduction	41
IV.3.3 Interprétation des résultats	42
IV.4 Partie 3 : Réduction du PAPR par l'application C-A-PTS	43
IV.4.1 La technique A-PTS	43
IV.4.2 La technique C-PTS	44
IV.4.3 La technique C-A-PTS	44
IV.4.4 Comparaison des résultats des techniques étudiées	46
IV.5 Implémentation de l'approche conjointe	47
IV.5.1 Comparaison des résultats de la C-A-PTS et l'approche conjointe	47
IV.6 Conclusion	47
Conclusion générale	49
Bibliographie	50

Table des figures

I.1	Principe et fonctionnement de l'OFDM	4
I.2	Orthogonalité des porteuses OFDM	4
I.3	Schéma bloc d'un modulateur OFDM	6
I.4	Schéma bloc d'un démodulateur OFDM	6
I.5	Chaîne d'une transmission OFDM	7
I.6	Intervalle de garde	8
I.7	Les différentes méthodes d'insertion d'intervalle de garde	9
I.8	Histogramme de l'amplitude de signal OFDM	10
II.1	la forme des deux caractéristiques pour un amplificateur de puissance SSPA	14
II.2	Représentation du (PAPR)	15
II.3	Mesure du gain de réduction PAPR	19
III.1	Principe d'un système MIMO-OFDM.	22
III.2	Schéma bloc de la méthode PTS	23
III.3	PTS avec différent nombre de sous-blocs	24
III.4	Schéma bloc de C-A-PTS avec 2 antennes à l'émission	29
III.5	Les relations conjuguées et symétrique entre les coefficients de pondération Optimale à deux antennes	29
III.6	Influence de C-A-PTS sur les performances du système	30
III.7	Schéma bloc de la méthode conjointe	31
III.8	Schéma bloc de la méthode conjointe pour un système MIMO-OFDM	32
III.9	Influence de la méthode conjointe sur les performances du système	32
IV.1	La chaîne de simulation	35
IV.2	Influence du type de modulation sur BER	36
IV.3	Influence de différentes modulations QAM sur BER	36
IV.4	Variation de BER en fonction de SNR avec le canal AWGN et Rayleigh	37
IV.5	Signal OFDM dans le domaine temporel	38
IV.6	CCDF de signaux OFDM avec différents nombres de sous-porteuses (N)	39
IV.7	La technique PTS avec M=2, M=4, M=8	40
IV.8	BER pour la méthode PTS	41
IV.9	Comparaison Clipping-PTS-SLM	42

IV.10	La technique A-PTS	43
IV.11	La technique C-PTS	44
IV.12	La technique C-A-PTS	44
IV.13	Comparaison entre les techniques A-PTS, C-PTS, C-A-PTS	45
IV.14	Comparaison entre les techniques C-A-PTS, SLM	46
IV.15	Réduction du PAPR en utilisant la méthode conjointe	47

Liste des tableaux

IV.1 Les Paramètres de la simulation	41
IV.2 Interprétation des résultats	42
IV.3 Comparaison des résultats de différentes techniques de réduction	46
IV.4 Comparaison des résultats de la C-A-PTS et l'approche conjointe	47

Listes des acronymes

A-PTS	Alternative Partial Transmit Sequences
AP	Amplificateur de Puissance
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	BinaryPhase Shift Keying
C-A-PTS	Cooperative and Alternative Partial Transmit Sequences
C-PTS	Cooperative Partial Transmit Sequences
CAN	Conversion Analogique Numérique
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CDF	Cumulative Distribution Function
CNA	Conversion Numérique Analogique
CP	Cyclic Prefix
dB	Décibels
DFT	Discrete Fourier Transform
FFT	Fast Fourier Transform
FSK	Frequency-Shift Keying
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEP	Interference Entre Porteuse
IES	Interference Entre Symbols
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
MIMO-OFDM	Multiple- Input Multiple- Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MIMO	Multiple- Input Multiple- Output

NN	Neural Network
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PSK	Phase Shift Keying
PTS	Partial Transmit Sequences
QAM	Quaternary Amplitude Modulation
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
RP	Random Phasor
SFC	Simplified Clipping and Filtering
SISO	Single Input Single Output
SI	Side Information
SLM	Select Mapping
SNR	Signal to Noise Ratio
SQNR	Signal-to-QuantizationNoise Ratio
SSPA	Solide State Power Amplifier
STBC	Space Time Bloc Coding
TEB	Taux Erreur Binaire
TOP	Tube à Onde Progressive
TR	Tone Reservation
ZP	Zero-Padding

Introduction générale

Le monde des télécommunications est actuellement à un carrefour très important de son évolution. Plus particulièrement en ce qui concerne les communications sans fil, dont l'importance ne cesse de s'accroître très rapidement en raison des nombreuses avancées dans le domaine et de leur accessibilité au public. De plus, grâce à la miniaturisation des technologies, leur performance a s'améliorer et continuera d'augmenter à un rythme effréné.

Les secteurs de la communication sans fil et de la communication mobile constituent en ce sens des défis importants. Au fil du temps, plusieurs générations se sont succédé afin d'augmenter le débit et la capacité tout en maintenant une qualité de service appréciable. Le monde sans fil est ainsi passé par la modulation analogique avant d'adopter définitivement la modulation numérique. L'évolution dans ce domaine se fait très rapidement et n'est pas prête de s'arrêter ni même de ralentir.

Au cours des dernières années, des systèmes utilisant la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ont été développés et perfectionnés. Cette technique a contribué à l'épanouissement de la 4G et a été retenue pour la 5G, actuellement en déploiement dans certains pays. Grâce à la facilité de l'implémentation de l'OFDM, il a été possible de réduire la complexité de l'émetteur et du récepteur tout en augmentant l'efficacité spectrale. En revanche l'inconvénient majeur de l'OFDM est représenté 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. Ce problème est l'un des aspects les plus défavorables car il perturbe la transmission de l'information et diminue le SQNR (Signal-to-Quantization Noise Ratio) du CAN et du CNA tout en dégradant l'efficacité de l'amplificateur de puissance au niveau de l'émetteur. Le PAPR est plus important dans la liaison montante car, l'efficacité de l'amplificateur de puissance est critique en raison de la puissance limitée de la batterie dans un terminal mobile que la liaison descendante.

Le but de notre mémoire est d'étudier et d'implémenter les techniques proposées pour résoudre cette problématique nous l'organisons comme suit :

Dans le premier chapitre, d'abord nous allons présenter la modulation OFDM qui est la modulation multi-porteuse, ensuite nous abordons son principe, ses caractéristiques, ses avantages et inconvénients.

L'étude de problème du PAPR élevé du signal OFDM sera abordé dans le deuxième chapitre ainsi les différentes techniques qui permet le réduire.

Le troisième chapitre on fera une étude approfondie de l'approche PTS en tant que solution possible

au problème du PAPR, l'implémentation de cette méthode ainsi ses variantes telles que l'A-PTS et la C-PTS et la C-A-PTS qui est le cœur de ce chapitre.

Le quatrième chapitre, c'est le dernier chapitre où nous présentons un ensemble des simulations et interprétations.

Enfin, nous clôturons ce travail par une conclusion générale.

Chapitre I

la transmission OFDM

I.1 Introduction

Ces dernières années, les systèmes de communications sans fil connaissent un développement éblouissant et progressif, et de plus en plus la nécessité d'utilisations d'une grande vitesse de transmission et quantité de données s'imposent. Les schémas de modulations multi-porteuses constituent un choix approprié pour répondre à ces exigences. Bien que le multiplexage par répartition de fréquences orthogonales (OFDM) soit la technique de modulation la plus utilisée, afin de comprendre son principe, ses avantages et ses inconvénients, un chapitre complet lui en consacré.

I.2 Technologie de transmission multi porteuses

Les interférences intersymboles apparaissent souvent comme un obstacle dans les techniques de modulation à porteuse unique, car ces techniques sont sensibles à la sélectivité fréquentielle ou temporelle du canal principalement dans un environnement propice aux phénomènes de multi-trajets. Afin de surmonter ces effets négatifs tout en augmentant le débit de transmission, les techniques de modulation multiporteuses ont été introduites et développés.

La technique de modulation multiporteuse consiste à émettre des données numériques en modulant simultanément sur un grand nombre de porteuses. Par conséquent, sur certains canaux multi-trajets en fréquence atténués, le système sera toujours capable de récupérer les signaux perdus sur d'autres sous-porteuses qui ne sont pas affectées par le phénomène de trajets multiples [1]. La modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est un type particulier de transmissions multi-porteuses dont l'originalité est de multiplexer l'information sur des sous-porteuses orthogonales.

I.3 Principe et fonctionnement de l'OFDM

L'OFDM est une technique qui divise la bande de fréquence en sous-canaux orthogonaux et uniformes, c'est-à-dire elle répartie les symboles sur un grand nombre de porteuses à faible débit,

à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible.

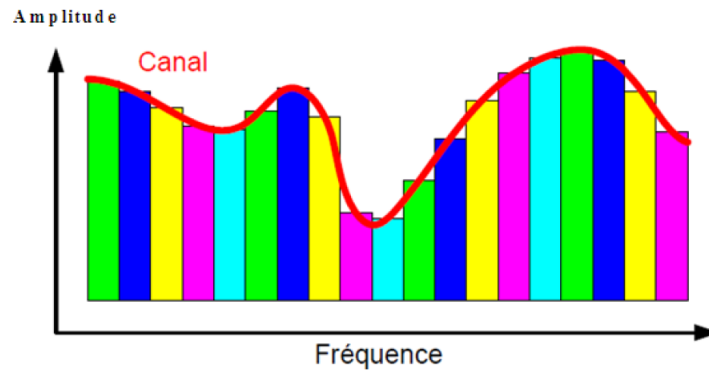


FIGURE I.1 – Principe et fonctionnement de l'OFDM

I.3.1 L'Orthogonalité

L'orthogonalité est une propriété fondamentale qui consiste à transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et permet de les détecter sans interférence.

La technique de modulation OFDM autorise un fort recouvrement spectral entre les sous-porteuses. Cependant, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité dans les domaines temporel et fréquentiel au même temps pour un bon fonctionnement.

Lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, l'espace entre chaque sous-porteuse qui est fixé à $1/T$ permet d'annuler le spectre de toutes les autres : c'est la condition d'orthogonalité. Cette propriété est illustrée par la figure I.2.

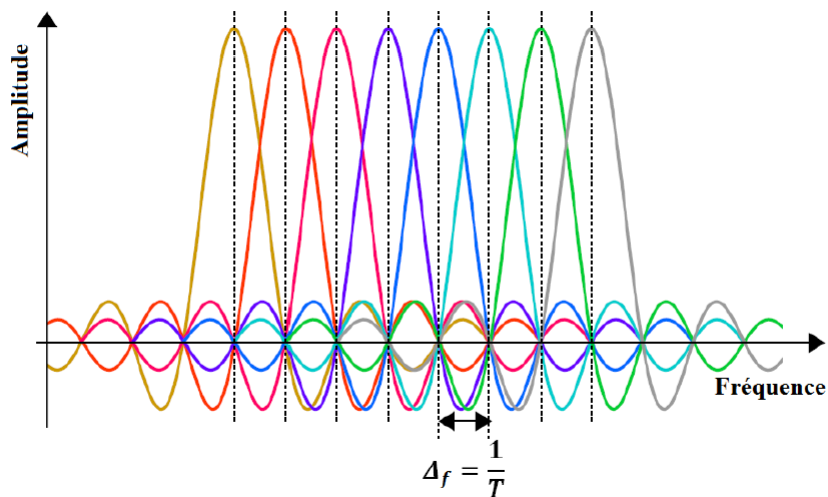


FIGURE I.2 – Orthogonalité des porteuses OFDM

- **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 $a(t)$ et $b(t)$ si :

$$\int_0^{T_s} a(t)b(t)dt = 0 \quad (\text{I.1})$$

Les signaux $a(t)$ et $b(t)$ sont alors orthogonales sur l'intervalle d'intégration $[0 T]$.

I.3.2 la modulation OFDM

Le principe du multiplexage est de grouper des données numériques par paquet de N symboles qu'on appellera symbole OFDM. Chaque symbole QAM du symbole OFDM est modulé par une fréquence porteuse différente.

Considérons les N symboles $[X_0, X_1, \dots, X_N - 1]$ émis pendant une durée symbole T_u . Chaque symbole complexe est modulé par un signal à la fréquence f_k mais de durée N fois plus grande que T_s ($T_u = NT_s$).

Le signal $x(t)$ résultant de la modulation de tous les signaux modulés est la somme des signaux élémentaires :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{2\pi j f_k t} \quad \text{pour } t \in [kT_u, (k+1)T_u] \quad (\text{I.2})$$

Avec $x(t)$ correspond au symbole OFDM.

Le multiplexage en fréquence a la particularité d'être orthogonal en fixant l'espacement entre chaque fréquence à $1/T_u$.

Alors le symbole OFDM peut s'écrire [2] :

$$x(t) = e^{2\pi j f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{2\pi j \frac{kt}{T_u}} \quad \text{avec } f_k = f_0 + \frac{k}{T_u} \quad (\text{I.3})$$

Où f_0 représente la première fréquence porteuse, de la bande du signal.

La synoptique illustré sur la figure I.3 représente le schéma bloc de la modulation OFDM. Les éléments binaires sont regroupés par paquets de n bits pour former des symboles $QAM - 2^n$. Par la suite, les symboles X_K série sont mis en parallèle et sont modulés par la fréquence porteuse correspondante. Enfin, tous les signaux sont additionnés avant d'être émis.

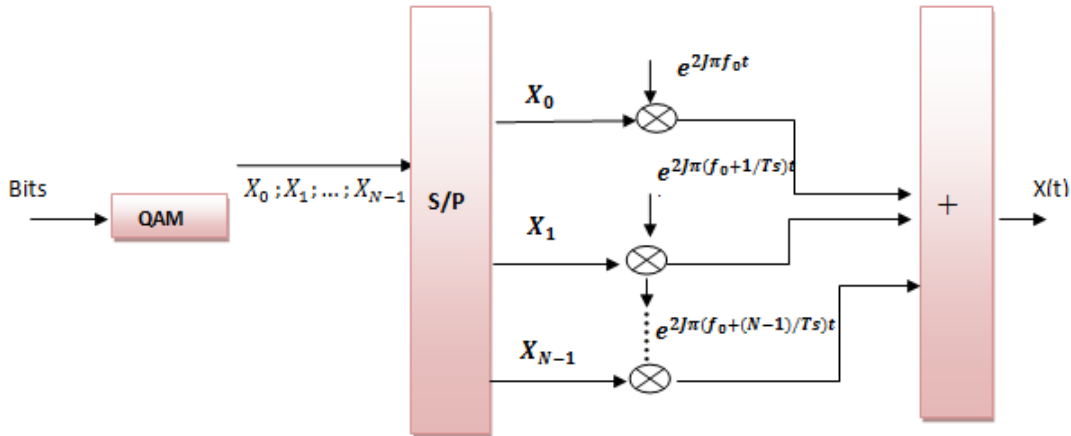


FIGURE I.3 – Schéma bloc d’un modulateur OFDM

I.3.3 la démodulation OFDM

Le signal ayant traversé le canal de transmission et qui parvient au niveau récepteur sur une durée symbole T_s , est donnée par l’équation (I.4)

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (I.4)$$

Où $H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de fréquence f_k et à l’instant t. Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s .

La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses comme la montre la figure I.4 .

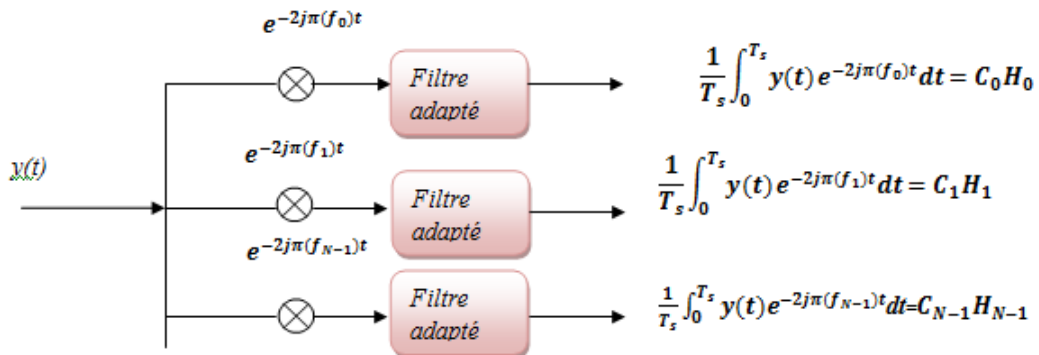


FIGURE I.4 – Schéma bloc d’un démodulateur OFDM

I.4 Chaîne de transmission OFDM

La figure I.5 montre les différents modules qui composent une chaîne de transmission basée sur OFDM. Il comprend un émetteur, un récepteur et un canal radio par lequel s'effectue la transmission [3]. Le modulateur QAM convertit les données binaires en symboles x_k complexes. Le convertisseur série-parallèle (S/P) organise les symboles dans un groupe de N symboles (trames), et la durée T_u d'une trame est N fois la durée d'un symbole série réduisant l'effet de canal. Par la suite une transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) est appliquée via l'algorithme IFFT afin d'obtenir le symbole OFDM. IDFT est utilisé pour transformer le spectre d'un signal OFDM du domaine fréquentiel au domaine temporel afin de le transmettre à travers le canal. Viens juste après l'étape du rajout d'une quantité de données nommée préfixe cyclique ou CP (Cyclic Prefix) de durée T_g , il copie les derniers symboles N_g de la trame OFDM, et les ajoutés ensuite au début de la trame. Après conversion parallèle-série P/S, on obtient enfin le symbole OFDM, qui contient $N_s = N + N_g$ symboles de durée totale $T_s = T_u + T_g$ que l'on transmet à travers un canal.

À la réception, les opérations inverses sont réalisées, commençant par la suppression du préfixe cyclique ou les données sont remis en parallèle, puis la décomposition spectrale des échantillons reçus en utilisant la transformée de Fourier discrète (DFT) via l'algorithme FFT, enfin la démodulation est réalisée pour retrouver les données binaires transmis [4].

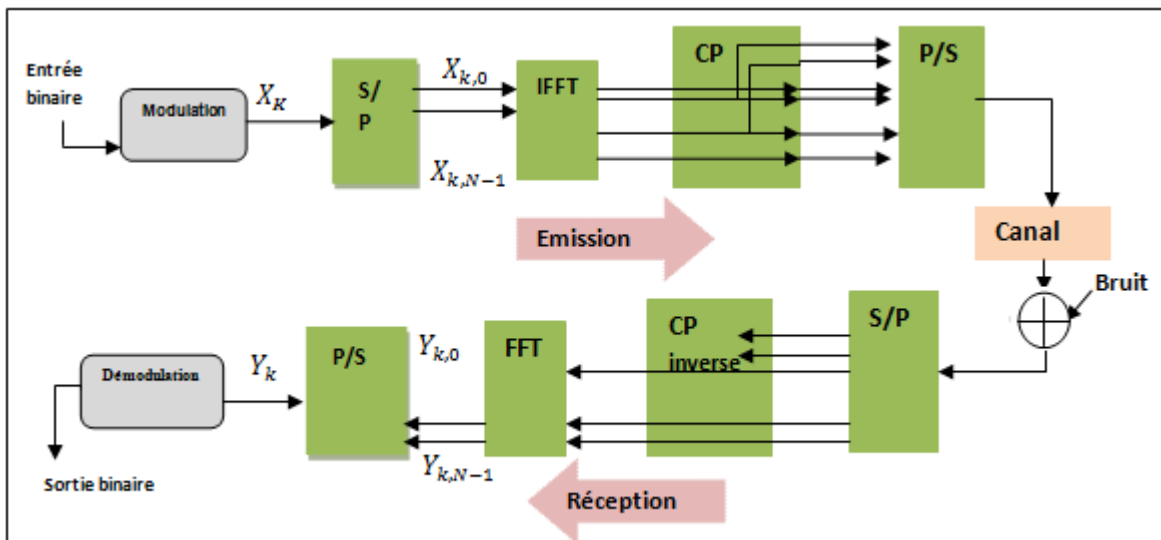


FIGURE I.5 – Chaîne d'une transmission OFDM

I.5 Problème des interférences

I.5.1 Interférence entre symboles

Les signaux OFDM sont transmis à des intervalles égaux, et ils doivent emprunter un certain chemin pour atteindre le récepteur. Dans le cas d'un canal à trajets multiples, un symbole transmis prend différents retards pour arriver au récepteur à cause des différents chemins de propagation, ce qui cause des étalements temporels différents. L'extension de la durée des symboles entrainera le chevauchement des symboles entre eux, ce qui donne naissance à l'interférence entre symboles (IES) [5].

I.5.2 Interférence entre porteuses

L'interférence entre porteuse (IEP) est causée par une perte d'orthogonalité, ce qui se traduit par la présence des symboles de données des sous-porteuses adjacentes dans la sous-porteuse actuelle [4].

I.6 Intervalle de garde

La multiplication des symboles reçus est suffisante à compenser les distorsions du canal au sein d'un symbole OFDM. Cependant, il peut subsister une légère interférence entre deux symboles OFDM transmis consécutivement.

Pour s'en affranchir, il est possible d'ajouter un espace entre les symboles OFDM appelée intervalle de garde comme le montre la figure I.6, d'une durée supérieure à l'étalement des retards. Ainsi les derniers échos du symbole OFDM auront lieu durant cet intervalle, et le symbole OFDM suivant ne sera plus perturbé par le précédent. Bien que l'intervalle de garde permette de réduire les interférences, il conduit naturellement à une perte de débit utile puisque aucune information utile n'est transmise pendant cet intervalle, ce qui exige en pratique un bon compromis entre diminution des erreurs et perte de débit utile.

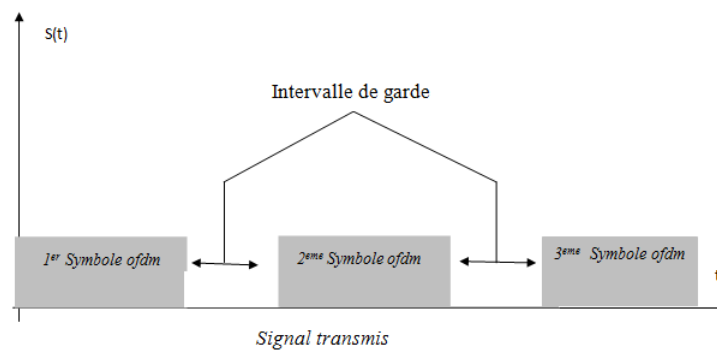


FIGURE I.6 – Intervalle de garde

Il existe deux méthodes permettant l'insertion de l'intervalle de garde dans un système OFDM [6] :

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

la figure I.7 montre les deux méthodes (CP) et (ZP) permettant l'insertion de l'intervalle de garde.

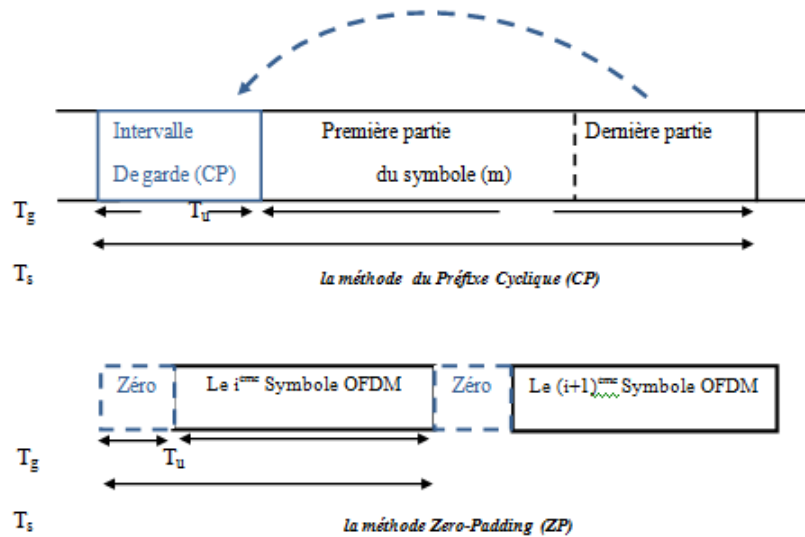


FIGURE I.7 – Les différentes méthodes d'insertion d'intervalle de garde

I.7 Caractéristique d'un signal OFDM

Le fait que le signal temporel OFDM soit une somme de N sous porteuses signifie que l'amplitude de ce signal varie fortement. Une caractéristique importante du signal OFDM est qu'il a une large dynamique. Ainsi, les parties du signal ayant une forte amplitude peut être affectées par les non-linéarités des composants analogiques notamment celles de l'amplificateur de puissance. Dans cette section, nous présentons la dynamique du signal OFDM en étudiant sa distribution en amplitude ou en puissance, en suite nous définirons brièvement son PAPR.

I.7.1 Distribution du signal OFDM

Il est recommandé d'utiliser l'histogramme d'amplitude ou de puissance comme moyen d'étudier les grandes variations dans le signal.

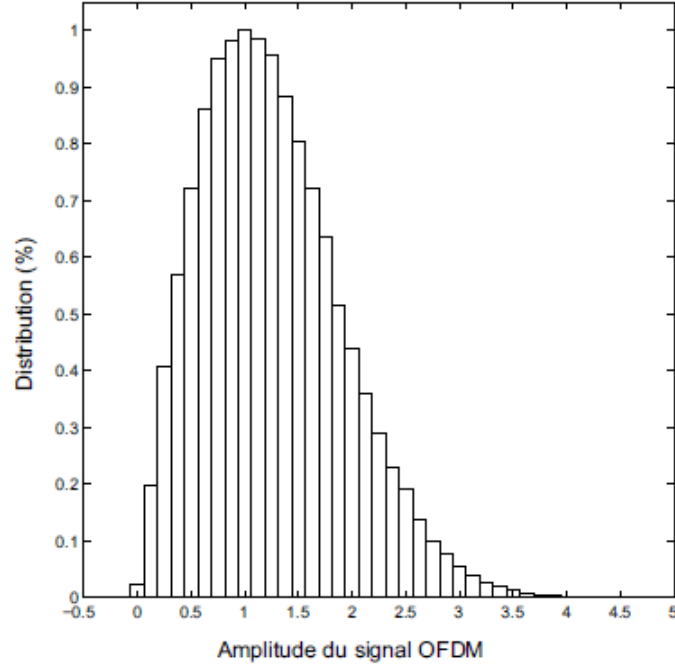


FIGURE I.8 – Histogramme de l’amplitude de signal OFDM

Les entrées de l’IFFT proviennent d’un alphabet limité. Les parties réelle et imaginaire de la constellation $M - QAM$ possède \sqrt{M} états différents. Par conséquent, leurs amplitudes prennent des valeurs différentes $\sqrt{M/2}$

Dans le cas de l’OFDM, Plusieurs facteurs affectent le changement d’amplitude du signal, à savoir le nombre de sous-porteuses, le facteur de sur-échantillonnage, la modulation numérique et le filtrage [7] [8].

La Figure I.8 montre un exemple d’histogramme de puissance de signal OFDM lorsque $M = 16$ et $N = 64$, montrant la dynamique élevé du signal.

Généralement, les modulations numériques supposent que les éléments du vecteur $X=[X_0,X_1,\dots,X_N]$ sont des variables aléatoires mutuellement indépendantes et identiquement distribuées, avec une valeur moyenne nulle et une variance $\frac{1}{2}\sigma^2$ tel que [9] :

$$E[X_i] = 0 \tag{I.5}$$

$$E[X_i X_q^*] = \begin{cases} \frac{1}{2}\sigma^2 & \text{si } i = q \\ 0 & \text{si } i \neq q \end{cases} \tag{I.6}$$

Où σ est la variance du signal OFDM.

Ainsi, le signal OFDM $x(t)$ peut s'écrire [4] :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \text{Re}(X_k) \cos(2\pi f_k t) + j \sum_{k=0}^{N-1} \text{Im}(X_k) \sin(2\pi f_k t) = I(t) + jQ(t) \quad (\text{I.7})$$

où $\text{Re}(X_k)$ et $\text{Im}(X_k)$ représentent respectivement les parties réelle et imaginaire du symbole X_k .

En utilisant le Théorème de la Limite Centrale de Lyapunov [10], nous prouvons que lorsque N est suffisamment grand, la partie réelle $I(t)$ et la partie imaginaire $Q(t)$ sont mutuellement indépendantes et tendent vers une distribution Gaussienne avec une moyenne nulle et de variance $\frac{1}{2}\gamma^2$. Par conséquent, l'amplitude du signal OFDM définie par : $\rho(t) = \sqrt{|I(t)|^2 + |Q(t)|^2}$ suit asymptotiquement une distribution de Rayleigh de paramètre σ [4][11].

I.7.2 Distribution du PAPR des signaux OFDM

Un point qui peut être critiqué dans les systèmes OFDM est la variation importante de l'amplitude du signal en fonction des symboles à transmettre. En effet, si l'addition des porteuses se fait de manière cohérente. Le PAPR peut être très important, rend les signaux OFDM très sensibles aux non-linéarités des composants analogiques, en particulier celles de l'amplificateur de puissance. Le prochain chapitre est consacré à l'étude du PAPR et les différentes méthodes pour le réduire.

I.8 Avantages et inconvénients de l'OFDM

L'utilisation massive de l'OFDM s'explique par le grand nombre d'avantages qui caractérisent une telle technique de modulation, on peut citer :

- L'un des principaux avantages de l'OFDM est l'utilisation optimale de la bande passante, en comparaison avec le multiplexage fréquentiel classique. Ceci est dû à l'orthogonalité entre les porteuses qui leur permet de se chevaucher sans interférer entre elles.
- Une égalisation numérique et un décodage simple et optimal grâce à l'utilisation de l'intervalle de garde.
- Les techniques multi-porteuses sont robustes face aux bruits impulsifs puisque chaque porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses.
- La modulation OFDM facilite l'estimation du canal radio. En effet, certaines sous-porteuses sont exclusivement réservées à l'envoi simultané d'une séquence d'apprentissage et de pilotes pour l'estimation du canal.
- Coût faible et implémentation facile et efficace de la modulation et démodulation grâce à l'outil de transformée de Fourier rapide (FFT) et son inverse (IFFT).

Malgré ces avantages, certains problèmes limitent la simplicité et l'efficacité de la technique de modulation OFDM.

- Le problème du facteur de crête, l'enveloppe du signal OFDM présente de grands pics ce qui sature rapidement l'amplificateur de puissance.

- Problèmes de décalage fréquentiel (Frequency offset) et de synchronisation [12]. En effet, le décalage fréquentiel engendre de l'interférence entre sous-porteuses qui peut détruire l'orthogonalité des sous-porteuses, quant aux erreurs de synchronisation, elles induisent un déphasage sur les symboles reçus.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons décrit et caractérisé le signal OFDM. Le système multiporteuses permet de surmonter efficacement les dégradations introduites par le canal comme la sélectivité en fréquence et le bruit. Grâce aux progrès dans la fabrication des circuits numériques, la réalisation du système OFDM devient possible.

En revanche elle souffre du problème du facteur de crête élevé ou en encore « Peak-to-Average Power Ratio » PAPR qui fait l'objet de chapitre suivant.

Chapitre II

PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)

II.1 Introduction

Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre précédent, la transmission multiporteuse, communément appelée multiplexage par répartition orthogonales en fréquences (OFDM) est l'une des techniques de modulation qui a été largement employée dans les systèmes de communications sans fil. En raison de sa capacité de transmettre des données à haut débit avec une largeur de bande relativement importante et une immunité robuste contre les évanouissements par trajets multiples. Les systèmes de communication multiporteuse rivalisent avec les systèmes à porteuse unique, mais ils souffrent d'un grave inconvénient, à savoir d'un rapport entre la puissance de crête et la puissance moyenne (PAPR) élevé du fait de l'enveloppe très fluctuante de signal transmis [13]. A cet effet dans ce chapitre toutes les notions relatives au problème de PAPR seront définies par la suite les méthodes pour la réduction de ce dernier seront décrites.

II.2 Généralités sur l'amplificateur de puissance

II.2.1 Définition

Pour assurer correctement l'acheminement des informations, les émetteurs des systèmes de communication ont besoin d'amplificateur de puissance (AP), afin de fournir une certaine puissance aux signaux radio fréquence (RF) pour éviter qu'ils ne soient fortement affaiblis lors de leur propagation dans l'espace libre [14]. Cependant, l'AP est un composant analogique dont la caractéristique de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée est non-linéaire. De plus, il représente l'élément qui consomme le plus d'énergie à l'émission [10].

En général, on distingue deux catégories d'amplificateurs de puissance qui sont utilisés dans les systèmes de télécommunications, l'amplificateur à tubes à ondes progressives (TOP) et l'amplificateur de puissance à semi-conducteurs à état solide SSPA (Solid State Power Amplifier) [15].

II.2.2 La fonction de transfert de l'amplificateur de puissance

Représente les relations entrées-sorties AM/AM (Amplitude à Amplitude) et AM/PM (Amplitude à Phase), appelées aussi caractéristiques de transfert ou conversions AM/AM qui donne la relation entre l'amplitude de la tension de sortie en fonction de celle de l'entrée, et AM/PM qui donne la variation de la phase de la tension de sortie en fonction de l'amplitude de la tension d'entrée, ont une allure typique pour tous les amplificateurs de puissance à l'état solide SSPA [16]

la figure II.1a et la figure II.1b illustrent respectivement la forme des deux caractéristiques d'un amplificateur de puissance (AP).

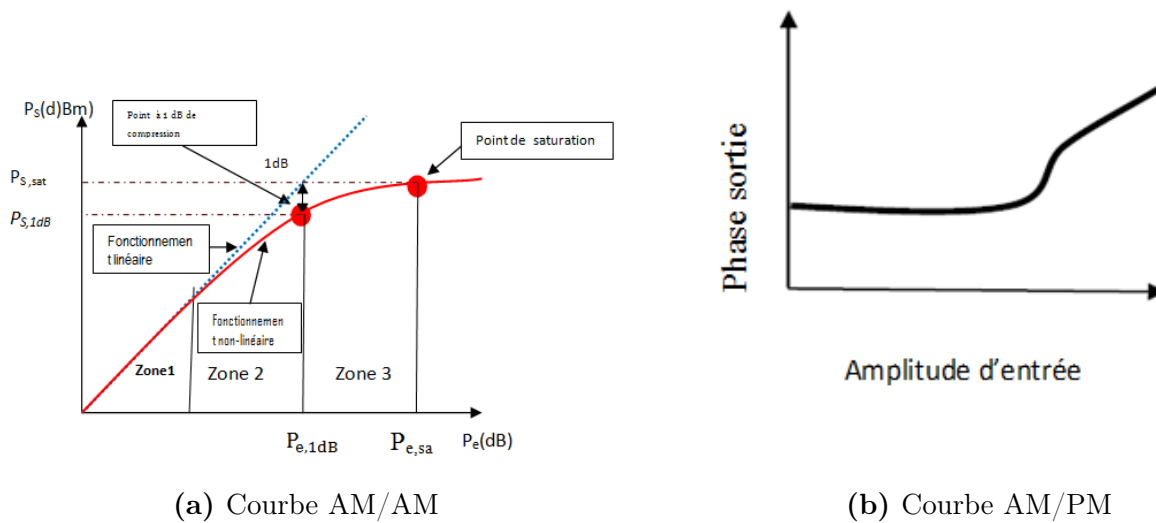


FIGURE II.1 – la forme des deux caractéristiques pour un amplificateur de puissance SSPA [17]

La caractéristique AM/AM de l'amplificateur de puissance se divise en trois zones [15] :

- **Zone linéaire (Zone 1) :**

l'amplificateur dans cette zone possède un comportement linéaire. La puissance de sortie (P_s) est proportionnelle à la puissance d'entrée (P_e) selon un rapport appelé gain de l'amplificateur tel que :

$$P_s(\text{dBm}) = P_e(\text{dBm}) + G(\text{dB}) \quad (\text{II.1})$$

- **Zone de compression (Zone 2) :**

Dans cette zone, la puissance de sortie n'est plus proportionnelle à la puissance d'entrée, la courbe commence à s'éloigner (par rapport à la droite linéaire) et les distorsions du signal apparaissent et sont de plus en plus importantes. Le gain de l'amplificateur diminue pour de fortes puissances d'entrées, on parle de zone de compression du gain. Le point à 1 dB de compression est situé dans cette zone [14], il est défini comme étant le point où l'écart entre

les courbes de fonctionnement linéaire et non linéaire en puissance vaut 1 dB. Ce point est une caractéristique de l'amplificateur de puissance.

- **Zone de saturation (Zone 3) :**

dans cette zone, la puissance de sortie est quasi constante quelle que soit la puissance d'entrée. On parle alors de puissance de saturation.

II.3 Principe du PAPR

Le PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) est la relation entre la puissance maximale d'un échantillon dans un symbole de transmission OFDM divisée par la puissance moyenne de ce symbole. En termes simples, le PAPR est le rapport entre la puissance de crête et la puissance moyenne d'un signal. Il est exprimé en dB. L'expression du PAPR est donnée par l'équation (I.2)

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

Le PAPR se produit lorsque, dans un système multiporteuse, les différentes sous-porteuses sont déphasées les unes par rapport aux autres. Lorsque tous les points atteignent simultanément la valeur maximale, l'enveloppe de sortie s'élève soudainement, ce qui provoque un "pic" dans l'enveloppe de sortie [18]. À chaque fois qu'on aura un pic du signal, l'AP doit consommer plus d'énergie pour le transmettre. Or il est nécessaire d'optimiser la consommation d'énergie surtout dans les transmissions sans fil.

Sur La figure II.2, il apparait clairement l'existence de pics très élevés caractérisant le signal OFDM ce qui augmente considérablement le PAPR.

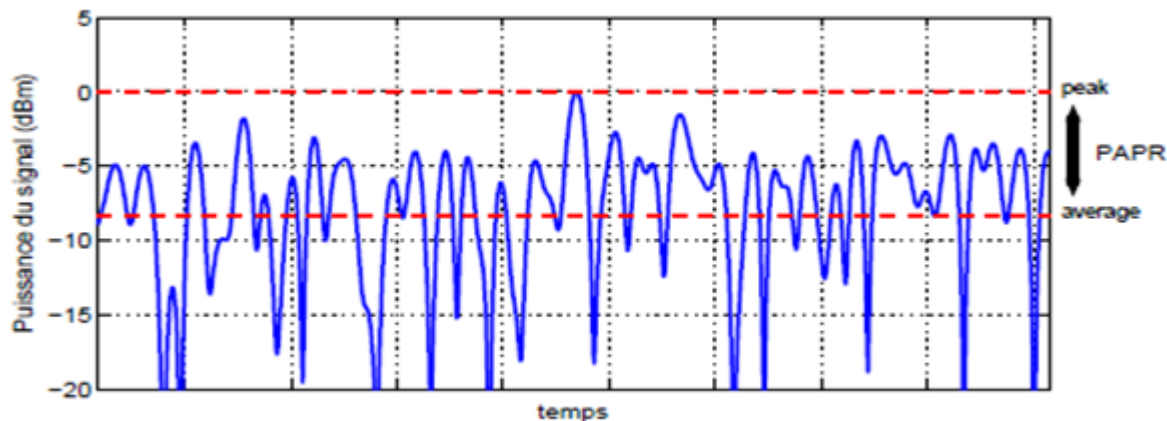


FIGURE II.2 – Représentation du (PAPR)

II.4 Fonction de répartition

Le caractère aléatoire du PAPR qui consiste à mesurer les variations de l'enveloppe d'un signal multiporteuses, ce caractère vient du fait que les symboles d'entrée arrivent aléatoirement à l'entrée de modulation. Chaque symbole est porté par une porteuse, l'addition de ces porteuses peut être cohérente sur certains instants, engendrant ainsi des pics d'amplitude. L'analyse du PAPR peut être conduite par une étude déterministe qui consiste à calculer sa valeur maximale ou une borne supérieure, ou une étude statistique souvent réalisée à l'aide de la fonction de répartition CDF (Cumulative distribution function) ou bien sa fonction complémentaire CCDF (Complementary Cumulative distribution function) [19].

Pour un système OFDM à M porteuses, la valeur maximale du PAPR est donnée par [20] :

$$PAPR_{max} = M \quad (\text{II.3})$$

La valeur maximale de PAPR la plus élevée possible se produit lorsque toutes les sous porteuses portent le même symbole. En effet, la probabilité d'avoir un PAPR égal au nombre de porteuses pour 64 porteuses par exemple est d'environ $2^{-64} \approx 10^{-19}$.

L'étude déterministe ne donne pas alors suffisamment d'informations sur les variations du signal.

Donc il est plus raisonnable d'étudier le caractère aléatoire du PAPR à travers l'analyse de sa CCDF qui est définie par la probabilité qu'une variable aléatoire dépasse une certaine valeur seuil $PAPR_0$ qu'on note γ .

$$CCDF(PAPR) = Pr(PAPR \geq \gamma) \quad (\text{II.4})$$

Pour des valeurs importantes de M , la CCDF est donnée par [10] :

$$Pr(PAPR \geq \gamma) \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^M \quad (\text{II.5})$$

Cependant, quand on procède à un sur-échantillonnage pour modéliser un signal OFDM dans le cas continu, la courbe de la CCDF du PAPR est légèrement décalée. Si on ne fait pas de sur-échantillonnage, il est possible de rater l'échantillon présentant le plus grand pic de puissance. Une approximation empirique correspondant au cas continu du signal OFDM a également été donnée par Van Nee et De Wild [21], en modélisant le processus de sur-échantillonnage comme la considération d'un nombre plus grand d'échantillons indépendants entre eux. Cette approximation est donnée par :

$$Pr(PAPR \geq \gamma) \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^{\alpha M} \text{ avec } \alpha = 2.8 \quad (\text{II.6})$$

Un facteur de sur-échantillonnage de 4 suffit pour représenter le signal OFDM dans le cas continu, puisque pour un facteur plus élevé on trouve la même courbe de la CCDF de PAPR.

II.5 Les méthodes de réduction de PAPR

Il existe plusieurs techniques de réduction de PAPR parmi lesquelles on peut citer :

II.5.1 La technique d'écrêtage et le filtrage (Clipping and Filtering)

C'est la technique la plus simple utilisée pour réduire le PAPR dans un système OFDM. L'idée de base de cette technique est d'écrêter les parties des signaux qui ont des pics élevés qui dépassent un certain seuil prédéterminer avant d'introduire le signal dans un amplificateur de puissance [22]. L'écrêtage étant une opération non linéaire engendre des distorsions dans la bande utile qui dégradent le TEB et des distorsions hors bande qui causent des interférences. Donc un bon codage canal et filtrage sont nécessaires afin d'augmenter le taux d'erreur binaire et d'atténuer les interférences.

II.5.2 La technique SLM (Selective Mapping)

C'est une technique prometteuse de réduction de PAPR, elle est basée sur la multiplication des symboles d'entrée issus d'une modulation numérique par une série de différents vecteurs générant plusieurs versions du signal OFDM à différentes phases après le passage de plusieurs transformées fourier rapides inverses (IFFT). La version du signal qui représente la meilleure performance en PAPR est retenue.

II.5.3 La technique PTS (Partial Transmit Sequence)

La séquence de transmission partielle PTS est l'une des méthodes les plus utilisées et elle peut être divisée en deux étapes principales. Tout d'abord, le signal OFDM original est divisé en plusieurs sous-blocs. Ensuite on ajoute les sous-blocs à rotation de phase pour développer plusieurs signaux candidats afin de sélectionner le signal avec le PAPR le plus faible pour la transmission.

II.5.4 La technique de codage

Cette technique consiste à exploiter la redondance introduite par un choix adéquat du code, afin d'éviter de transmettre les symboles OFDM à fort PAPR. Le code va servir également à sa fonction primaire, la correction d'erreur [19].

Généralement les méthodes de réduction du PAPR basées sur les techniques de codage, ont des gains très importants en PAPR pratique elles ne sont réalisables que pour un faible nombre de porteuses, leur application n'est pas envisageable pour des applications de transmissions à grand nombre de porteuses.

II.5.5 La technique RP (Random Phasor)

Cette technique est plus simple que la technique SLM classique, elle vérifie d'abord si le PAPR du symbole OFDM est supérieur à un certain seuil, et si oui, pondère les symboles fréquentiels pour réduire le PAPR.

II.5.6 La technique TR (Tone Reservation)

La technique TR a été proposée par Tellado [23], basée sur la réservation d'un petit ensemble de tonalités qui sont appelées porteuses, afin de les utiliser pour la réduction de PAPR. Le nombre et la position des porteuses réservées sont connus du récepteur et de l'émetteur [24]. Par ailleurs la performance de TR en réduction de PAPR dépend du nombre de tonalités réservées et de leur position.

II.5.7 La technique NN (Neural Network)

Récemment, les réseaux de neurones ont trouvé de nombreuses applications dans le domaine de la communication sans fil, en raison de leur puissante capacité d'approximation de fonctions non linéaire, ce qui encourage les chercheurs de les appliquer dans le domaine de la réduction de PAPR, afin d'améliorer les performances de transmission des signaux orthogonaux multiplexée en fréquence (OFDM). La technique NN basée sur l'utilisation des données à faible PAPR obtenue par la méthode simplifiée d'écrêtage et de filtrage, elle compose de deux modules, le module de réduction de PAPR qui est utilisée pour exprimer le processus de réduction du PAPR du schéma à SCF (Simplified Clipping and Filtering) pour surmonter le défaut de la faible performance BER, et le module de récupération qui est construit dans le récepteur pour récupérer le signal de transmission [25].

II.6 Critère d'évaluation de techniques de réduction de PAPR

Vu le nombre important des méthodes de réduction de PAPR proposée dans la littérature [22] l'évaluation des performances repose sur plusieurs critères.

- **Le gain de réduction de PAPR** : Ce critère permet de quantifier l'efficacité de la technique en termes de pourcentage de réduction du PAPR initial. Sa valeur est estimée à un niveau de probabilité que le PAPR dépasse un certain seuil. Il est généralement calculé en se servant des courbes de CCDF (comme l'illustre la figure II.3) où $x(t)$ est le signal initial et $y(t)$ le signal après réduction du PAPR.

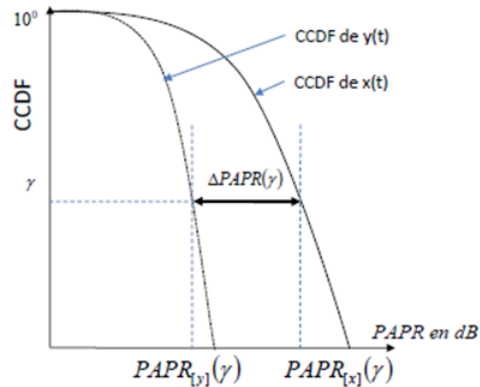


FIGURE II.3 – Mesure du gain de réduction PAPR

- **La compatibilité descendante** : C'est un critère très important surtout dans les communications mobiles, une technique de réduction du PAPR est dite à compatibilité descendante si le récepteur n'est pas modifié lors de son implantation dans l'émetteur comme le cas de clipping, la TR, etc contrairement aux techniques de codage qui ne sont pas à comptabilité descendante [26].
- **Dégradation du taux d'erreurs binaire (TEB)** : Ce paramètre peut contribuer à réduire la qualité de la chaîne de communication. Il peut être occasionnée par certaines méthodes de réduction du PAPR modifient la structure du signal, en introduisant des distorsions. Le signal reçu est alors modifié et souvent sa courbe de TEB est dégradée.
- **Variation de la puissance moyenne** : Les techniques avec l'ajout de signal ou l'écrêtage des pics, peuvent augmenter ou diminuer la puissance moyenne du signal, ce qui représente un impact fort sur la qualité de transmission [15].
- **Diminution du débit utile** : L'émetteur peut être amené à transmettre de l'information sur son traitement de réduction du PAPR au récepteur, afin que celui-ci puisse démoduler correctement le signal. Cette information réduit le débit utile du système.
- **La complexité** : Une technique dont son algorithme de réduction du PAPR est très complexe et lent à être exécuté, cela limitera son utilisation, même si la réduction du PAPR est considérable.

II.7 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude du PAPR, nous avons vu comment l'amplificateur de puissance (AP) devient inefficace et provoque une distorsion du signal. Par conséquent nous avons introduit et analysés brièvement plusieurs techniques pour surmonter et réduire le PAPR.

Chapitre III

La réduction du facteur de crête PAPR par l'application C-A-PTS

III.1 Introduction

Pour faire face au facteur de crête PAPR élevé qui est le principal inconvénient des systèmes de transmission basés sur l'OFDM, diverses méthodes de réduction du PAPR ont été présentées, notamment la compression, l'écrêtage et le filtrage, l'extension de la constellation, le mappage sélectif (SLM), et PTS. Parmi tous les schémas existants, PTS est très prometteur en raison de ses bonnes performances de réduction du PAPR sans distorsion du signal. Mais, malheureusement trouver une séquence OFDM avec le PAPR minimum c'est un problème très complexe, surtout en MIMO-OFDM, car cela nécessite une recherche exhaustive de toutes les combinaisons de coefficients de pondération autorisés c'est-à-dire qu'elle entraîne une complexité de calcul prohibitive. Pour cette raison, un nouveau schéma PTS coopératif et alternatif (C-A-PTS) proposé qui permet d'atteindre une performance PAPR presque optimale avec une complexité bien moindre. Par conséquent, dans ce chapitre nous commencerons d'abord à définir la réduction du PAPR dans le contexte MIMO-OFDM, Par la suite, nous présenterons la technique PTS et décrirons ses performances de réduction du PAPR, ainsi que ses avantages et inconvénients. Nous clôturons ce chapitre en introduisant la Coopérative et Alternative PTS (C-A-PTS) qui fait l'objet de notre travail.

III.2 Problématique

Les signaux d'émission dans un système OFDM peuvent avoir des valeurs de crête très élevées dans le domaine temporel, car de nombreux composants de sous-porteuses sont ajoutés par une opération IFFT. Par conséquent, les systèmes OFDM sont connus pour avoir un PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) élevé, par rapport à un système à mono porteuse. En fait, un PAPR élevé est l'un des aspects les plus défavorables dans le système OFDM, car il diminue le SQNR (Signal-to-Quantization Noise Ratio) du CAN et du CNA tout en dégradant l'efficacité de l'amplificateur de puissance dans l'émetteur. Le problème du PAPR est plus important dans la liaison montante

puisque l'efficacité de l'amplificateur de puissance est critique en raison de la puissance limitée de la batterie dans un terminal mobile que dans la liaison descendante.

L'objectif est d'étudier les spécificités de la communication utilisant l'OFDM dans le cas MIMO et réduire le PAPR l'aide de la technique C-A-PTS (Cooperative and Alternative Partial Transmit Sequence).

III.3 Réduction du PAPR dans le contexte MIMO-OFDM

III.3.1 Le système MIMO-OFDM

MIMO (Multiple-Output Multiple-Input) est l'une des technologies les plus fondatrices dans le monde des communications sans fil, se compose d'une architecture de transmission à plusieurs antennes au niveau de l'émetteur et du récepteur. Cette technologie améliore la capacité de communication, les débits de données et la robustesse de transmission afin de lutter efficacement contre les erreurs liées au canal radio. Cependant, l'utilisation des systèmes MIMO en bande de fréquence étroite contribue à la réduction de l'efficacité spectrale. En effet, pour éviter les IES en bande étroite, le temps symbole T_s doit être plus long que les retards associés aux différents chemins (écho) T_d c'est-à-dire $T_s \gg T_d$ ceci entrainera une réduction de la bande de fréquence utile. L'une des solutions les plus simples permettant d'augmenter la bande passante du canal MIMO tout en maintenant l'hypothèse de bande étroite consiste à combiner le système MIMO avec une modulation multiporteuse [27]. L'association des deux systèmes MIMO et OFDM améliore les performances d'un système de communication sans fil. Afin de réaliser cette combinaison, on applique l'OFDM sur plusieurs antennes (N_t antennes émettrices et N_r antennes réceptrices) qui émettent les informations en parallèle [9], les antennes sont alignées et régulièrement espacées. La distance relative entre deux antennes adjacentes est donnée par $\Delta = \frac{d}{\lambda}$, où d est l'espace séparant deux antennes et λ la longueur d'onde.

La figure III.1 illustre un schéma fonctionnel simplifiée du système MIMO-OFDM, à l'émission, les données qui arrivent de la source d'information sous forme de bits, sont codées selon une modulation numérique, le bloc de symboles à transmettre subit un codage STBC qui le converti en plusieurs sous-flux de symboles codés MIMO, envoyés chacun sur une branche différente. Sur chaque branche, les symboles sont modulés OFDM à l'aide d'un algorithme de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT). Au niveau de récepteur, les blocs transmis sont reçus, dont chaque branche est envoyée vers un démodulateur OFDM, ce qui permet d'appliquer une transformée de Fourier rapide (FFT) aux symboles reçus, puis un décodage STBC est appliquer afin de restituer les symboles émis. Enfin, le décodage numérique est effectué pour retrouver le flux de données envoyé initialement.

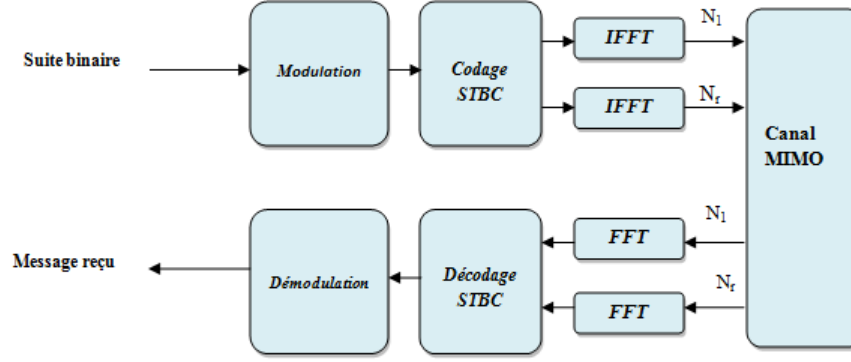


FIGURE III.1 – Principe d'un système MIMO-OFDM.

III.3.2 PAPR dans le système MIMO-OFDM

Considérons le MIMO-OFDM avec des antennes émettrices qui utilisent N sous-porteuses. Avec la modulation OFDM, un bloc de données de N symboles OFDM, $X_n \{n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ sera transmis en parallèle de telle sorte que chacun module une sous-porteuse différente $f_n, n \in \{0, 1, \dots, N - 1\}$. Les N sous-porteuses sont orthogonales. Le signal MIMO-OFDM s'écrit :

$$x_i(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad 0 \leq n \leq N - 1, 1 \leq i \leq n_t \quad (\text{III.1})$$

Où, $X_i(k)$ est le signal OFDM transmis au niveau de la sous-porteuses n des n_t antennes d'émission. Le PAPR qui est une caractéristique du signal d'entrée est défini comme suit :

$$PAPR_i = PAPR\{x_i(n)\} = \frac{\max\{|x_i(n)|^2\}}{E\{|x_i(n)|^2\}} \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (\text{III.2})$$

Où le dénominateur représente la puissance moyenne de l' i ème antenne émettrice et le numérateur représente la puissance maximum de l'enveloppe.

Dans le système de MIMO-OFDM, le PAPR est défini comme la valeur maximum du PAPR de toutes les antennes de l'émission. Donc pour calculer le PAPR d'un système MIMO-OFDM il suffit de faire une optimisation pour chacune des antennes émettrices en calculant les PAPRs de chacune d'elles et à la fin le choix du PAPR sera le maximum entre eux. Spécifiquement, puisque dans les systèmes MIMO-OFDM, le sur-échantillonnage dans le domaine temporel est considéré à $n_t \times N$ fois comparés à N dans le cas SISO-OFDM, la fonction CCDF du PAPR en MIMO-OFDM peut être écrite comme :

$$P_r(PAPR_{MIMO-OFDM} > PAPR_0) = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^{n_t L N} \quad (\text{III.3})$$

Telle que : n_t est le nombre des antennes à l'émission et L est le facteur de sur-échantillonnage.

III.4 La technique PTS

III.4.1 Principe de la méthode PTS

La technique de la séquence de transmission partielle (PTS) s'inscrit dans la continuité de celle du Selecting Mapping, elle a été développée par S.H.Muller et J.B. Huber en 1997 [28] [29]. Lors de cette méthode le bloc de donnée d'entrée de N porteuses est partitionné en M sous-blocs de $\frac{N}{M}$ porteuses. Une porteuse qui déjà représenté dans un bloc particulier sera mise à zéro dans toutes les autres porteuses. Une fois les sous blocs $\frac{N}{M}$ formés, l'idée initiale de Selecting Mapping est appliquée tel que les sous porteuses de chaque sous bloc sont pondérées par un facteur de phase, et pour chacun des M sous blocs une pondération est effectuée par un vecteur $b_m, m = \{1, \dots, M\}$ après le IFFT pour former le signal final au PAPR le plus faible. La figure III.2 illustre le principe de la méthode PTS.

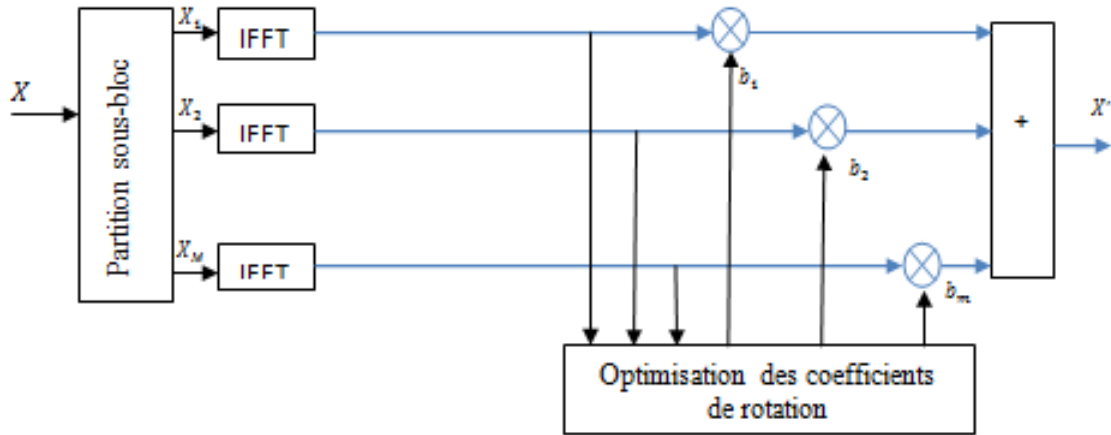


FIGURE III.2 – Schéma bloc de la méthode PTS

Le symbole OFDM fréquentiel X de N porteuses est divisé en M sous blocs disjoints X_m de $\frac{N}{M}$ porteuses tel que :

$$X = \sum_{(m=1)}^M X_m \quad (\text{III.4})$$

En deuxième étape, à chaque sous blocs disjoints X_m , on applique la rotation de phase et le nouveau symbole OFDM s'écrit :

$$X = \sum_{(m=1)}^M b_m X_m, m = 1, \dots, M \quad (\text{III.5})$$

Par la suite, on applique le même déphasage à tous les symboles de données appartenant au même sous-bloc. La troisième étape consiste à donner le symbole OFDM temporel après IFFT comme suit :

$$X = IFFT \left(\sum_{(m=1)}^M b_m X_m \right) = X = \sum_{(m=1)}^M b_m IFFT X_m = X = \sum_{(m=1)}^M b_m x_m \quad (III.6)$$

La façon dont les symboles sont divisés en sous-blocs affecte les performances et la complexité de la technique. Le principal inconvénient de la technologie PTS est la complexité de la recherche des vecteurs de pondération b_m pour minimiser le PAPR. Pour réduire cette complexité des différents schémas ont été proposées, un exemple particulier est un algorithme de combinaison sous optimale qui utilise les facteurs de phase binaire. En effet, compte tenu M sous-blocs et des facteurs de pondérations binaires (vecteurs $b_m = 1, 2$) ne sont composés que de 1 ou -1, le nombre de combinaisons possibles est de 2^M . L'idée proposée par A.D.S.Jayalath et C.Tellambura [30] arrêtera immédiatement le processus de recherche de vecteur b_m atteignant le PAPR attendu. Un autre inconvénient de la technologie PTS est qu'elle nécessite la transmission (SI) Side Information afin que le récepteur puisse reconnaître la séquence autorisée pour produire le PAPR le plus bas.

III.4.2 Description des performances de la méthode PTS

De nombreux facteurs doivent être pris en compte lors de l'analyse des performances PAPR de la technique PTS. À savoir le nombre de sous-blocs, le nombre de facteurs de phases autorisés et le partitionnement des sous-blocs. En particulier, plus le nombre de sous-blocs augmente, plus la complexité augmente, la figure III.3 montre que les performances du PAPR s'améliorent. Ainsi que, plus le nombre de facteurs de phase augmente, la complexité peut donc devenir rapidement prohibitive.

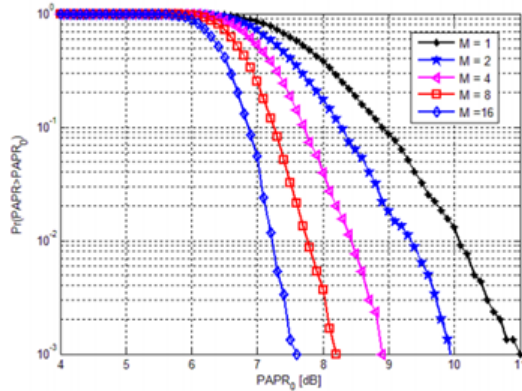


FIGURE III.3 – PTS avec différent nombre de sous-blocs [31]

Le partitionnement des sous-blocs, qui est la méthode de division des sous-porteuses en plusieurs sous-blocs disjoints, qui se trouve dans trois types : adjacent, entrelacé, et le partitionnement pseudo-aléatoire [32].

III.4.3 Application de la méthode PTS en MIMO-OFDM

La méthode PTS dans un système SISO (Single Input Single Output) peut être directement appliquée sur chacune des antennes d'émission tout comme le système MIMO-OFDM en atteint presque les mêmes performances en termes de réduction du PAPR avec une seule antenne émettrice. Pour le système entier, PAPR est défini comme la valeur maximale des PAPRs parmi toutes les antennes émettrices N_t [33] :

$$PAPR_{MIMO-OFDM} = \max(PAPR_{(i)}) \quad 1 \leq i \leq N_t \quad (\text{III.7})$$

Où $PAPR_i$ représente le PAPR à l'ième antenne d'émission.

La technique PTS ordinaire dans un système SISO a une augmentation exponentielle de la complexité due à la recherche des vecteurs de pondération b_m pour minimiser le PAPR. Cette complexité devient flagrante en appliquant l'algorithme de la méthode PTS pour chaque antenne séparément dans un système MIMO-OFDM, ce qui permet d'obtenir réaliser des performances optimales de réduction du PAPR sur chaque antenne émettrice. Mais par rapport au système SISO-PTS, la complexité du calcul et les informations latérale augmentent de N_t fois. Afin de réduire la complexité de recherche, diverses techniques ont été proposées. Par la suite de ce chapitre nous nous présenterons une nouvelle méthode qui s'appelle Coopérative et Alternative PTS appliqué dans un système MIMO-OFDM.

III.4.4 Avantages et inconvénients de la technique PTS

Par rapport aux autres techniques, La PTS présente de nombreux avantages on peut citer :

- **Technique à faible distorsion** : Dans le système OFDM, le traitement par la technique PTS se fait sans aucune distorsion au niveau du récepteur. Par conséquent, cela n'affectera pas la performance du taux d'erreur de symbole.
- **Le nombre arbitraire de sous-porteuses fonctionne** : Dans ce système, le nombre de sous-porteuses à utiliser ne dépend pas de la technique PTS. Si le nombre de sous-porteuses augmente, le taux d'information du système augmente également. il est donc possible d'utiliser un nombre arbitraire de sous-porteuses en utilisant la technique PTS.
- **Performance de la réduction du PAPR** : Par rapport à d'autres techniques, La PTS offre de grande perspective en raison des bonnes performances de réduction du PAPR sans distorsion du signal.
- **Il fonctionne quelle que soit la modulation** : Elle est utilisée pour différentes sous-porteuses sur le PTS, qui n'a aucune restriction sur la modulation [34]. Par conséquent, dans cette technique PTS, des techniques de modulation d'ordre supérieur telles que BPSK et QPSK peuvent être utilisées.

- **Flexibilité** : Le nombre de sous-blocs, le type de modulations, le nombre de sous-porteuses et le nombre de vecteurs de phase autorisés sont des paramètres indépendants fournis par la technique PTS. Il est donc possible de la mettre en œuvre et de la modifier en fonction de nos besoins.

La technique PTS présente plus d'avantages mais certains inconvénients doivent également être pris en compte.

- **La complexité de calcul augmente** : Dans la technique PTS, la complexité de calcul élevée est le principal inconvénient du système. Cette technique utilise un certain nombre de blocs IFFT pour réduire le PAPR, mais elle augmente la complexité de calcul et le nombre d'itérations nécessaires pour obtenir différents candidats du signal [35]. Il faut un certain nombre d'itérations pour réduire la performance du PAPR, qui dépend principalement du nombre de signaux candidats de la technique [36].
- **Perte du taux d'information** : Du côté récepteur, l'information des phases est nécessaire pour récupérer le signal OFDM. Parmi les informations secondaires, les données sur les facteurs de phase doivent être transmises avec le symbole OFDM. Le débit de données du système est réduit par ces informations secondaires. Afin de minimiser cet inconvénient, on utilise un nombre réduit de sous-blocs avec un nombre plus important de sous-porteuses et de séquences de phase autorisées.

III.5 Alternative et Coopérative PTS

Sur la base des schémas A-PTS et C-PTS, les auteurs Yun Li, Mingyu Gao et Zhiqiang Yi [37] ont proposé une nouvelle méthode améliorée appelée PTS Coopérative et Alternative (C-A-PTS). A cet effet, nous essayons d'expliquer d'abord ces deux méthodes avant de voir la C-A-PTS.

III.5.1 Alternative PTS (A-PTS)

La méthode A-PTS est basé sur une optimisation alternative [38], les coefficients de pondération sont nécessaires uniquement pour la moitié des sous-blocs.

À partir du premier sous-bloc dans A-PTS, tous les sous-blocs impairs sont maintenus sans changement et les coefficients de pondération sont optimisés seulement pour les sous blocs pairs. Par exemple pour un système qui comporte la méthode PTS, où nous avons une partition de 4 sous-blocs, l'optimisation dans A-PTS se fait seulement pour les sous-blocs 2 et 4, les sous blocs 1 et 3 restent sans changement. De cette façon, la complexité des calculs est considérablement réduite mais aussi une dégradation des performances du PAPR sera déclencher. Pour cette raison il est nécessaire d'utiliser des permutations circulaire des sous-blocs pour le système A-PTS afin d'augmenter le nombre de séquences candidates améliorant les performances du PAPR.

III.5.2 Coopérative PTS (C-PTS)

La méthode C-PTS est basée sur A-PTS. Cette dernière conduit à une diminution du nombre de multiplications nécessaires pour chaque séquence candidate, ce qui entraîne une réduction du nombre totale des séquences candidates et le même cas pour W et M le nombre des sous-blocs. Par conséquent, la complexité est réduite mais les performances du PAPR sont considérablement dégradées.

En C-PTS, afin d'augmenter le nombre des séquences candidates à optimiser, une opération de permutation circulaire pour les sous blocs impairs (à l'exception du sous-bloc 1) a été introduite par toutes les antennes émettrices [39].

Par exemple dans un système PTS à 4 sous-blocs, dans le cas du troisième sous-bloc, la collecte des données originales : $[X_1^{(3)}, X_2^{(3)}, X_3^{(3)}, X_4^{(3)}]$ encore trois ensembles différents peuvent être obtenus par la permutation circulaire des sous-blocs, qui sont :

$$[X_4^{(3)}, X_1^{(3)}, X_2^{(3)}, X_3^{(3)}], [X_3^{(3)}, X_4^{(3)}, X_1^{(3)}, X_2^{(3)}], [X_2^{(3)}, X_3^{(3)}, X_4^{(3)}, X_1^{(3)}].$$

Après avoir effectué une permutation circulaire sur les sous-blocs spatiaux, l'un des sous-blocs impairs de chaque antenne est transformé. Par conséquent, nous pouvons à nouveau utiliser tous les sous-blocs pairs pondérés pour augmenter le nombre de séquences candidates. Ensuite, la séquence candidate avec le PAPR le plus bas sur chaque antenne d'émission et toutes les séquences candidates sur toutes les antennes peuvent être obtenues.

III.6 La C-A-PTS

III.6.1 Description de la méthode C-A-PTS

La (C-A-PTS) a été proposée pour objectif de résoudre la contradiction entre les performances du PAPR et la complexité de calcul dans un système STBC MIMO-OFDM, il s'agit d'une combinaison entre l'optimisation alternative et la méthode PTS coopérative.

D'une part, l'application de l'algorithme de A-PTS dans une antenne unique et l'utilisation d'une opération de la permutation circulaire afin d'augmenter le nombre de séquences candidates et obtenir de meilleures performances du PAPR.

D'autre part, l'utilisation de la propriété conjugué et symétrique pour obtenir le coefficient de pondération des autre antennes afin de réduire la complexité.

III.6.2 La méthode C-A-PTS pour la réduction du PAPR dans le système MIMO-OFDM

Nous présentons la méthode C-A-PTS en détail en considérant un système STBC MIMO-OFDM avec deux antennes d'émission. La matrice de codage est :

$$G = \begin{pmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{pmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Les données codées sont transmises par deux antennes dans des durées de symboles consécutives. La séquence envoyée par chacune d'elle peut être exprimée sous la forme X_1 et X_2 avec :

$$X_1 = [x_1, -x_2^*] \text{ et } X_2 = [x_2, -x_1^*].$$

A partir de la caractéristique linéaire d'IDFT, on peut déduire que l'opération conjuguée dans le domaine fréquentiel est équivalente à la permutation circulaire et à l'opération conjuguée dans le domaine temporel. Ces fonctionnalités peuvent être exploitées pour améliorer les performances PAPR. A l'antenne 1, nous utilisons le schéma d'Alternative PTS (A-PTS) pour obtenir le meilleur coefficient de pondération ($a_v : v = 1, 2, \dots, M$) qui réalise la valeur minimum du PAPR. La propriété linéaire de l'IDFT est utilisée pour toutes les valeurs impaires (sauf la première) pour augmenter le nombre de sous-blocs signaux candidats. Les données transformées dans le domaine temporel peuvent être obtenue en effectuant la permutation circulaire et l'opération conjuguée sur tous les sous-blocs impairs (sauf le premier) à la place de l'opération IDFT ou IFFT. Comme les sous-blocs impairs (sauf le premier) sont transformés, le nombre de séquences candidates sont augmentées, ce qui améliore les performances du PAPR de l'antenne 1, tandis que le nombre de multiplications ne sont pas augmentées ce que résulte une diminution de complexité de l'algorithme.

Il a été prouvé dans [40] que les données sur deux antennes ont les mêmes caractéristiques statistiques PAPR au même temps. Le coefficient de pondération optimal de l'antenne 2 peut être directement obtenu à partir de celui de l'antenne 1. De plus, pour les données à l'antenne 2, le processus de fonctionnement de l'IFFT et le processus de la recherche du coefficient de pondération optimal du PTS peuvent être omis.

La figure III.4 présente un schéma fonctionnel du système C-A-PTS avec deux antennes émettrices.

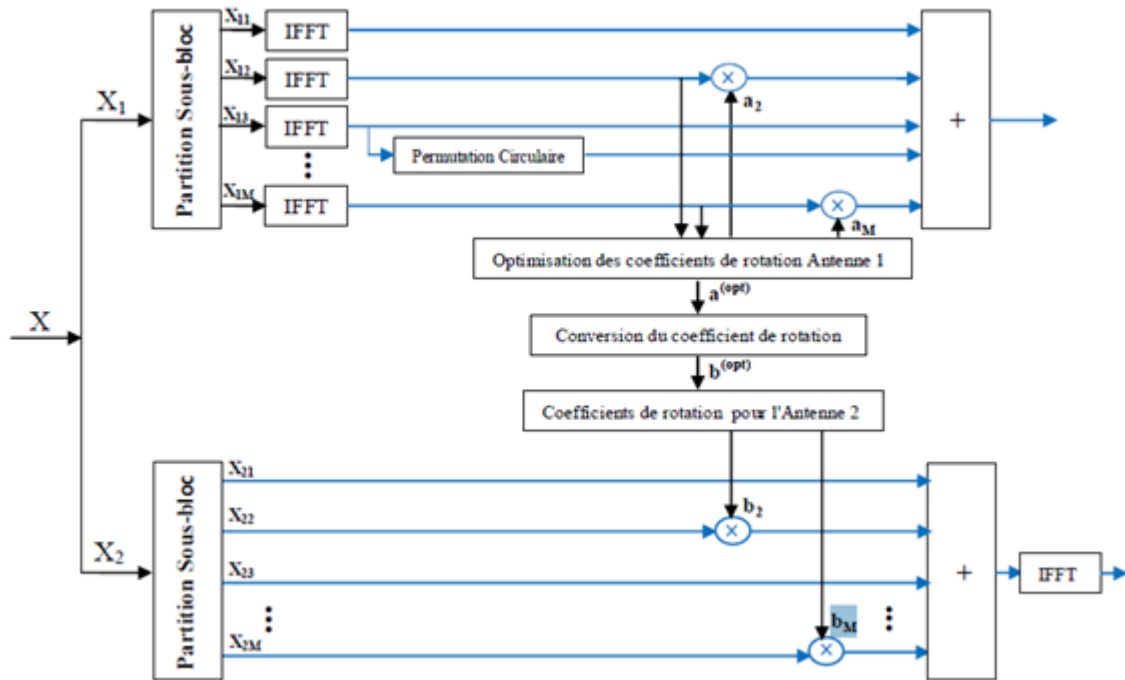


FIGURE III.4 – Schéma bloc de C-A-PTS avec 2 antennes à l'émission

Ensuite, la conversion du coefficient de pondération est discutée. Afin de maintenir les relations conjuguées et symétriques entre les deux antennes, nous devons convertir le coefficient de pondération optimal a (opt) de l'antenne 1 en coefficient optimal b (opt) de l'antenne 2 par la transformation conjuguée et symétrique inverse.

Par exemple, lorsque les données originales sont partitionnées en quatre sous-blocs avec un ensemble de coefficient de pondération optimal $b_v = 1, -1, j, -j$ $v = (1, 2, 3, 4)$, Les règles de transformation des relations conjuguées et symétriques sont illustrées dans la Figure III.5 :

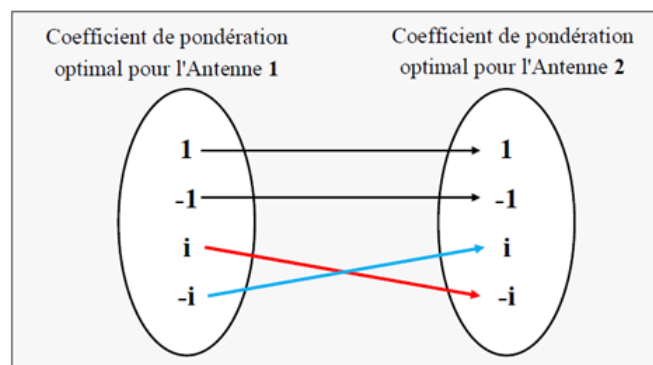


FIGURE III.5 – Les relations conjuguées et symétrique entre les coefficients de pondération Optimale à deux antennes

III.6.3 Influence de C-A-PTS sur les performances du système

La figure III.6 illustre l'impact de la méthode C-A-PTS sur les performances du système, nous avons remarqué que cette méthode réduit légèrement le BER en fonction du SNR, cela équivaut à la perte des informations latérales envoyé de l'émetteur vers le récepteur comportant l'information liée aux coefficients de rotation.

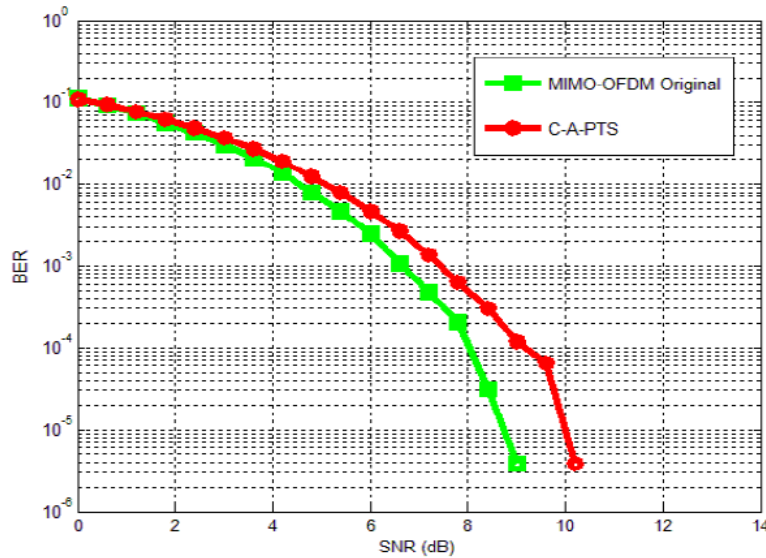


FIGURE III.6 – Influence de C-A-PTS sur les performances du système [31]

L'algorithme C-A-PTS appliqué pour un système STBC MIMO-OFDM se sert à l'optimisation alternative pour réduire la complexité de calcul, en utilisant une disposition circulaire de sous-blocs pour augmenter le nombre de séquences candidates, cela améliore les performances de PAPR de manière équivalente.

Nous nous présenterons par la suite une nouvelle approche toujours dans la gamme du PTS [31] appliquée dans un système MIMO-OFDM.

III.7 Approche dite conjointe

Bien que, la partition des séquences dans le domaine fréquentiel à plusieurs sous-blocs puisse augmenter le nombre de candidats ce qui conduira à une grande complexité de calcul. et Afin d'améliorer les performances du PAPR de la méthode PTS et de réduire la complexité de calcul, nous proposerons un nouvel algorithme qui rentre toujours dans le cadre du PTS, dans lequel les parties réelles et imaginaires du signal sont séparément multipliés avec les facteurs de rotation, et combinés à la fin pour une optimisation conjointe afin de réduire le PAPR. L'idée proposée est illustrée dans le figure suivante :

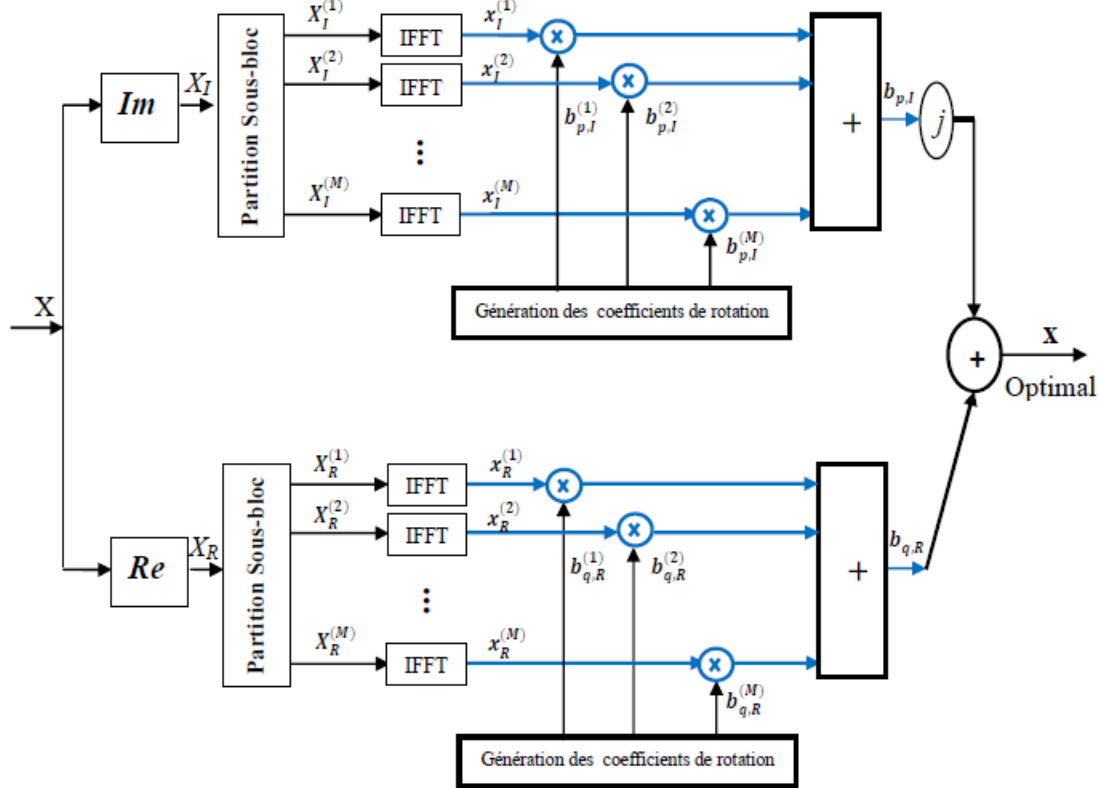


FIGURE III.7 – Schéma bloc de la méthode conjointe

III.7.1 Application de la méthode conjointe sur le système MIMO-OFDM

Nous considérons un système MIMO-OFDM avec 2 antennes d'émission et 2 antennes de réception, il lui est appliqué l'opération précitée sur l'antenne 1, c'est-à-dire faire la séparation des parties réelles et les imaginaire en procédant à l'approche PTS par l'application de facteur de rotation sur les deux parties réelles et imaginaires, une fois le facteur de rotation optimisé de l'antenne 1 est trouvé et afin de réduire la complexité du système, en évitant de réitérer le même procédé sur l'antenne 2 on s'inspire de l'idée de la C-A-PTS et utilise des opérations symétriques et conjuguées. Le facteur de rotation optimal b au niveau de l'antenne 1 est transmis directement à l'antenne 2 sans faire aucune optimisation au niveau de cette dernière.

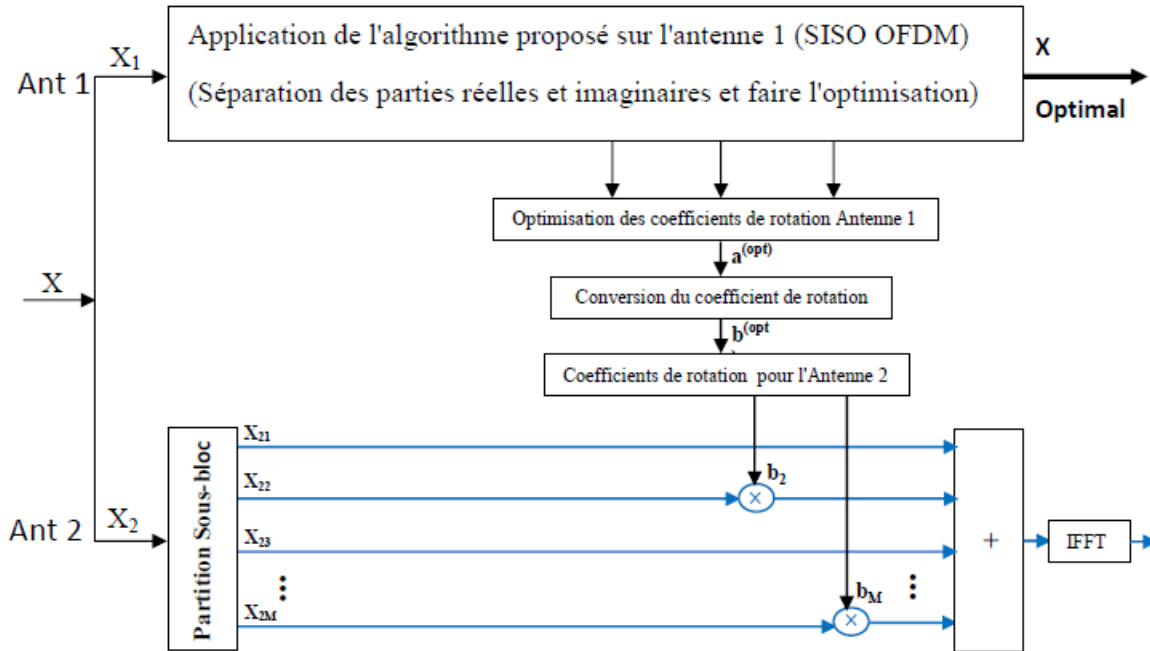


FIGURE III.8 – Schéma bloc de la méthode conjointe pour un système MIMO-OFDM

III.7.2 Influence de la méthode conjointe sur le système

La figure III.9 montre l'influence de la méthode proposée sur les performances du système SNR/BER, on remarque clairement que cette méthode dégrade légèrement le BER en fonction de SNR de l'ordre de 0.5 dB à 10^{-5} .

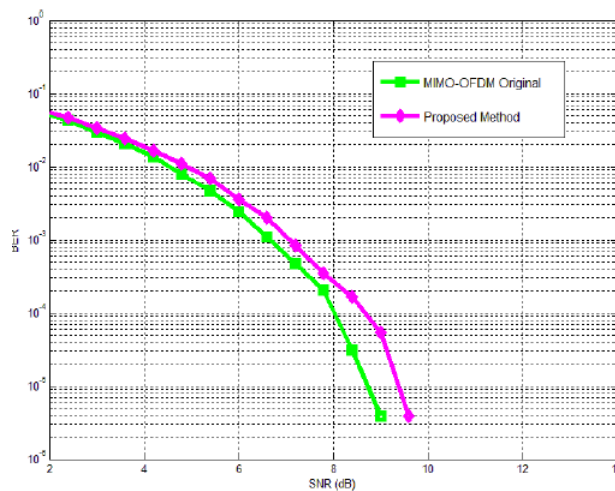


FIGURE III.9 – Influence de la méthode conjointe sur les performances du système [31]

III.8 conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté l'étude du PAPR dans un système MIMO-OFDM. Afin de réduire l'impact du PAPR, nous avons étudié les méthodes PTS traditionnelle et PTS améliorée appelées Coopérative et Alternative PTS (C-A-PTS). De plus une nouvelle technique a été développée permettant d'atteindre de meilleures performances PAPR tandis que la complexité de calcul est réduite d'une manière significative.

Chapitre IV

Simulations et discussion des Résultats

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons étudier les paramètres du programme et discuter les résultats obtenus lors de nos simulations en MATLAB. Généralement les paramètres utilisés se retrouvent dans la plupart des articles cités comme références. Les programmes exécutés peuvent être modifiés pour tester et comparer les différentes possibilités.

Ainsi, des programmes ont été développés pour calculer le BER, et le PAPR de différents paramètres tels que le nombre de porteuses N , la taille des modulations QAM (64, 256 et 512) et on peut même choisir le type de modulation (QAM, PSK, PAM).

En outre, on peut utiliser différents codes correcteurs d'erreurs et pour simplifier notre travail nous présentons une chaîne de communication, comprenant des blocs essentiels et des blocs optionnels, Tout en supposant :

- L'émetteur et le récepteur sont entièrement synchronisés.
- Seulement le bruit blanc additif gaussien (AWGN) est présent en tant que défaut dans le canal.
- L'extension cyclique des symboles OFDM est utilisée comme intervalle de garde.

La figure IV.1 représente le schéma fonctionnel d'une chaîne de transmission OFDM simulée et présentée en deux parties. La première partie concerne le système OFDM et la deuxième est dédiée aux systèmes de réduction du PAPR. Les différents résultats sont discutés à la fin de ce chapitre.

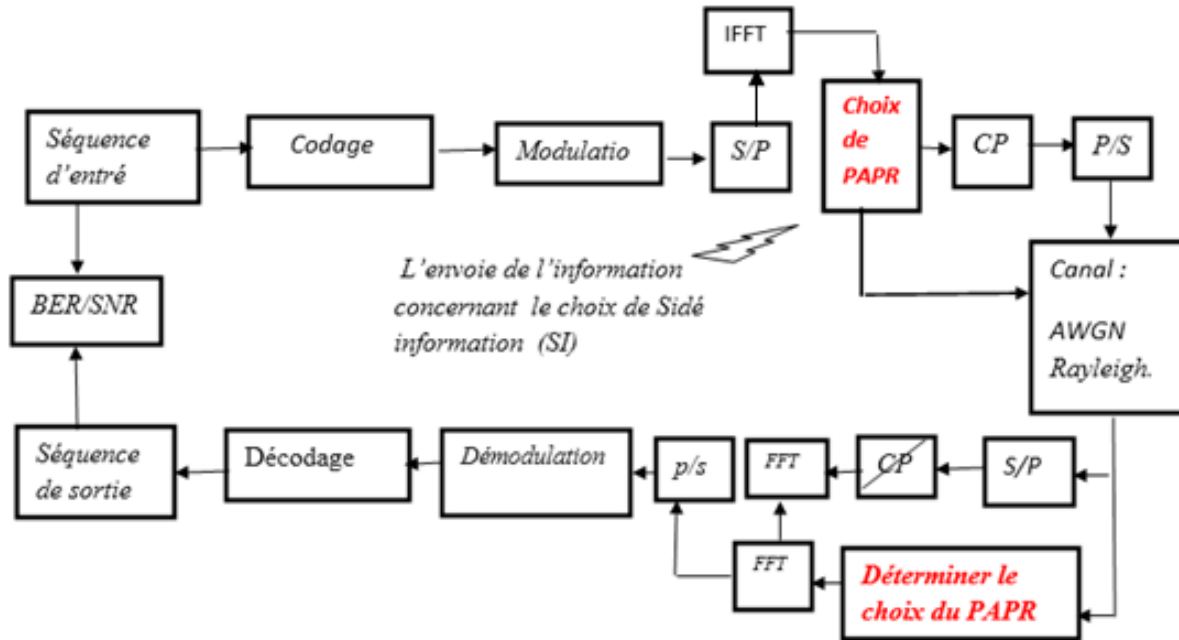


FIGURE IV.1 – La chaîne de simulation

IV.2 Partie 1 : Paramètres et simulations pour le système OFDM

IV.2.1 La structure de la chaîne de transmission

Cette partie résultats est dédiée au système OFDM et l'influence de divers paramètres tels que la modulation utilisée, la taille de la FFT, le nombre des sous-porteuses, le type de canal utilisé, Les paramètres et les résultats partiels sont présentés dans le but de démontrer la bonne calibration de notre système OFDM.

IV.2.1.1 La séquence binaire

Les éléments d'entrée de notre chaîne est un train binaire généré pseu aléatoirement, qui entre dans le bloc de modulation en série à la sortie, et nous obtenons des symboles complexes.

IV.2.1.2 La modulation

Il existe généralement plusieurs types de modulation tels que PAM, FSK, PSK et QAM. Pour les systèmes OFDM le schéma de modulation la plus utilisée est M-QAM.

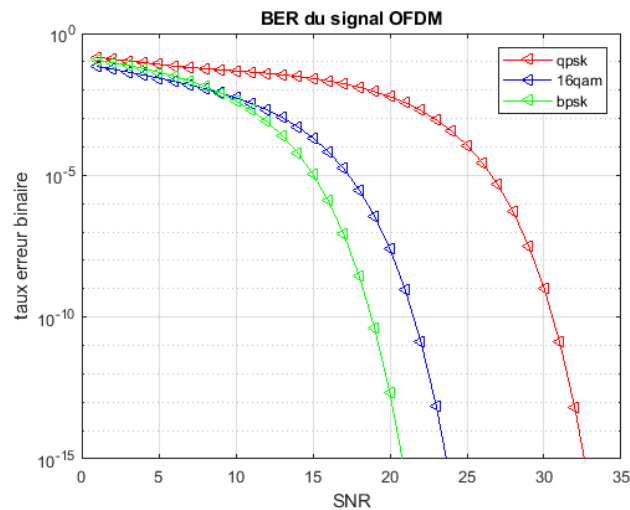


FIGURE IV.2 – Influence du type de modulation sur BER

La figure IV.2 montre l'évolution du taux d'erreur (BER) en fonction du rapport SNR de différents schémas de modulation en quadrature, la modulation BPSK étant le meilleur choix.

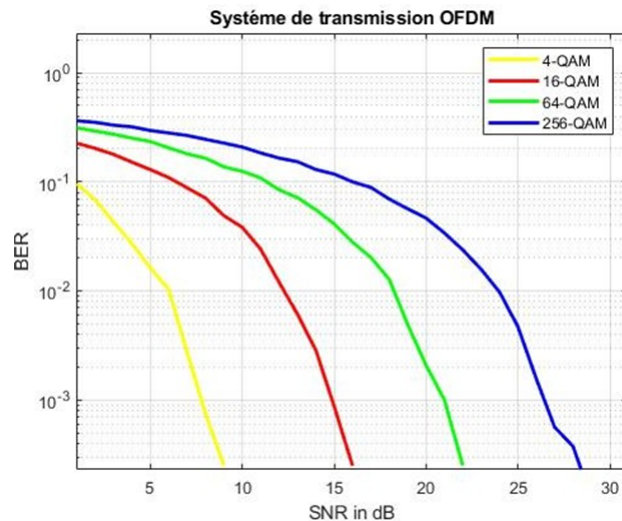


FIGURE IV.3 – Influence de différentes modulations QAM sur BER

La figure IV.3 illustre l'évolution du taux d'erreur (BER) en fonction du SNR pour différents types de modulation en quadrature. C'est la modulation 4-QAM qui offre les meilleures performances. Les figures IV.2 et IV.3 indiquent l'effet du type de modulation sur le calcul du TEB. Au niveau du récepteur, à chaque fois que le nombre de points augmente, la distance entre les points de la constellation diminue. Ainsi, la possibilité de prendre de mauvaises décisions augmente.

IV.2.1.3 Bloc IFFT

Le bloc IFFT calcule la transformée de Fourier inverse qui est utilisée pour convertir le signal du domaine fréquentiel au domaine temporel, Pour pouvoir appliquer l'IFFT, les symboles doivent passer par un convertisseur série-parallèle. Ensuite, un bloc assure la modulation OFDM, ce bloc applique une IFFT. À la sortie de l'étage, les symboles OFDM acquis sont reconvertis en série.

IV.2.1.4 Le choix de PAPR

Dans ce bloc la sélection du PAPR concerne le PAPR après avoir réduit à l'aide de différentes méthodes de réduction qui seront traité dans la deuxième partie de la simulation.

IV.2.1.5 Le canal de transmission

Dans notre cas, nous avons étudié un signal OFDM dans un canal AWGN et Rayleigh et avons présenté les performances du BER en fonction du SNR.

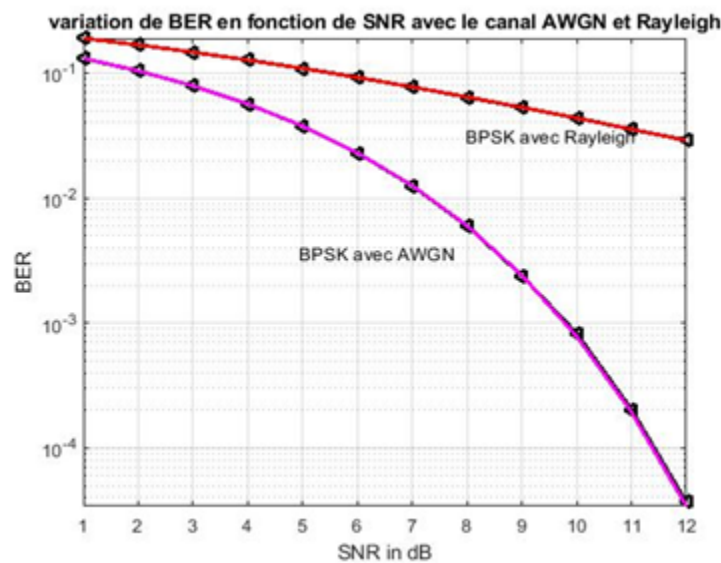


FIGURE IV.4 – Variation de BER en fonction de SNR avec le canal AWGN et Rayleigh

Nous avons remarqué sur la figure IV.4 que BER est faible en AWGN par rapport à Rayleigh pour des valeurs plus élevées de SNR (le BER de AWGN s'annule pour une valeur de SNR=12dB), ce qui signifie que l'erreur maximal se corrige au niveau du récepteur, donc les erreurs minimales se produisent dans les données reçues pour le canal AWGN par rapport à Rayleigh.

IV.2.2 Le bloc FFT

À la sortie du bloc de suppression du préfixe cyclique, les données sont remises en parallèle puis transmises au bloc FFT, ce qui permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel.

IV.2.2.1 La démodulation

La dernière étape de la chaine de transmission est le bloc de démodulation. Cette étape permet aux données de revenir à leur état initial sous forme de bits de données.

IV.3 Partie 2 : La réduction du PAPR par PTS

Nous avons vu dans le chapitre précédent qu'il existe plusieurs méthodes pour la réduction du PAPR. Cette partie est dédiée à la réalisation de la technique Partiel Transmit Séquence (PTS) et notamment la technique coopérative et alternative PTS (C-A-PTS) pour la réduction PAPR. Après simulation, les principaux résultats obtenus s'articulent autour des trois points suivants :

- Génération du signal OFDM
- Calcul de la CCDF et discussion des résultats obtenus.
- Analyse des performances via le BER.

Pour un système OFDM sans traitement de réduction du PAPR, les différents résultats de calculs de PAPR sont les suivants :

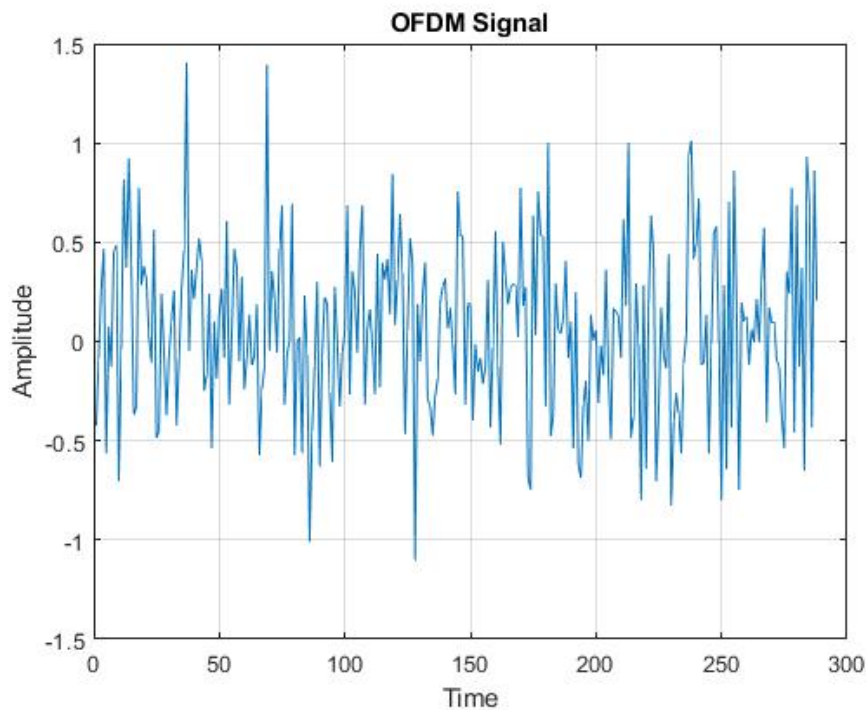


FIGURE IV.5 – Signal OFDM dans le domaine temporel

Le signal OFDM généré dans le domaine temporel est illustré sur la figure IV.5, son PAPR est donné par la figure IV.6 sur celle ci il est bien observé la probabilité d'un niveau élevé du PAPR augmentant rapidement avec le nombre de sous-porteuses utilisées. Dans notre simulation le nombre des sous-porteuses est variable et prend les valeurs : 16, 32 et 64.

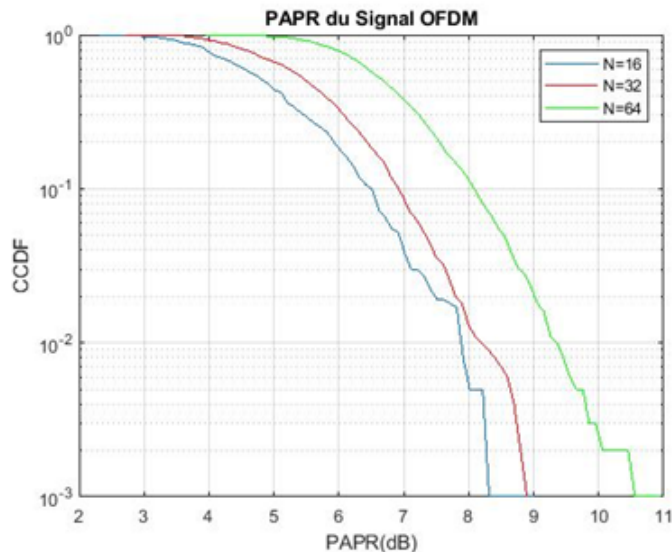


FIGURE IV.6 – CCDF de signaux OFDM avec différents nombres de sous-porteuses (N)

Nous avons remarqué que le PAPR augmente avec l'augmentation des sous-porteuses. Comme le montre la figure, pour 16 sous-porteuses, le PAPR est de 8,31 dB, pour 32 sous-porteuses il est de 8,89 dB, et enfin pour 64 sous-porteuses on a eu un PAPR de 10,56 dB.

IV.3.1 Réduction par la méthode PTS

Comme mentionné précédemment, cette méthode transmet non seulement le signal OFDM, mais aussi des informations concernant le traitement (SI) utilisé. La méthode PTS consiste à diviser le signal en M blocs de même taille dont on calcule son PAPR. Généralement plusieurs valeurs du PAPR doivent être calculées pour chaque sous-bloc, selon W , et choisir la valeur la plus faible. Puisque nous avons M blocs, nous devons effectuer des opérations de comparaison W^M . Le résultat de la réduction par la méthode PTS est montré sur la figure IV.7. La CCDF est représentée en donnant un aperçu du signal PAPR et on peut voir l'intervalle du PAPR pour différentes valeurs prises par M ($M = 2$, $M = 4$, $M = 8$). Les paramètres utilisés sont :

- symboles OFDM utilisés : 1000 symboles
- type de modulation : QPSK (4QAM)

Nous tenons également compte du fait que le récepteur reçoit des informations sur les opérations effectuées sans erreurs.

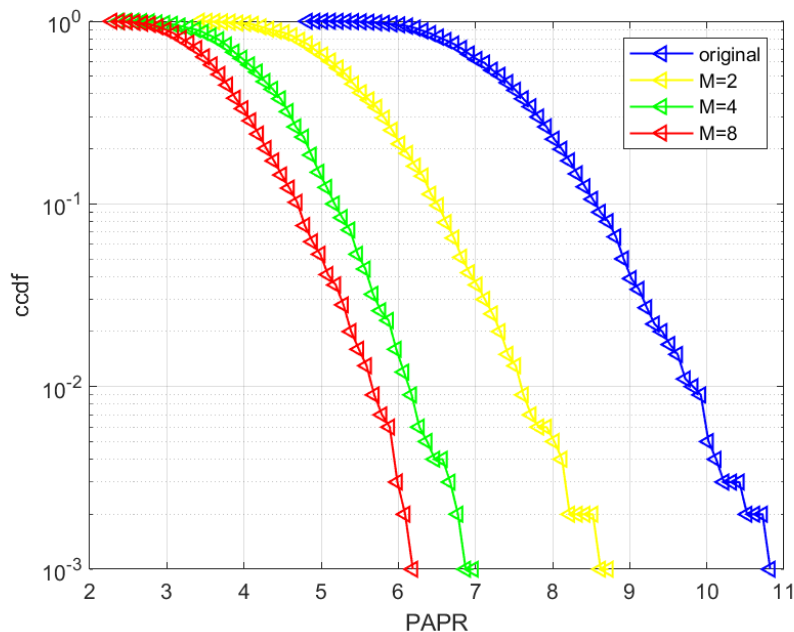


FIGURE IV.7 – La technique PTS avec $M=2$, $M=4$, $M=8$

Sur la figure IV.7, il est noté un PAPR variable en fonction du nombre de blocs.

- pour $M = 2$ le PAPR vaut à 8.74 dB
- pour $M = 4$ la valeur du PAPR réduite à 6.91 dB
- pour $M = 8$ le PAPR continue de décroître jusqu'à une valeur égale à 6.31 dB.

Par conséquent, on peut conclure que les performances de la technique PTS dépendent du nombre de sous-blocs M , donc plus le nombre de sous-blocs augmente, plus la méthode devient plus performante en termes de réduction du PAPR.

En d'autres termes, la possibilité de retrouver une combinaison avec un PAPR réduit au minimum nécessite plus de temps pour le traitement et plus de mémoire de stockage.

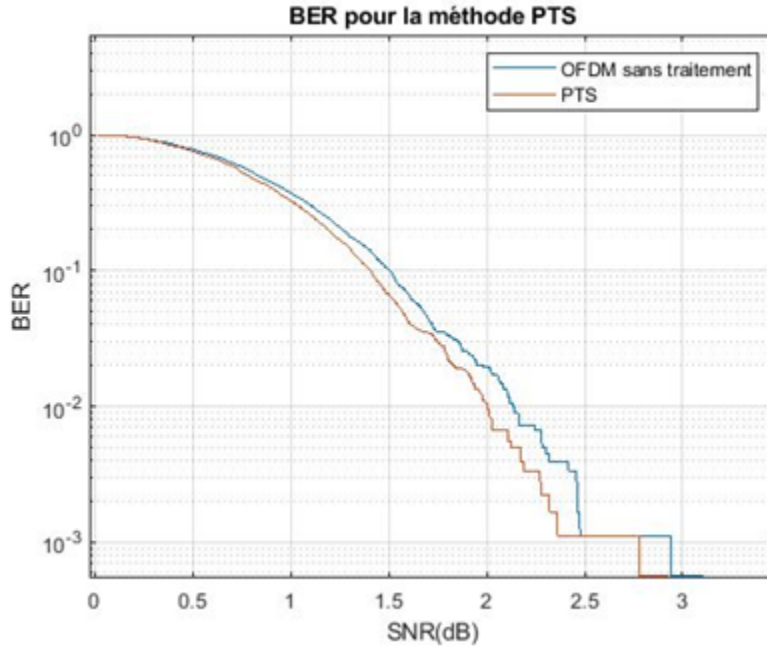


FIGURE IV.8 – BER pour la méthode PTS

Sur la figure IV.8 nous exprimons le BER en fonction du SNR avec et sans PTS appliquée au signal OFDM.

Les résultats donnés par la technique PTS sont similaires à ceux d’un système OFDM sans traitement de PAPR. Ceci s’explique par le fait que la méthode PTS ne fonctionne qu’au niveau du PAPR et à la réception la reconstruction du signal transmis est efficace. Ceci signifie que le récepteur est capable de reconstituer et faire de bonnes décisions à partir de l’information envoyée, ce qui est vérifié par la méthode PTS qui envoie une information sur l’opération effectuée au récepteur.

IV.3.2 Comparaison entre différentes techniques de réduction

Les résultats du PAPR pour les différentes méthodes de réduction sont montrés sur les figures 4.9 qui présentent le PAPR du signal OFDM avant et après la réduction avec les trois méthodes clipping, PTS, SLM.

Pour cette simulation, nous avons utilisé les paramètres donnés par le tableau IV.1

Paramètres	IFFT	Nombre de sous porteuses	bit par symbole	SNR
Valeur associée	1024	64	4	12

TABLE IV.1 – Les Paramètres de la simulation

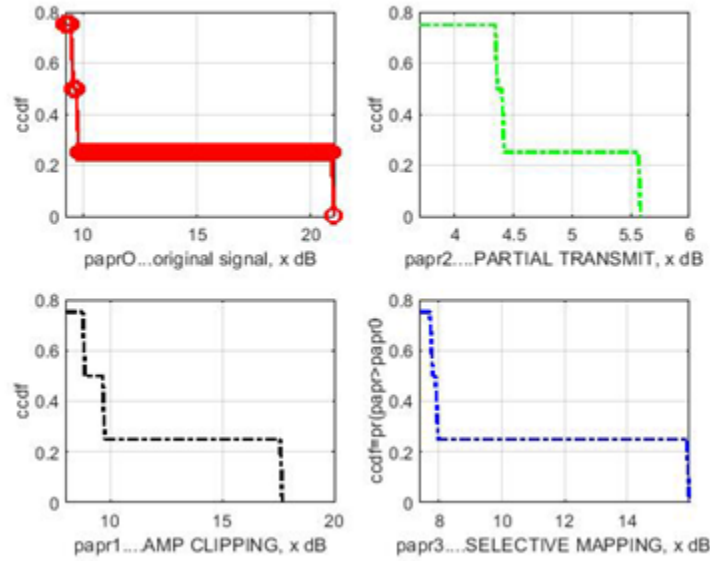


FIGURE IV.9 – Comparaison Clipping-PTS-SLM

Sur la base de la figure IV.9 nous déduisons que la PTS est plus robuste et plus performante que les deux autres méthodes de clipping et SLM puisque la méthode PTS donne des bons résultats dans la réduction du PAPR.

IV.3.3 Interprétation des résultats

Le tableau IV.2 résume les résultats trouvés et confirme la supériorité de la technique PTS

Technique de réduction	Signal original $PAPR_0$	Clipping $PAPR_1$	PTS $PAPR_2$	SLM $PAPR_3$
Valeur maximale en dB	21.02	17.7	5.58	16

TABLE IV.2 – Interprétation des résultats

IV.4 Partie 3 : Réduction du PAPR par l'application C-A-PTS

Dans cette section nous analysons et vérifions les performances vu en théorie pour la technique (C-A-PTS). Les paramètres considérés dans notre simulation sont :

- un système OFDM (SISO) avec 10000 symboles.
- 64 sous porteuses.
- un facteur de sur échantillonnage $L = 4$.
- un nombre de facteur de phase $w = 4 [1 - 1 j - j]$.

IV.4.1 La technique A-PTS

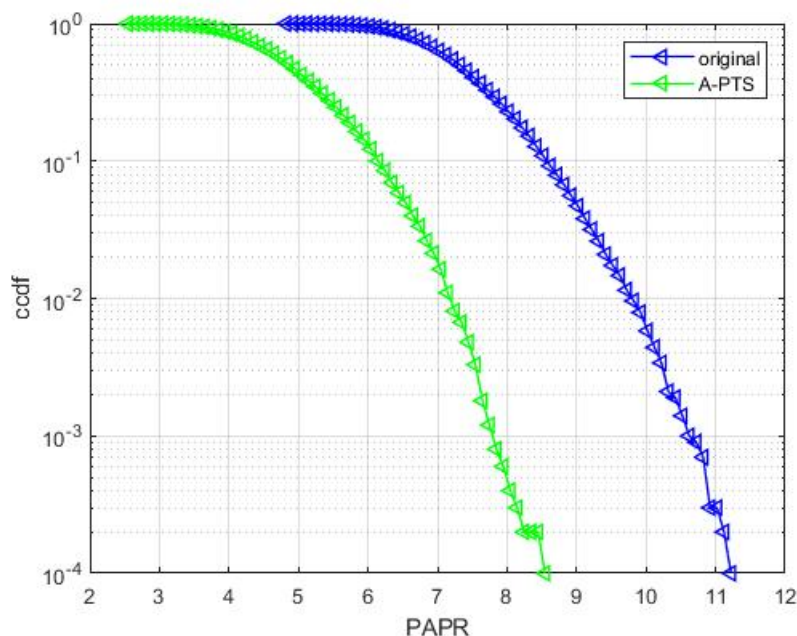


FIGURE IV.10 – La technique A-PTS

La figure IV.10 présente le PAPR réduit par la technique A-PTS où les coefficients de pondération sont optimisés seulement pour les sous blocs pairs, on remarque que le PAPR est réduit de 2.68 dB par rapport au signal original.

IV.4.2 La technique C-PTS

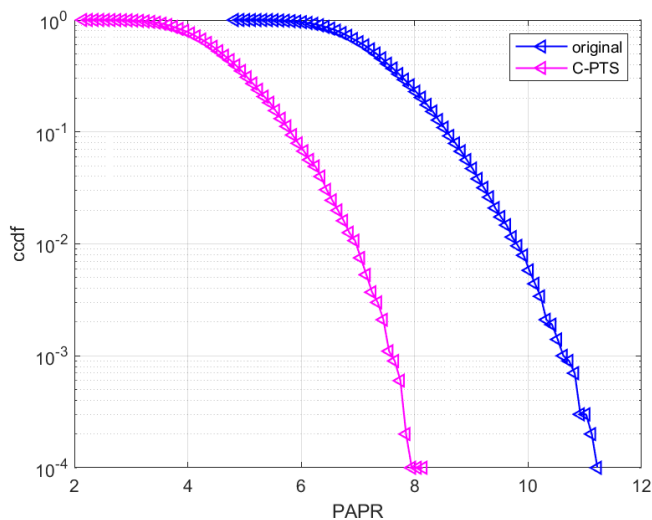


FIGURE IV.11 – La technique C-PTS

La figure IV.11 montre les résultats obtenus par la technique de réduction C-PTS. Les coefficients de pondération sont optimisés seulement pour les sous blocs impairs et que le PAPR est réduit de 4.07 dB par rapport au signal d'origine.

IV.4.3 La technique C-A-PTS

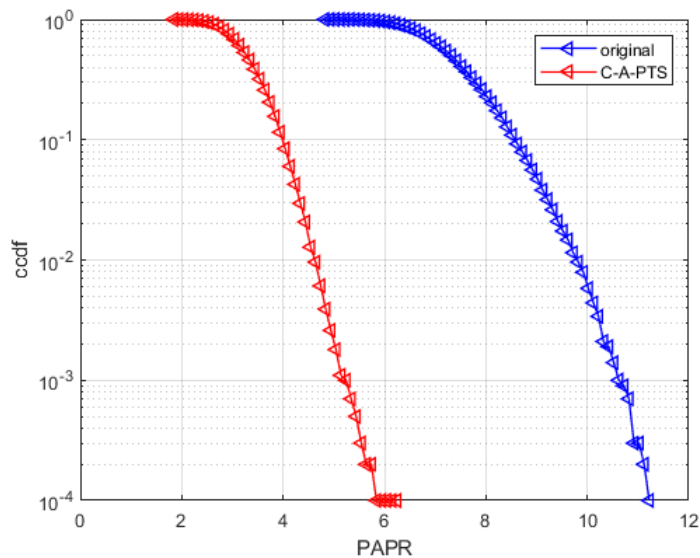


FIGURE IV.12 – La technique C-A-PTS

La figure IV.12 montre les résultats obtenus par la technique C-APTS. Les coefficients de pondération sont optimisés pour les sous blocs impairs et les sous blocs pairs et que le PAPR réduit de 5.38 dB par rapport au signal d'origine.

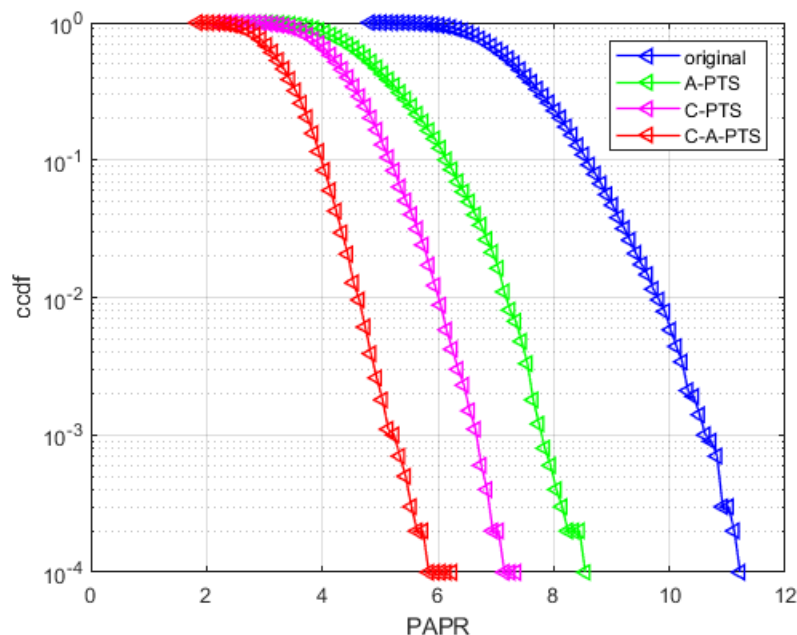


FIGURE IV.13 – Comparaison entre les techniques A-PTS, C-PTS, C-A-PTS

De toute évidence, les algorithmes de PTS améliorent les performances du PAPR d'une manière significative. La méthode A-PTS s'améliore de près de 2.68 dB à 10^{-4} par rapport au signal original, mais elle est moins significative que la C-PTS et C-A-PTS. Cela veut dire que ces deux dernières méthodes sont améliorées de 1.39 dB et 2.7 dB respectivement par rapport à l'A-PTS.

Une comparaison entre C-PTS et C-A-PTS montre que les performances de la C-A-PTS est meilleure que C-PTS avec une marge de 1.31 dB, ce qui la rend plus avantageuse. De plus, en termes de complexité de calcul, cette dernière est plus facile à implémenter par rapport à la C-PTS grâce à l'opération de permutation circulaire qui nous permet de diminuer le nombre de multiplications complexes ainsi qu'une augmentation pour les signaux candidats à optimiser.

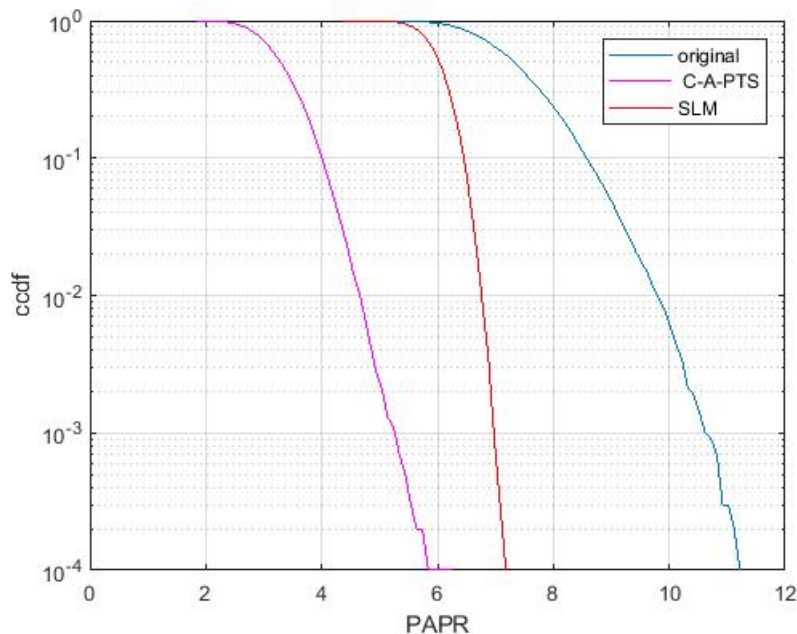


FIGURE IV.14 – Comparaison entre les techniques C-A-PTS, SLM

On peut apercevoir sur la figure IV.14, que le schéma C-A-PTS permet une meilleure performance de réduction du PAPR par rapport à celle du SLM. En effet, pour la même probabilité CCDF à 10^{-4} , le PAPR en utilisant SLM est réduit à une valeur de 4.1 dB, comme sous les mêmes conditions, la valeur PAPR pour la technique C-A-PTS est réduite à 5.38 dB.

IV.4.4 Comparaison des résultats des techniques étudiées

Les résultats de simulation présentent clairement que la méthode C-A-PTS est plus performante par rapport aux autres méthodes étudiées dans ce mémoire à savoir : A-PTS, C-PTS et SLM, en termes de réduction du PAPR dont le récapitulatif est donné par le tableau IV.3.

Téchniques de réduction	SLM	A-PTS	C-PTS	C-A-PTS
Réduction du PAPR (dB) par rapport au PAPR original	4.1	2.68	4.07	5.38

TABLE IV.3 – Comparaison des résultats de différentes techniques de réduction

IV.5 Implémentation de l'approche conjointe

La figure IV.15 illustre les performances du PAPR avant et après l'application de la méthode proposée, on constate que cette méthode donne des bons résultats en matière de réduction du PAPR, donc on a une amélioration d'environ 6.1 dB par rapport au signal original.

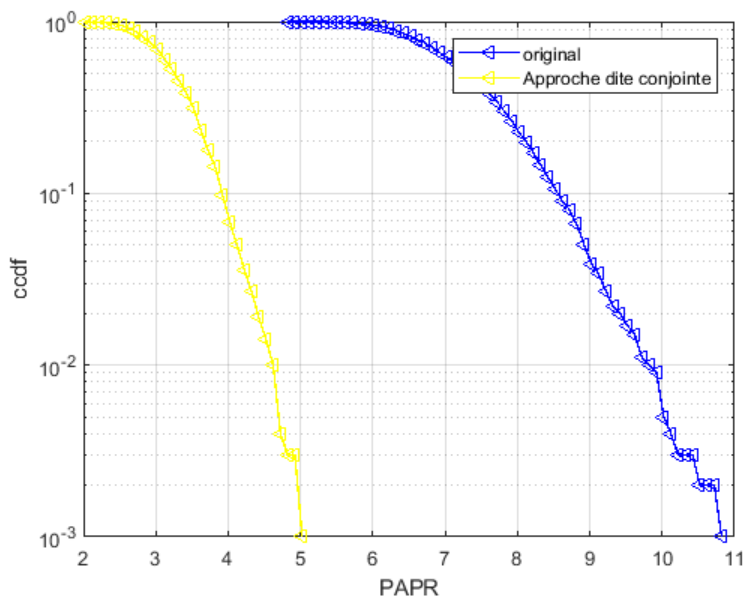


FIGURE IV.15 – Réduction du PAPR en utilisant la méthode conjointe

IV.5.1 Comparaison des résultats de la C-A-PTS et l'approche conjointe

Le tableau IV.4 illustre une comparaison entre la méthode proposée et C-A-PTS, nous remarquons bien que la méthode proposée est plus performante par rapport C-A-PTS en réduction du PAPR.

Téchniques de réduction	C-A-PTS	méthode conjointe
Réduction du PAPR (dB) par rapport au PAPR original	5.38	6.1

TABLE IV.4 – Comparaison des résultats de la C-A-PTS et l'approche conjointe

IV.6 Conclusion

Sur la base de l'étude théorique et l'analyse des résultats de simulation montrent que le nouveau schéma permet d'obtenir une meilleure réduction du PAPR tout en étant moins complexe que la PTS classique. Des résultats obtenus pour le système OFDM lors de notre travail, nous avons simulé

les différentes techniques de la réduction de PAPR telles que la technique PTS et ses variantes l'A-PTS, la C-PTS, et l'association de ces deux dernières nous a permis de programmer aussi celle dite technique Coopérative et Alternative PTS (C-A-PTS). Dans ce chapitre nous avons démontré que la technique C-A-PTS est la plus efficace et plus performante en termes de réduction du PAPR et la moins complexe à mettre en œuvre vu que son exécution prend moins de temps que les précédentes. Une autre technique dite conjointe nous a permis de voir qu'il est possible d'approcher la C-A-PTS en termes de performances. Cependant, elle est à parfaire vu qu'elle ne dépasse pas la C-A-PTS.

Conclusion générale

Le travail réalisé au cours de ce mémoire a porté sur la réduction du PAPR dans une transmission basée sur l'OFDM par la méthode C-A-PTS.

Comme évoqué dans les chapitres théoriques l'OFDM possède une forte fluctuation d'enveloppe qui est caractérisée par un facteur de crête « PAPR » élevé. Afin de palier à cet inconvénient nous avons procédé à la réduction du PAPR à l'aide des nouvelles méthodes les plus efficaces comme la PTS qui nous a permis d'atteindre de très bonnes performances au prix d'une complexité de calcul importante pour la réduction du PAPR. Il existe de nombreuses variantes de cette méthode qui tentent de réduire le coût en termes de calculs tout en maintenant les performances de réduction du PAPR comme (A-PTS, C-PTS, C-A-PTS).

Nous nous sommes intéressées particulièrement à la méthode C-A-PTS qui permet d'atteindre une performance PAPR presque optimale avec une complexité bien moindre ceci favorisera son implémentation sous forme d'application en temps réel. Nous avons présenté un schéma qui rentre toujours dans la gamme PTS et qui donne des performances optimales en termes de réduction du PAPR et en termes de dégradation du système.

Finalement, les résultats obtenus dans l'étude pratique ont justifié ce qui est annoncé dans l'étude théorique, donc le problème sur le quelle repose ce travail est traité et le but de ce dernier est atteint, puisque nous avons réussi à programmer la PTS, l'A-PTS, la C-PTS et associer ses deux dernières pour former la C-A-PTS telle que formulée dans la littérature, ainsi qu'une autre méthode proposée. Par la suite nous avons effectué une comparaison entre les différents résultats obtenus.

Comme perspectives nous proposons de poursuivre ce travail en développant le point suivant :

La combinaison de l'OFDM avec le MIMO ouvre la porte vers des communications hauts débits. Cependant, un système OFDM est très sensible à une erreur de fréquence porteuse qui cause une perte d'orthogonalité entre les porteuses. Cet effet va dégrader radicalement la performance du système. Dans ce contexte nous projetons d'aborder le problème de la synchronisation fréquentielle et temporelle ainsi que l'estimation du canal MIMO des systèmes MIMO-OFDM.

Bibliographie

- [1] Charles Tounou. *Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts : mesures de performances en environnement réel*. PhD thesis, Limoges, 2008.
- [2] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Y Yang, and Chung G Kang. *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons, 2010.
- [3] Vincent Le Nir. *Etude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses*. PhD thesis, INSA de Rennes, 2004.
- [4] Samir Arab. Une étude sur la réduction du papr dans un système ofdm. 2010.
- [5] Febio Siqueria Netto and Marcio Eisenkraft. Spread spectrum digital communication system using chaotic pattern generator. In *10th Experimental Chaos Conference, Catania, 2008*.
- [6] Mourad Benyarou. *Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA*. PhD thesis, 2012.
- [7] Marek Fisz. Probability theory and mathematical statistics john wiley and sons. *Inc., New York*, 1963.
- [8] Basel Rihawi. Analyse et réduction du power ratio des systemes de radiocommunications multi-antennes. *These de Doctorat, Université de Rennes I*, 2008.
- [9] Gordon L Stuber, John R Barry, Steven W Mclaughlin, Ye Li, Mary Ann Ingram, and Thomas G Pratt. Broadband mimo-ofdm wireless communications. *Proceedings of the IEEE*, 92(2) :271–294, 2004.
- [10] Hanna Bogucka and Andrea Conti. Degrees of freedom for energy savings in practical adaptive wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, 49(6) :38–45, 2011.
- [11] N Dinur and D Wulich. Peak to average power ratio in amplitude clipped high order ofdm. In *IEEE Military Communications Conference. Proceedings. MILCOM 98 (Cat. No. 98CH36201)*, volume 2, pages 684–687. IEEE, 1998.
- [12] K Deerga Rao. *Channel coding techniques for wireless communications*. Springer, 2015.
- [13] Hideki Ochiai and Hideki Imai. On the distribution of the peak-to-average power ratio in ofdm signals. *IEEE transactions on communications*, 49(2) :282–289, 2001.

-
- [14] Guy Alexandre. *Etude, conception et réalisation d'un système de linearisation d'amplificateurs de puissance a etat solide pour des applications spatiales*. PhD thesis, Toulouse 3, 2000.
- [15] Désiré Guel. *Etude de nouvelles techniques de réduction du «facteur de crête» à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuse*. PhD thesis, Rennes 1, 2009.
- [16] Peter B Kenington. High linearity rf amplifier design. artech house. *Inc. : Norwood, MA, USA*, 2000.
- [17] ISLI Dounia and LACHOURI Sarah. *Réduction du PAPR par PTS lors d'une transmission OFD*. PhD thesis, Universite Abderrahmane Mira de Béjaia, Faculté de technologie Département d'électronique, 2020.
- [18] GA Franco. An orthogonal coding technique for communications. *IRE Intl. Conv. Rec.*, 9(8) :126–133, 1961.
- [19] Marwa Chafii. *Etude d'une nouvelle forme d'onde multiporteuses à PAPR réduit*. PhD thesis, CentraleSupélec, 2016.
- [20] Slimane Ben Slimane. Peak-to-average power ratio reduction of ofdm signals using pulse shaping. In *Globecom'00-IEEE. Global Telecommunications Conference. Conference Record (Cat. No. 00CH37137)*, volume 3, pages 1412–1416. IEEE, 2000.
- [21] Richard Van Nee and Arnout De Wild. Reducing the peak-to-average power ratio of ofdm. In *VTC'98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (Cat. No. 98CH36151)*, volume 3, pages 2072–2076. IEEE, 1998.
- [22] Zizi Rania et Sennoune Thinhinane. *Réduction du PAPR par écrêtage et Filtrage lors d'une transmission OFDM*. PhD thesis, Universite Abderrahmane Mira de Béjaia, Faculté de technologie Département d'électronique, 2020.
- [23] Jose Tellado. Peak-to-average power reduction for multicarrier modulation. *Ph. D. thesis*, 1999.
- [24] Kavita Mhatre and Uday Pandit Khot. Efficient selective mapping papr reduction technique. *Procedia computer science*, 45 :620–627, 2015.
- [25] Feng Zou, Zhijun Liu, Xin Hu, and Gang Wang. A novel papr reduction scheme for ofdm systems based on neural networks. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2021, 2021.
- [26] Hermann Sohtsinda. *Approche conjointe canal et amplificateur d'émission pour l'allocation dynamique de puissance dans les systèmes MIMO-OFDM*. PhD thesis, 2017.
- [27] Julien Abot. *Stratégie de codage conjoint pour la transmission d'images dans un système MIMO*. PhD thesis, Poitiers, 2012.

-
- [28] Stefan H Muller and Johannes B Huber. Ofdm with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. *Electronics letters*, 33(5) :368–369, 1997.
- [29] Stefan H Muller and Johannes B Huber. A comparison of peak power reduction schemes for ofdm. In *GLOBECOM 97. IEEE Global Telecommunications Conference. Conference Record*, volume 1, pages 1–5. IEEE, 1997.
- [30] Anagiyaddage DS Jayalath and Chintha Tellambura. Adaptive pts approach for reduction of peak-to-average power ratio of ofdm signal. *Electronics Letters*, 36(14) :1226–1228, 2000.
- [31] Bouaziz Samir. *Réduction du PAPR du système OFDM-MIMO en 4G*. Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas –SETIF 1- UFAS (ALGERIE), 2015.
- [32] Dae-Woon Lim, Seok-Joong Heo, Jong-Seon No, and Habong Chung. A new pts ofdm scheme with low complexity for papr reduction. *IEEE transactions on broadcasting*, 52(1) :77–82, 2006.
- [33] P Mukunthan and P Dananjayan. Papr reduction based on a modified pts with interleaving and pulse shaping method for stbc mimo-ofdm system. In *2012 Third International Conference on Computing, Communication and Networking Technologies (ICCCNT'12)*, pages 1–6. IEEE, 2012.
- [34] V Sudha and D Sriram Kumar. Papr reduction of ofdm system using pts method with different modulation techniques. In *2014 International Conference on Electronics and Communication Systems (ICECS)*, pages 1–5. IEEE, 2014.
- [35] Tao Jiang, Weidong Xiang, Paul C Richardson, Jinhua Guo, and Guangxi Zhu. Papr reduction of ofdm signals using partial transmit sequences with low computational complexity. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 53(3) :719–724, 2007.
- [36] Yue Xiao, Xia Lei, Qingsong Wen, and Shaoqian Li. A class of low complexity pts techniques for papr reduction in ofdm systems. *IEEE Signal Processing Letters*, 14(10) :680–683, 2007.
- [37] Yun Li, Mingyu Gao, and Zhiqiang Yi. A cooperative and alternate pts scheme for papr reduction in stbc mimo-ofdm system. In *2012 IEEE 14th International Conference on Communication Technology*, pages 268–272. IEEE, 2012.
- [38] Anagiyaddage DS Jayalath, Chintha Tellambura, and H Wu. Reduced complexity pts and new phase sequences for slm to reduce pap of an ofdm signal. In *VTC2000-Spring. 2000 IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings (Cat. No. 00CH37026)*, volume 3, pages 1914–1917. IEEE, 2000.
- [39] L Wang and J Liu. Cooperative pts for papr reduction in mimo-ofdm. *Electronics Letters*, 47(5) :351–352, 2011.
- [40] Vahid Tarokh. Space-time block code from orthogonal designs. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 45(5) :744–765, 1998.

Résumé

Le multiplexage par répartition orthogonales en fréquences (OFDM) est l'une des techniques de modulation qui a été largement employée dans les systèmes de communications sans fil, en raison de sa capacité de transmettre des données à haut débit avec une largeur de bande relativement importante et une immunité robuste contre les évanouissements par trajets multiples. En revanche l'inconvénient majeur de l'OFDM est représenté 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. Afin de palier à cet inconvénient il existe de nombreuses techniques de réduction du PAPR ont été présentées, notamment les techniques probabiliste, techniques ajout de signal et techniques codage.

Dans ce mémoire, nous avons procédé à la réduction du PAPR à l'aide des nouvelles méthodes les plus efficaces comme la méthode Partial Transmit Sequence (PTS) plus particulièrement l'application Coopérative et Alternative PTS (C-A-PTS) qui offre de très bonnes performances en terme de réduction du PAPR dans un système MIMO-OFDM. De plus une nouvelle application dite conjointe a été présenté.

Mots clés : OFDM ; MIMO ; PAPR ; PTS ; C-A-PTS.

Abstrat

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is one of the modulation techniques that has been widely used in wireless communication systems, due to its ability to transmit high speed data with a relatively large bandwidth and robust immunity to multipath fading. On the other hand, the major drawback of OFDM is represented by important variations in instantaneous power, the "peak-to-average power ratio" (PAPR) which takes into account these variations in power, is an essential parameter in the characterization of non-constant envelope modulations. In order to overcome this drawback, many techniques for reducing the PAPR have been presented, including probabilistic techniques, signal addition techniques and coding techniques.

In this thesis, we have proceeded to the reduction of the PAPR using the most efficient new methods such as the Partial Transmit Sequence (PTS) method and more particularly the Cooperative and Alternative PTS (C-A-PTS) application which offers very good performances in terms of PAPR reduction in a MIMO-OFDM system. In addition, a new application called joint has been presented.

Key words : OFDM ; MIMO ; PAPR ; PTS ; C-A-PTS.