

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique



Université Abderrahmane Mira

Faculté de la Technologie



Département d'Automatique, Télécommunication et d'Electronique

Projet de Fin d'Etudes

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

Thème

Technique de réduction du PAPR en transmission basées sur l'OFDM

Préparé par :

Melle CHERGUI Sabrina

Mr MAOUCHE Chabane

Dirigé par :

Mr BELLAHSENE Hocine

Examiné par :

Mr MOKRANI Abdelkrim

Mr TOUNSI Mohemed

Année universitaire : 2021/2022

REMERCIEMENT

Au terme de ce travail, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude et nos sincères remerciements.

Nous remercions le dieu le tout puissant de nous avoir donné la force, la volonté de donner le meilleur de nous-même et le courage de mener ce travail.

*Nous tenons en premier lieu à exprimer notre profonde reconnaissance à notre encadrant **M^r BELLAHSENE Hocine**, pour son encadrement au sens propre du terme, puis pour nous avoir fait confiance et pour nous avoir accompagné, encouragé et conseillé au cours de notre cursus.*

*Nous tenons également à remercier **M^r A. MOKRANI** et **M^r M. TOUNSI** d'avoir consacré leurs temps à la lecture et à la correction de ce mémoire.*

Nous remercions les plus vifs vont tout particulièrement à nos parents, en qui nous avons puisé tout le courage, la volonté et la confiance, nous leur serons éternellement reconnaissants.

Enfin, Nous n'omettrons jamais d'exprimer toute notre gratitude à tous les membres du département d'électronique de l'Université de Bejaia, que ce soit enseignants ou cadres administratifs, qui de près ou de loin n'ont épargné aucun effort pour que notre formation et nos travaux se terminent dans de bonnes conditions.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A mes parents que nulle dédicace ne puisse exprimer mes sincères sentiments et mon éternelle gratitude, pour leur patience illimitée, leur encouragement continu, leurs aides, en témoignage de mon profond amour et respect pour leurs grands sacrifices.

Papa, merci pour tout ce que tu as fait, tu es pour moi ce que le soleil est pour la terre, Grace à vous que je n'ai jamais rien manqué dans la vie Merci pour tout papa.

A mes chères sœurs : « Kahina, Samia, Thiziri, Nadjat »

A mes frères : « Rachid, Farhet et Aghiles »

Mes neveux : « Maelys, Alicia, Mohamed, Amir, Aymen, Ayoub, Yanis, Abd-Rahman »

A mes amies et amis exceptionnellement : « Celina, Yanis »

A mon encadreur Mr. Bellahsene

Enfin Je veux me dire merci d'avoir accompli ce travail difficile. Je veux me dire merci de ne pas avoir pris de jours de repos. Je veux me dire merci de n'avoir jamais renoncé. Je veux me dire merci d'essayer de faire plus de bien que de mal. Je veux me dire merci d'être simplement moi-même, en tout temps.

Et tous ceux qui me connaissent de loin ou de près

Sabrina

DÉDICACES

Je tiens c'est avec grande plaisir que je dédie ce modeste travail :

En première lieu, à la source du bonheur de ma vie, mes plus chers parents qui me sont les plus chers qui ont toujours aimé me voir réussir. Que dieu garde leur bonne santé et longue vie.

À l'être le plus cher de ma vie, **ma mère** qui m'a soutenu et encouragé durant ces années d'études, pour son amour, pour tous ce qu'elle a sacrifié pour moi.

À celui qui m'a fait de moi un homme, **mon père** pour son soutien moral et financier, son énormes sacrifices et encouragements qu'il m'a donnés.

À mon chère frère << **Aissa** >>.

À ma chère sœur << **Narimane** >>.

À mes chère amis et amies << **Azzedine, Siham** >>.

À toutes mes années universitaires.

À mon encadreur **M^r. BELLAHSENE Hocine**.

À tous ceux que j'aime et ceux qui m'aiment.

Chabane

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENT.....	i
TABLE DES FIGURES.....	vii
LISTE DES TABLEAUX.....	viii
LISTE DES ABRÉVIATIONS.....	ix
INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
I LA TRANSMISSION OFDM.....	3
I.1 INTRODUCTION.....	3
I.2 TECHNOLOGIE DE TRANSMISSION MULTI PORTEUSES.....	3
I.3 PRINCIPE DE L'OFDM.....	4
I.4 L'ORTHOGONALITÉ.....	6
I.5 LA CHAÎNE DE TRANSMISSION OFDM.....	7
I.6 NOTION D'ORTHOGONALITÉ.....	8
I.7 INTERVALLE DE GRADE.....	8
I.8 EXEMPLES D'APPLICATION DE L'OFDM.....	10
I.9 DISTRIBUTION DU SIGNAL OFDM.....	10
I.10 DISTRIBUTION DU PAPR DES SIGNAUX OFDM.....	12
I.11 PRINCIPE DE L'ASSOCIATION MIMO ET OFDM.....	12
I.12 LA VARIANTE OFDM BASÉE SUR LA DCT.....	13
I.13 PRINCIPE DE F-OFDM.....	14

I.14	CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES DE F-OFDM	14
I.15	AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DE L'OFDM.....	14
I.16	CONCLUSION	15
II	TECHNIQUE DE RÉDUCTION DE PAPR.....	16
II.1	INTRODUCTION	16
II.2	GÉNÉRALITÉS SUR L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE	16
II.3	PRINCIPE DU PAPR.....	18
II.4	FONCTION DE RÉPARTITION	19
II.5	TECHNIQUE DE RÉDUCTION DU PAPR.....	20
II.6	COMPARAISONS ENTRE LES DIFFÉRENTES TECHNIQUES DE RÉDUCTION DU PAPR..	23
II.7	LES CRITÈRES D'ÉVALUATION DES TECHNIQUES DE RÉDUCTION DU PAPR.....	24
II.8	CONCLUSION	25
III	TECHNIQUE DE RÉDUCTION DU PAPR PAR AJUSTEMENT FACTEUR DE PUISSANCE	26
III.1	INTRODUCTION	26
III.2	PROBLÉMATIQUE	27
III.3	RÉDUCTION DU PAPR DANS LE CONTEXTE MIMO-OFDM.....	27
III.4	RÉDUCTION PAR LA MÉTHODE PTS	28
III.5	ALTERNATIVE ET COOPÉRATIVE PTS	29
III.6	ÉCRÉTAGE ET FILTRAGE DU SIGNAL OFDM AVANT ET APRÈS L'AP	33
III.7	IMPLANTATION DE FACTEUR D'AJUSTEMENT.....	34
III.8	AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DE LA TECHNIQUE CONJOINTE.....	36
III.9	LES CRITÈRES DE CLASSIFICATION.....	37
III.10	LA NOUVELLE MÉTHODE PAR AJUSTEMENT FACTEUR DE PUISSANCE	39
III.11	CONCLUSION	40
IV	SIMULATIONS ET DISCUSSIONS DES RÉSULTATS.....	41
IV.1	INTRODUCTION	41
IV.2	PARTIE 1 : PARAMÈTRES DE SIMULATIONS POUR LE SYSTÈME OFDM	42
IV.3	PARTIE 2 : LA RÉDUCTION DU PAPR PAR PTS.....	45
IV.4	PARTIE 3 : LA RÉDUCTION DU PAPR PAR L'APPROCHE CONJOINTE	48
IV.5	IMPLÉMENTATION DE FACTEUR D'AJUSTEMENT	50

IV.6 CONCLUSION	54
CONCLUSION GÉNÉRALE	55
ANNEXES	59

TABLE DES FIGURES

I.1	Principe de l'OFDM	4
I.2	Schéma de principe d'un modulateur OFDM.	5
I.3	Schéma de principe d'un démodulateur OFDM.	6
I.4	Schéma de Principe d'orthogonalité des sous-porteuses en OFDM.	6
I.5	Chaine de transmission de l'OFDM.	7
I.6	Principe de l'intervalle de garde.	9
I.7	La méthode du Préfixe Cyclique (CP).	9
I.8	Distribution d'amplitude d'un signal OFDM.	11
I.9	Principe d'un système MIMO-OFDM	13
I.10	Conception du filtre sous bande [15].	14
II.1	La forme des deux caractéristiques pour un amplificateur de type SSPA [4].	17
II.2	Représentation du (PAPR) [4].	19
II.3	Schéma fonctionnel du processus d'écrêtage et filtrage.	21
II.4	Principe de fonctionnement de la méthode SLM.	22
II.5	Mesure du gain de réduction PAPR [18].	24
III.1	La technique PTS avec $M=4$, $M=16$, $M=32$	28
III.2	La technique A-PTS [35].	29
III.3	La technique C-PTS [35].	30
III.4	La technique C-A-PTS.	31
III.5	Comparaison entre les techniques A-PTS, C-PTS, C-A-PTS.	32
III.6	Écrêtage et filtrage du signal OFDM avant AP [27].	33
III.7	Écrêtage et filtrage du signal OFDM après AP [27]	33
III.8	Schéma bloc de la méthode conjointe.	34
III.9	Schéma bloc de la méthode conjointe pour un système MIMO-OFDM.	35
III.10	Influence de la méthode conjointe sur les performances du système [12].	36

III.11	Approche conjointe non-collaborative de la réduction du PAPR et de la linéarisation.	37
III.12	Approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adaptent la réduction du PAPR en fonction de la linéarisation.	38
III.13	Approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adaptent la linéarisation en fonction de la réduction du PAPR.	38
III.14	Approche conjointe collaborative de la réduction de PAPR et de la linéarisation.	39
III.15	Schéma bloc de la méthode par l'ajustement facteur de puissance.	40
IV.1	La chaîne de simulation.	42
IV.2	Performance du système selon le type de la modulation.	43
IV.3	Performance du système selon le nombre d'état du schéma de modulation QAM.	43
IV.4	Variations de BER en fonction de SNR avec le canal AWGN et Rayleigh [35]. . .	44
IV.5	Signal OFDM dans le domaine temporel.	45
IV.6	CCDF de signaux OFDM avec différents nombres de sous-porteuses (N).	46
IV.7	Comparaison Clipping-PTS-SLM.	47
IV.8	Réduction du PAPR en utilisant la méthode conjointe.	48
IV.9	Comparaison entre les techniques conjointe, SLM.	49
IV.10	Réduction du PAPR en utilisant le facteur d'ajustement	50
IV.11	comparaison des résultats.	50
IV.12	Comparaison entre facteur d'ajustement et C-A-PTS.	51
IV.13	Comparaison entre la méthode de facteur d'ajustement et la méthode conjointe.	52
IV.14	Comparaison des résultats de différentes techniques de réduction du PAPR. . . .	53
IV.15	Principe du symbole OFDM avec ZP.	59

LISTE DES TABLEAUX

I.1	Exemples d'application de l'OFDM.	10
II.1	Comparaisons entre les différentes techniques de réduction du PAPR.	23
IV.1	Les Paramètres de la simulation.	47
IV.2	Interprétation des résultats.	47
IV.3	Interprétation des résultats.	49
IV.4	Comparaison des résultats de la méthode de facteur d'ajustement et la C-A- PTS.	51
IV.5	Comparaison des résultats de la méthode de facteur d'ajustement et l'approche conjointe.	53
IV.6	Comparaison des résultats de différentes techniques étudiées.	54

LISTE DES ABRÉVIATIONS

5G : *Fifth cinquième " cinquième génération des réseaux mobile".*

A

ADSL : *Asymmetric Digital Subscriber Line.*

ATOP : *Amplificateur à Tube à Onde Progressive.*

A-PTS : *Alternative Partial Transmit Sequences.*

AP : *Amplificateur de Puissance.*

AWGN : *Additive White Gaussian Noise.*

B

BREE : *Bit Error Rate.*

BPF : *Filtre passe-bande.*

BPSK : *Binary Phase Shift Keying.*

C

C-PTS : *Cooperative Partial Transmit Sequences.*

C-A-PTS : *Cooperative and Alternative Partial Transmit Sequences.*

CDF : *Cumulative Distribution Function.*

CCDF : *Complementary Cumulative Distribution Function.*

CAN : *Conversion Analogique Numérique.*

CNA : *Conversion Numérique Analogique.*

CP : *Cyclic Prefix.*

CS : *Cyclic Suffix.*

D

DAB : *Digital Audio Broadcasting.*

DVB : *Digital Video Broadcasting.*

DVB-T : *Digital Video Broadcasting-Terrestrial.*

DB : *Décibels.*

DQPSK : *Differential Quadrature Phase Shift Keying.*

DCT : *Discrete Cosine Transform.*

DCT-OFDM : *Discrete Cosine Transform-Orthogonal Frequency Division Multiplexing.*

DFT : *Discrete Fourier Transform.*

F

FFT : *Fast Fourier Transform.*

FSK : *Frequency-Shift Keying.*

F-OFDM : *Filtred OFDM.*

I

IDFT : *Inverse Discrete Fourier Transform.*

IES : *Interference Entre Symbols.*

IEP : *Interference Entre Porteuse.*

ISI : *Inter Symbole interference.*

IEEE : *Institute of Electrical and Electronics Engineers.*

M

MIMO : *Multiple-Input Multiple-Output.*

MIMO-OFDM : *Multiple- Input Multiple- Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing.*

M-QAM : *Multi-level Quadrature Amplitude Modulation.*

O

OFDM : *Orthogonal Frequency Division Multiplexing.*

P

PSK : *Phase Shift Keying.*

PAM : *Pulse Amplitude Modulation.*

PAPR : *Peak to Average Power Ratio.*

Q

QAM : *Quadrature Amplitude Modulation.*

QPSK : *Quaternary Phase Shift Keying.*

R

RP : *Random Phasor.*

S

SI : *Side Information.*

SISO : *Single Input Single Output.*

SLM : *Select Mapping.*

SNR : *Signal to Noise Ratio.*

SQNR : *Signal-to-Quantization Noise Ratio.*

SSPA : *Solide State Power Amplifier.*

STBC : *Space Time Bloc Coding.*

T

TEB : *Taux Erreur Binaire.*

TR : *Tone Reservation.*

W

WIFI : *Wireless Fidelity.*

WiMAX : *Worldwide Interoperability for Microwave Access.*

Z

ZP : *Zero-Padding.*

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les systèmes de communication actuels ont des demandes de plus en plus croissantes en termes de fiabilité, de transmission haut-débit, de mobilité, d'efficacité spectrale et de rendement énergétique. L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) à la Base de plusieurs normes de télécommunication telles que l'ADSL, le Wi-MAX, le Wi-fi, le DVB, etc., permet de satisfaire en grande partie toutes ces demandes grâce à ses nombreux avantages. Cependant, les signaux OFDM ont de fortes variations de puissance caractérisées par le PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) qui génèrent des distorsions au passage de composants non-linéaires. Ces distorsions, principalement sont des interférences hors-bandes et une augmentation du taux d'erreur, constituant l'un de ses inconvénients majeurs qui limitent les performances des communications multiporteuses.

Dans les équipements de télécommunication, la plupart des composants analogiques ont des caractéristiques non-linéaires. Le composant qui est à l'origine des distorsions majeures est l'amplificateur de puissance (AP) surtout si l'on cherche à augmenter son rendement énergétique ou sa puissance de sortie.

Plusieurs techniques et plusieurs technologies sont utilisées pour atteindre des hauts débits. Un exemple de ces techniques est la modulation multi porteuse dite OFDM. Comme toutes les autres techniques, la modulation multi porteuse présente des avantages ainsi que des inconvénients. Les avantages concernent principalement la robustesse du signal vis-à-vis du canal multi trajet avec évanouissement et l'encombrement spectral optimal.

Un des inconvénients est représenté par les fortes fluctuations en amplitude de l'enveloppe du signal modulé et donc par des variations importantes en puissance instantanée. Le «Peak-to-Average Power Ratio» (PAPR) qui prend en compte ces variations en puissances, est un paramètre indispensable dans la caractérisation des modulations à enveloppe. Au niveau de l'émetteur précisément sur l'AP on trouve des éléments non-linéaires dont le fonctionnement dépend directement de la puissance du signal modulée. Le PAPR dans ce cas devenant suffisamment élevé se manifestera en réception par une forte consommation des batteries de l'utilisateur.

Le problème du PAPR est plus important dans la liaison montante vu que 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. Etudier et résoudre cette problématique est le but de notre mémoire que nous avons organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, nous allons tout d'abord présenter la modulation OFDM. Nous allons détailler cette technique de modulation, nous aborderons son principe, ainsi que sa description générale. Ensuite nous décrirons la combinaison MIMO-OFDM, ses avantages et ses inconvénients.

L'étude de problème du PAPR élevée du signal OFDM sera abordée dans le deuxième chapitre. Les différentes techniques qui permet le réduire seront détaillées.

Le chapitre suivant est consacré à l'étude théorique de la réduction du PAPR dans un contexte MIMO-OFDM. Ensuite nous présenterons et simulerons les différentes techniques de la réduction du PAPR telles que la technique PTS et ses variantes l'A-PTS, la C-PTS, et l'association de ces deux dernières. La technique Coopérative et Alternative PTS (C-A-PTS) sera programmée à base des deux précitées. Cependant, le cœur de ce chapitre aura pour objet d'une étude détaillée de la technique conjointe ainsi qu'une méthode par ajustement facteur de puissance.

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

Enfin, ce mémoire se termine par une conclusion générale et des perspectives.

LA TRANSMISSION OFDM

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous aborderons l'une des techniques de transmission multi-porteuse qui est le multiplexage par répartition fréquentielle orthogonale OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Cette technique est utilisée dans les réseaux sans fil et les réseaux cellulaires et pour la télévision numérique. Il consiste à transmettre les données en parallèle sur un très grand nombre de sous-porteuses. Dans ce chapitre nous abordons le principe, les différents éléments constituant un signal l'OFDM ainsi ses avantages et ses inconvénients.

I.2 Technologie de transmission multi porteuses

L'interférence inter symbole est souvent considérée comme un obstacle dans les techniques de modulation à porteuse unique car ces techniques sont sensibles à la sélectivité des canaux fréquentiels ou temporels, principalement dans des environnements qui favorisent les phénomènes de trajets multiples. Pour surmonter ces effets négatifs tout en augmentant le débit de transmission, des techniques de modulation multi porteuse ont été introduites et vigoureusement développées.

La technique de modulation multi porteuse 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].

I.3 Principe de l'OFDM

Le principe de l'OFDM consiste à répartir le signal numérique que l'on veut transmettre sur un grand nombre de sous-porteuses. Comme si l'on combinait le signal à transmettre sur un grand nombre de systèmes de transmission (des émetteurs, par exemple) indépendants et à des fréquences différentes. Afin de garder les fréquences des sous porteuses aussi proches que possible pour transmettre le maximum d'informations sur une portion fréquentielle donnée, l'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales entre elles. Les signaux de différentes sous- porteuses se chevauchent, mais n'interfèrent pas les uns avec les autres en raison de l'orthogonalité. Comme montre la figure I.1.

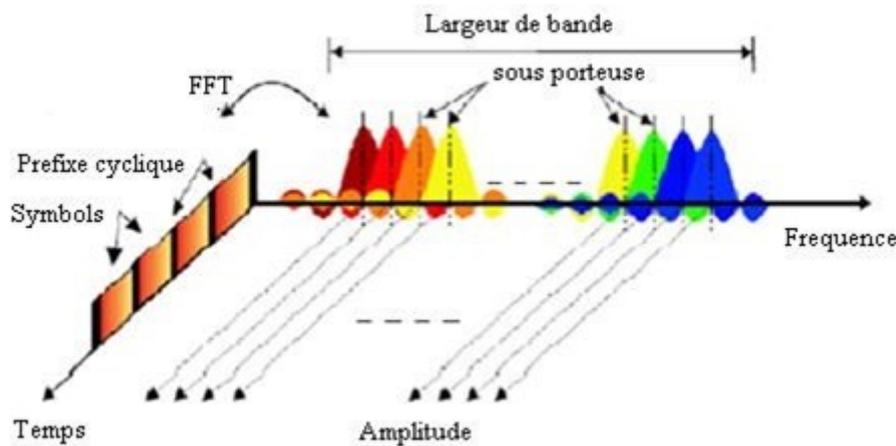


FIGURE I.1 – Principe de l'OFDM

I.3.1 Principe de la modulation OFDM

Pour répartir les données à transmettre sur les N porteuses à bas débit, les symboles C_k ont groupés par paquets de N . Les symboles $C_k = (a_k + jb_k)$ sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par des constellations souvent de type QAM à 4, 16, 64, 2^n états. La séquence de N symboles $[c_0, c_1, \dots, c_{N-1}]$ constitue un symbole OFDM émis pendant une durée de symbole T_u . Chaque symbole complexe module un signal de fréquence f_k . Mais de durée N fois plus grande que T_s ($T_u = NT_s$) où T_s est la durée d'un symbole OFDM et T_s est la durée d'un symbole sur une sous-porteuse.

L'enveloppe complexe du signal $S(t)$ correspond à l'ensemble des N symboles réassemblés en un symbole OFDM :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi f_k t} \quad \text{pour } t \in [0, T_s] \quad (I.1)$$

La figure I.2 montre le schéma bloc de la modulation OFDM.

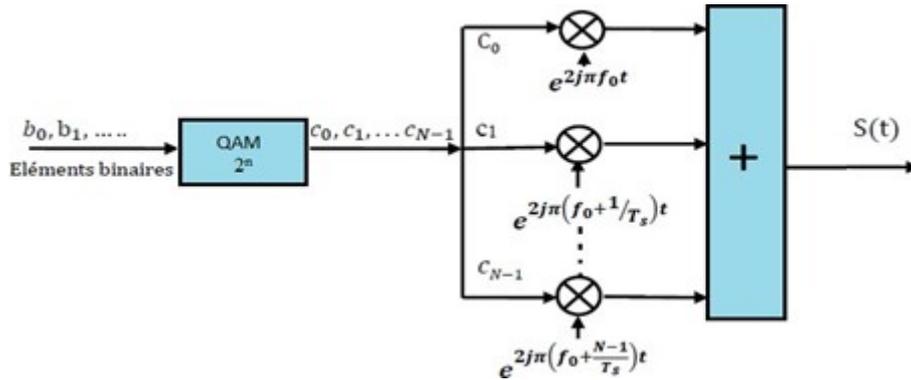


FIGURE I.2 – Schéma de principe d'un modulateur OFDM.

Les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes f_k et f_{k+1} est $\frac{1}{T_s}$

Alors le symbole OFDM peut s'écrire comme ceci :

$$S(t) = e^{j2\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi \frac{kt}{T_s}} \quad \text{avec} \quad f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad (I.2)$$

Avec : N le nombre de sous-porteuses Après un codage bit/symboles, f_0 représente la première fréquence de la bande du signal, f_k est l'ensemble des fréquences porteuses, et les symboles C_k sont groupé par paquets de N (conversion série/parallèle) et sont modulés par la fréquence porteuse correspondante. À la fin, tous les signaux sont additionnés avant d'être émis.

I.3.2 Principe de la démodulation OFDM

Le signal ayant traversé le canal de transmission et qui parvient au niveau récepteur sur une durée symbole T_s , et s'écrit comme suite :

$$Y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{-2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (I.3)$$

$H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de fréquence f_k à l'instant t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s . La démodulation classique comporterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses. La figure I.3 montre le schéma classique de la démodulation OFDM.

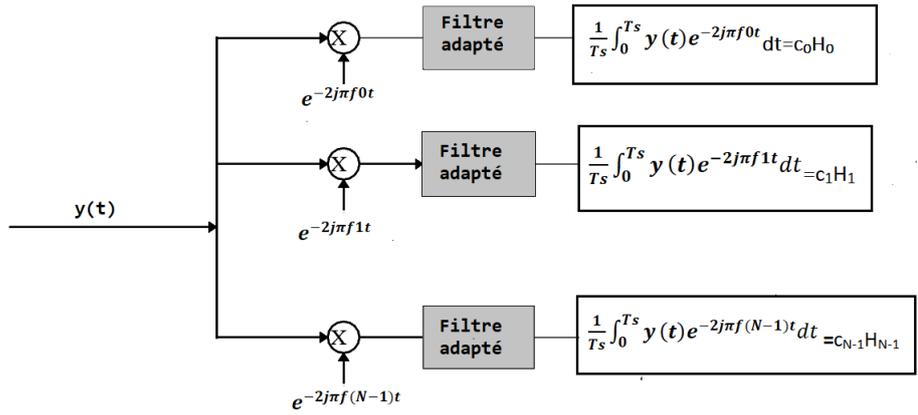


FIGURE I.3 – Schéma de principe d’un démodulateur OFDM.

En pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier.

I.4 L’orthogonalité

Les signaux sont orthogonaux s’ils sont mutuellement l’un de l’autre. L’orthogonalité est une propriété permettant de transmettre parfaitement plusieurs signaux d’informations sur un canal commun et les détecter sans interférences [2].

Les techniques de modulation OFDM permettent un fort chevauchement spectral entre les sous- porteuses. Cependant, les opérateurs doivent respecter les contraintes d’orthogonalité dans les domaines temporel et fréquentiel pour obtenir un bon fonctionnement. Lorsque le spectre d’une sous-porteuse est le plus grand, l’intervalle entre chaque sous-porteuse est fixé à $\frac{1}{T_u}$, Ce qui peut annuler le spectre de toutes les autres sous-porteuses, C’est la condition d’orthogonalité. La figure I.4 montre cette propriété.

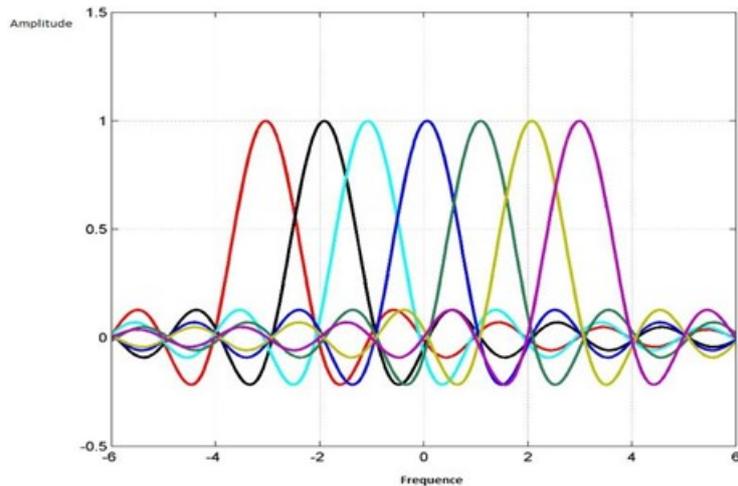


FIGURE I.4 – Schéma de Principe d’orthogonalité des sous-porteuses en OFDM.

Notion mathématique : On considère que des signaux sont orthogonaux les uns des autres s'ils sont mutuellement indépendants. Mathématiquement, l'orthogonalité de deux fonctions $f(t)$ et $g(t)$ dans l'intervalle $[a; b]$ est défini par la relation suivante :

$$\int_a^b f(t)g(t) dt = 0 \tag{I.4}$$

Les signaux $f(t)$ et $g(t)$ sont alors orthogonaux sur l'intervalle d'intégration $[ab]$.

I.5 La chaîne de transmission OFDM

Une chaîne de transmission est l'ensemble des dispositifs qui permettent le transfert de l'information, la figure I.5 montre les différents modules qui composent une transmission basée sur l'OFDM. Elle comprend un émetteur, un récepteur et un canal radio par lequel s'effectue la transmission. Le modulateur QAM transforme les données binaires en symboles complexes X_k .

Le convertisseur Série-parallèle (S/P) dispose les symboles en groupes de N symboles (trame), la durée d'une trame (T_u) est N fois plus haut que la durée d'un symbole en série. Ainsi, l'effet de canal devient moins réduit. Ensuite, en appliquant une transformée de Fourier discrète inverse à l'aide de l'algorithme du rythme, nous obtenons le symbole OFDM. L>IDFT est utilisé pour transformer le spectre d'un signal OFDM du domaine fréquentiel au domaine temporel pour sa transmission à travers le canal.

Après avoir appliqué l'IFFT, un préfixe cyclique CP de durée T_g est inséré avant chaque symbole, il copie les derniers symboles N_g de la trame OFDM, et les ajoute 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 série 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 [3].

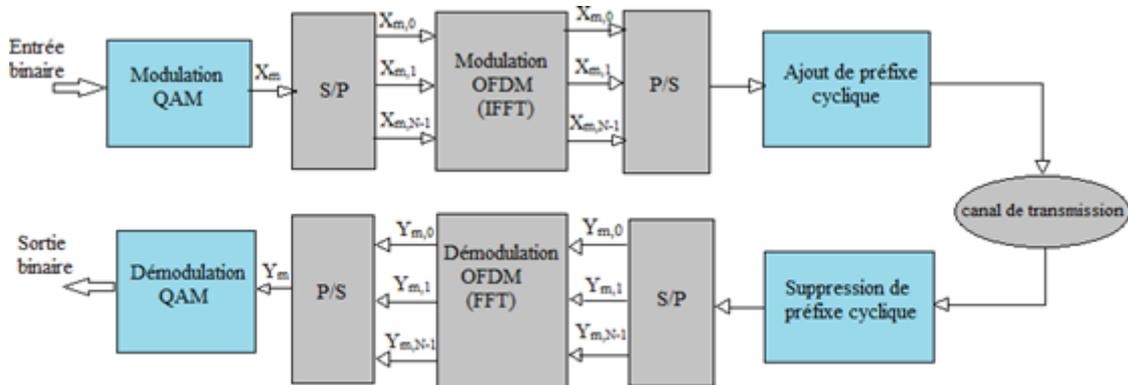


FIGURE I.5 – Chaîne de transmission de l'OFDM.

I.6 Notion d'orthogonalité

I.6.1 Interférence entre symboles

Les signaux OFDM sont transmis à des intervalles égaux, et ils doivent parcourir un certain trajet pour atteindre le récepteur. Dans le cas d'un canal multi-trajets, un symbole transmis prend différents retards pour arriver au récepteur à cause des différents chemins de propagation, ce qui cause des étalements temporels différents. La prolongation de la durée des symboles fait chevaucher les symboles entre eux, ce qui donne naissance à l'interférence entre symboles (IES) [4].

I.6.2 Interférence entre sous porteuses

L'orthogonalité dans un système OFDM signifie qu'au maximum de chaque spectre d'une sous porteuse, tous les spectres des autres sous porteuses s'annulent, ainsi les spectres des sous-porteuses se recouvrent mais demeurent orthogonaux entre eux. L'interférence entre porteuse (IEP) est causée par une perte d'orthogonalité fréquentielle suite à un décalage fréquentiel ce qui se traduit par la présence des symboles de données des sous-porteuses adjacentes dans la sous-porteuse actuelle [3].

I.7 Intervalle de garde

Pour éliminer les interférences, il suffit d'ajouter un intervalle de garde entre deux symboles OFDM transmis successivement d'une durée supérieure à l'étalement des retards. Les symboles connaissent des échos, les derniers échos du symbole OFDM auront lieu durant cet intervalle, et le symbole OFDM suivant ne sera plus perturbé par le précédent comme la montre la figure I.6. En générale l'intervalle de garde évite l'ISI et conserve l'orthogonalité des sous porteuses seulement dans le cas où il est composé par les derniers symboles de la trame OFDM. Dans ce cas, l'intervalle est appelé préfixe cyclique. Par conséquent, l'égalisation au récepteur devient très simple. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à la durée de l'étalement des retards non négligeables du canal.

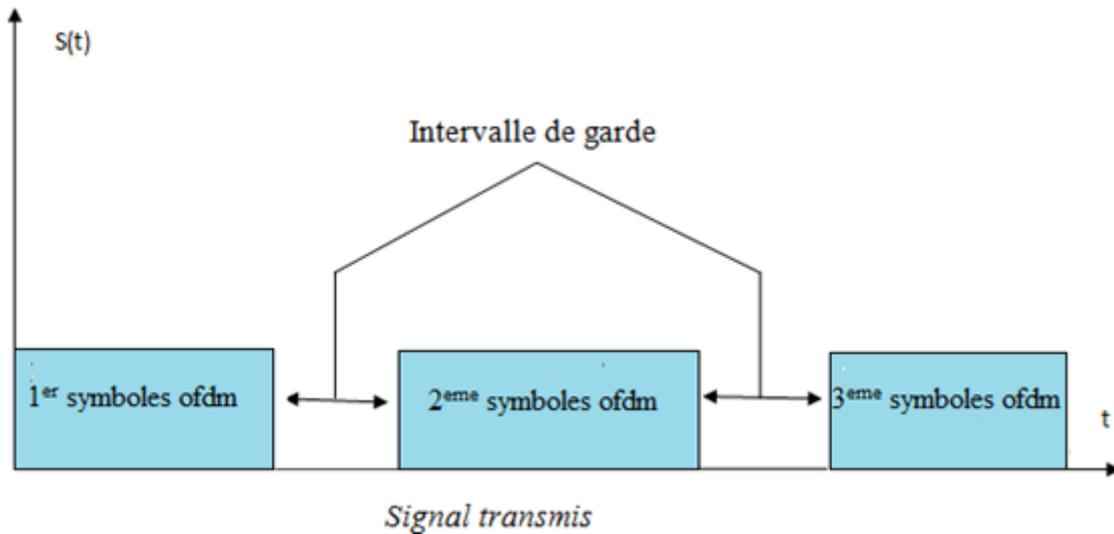


FIGURE I.6 – Principe de l'intervalle de garde.

Il y'a Trois méthode d'intervalle de garde dans un système OFDM :

❖ **La méthode du Préfixe Cyclique (CP)** : Cette méthode consiste à copier les derniers échantillons du symbole et à les placer au début de celui-ci comme la montre la figure I.7, C'est un excellent moyen de lutter contre les interférences inter-symboles et les interférences inter-porteuses.

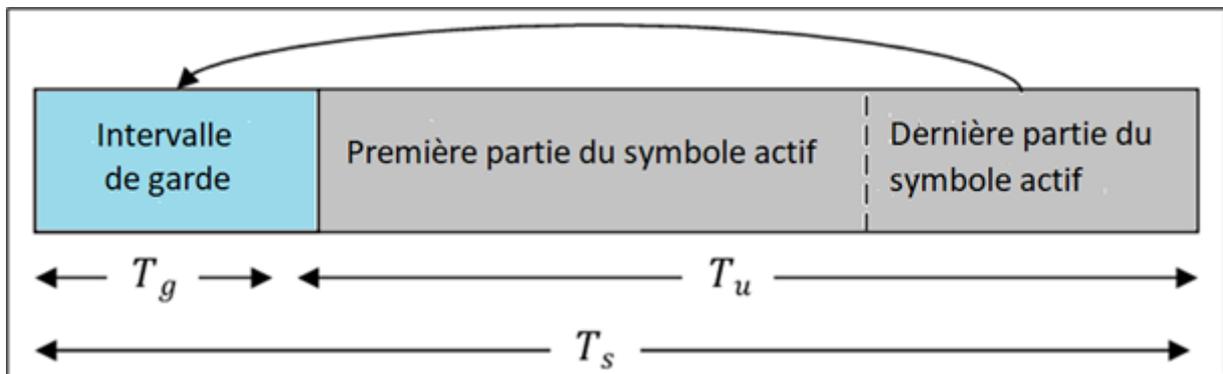


FIGURE I.7 – La méthode du Préfixe Cyclique (CP).

La durée utile et l'intervalle de garde nous donne la relation suivante :

$$T_s = T_g + T_u$$

Avec :

T_u : la durée de la partie utile de chaque symbole OFDM,

T_g : la durée de l'intervalle de gardes,

$T_s = T_g + T_u$: la durée de chaque symbole OFDM.

❖ **La méthode du Suffixe Cyclique (CS)** : Le principe est le même que pour le préfixe cyclique sauf qu'ici on place les échantillons à la fin du symbole OFDM.

I.8 Exemples d'application de l'OFDM

Il existe plusieurs domaines d'application de l'OFDM parmi lesquelles on peut citer dans ce Tableau I.1 :

Paramètres	Les applications OFDM			
	DVB	DVB-T	HiperLAN2	IEEE 802.11a
Largeur de bande	1.5 MHz	8 MHz	5.2 GHz	5.2 GHz
Débit binaire	32 - 384 kbit/s	5 - 30 Mbit/s	25 Mbit/s	25 Mbit/s
Type de modulation	DQPSK	QPSK, 16-QAM, 64-QAM	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Durée symbole OFDM	1000 μs	896 μs	3.2 μs	3.2 μs

TABLE I.1 – Exemples d'application de l'OFDM.

I.9 Distribution du signal OFDM

On peut étudier les caractéristiques d'un signal OFDM en traçant sa distribution ou densité d'amplitude comme le montre la figure I.8. Cette figure illustre la densité d'amplitude d'un signal OFDM de puissance moyenne unitaire (signal normalisé) lorsque le nombre de sous-porteuses est fixé à $N = 64$ et les symboles numériques sont issus de la modulation 16-QAM.

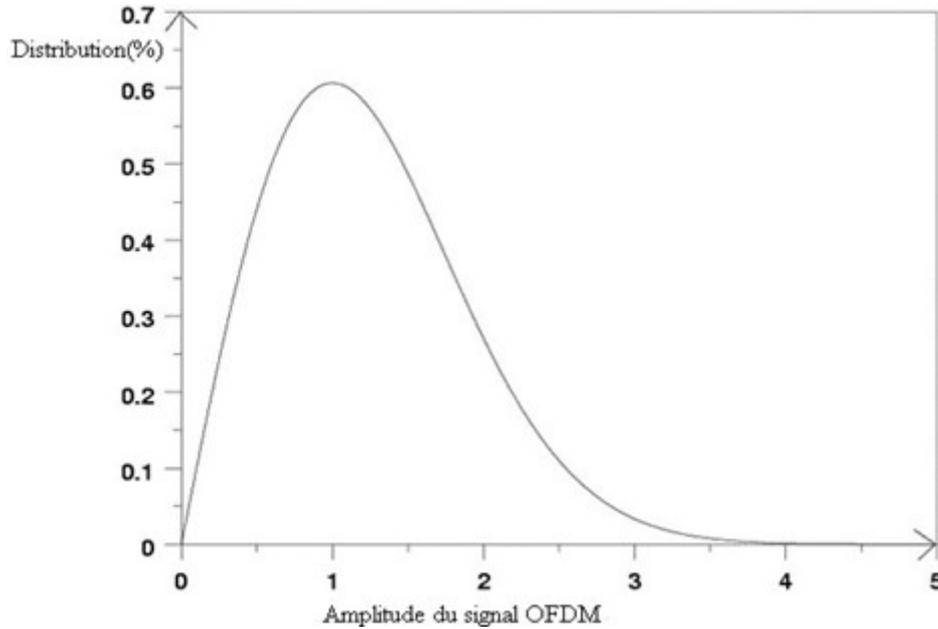


FIGURE I.8 – Distribution d’amplitude d’un signal OFDM.

On peut observer visuellement une grande plage de distribution des amplitudes de ce signal, ce qui traduit une forte dynamique d’amplitude. Plusieurs facteurs influent la variation des amplitudes d’un signal OFDM, à savoir le nombre de sous-porteuses, le facteur de sur échantillonnage, la modulation numérique et le filtrage [6] [7].

Généralement, les modulations numériques supposent que les éléments du vecteur $X = [X_0, X_0, \dots, X_{N-1}]$ sont des variables aléatoires mutuellement indépendantes et identiquement distribuées de moyenne nulle et de variance σ^2 , tel que [8] :

- $E[X_i] = 0$
- $E[X_i X_q^*] = \begin{cases} \sigma^2 & \text{si } i=q \\ 0 & \text{si } i \neq q \end{cases}$, Où σ^2 est la variance du signal OFDM.

Ainsi, le signal OFDM $x(t)$ peut s’écrire de la façon suivante [9] :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} Re(X_k) \cos(2\pi f_k t) + j \sum_{k=0}^{N-1} Im(X_k) \sin(2\pi f_k t) = I(t) + jQ(t) \quad (I.5)$$

Où $Re(X_k)$ et $Im(X_k)$ représentent respectivement les parties réelle et imaginaire du symbole X_k .

En utilisant le Théorème de la Limite [10], on démontre 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 de moyenne nulle et de variance 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^2 [9] [11].

I.10 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. Habituellement, le PAPR est défini comme étant le rapport de la puissance crête (ou puissance instantanée maximale) d'un signal sur la puissance moyenne de ce signal.

$$PAPR(x(t)) = \frac{\max |x(t)|}{E \left[\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt \right]} \quad \text{avec : } 0 \leq t \leq T \quad (\text{I.6})$$

Il est évident que plus le nombre de sous-porteuses est important, plus grande est la probabilité d'avoir un PAPR élevé.

Le prochain chapitre est consacré à l'étude du PAPR et les différentes méthodes pour le réduire [5].

I.11 Principe de l'association MIMO et OFDM

Comme nous venons de le voir, une des techniques les plus efficaces pour améliorer l'efficacité spectrale d'une communication radio est l'utilisation d'antennes multiples à l'émission et à la réception. Dans ce qui suit, nous considérons un système MIMO utilisant la modulation OFDM, où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de N_t et N_r antennes. Les antennes sont alignées et uniformément 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 est la longueur d'onde [12].

La figure I.9 représente le schéma de la chaîne de transmission pour un système MIMO OFDM. À l'émetteur, 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 transforme en plusieurs sous-flux de symboles codés MIMO, envoyés chacun sur une branche différente. Sur chaque branche, les symboles sont modulés OFDM avec 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, qui permet d'appliquer aux symboles reçus une transformée de Fourier rapide (FFT), puis un décodage STBC est appliqué afin de restituer les symboles envoyés. À la fin, le décodage numérique est effectué pour retrouver le flux de données envoyé initialement.

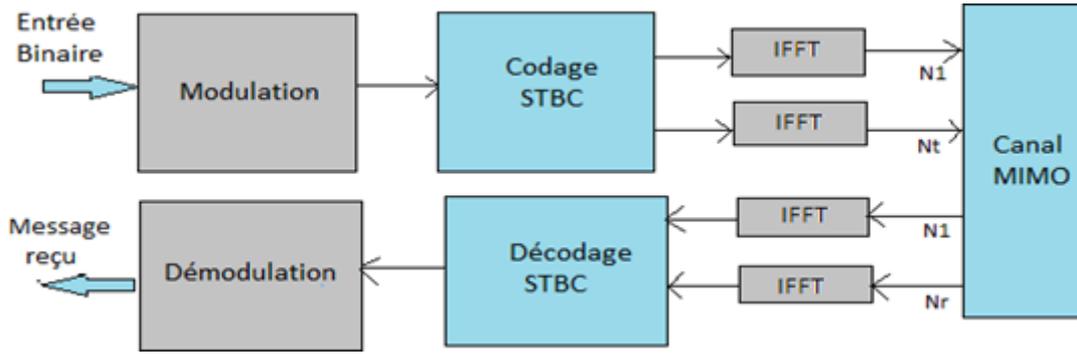


FIGURE I.9 – Principe d'un système MIMO-OFDM

I.12 La variante OFDM basée sur la DCT

Dans l'OFDM conventionnel, les données sont modulées à l'aide du complexe de base des fonctions exponentielles de Fourier défini comme [13] :

$$\phi_n(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi n \Delta_F t} \quad , 0 \leq t \leq T \quad , n \in [0, N - 1] \quad (\text{I.7})$$

Où N est le nombre de sous-porteuses, T est la période de symbole OFDM, et $\Delta_F = \frac{1}{T}$ est l'interporteuse minimale de l'espacement requis pour satisfaire la contrainte d'orthogonalité. Dans DCT-OFDM, l'ensemble des fonctions suivant (co)sinusoïdal sont utilisées pour la modulation des données :

$$\sigma_n(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi n \Delta_F t) \quad , 0 \leq t \leq T \quad , n \in [0, N - 1] \quad (\text{I.8})$$

Où N est le nombre de sous-porteuses, et T est la durée du symbole DCT-OFDM. pour DCTOFDM, les ressources de bande passante peuvent être divisées en $2N$ sous-canaux étroits au lieu de N par rapport à OFDM, tout en maintenant le parfait état de reconstruction.

Les signaux (DCT-OFDM) transmis sont donnés par :

$$x_{OFDM}(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{N-1} C_n e^{\frac{j2\pi n t}{T}} \quad (\text{I.9})$$

$$x_{DCT_OFDM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} R_n \beta_n \cos\left(\frac{\pi n t}{T}\right) \quad (\text{I.10})$$

Où $\beta_n = \frac{1}{\sqrt{T}}$ si $n = 0$ et $\beta_n = \sqrt{\frac{2}{T}}$ Ailleurs. (R_n) désigne un symbole d'entrée d'un complexe (réel) [14].

I.13 Principe de F-OFDM

La F-OFDM est un système modifié d'OFDM qui divise la bande de fréquence en plusieurs sous-bandes. Chaque sous-bande peut avoir une bande passante différente. Il convient également de noter que chaque sous-bande est constituée de plusieurs sous-porteuses. Comme la montre la figure I.10.

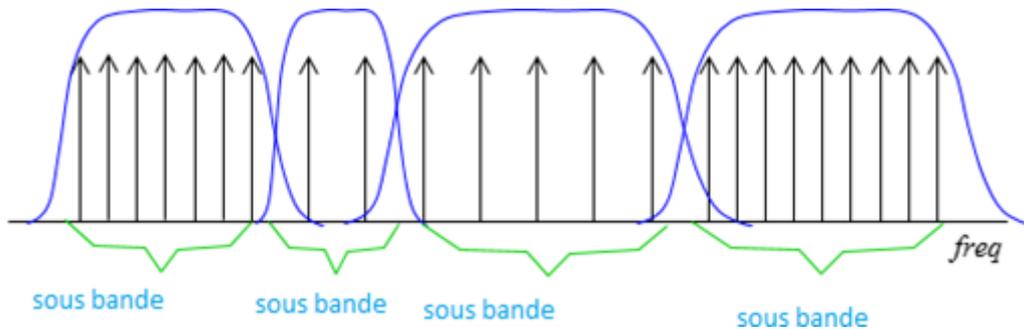


FIGURE I.10 – Conception du filtre sous bande [15].

I.14 Caractéristiques générales de F-OFDM

En 5G, des largeurs de bandes beaucoup plus élevées, comprises entre 100 MHz et 200 MHz, devraient être utilisées. Pour une telle bande passante F-OFDM est un bon candidat pour la forme d'onde, qui utilise efficacement la bande passante disponible en la divisant en plusieurs sous-bandes utilisant l'OFDM avec différents paramètres de forme d'onde en fonction du service à fournir.

I.15 Avantages et inconvénients de l'OFDM

Avantages

OFDM a été utilisé dans de nombreux systèmes sans fil haut débit en raison des nombreux avantages qu'elle offre :

- Efficacité spectrale élevée en raison de la notion d'orthogonalité entre les sous-porteuses.
- Les techniques OFDM ont également une très grande flexibilité dans l'allocation de bit/débit dans des contextes multiutilisateur.
- Les techniques multi-porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses.
- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est dû au fait que dans l'OFDM, les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.

- Une égalisation numérique et un décodage simple et optimal grâce à l'utilisation de l'intervalle de garde (au prix d'une diminution du débit).

Inconvénients

Les principaux inconvénients sont les suivants :

- L'intervalle de garde induit une perte d'efficacité spectrale.
- L'OFDM est très délicate aux problèmes de synchronisation.
- La performance de l'OFDM est beaucoup moins satisfaisante dans un scénario de communication à grande mobilité, ou l'effet doppler joue un rôle important.
- Un rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal élevé (PAPR : Peak Average Power Ratio) qui résulte une Diminution de l'efficacité énergétique.
- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (Frequency offset).

I.16 Conclusion

En conclusion, dans ce chapitre, le principe de base de la modulation multi-porteuse à fréquences orthogonales a été expliqué. Nous avons décrit de quelle manière les systèmes OFDM permettent une occupation spectrale optimale grâce au principe d'orthogonalité entre sous porteuses.

Dans le prochain chapitre, le problème du PAPR sera développé, ainsi que des techniques de sa réduction.

TECHNIQUE DE RÉDUCTION DE PAPR

II.1 Introduction

Le problème abordé dans ce chapitre est la réduction du rapport puissance crête sur puissance moyenne des systèmes OFDM. En effet, un des inconvénients de l'OFDM est le fort rapport de la puissance maximum instantanée sur la puissance moyenne du signal qu'il présente un PAPR. En conséquence, l'amplificateur de puissance doit travailler le plus proche possible de sa zone de saturation qui représente la zone à rendement optimal. Afin de se rapprocher de la zone de saturation sans trop saturer le signal d'entrée, il est important d'atténuer les fluctuations de l'enveloppe du signal, et donc de réduire son PAPR.

Nous définirons dans ce chapitre, les notions relatives aux problèmes du PAPR et par la suite, nous décrirons des techniques pour la réduction.

II.2 Généralités sur l'amplificateur de puissance

II.2.1 Définition

Les émetteurs des systèmes de communication ont besoin d'amplificateur de puissance (AP) pour garantir l'acheminement des informations, qui permet d'augmenter une certaine puissance aux signaux radio fréquence pour empêcher qu'ils ne s'affaiblissent fortement lors de leur propagation dans l'espace libre. Un amplificateur est un dispositif électronique utilisé pour augmenter la puissance du signal d'entrée. Il est conçu pour offrir au signal la puissance de transmission nécessaire pour atteindre le récepteur.

Dans les systèmes de communication, il y a de façon générale deux types d'amplificateurs en fonction de la nature des dispositifs actifs qui les composent. Le premier type est constitué par les amplificateurs à Tubes à Ondes Progressives (ou ATOP). Ce sont des amplificateurs composés de tubes micro-ondes ; ils sont principalement utilisés dans les communications satellites et délivrent de fortes puissances [16]. Le deuxième type regroupe les amplificateurs de puissance à semi-conducteur à état solide (ou SSPA). Ce sont des amplificateurs composés de plusieurs étages d'amplification à base de transistors ; ils sont principalement utilisés dans les transmissions radio terrestres pour des puissances plus faibles [17]. [17].

II.2.2 Les caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur de puissance

Les caractéristiques de transferts ou fonctions de transfert de l'amplificateur représentent les relations entrée-sortie de l'amplificateur. La caractéristique AM/AM (Amplitude à Amplitude) traduit la relation entre l'amplitude de la tension de sortie en fonction de celle d'entrée, la Caractéristique AM/PM (Amplitude à Phase) représente la variation de la phase de la tension de sortie en fonction de l'amplitude de la tension d'entrée [18].

La figure II.1 illustre respectivement la forme des deux caractéristiques d'un amplificateur de puissance(AP).

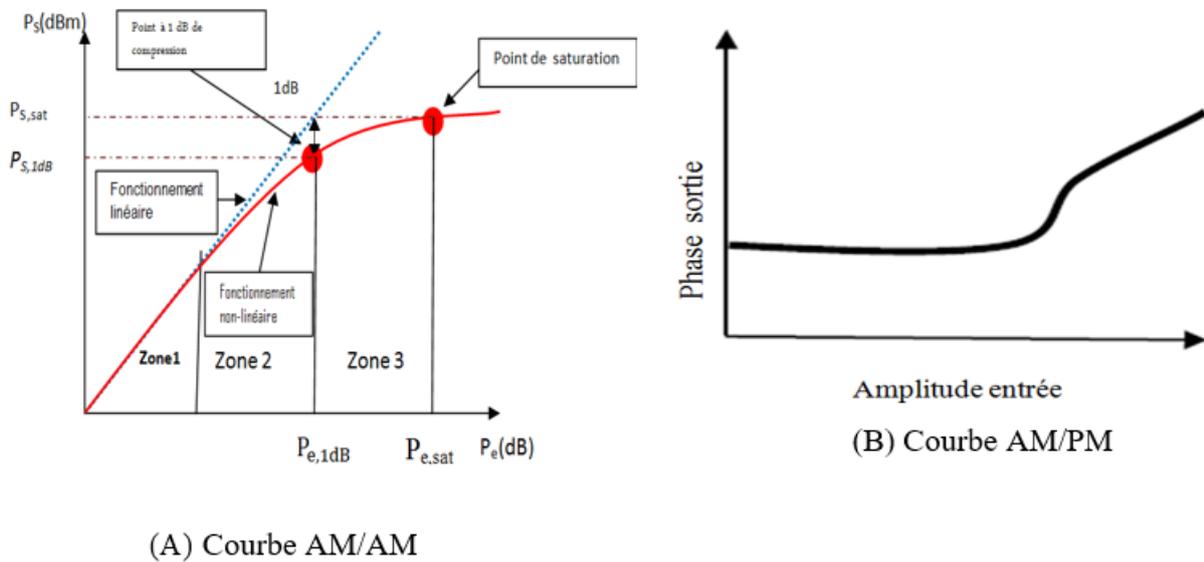


FIGURE II.1 – La forme des deux caractéristiques pour un amplificateur de type SSPA [4].

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

- **Zone linéaire (Zone 1)** : dans cette zone l'amplificateur 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. Les puissances d'entrée sont faibles.

- **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'écarter (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. 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 [19].

- **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. C'est également une caractéristique de l'amplificateur de puissance.

II.3 Principe du PAPR

Le PAPR est utilisé pour quantifier les fluctuations d'amplitude des signaux. Il est défini comme étant le rapport de la puissance crête (ou puissance instantanée maximale) d'un signal sur la puissance moyenne de ce signal. L'expression du PAPR classique est donnée par :

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

Le paramètre PAPR nous donne une idée sur le comportement du signal, plus précisément sur les pics d'amplitude et donc de puissance. Cette dernière a une influence directe sur l'amplificateur de puissance (AP) [12].

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.

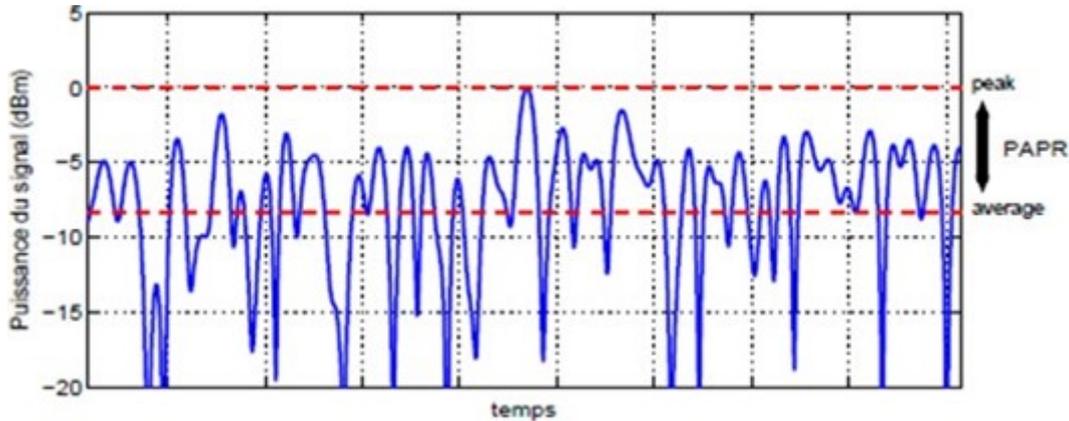


FIGURE II.2 – Représentation du (PAPR) [4].

II.4 Fonction de répartition

Il est possible que l'analyse du PAPR soit conduite par une étude déterministe qui consiste à calculer sa valeur maximale ou une borne supérieure. Il est possible aussi que l'étude soit probabiliste à l'aide de la fonction de répartition CDF (Cumulative Distribution Function) ou la fonction complémentaire CCDF (Complémenter Cumulative Distribution Function). Le caractère aléatoire du PAPR qui consiste à mesurer les variations de l'enveloppe d'un signal multi porteuses comme l'OFDM. Ce caractère vient du fait que les symboles d'entrée arrivent aléatoirement à l'entrée de la modulation. Chaque symbole est porté par une fonction porteuse, et l'addition de ces porteuses peut être cohérente sur certains instants, engendrant ainsi des pics d'amplitude [20]. Pour un système OFDM à N porteuses, la valeur maximale du PAPR peut être égale à :

$$PAPR_{\max} = N \quad (\text{II.2})$$

Cette valeur n'est pas très significative. Par conséquent, 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.

Ainsi, il est plus adéquat 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 notée γ .

$$CCDF(PAPR) = P_r(PAPR \geq \gamma) \quad (\text{II.3})$$

L'approximation de la CCDF du PAPR peut être donnée par la relation suivante [8] :

$$P_r(PAPR \geq \gamma) \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^N \quad (\text{II.4})$$

Cependant, lorsqu'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 pratique 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 :

$$P_r(PAPR \geq \gamma) \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^{\alpha N} \quad (\text{II.5})$$

Avec $\alpha = 2.8$ est constante obtenue expérimentalement.

Pour représenter un signal à temps continu, on applique un sur-échantillonnage d'un facteur de 4, puisque pour un facteur plus élevé on trouve la même courbe de la CCDF du PAPR.

II.5 Technique de réduction du PAPR

La réduction du PAPR a pour objectif d'atténuer les fluctuations de l'enveloppe du signal, afin de pouvoir amplifier le signal le plus près possible de la zone de saturation, permettant ainsi un meilleur rendement énergétique. Ce problème a été soulevé à peu près en même temps que les problèmes d'analyse de sa distribution vers la fin des années 50 [22][23] et au début des années 70 [24]. Cependant, ce n'est qu'avec l'utilisation de la modulation OFDM dans certains standards de télécommunications (DVB-T, DAB), que l'intérêt pour la réduction du PAPR s'est développé. C'est ainsi que plusieurs méthodes de réduction du PAPR ont été proposées dans la littérature à partir des années 90.

Les diverses solutions ont été suggérées afin d'atténuer le problème du PAPR élevé. On trouve principalement trois catégories de méthodes de réduction du PAPR, à savoir les techniques d'ajout de signal, les techniques probabilistes et les techniques de codage.

II.5.1 Techniques d'ajout de signal

Cette technique consiste à ajouter un signal correcteur en temps ou en fréquence au signal d'origine, de telle sorte que le signal résultant ait un PAPR plus faible que le signal d'origine. Comme exemple on trouve :

- **l'écrêtage et le filtrage (Clipping and Filtering) :** La technique d'écrêtage est la technique la plus simple utilisée pour réduire le PAPR dans le système OFDM. L'idée de base de cette technique est pour écrêter les parties des signaux qui ont un pic élevé en dehors de la région autorisée, avant d'introduire le signal dans un amplificateur de puissance.

La figure II.3 montre le Schéma fonctionnel de la technique d'écrêtage et filtrage, Après l'écrêtage, les signaux passent à travers un filtre composé, ce filtre lui-même consiste en un ensemble de FFT et IFFT où le filtrage a lieu dans le domaine fréquentiel après avoir transformé le signal écrêté en domaine de fréquence par la fonction FFT. Les composantes du signal obtenu sont passés à travers un filtre passe-bande (BPF) afin d'éliminer les rayonnements hors bande, le signal filtré est ensuite mis à zéro. Le bloc IFFT du filtre transforme le signal en domaine temporel, et ainsi obtenir le signal de sortie avant amplification. Bien que le rayonnement hors bande soit réduit à l'aide du filtrage, il provoque une repousse de pic, cela est pris en charge en utilisant l'écrêtage et le filtrage répétés [25].

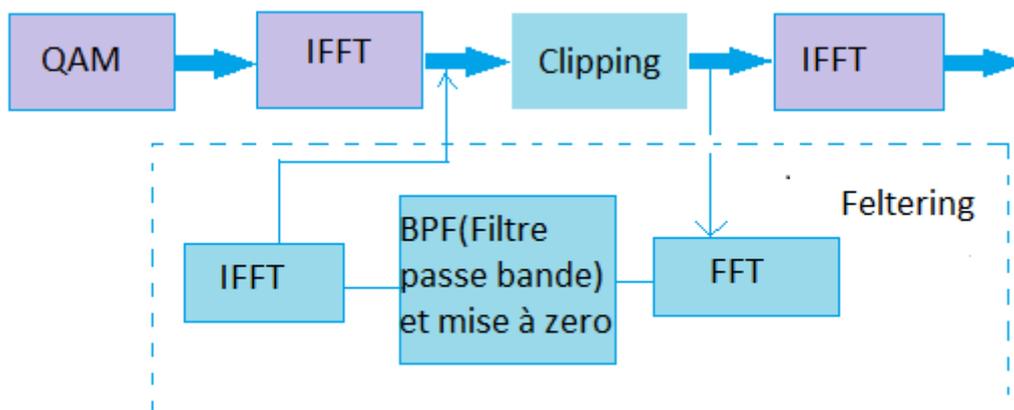


FIGURE II.3 – Schéma fonctionnel du processus d'écrêtage et filtrage.

- **La technique TR (Tone Reservation) :** Cette technique a été initialement proposée par Jose Tellado-Mourelou [26], la méthode TR consiste à réserver un nombre de sous-porteuses dans la bande de fréquence allouée afin de générer le signal de correction d'où l'appellation méthode Tone Reservation, c'est-à-dire une méthode à réservation de sous-porteuses.

La méthode TR fait partie des méthodes dites à "ajout de signal" dont l'idée de base est d'ajouter un signal temporel dit "signal de correction" au signal original afin de réduire le PAPR de ce dernier. Le signal de correction est obtenu par optimisation et la problématique de réduction du PAPR [7].

II.5.2 Techniques probabilistes

L'idée à la base de ces techniques est d'effectuer plusieurs copies du symbole OFDM initial en modifiant soit la phase, l'amplitude et/ou la position des sous porteuses et puis de sélectionner la copie dont le PAPR est le plus faible. Ces techniques ont l'inconvénient de ne pas être à compatibilité descendante puisqu'il faut informer le récepteur de la copie sélectionnée afin qu'il puisse récupérer le signal. Le débit utile est également réduit pour la même raison. Parmi les techniques probabilistes les plus répondues, on distingue :

- **La technique SLM (Selective Mapping) :** La simplicité de cette idée consiste à faire multiplier le signal par N différents vecteurs P et ensuite les faire passer par l'IFFT. On envoie le résultat qui a le plus faible PAPR. Cette méthode nécessite que le récepteur identifie le vecteur P . Pour cela on doit envoyer une information qui donne au récepteur la valeur de P [3].

La figure II.4 représente le principe de fonctionnement de la méthode SLM.

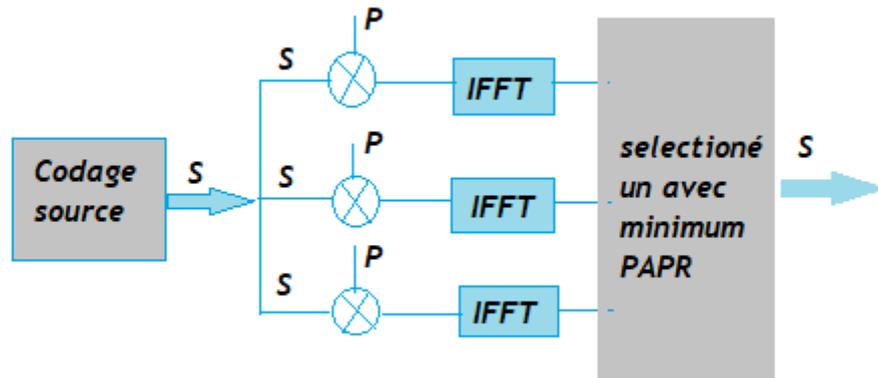


FIGURE II.4 – Principe de fonctionnement de la méthode SLM.

- **La technique PTS (Partial Transmit Sequence) :** La technique PTS est une technique de réduction du PAPR, Son Principe consiste à diviser le signal OFDM original en plusieurs sousblocs. Ensuite Les sous-porteuses dans chaque sous bloc sont pondérées par un facteur de phase pour chaque sous-bloc. Les facteurs de phase sont sélectionnés de telle sorte que le PAPR du signal combiné est minimisée.

- **La technique RP (Random Phasor) :** Cette méthode est plus simple que la technique SLM classique. Elle consiste à vérifier d'abord si le PAPR d'un symbole OFDM est supérieur à un certain seuil. Si c'est le cas, une pondération est effectuée sur les symboles fréquentiels afin de réduire le PAPR [27].

II.5.3 Techniques de codage

La méthode Coding ou de Codage utilise des codes bien définis pour réduire le PAPR. On peut citer par exemple les codes de Reed Muller ou les codes de Treillis Shapping [28] qui permettent de générer à partir du signal original des séquences à faible PAPR [29]. L'idée de base de la méthode de Coding est énoncée comme suit : en exploitant la redondance introduite par un choix adéquat de code, il est possible d'éviter de transmettre des symboles OFDM avec un PAPR élevé.

II.6 Comparaisons entre les différentes techniques de réduction du PAPR

Le Tableau II.1 montre la comparaison des différentes techniques de réduction du PAPR et on observe à partir du tableau 1 que la puissance d'exigence de la méthode TR est beaucoup plus comparée à la méthode de cartographie sélective. Bien que PTS et SLM aient des types d'avantages, SLM est meilleur que PTS en ce qui concerne le nombre de vecteurs de données. Comme nombre de vecteurs de données ou de sous-blocs augmente, la complexité dans PTS augmente considérablement. La méthode PTS nécessite une plus grande redondance des informations par rapport à l'algorithme SLM [30] dans les mêmes circonstances. Le suréchantillonnage et le filtrage n'augmentent pas le PAPR dramatiquement comme dans la PTS.

Techniques	Nom des paramètres				
	Augmentation du puissance	Mise en œuvre complexité	Expansion bande passante	TEB dégradation	TEB amélioration
CLIPPING	NON	BAS	NON	OUI	NON
CODING	NON	BAS	OUI	NON	OUI
PTS	NON	HAUT	OUI	NON	OUI
SLM	NON	HAUT	OUI	NON	OUI
TR	OUI	HAUT	OUI	NON	OUI

TABLE II.1 – Comparaisons entre les différentes techniques de réduction du PAPR.

II.7 Les critères d'évaluation des techniques de réduction du PAPR

Vu le nombre important des techniques de réduction de PAPR proposée dans la littérature [31][32]. L'évaluation des performances de ces techniques ont été introduit sur plusieurs critères.

- Le gain de réduction du PAPR :** C'est un critère qui 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.5) où $x(t)$ est le signal initial et $y(t)$ le signal après réduction du PAPR.

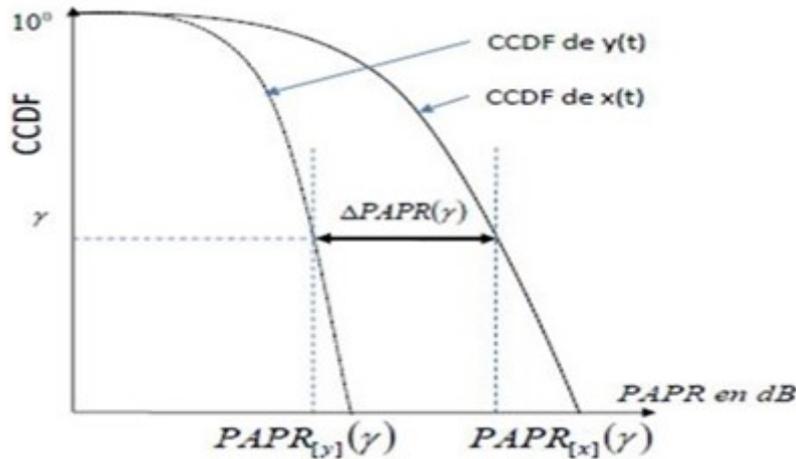


FIGURE II.5 – Mesure du gain de réduction PAPR [18].

- 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. C'est le cas des techniques comme le clipping, la TR, etc. D'autres techniques par contre ne sont pas à compatibilité descendante comme les techniques de codage [18].

- Dégradation du taux d'erreurs binaire (TEB) :** C'est un paramètre important qui peut contribuer à réduire la qualité de la chaîne de communication. Certaines techniques de réduction du PAPR, comme les techniques de clipping, 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** : Pour certaines techniques, avec l'ajout d'un signal correcteur ou l'écrêtage des pics, la puissance moyenne du signal peut augmenter ou diminuer, ce qui représente un impact fort sur la qualité de transmission [20].

- **Diminution du débit utile** : le récepteur peut être à besoin d'information complémentaire pour pouvoir rendre l'opération de réduction du PAPR transparente pour la démodulation, cette transmission d'information implique une diminution du débit utile du système [33].

- **La complexité** : En fonction des caractéristiques de la technique de réduction du PAPR, la complexité peut être également prise en compte comme critère de mérite dans le cas d'une implantation sur systèmes réels. Dans ces conditions, une technique est très complexe et lente à être exécuté sera impossible à implanter.

II.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude du PAPR et les différentes techniques pour le réduire qui sont les plus répandues et les plus utilisées. Ainsi nous avons introduit plusieurs critères pour évaluer les performances de ces techniques.

TECHNIQUE DE RÉDUCTION DU PAPR PAR AJUSTEMENT FACTEUR DE PUISSANCE

III.1 Introduction

Après avoir étudié et présenté l'OFDM, les méthodes de réduction du PAPR ont été présentées, pour cela l'ensemble des techniques existantes seront implémentées sous Matlab afin de mieux comprendre ces phénomènes.

Parmi tous les schémas existants, la PTS est très promotrice en raison de ses bonnes performances de réduction du PAPR sans distorsion du signal, les auteurs Yun Li, Mingyu Gao et Zhiqiang Yi [34] ont proposé une nouvelle méthode améliorée appelée C-A-PTS qui est Alternative PTS (A-PTS), Coopérative PTS (C-PTS) et La méthode C-A-PTS, il s'agit d'une combinaison entre l'optimisation alternative et la méthode PTS coopérative qui permet d'atteindre une performance PAPR presque optimale avec une complexité bien moindre.

L'objet de ce chapitre est donc de simuler et présenter les différents techniques de réduction du PAPR, de plus une nouvelle technique a été développée permettant d'atteindre de meilleures performances PAPR.

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 ajoutées 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.

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

La technique MIMO peut être combinée avec n'importe quel type de modulation, mais les recherches récentes suggèrent que la combinaison entre les systèmes MIMO et les systèmes OFDM est la plus efficace.

Un système OFDM est combiné avec MIMO afin d'augmenter le gain de diversité ainsi que la capacité du système sur les canaux sélectifs en fréquence variant dans le temps. Dans les systèmes MIMO-OFDM, un moyen simple de réduire le PAPR consiste à appliquer les techniques existantes séparément sur chaque antenne d'émission, puis la réduction globale du PAPR est obtenue. Dans le domaine temporel, un signal MIMO-OFDM $x_i(n)$ est la somme des N sous-porteuses orthogonales peut être écrit comme suit :

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

Où, $X_i(k)$ est le signal OFDM transmis sur N sous-porteuses, et n_t est le nombre d'antennes à l'émission. Le PAPR est défini comme la valeur maximum du PAPR de toutes les antennes de l'émission, il peut s'écrire comme ceci :

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

Où, le dénominateur représente la puissance moyenne de la $n^{\text{ème}}$ antenne émettrice et le numérateur représente la puissance maximale 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.

III.4 Réduction par la méthode PTS

Cette méthode transmet non seulement le signal OFDM, mais aussi des informations concernant le traitement SI (Side Information) utilisé. La méthode PTS consiste à diviser le signal en M blocs de même taille dont nous calculons 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 W^M opérations de comparaison [4]. Le résultat de la réduction par la méthode PTS est montré sur la figure III.1. 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 ($M = 4$, $M = 16$, $M = 32$). Les paramètres utilisés sont :

- Symboles OFDM utilisés : 10000 symboles.
- Type de modulation : QPSK (4QAM).

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

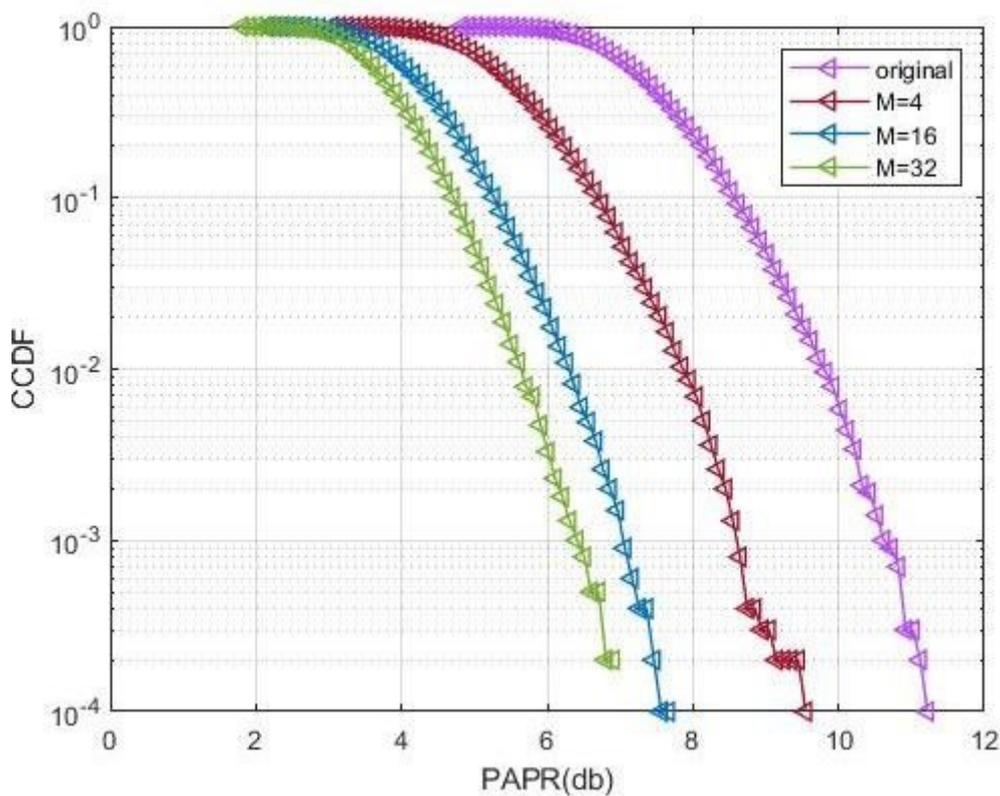


FIGURE III.1 – La technique PTS avec $M=4$, $M=16$, $M=32$.

On remarque Sur la figure III.1 que le PAPR varie selon le nombre de bloc. Ainsi, pour $M = 4$ le PAPR est réduit jusqu'à 9.55 dB , et pour $M = 16$ la valeur du PAPR diminue à 7.66 dB et enfin pour $M = 32$ le PAPR continue de se réduire à une valeur égale à 6.9 dB . De ce fait, on peut conclure que les performances du PTS dépend du nombre de sous-blocs M et que par conséquent 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 exige plus de temps de traitement et de mémoire de stockage.

III.5 Alternative et coopérative PTS

C'est une méthode proposée par les auteurs Yun Li, Mingyu Gao, et Zhiqiang Yi [34]. Basée sur les méthodes A-PTS et C-PTS dont l'objectif est d'augmenter les performances du système tout en réduisant le PAPR du PAPR.

III.5.1 Alternative PTS (A-PTS)

La méthode A-PTS est basée sur une optimisation alternative, 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, on a une partition de 4 sous blocs, l'optimisation dans A-PTS se fait seulement pour les sous-blocs 2 et 4 et les sous blocs 1 et 3 restent inchangés, de cette manière la complexité de calcul est considérablement réduite, par contre on a une dégradation en terme de performances du PAPR.

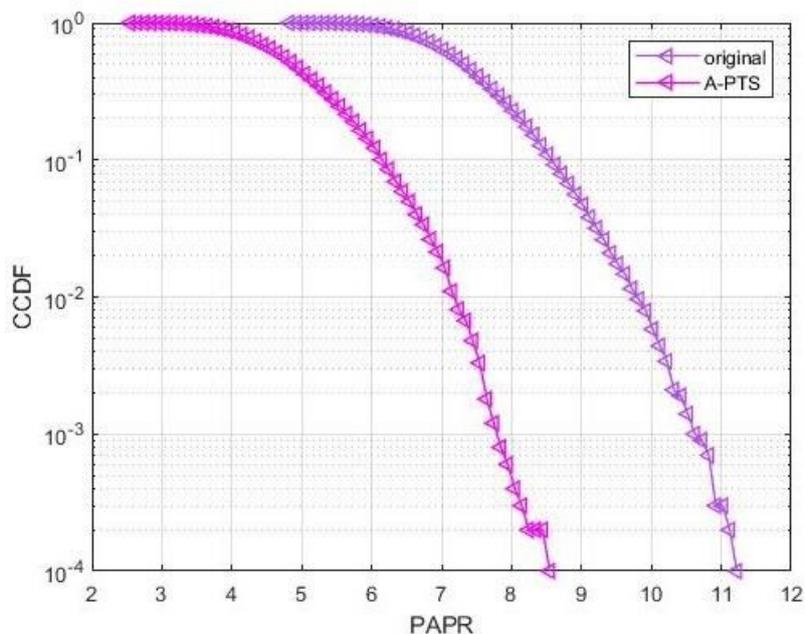


FIGURE III.2 – La technique A-PTS [35].

La figure III.2 présente le PAPR réduit par la technique A-PTS. Les coefficients de pondération sont optimisés seulement pour les sous blocs impairs, on remarque que le PAPR est réduit de 2.68 dB par rapport au signal original.

III.5.2 Coopérative PTS (C-PTS)

La méthode C-PTS est basée sur A-PTS, en C-PTS afin d'augmenter le nombre des séquences candidates à optimiser, une opération de permutation circulaire pour les sous blocs impairs.

Cela réduit le nombre de multiplications requises pour chaque séquence de symbole choisie. Par conséquent la complexité est réduite, mais les performances du PAPR sont considérablement diminuées.

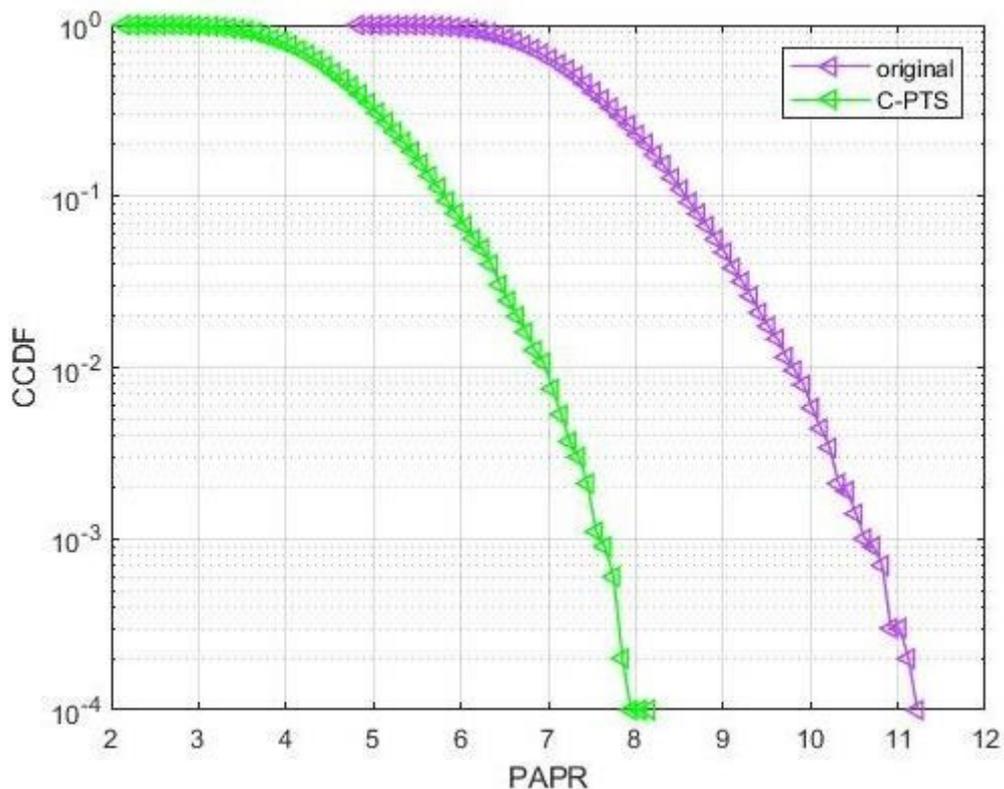


FIGURE III.3 – La technique C-PTS [35].

La figure III.3 présente le PAPR réduit par la technique C-PTS où les coefficients de pondération sont optimisés seulement pour les sous blocs pairs, on remarque que le PAPR est réduit de 3.07 dB par rapport au signal original.

III.5.3 La C-A-PTS

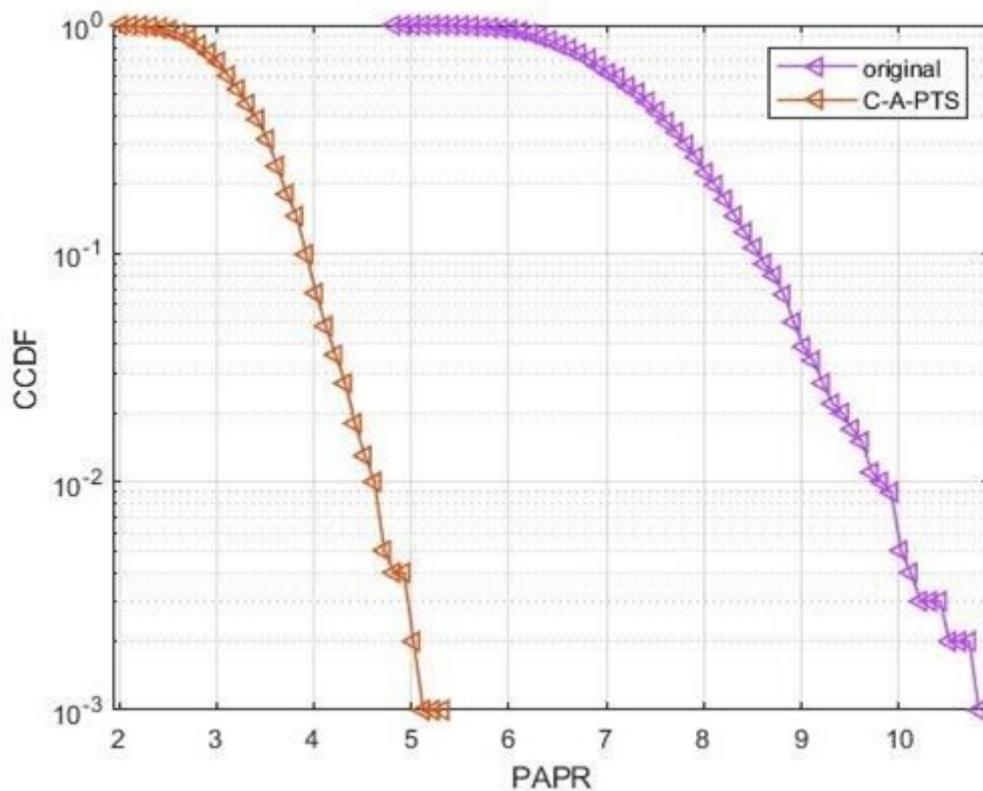


FIGURE III.4 – La technique C-A-PTS.

La figure III.4 montre les résultats obtenus par la technique C-A-PTS. On note que les coefficients de pondération sont optimisés aussi bien pour les sous blocs pairs et impairs, et que le PAPR réduit de 5.5 dB par rapport au signal d'origine.

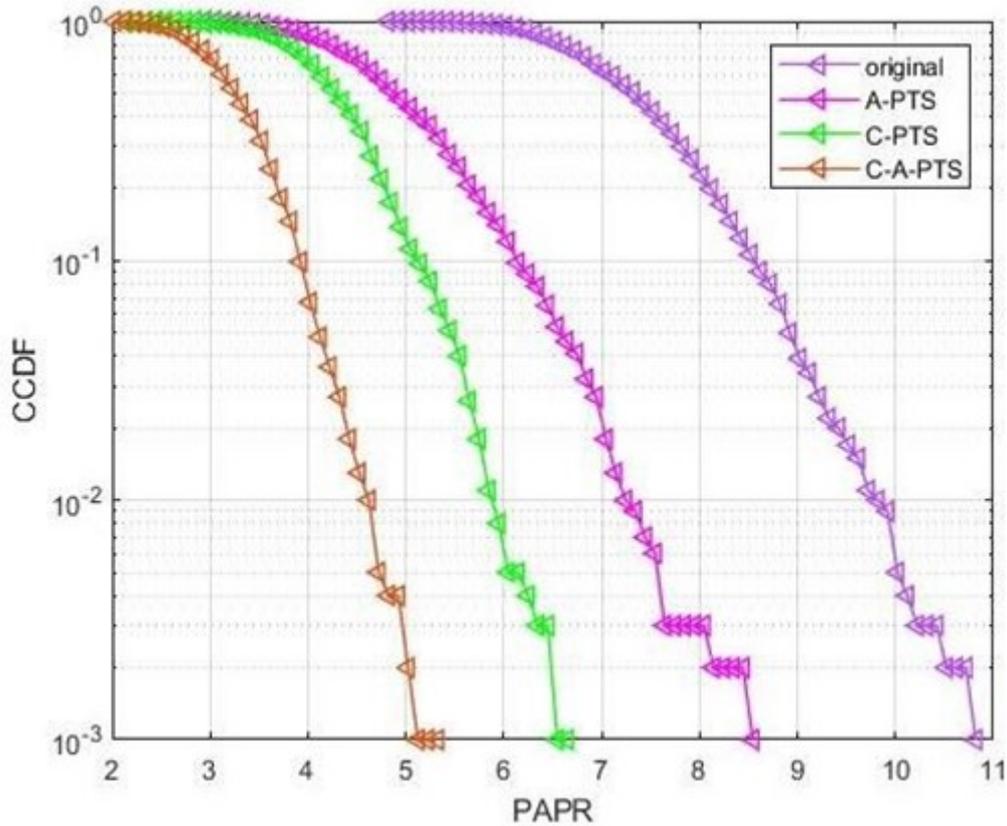


FIGURE III.5 – Comparaison entre les techniques A-PTS, C-PTS, C-A-PTS.

La figure III.5 montre que les algorithmes de PTS améliorent les performances du PAPR d'une manière significative. La méthode A-PTS s'améliore de près de 2.28 dB 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 1.89 dB et 3.22 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 1.33 dB, ce qui la rend plus avantageuse. De plus, en termes de complexité de calcul, cette dernière est plus facile à implanter par rapport à la C-PTS grâce à l'opération de permutation circulaire, qui permet de diminuer le nombre de multiplications complexes ainsi qu'une augmentation pour les signaux candidats à optimiser.

III.6 Écrêtage et filtrage du signal OFDM avant et après l'AP

La figure III.6 montre le signal OFDM écrêté et filtré avant l'amplification. Lorsque le signal OFDM est écrêté à un certain niveau cela provoque des distorsions hors bandes et qui peuvent être réduites en utilisant le filtrage. Par conséquent, nous observons des seuils de pic jusqu'à une valeur d'amplitude de 1.8, cela est dû au bruit dans la bande provoquée par l'écrêtage.

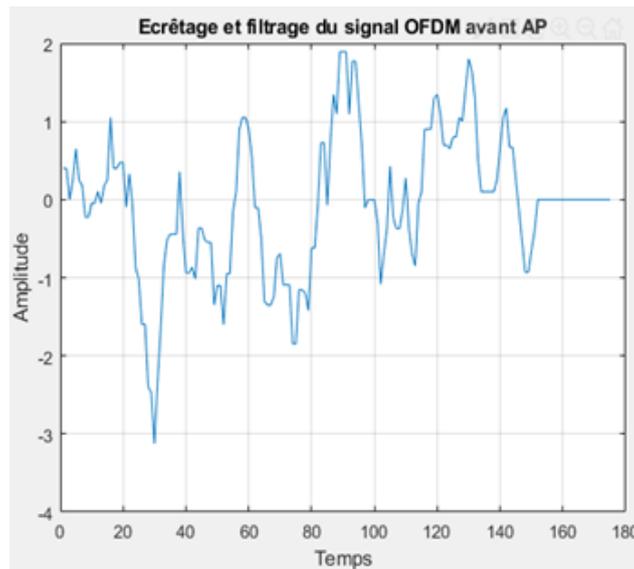


FIGURE III.6 – Écrêtage et filtrage du signal OFDM avant AP [27].

La figure III.7 montre que la non-linéarité de l'Amplificateur de Puissance présente une haute efficacité énergétique d'où augmentation de l'amplitude.

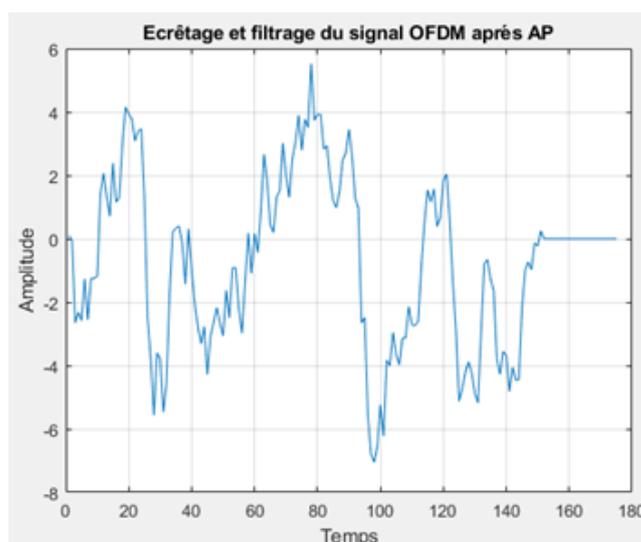


FIGURE III.7 – Écrêtage et filtrage du signal OFDM après AP [27]

III.7 Implantation de facteur d’ajustement

III.7.1 État de l’art des techniques d’approche conjointe

Dans la littérature, on trouve très peu de techniques d’approche conjointe : cela témoigne du fait qu’elles constituent un sujet de recherche assez récent. La plupart des articles se contente d’une association simple (approche conjointe non-collaborative) de la réduction du PAPR et de sa linéarisation. Seuls quelques-uns abordent le problème plus en profondeur en proposant des techniques d’approche conjointe qui échangent des informations afin d’adapter la réduction du PAPR et sa linéarisation l’une par rapport à l’autre et vice versa. Dans cette section, nous proposons un état de toutes ces techniques d’approche conjointe.

III.7.2 Principe de la technique conjointe

Bien que le fractionnement des séquences dans le domaine fréquentiel à plusieurs sous blocs fait augmenter le nombre de symboles choisis ce qui engendre une grande complexité de calcul. Afin d’améliorer les performances du PAPR de la méthode PTS et de diminuer la complexité de calcul, il a été proposé [12] un nouvel algorithme qui rentre toujours dans le domaine du PTS dans lequel les parties réelles et imaginaires du signal sont indépendamment multipliés avec les facteurs de rotation, associés à la fin pour obtenir une optimisation conjointe dans le but de réduire le PAPR. L’algorithme proposé est illustré dans le schéma suivant :

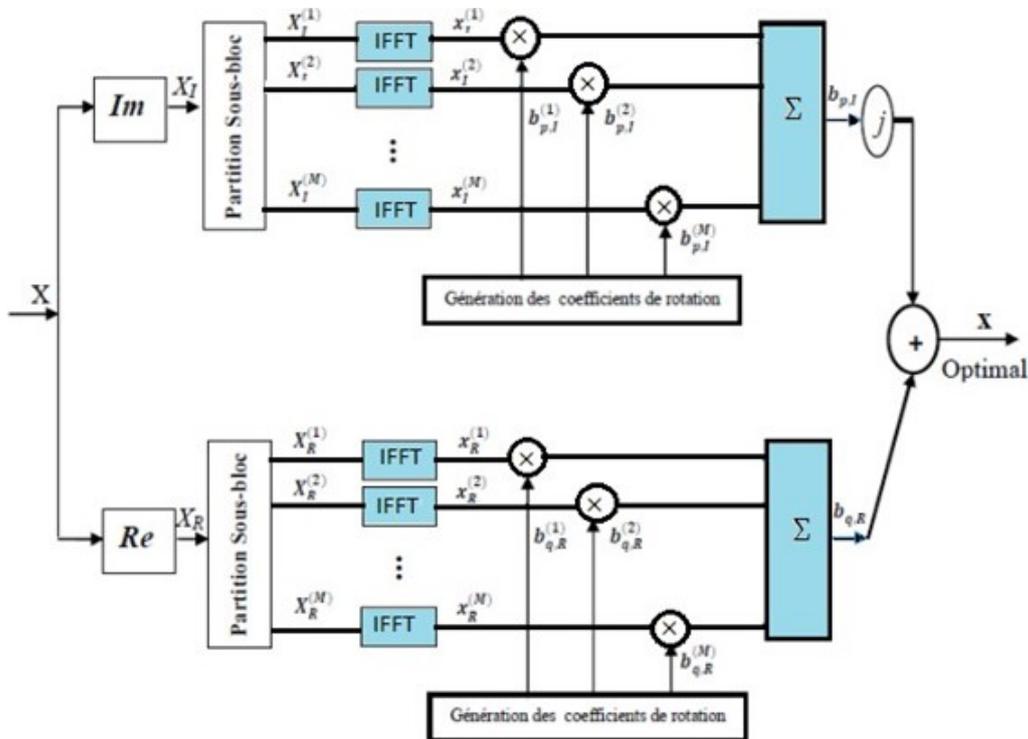


FIGURE III.8 – Schéma bloc de la méthode conjointe.

III.7.3 Application de la méthode conjointe sur le système MIMO-OFDM

Un test sur MIMO-OFDM avec 2 antennes à l'émission et 2 antennes à la réception, on applique l'opération précitée sur l'antenne 1, c'est-à-dire faire la dispersion des parties réelles et imaginaires 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 la même procédure sur l'antenne 2, on s'inspire de l'idée de la C-A-PTS tout en profitant de l'opération du symétrique et conjuguée. 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.

La figure III.9 illustre le Schéma bloc de la méthode conjointe pour un système MIMO-OFDM.

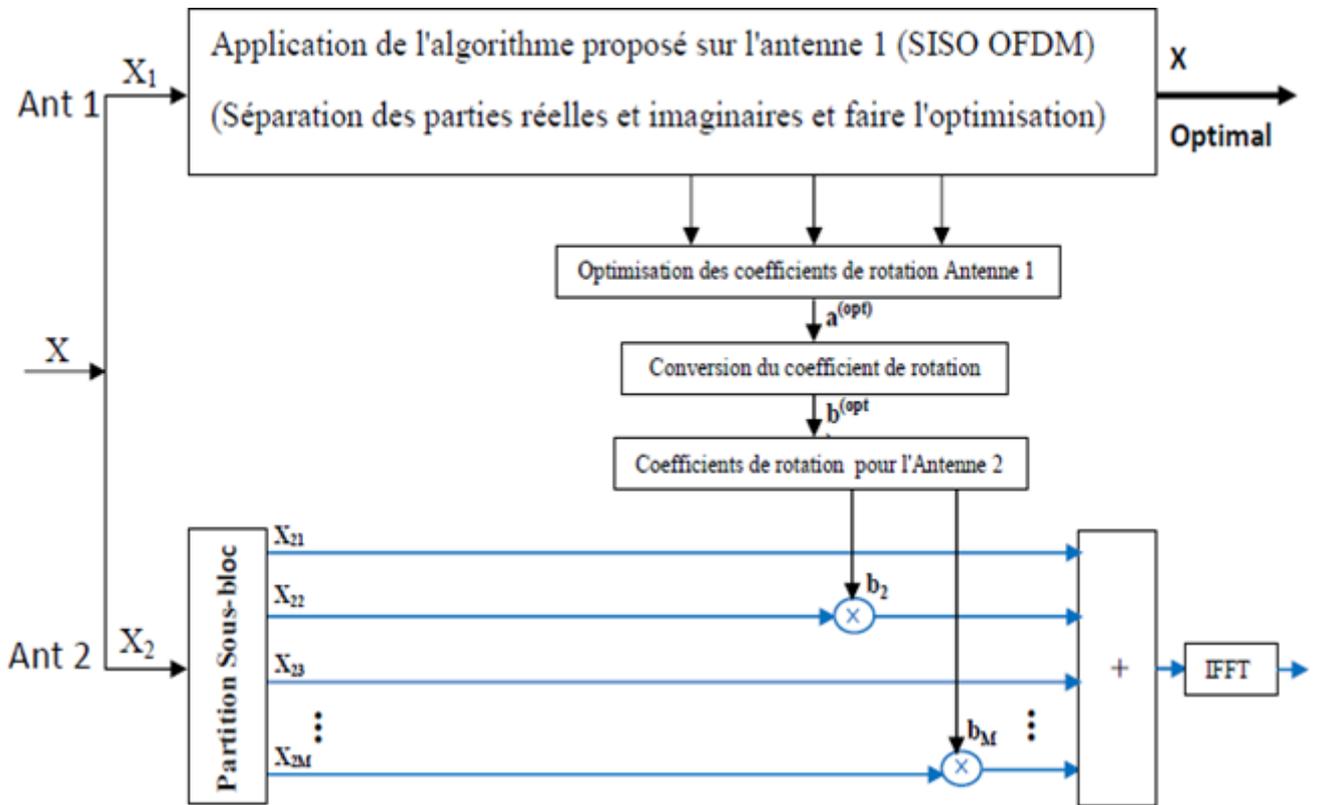


FIGURE III.9 – Schéma bloc de la méthode conjointe pour un système MIMO-OFDM.

III.7.4 Influence de la méthode conjointe sur le système

La figure III.10 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} .

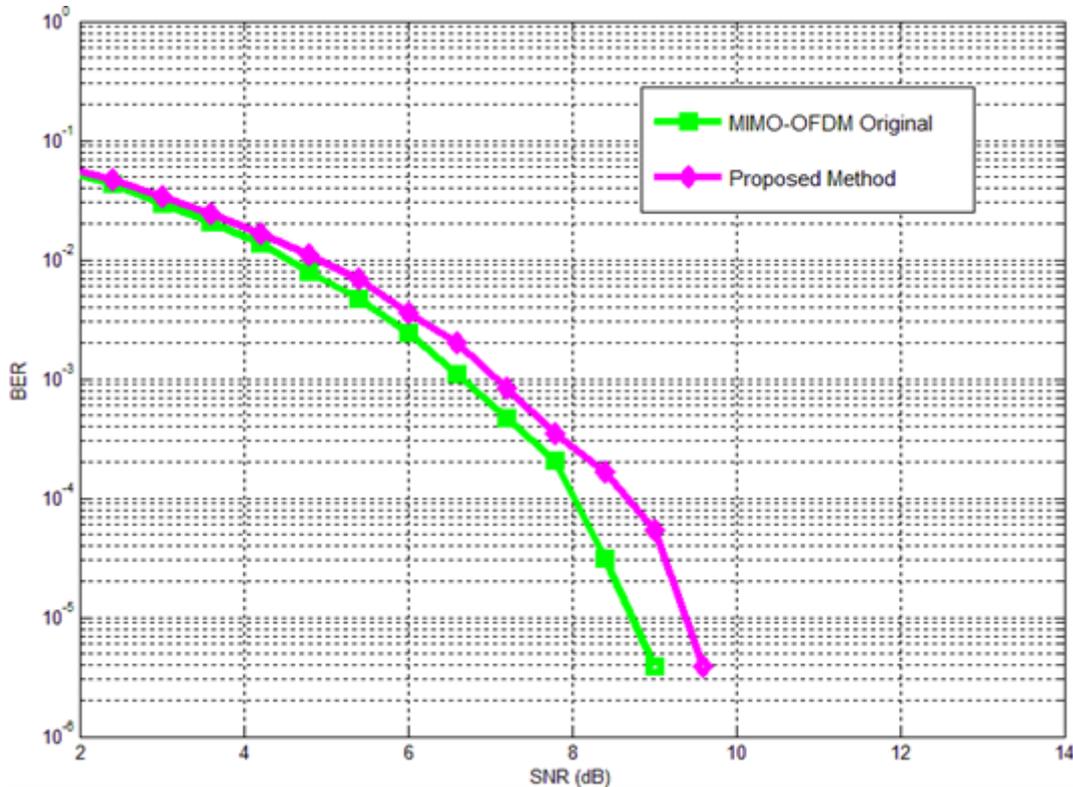


FIGURE III.10 – Influence de la méthode conjointe sur les performances du système [12].

III.8 Avantages et inconvénients de la technique conjointe

Les avantages de la technique conjointe sont :

- **Technique à faible distorsion** : Dans le système OFDM, le traitement par la technique d'approche conjointe se fait sans aucune distorsion au niveau du récepteur. Par conséquent, cela n'affectera pas la performance du taux d'erreur de symbole.
- **Performance de la réduction du PAPR** : Par rapport à d'autres techniques, l'approche conjointe offre de grandes perspectives en raison des bonnes performances de réduction du PAPR sans distorsion du signal, le compromis entre la linéarité et le rendement pourra donc être amélioré.
- **Flexibilité** : Le nombre de sous-blocs, le type de modulations, le nombre de sous porteuses et le nombre de vecteurs de phase accordées sont des paramètres indépendants fournis par la technique approche conjointe. Il est donc possible de la mettre en œuvre et de la modifier en fonction de nos besoins.

La technique d'approche conjointe présente aussi certains inconvénients qui doivent être également pris en compte, Afin de l'améliorer à savoir :

- **La complexité du calcul augmente** : Dans la technique d'approche conjointe, la complexité de calcul élevé 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 symboles choisis du signal [36]. Il faut donc un certain nombre d'itérations pour réduire la performance du PAPR qui dépend principalement le nombre de symbole choisis [37].
- **Perte du taux d'information** : à la réception, les informations de phase sont nécessaires pour récupérer le signal OFDM. Dans les informations secondaires, les données du facteur de phase doivent être transmises avec le symbole OFDM. Cette information secondaire réduit le débit de données du système. Pour minimiser cet inconvénient, un nombre réduit de sous-blocs est utilisé avec un plus grand nombre de sous-porteuses et des séquences de phases accordées.

III.9 Les critères de classification

III.9.1 Les techniques d'approche conjointe non-collaborative

L'approche conjointe non-collaborative consiste donc en une association en cascades sans échange d'informations d'une technique de réduction du PAPR et une autre de linéarisation comme le montre la figure III.11.

La réduction du PAPR et sa linéarisation sont séparées et indépendantes. Les paramètres de la réduction du PAPR sont choisis et ajustés indépendamment de la linéarisation et vice versa.

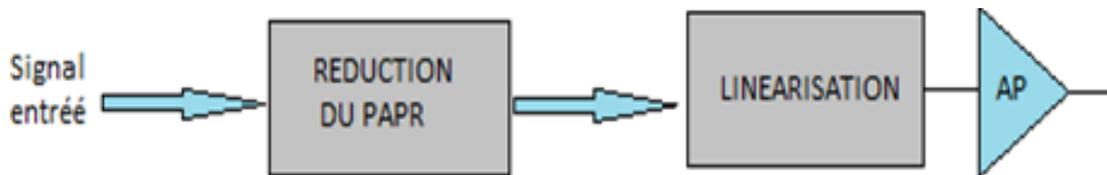


FIGURE III.11 – Approche conjointe non-collaborative de la réduction du PAPR et de la linéarisation.

III.9.2 Les techniques d'approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adaptent la réduction du PAPR

Lorsque l'approche conjointe est collaborative et unidirectionnelle, on obtient donc deux cas de figures correspondant à la nature des informations échangées.

On a dans un premier temps le cas où les échanges d'information sont faits uniquement de la linéarisation vers la réduction du PAPR qui s'adapte en conséquence. C'est donc la réduction du PAPR qui est ciblée dans le processus d'adaptation. Ce cas est illustré par la figure III.12.

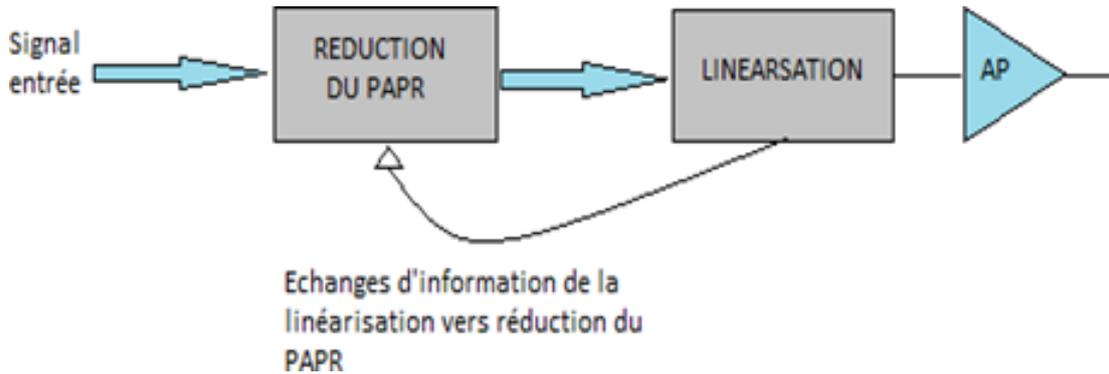


FIGURE III.12 – Approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adaptent la réduction du PAPR en fonction de la linéarisation.

III.9.3 Les techniques d'approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adaptent la linéarisation

Dans le second cas où seule la technique de réduction du PAPR envoie des informations vers la linéarisation qui ajuste sa performance en conséquence.

La cible du processus d'adaptation est ici la linéarisation. La figure III.13 illustre cette approche conjointe collaborative unidirectionnelle.

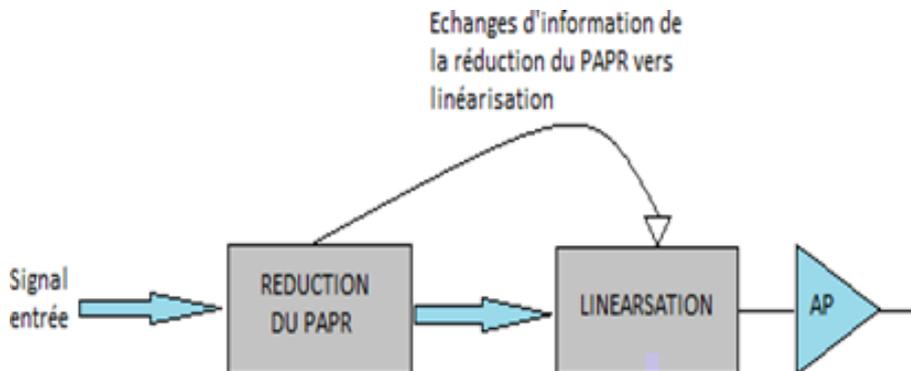


FIGURE III.13 – Approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adaptent la linéarisation en fonction de la réduction du PAPR.

III.9.4 Les techniques d’approche conjointe collaborative bidirectionnelle qui adaptent à la fois la réduction du PAPR et la linéarisation (approche conjointe collaborative)

L’approche conjointe collaborative consiste en une combinaison collaborative de la réduction du PAPR et de sa linéarisation. L’idée est de profiter au mieux de la complémentarité entre ces deux traitements en prenant en compte leurs effets mutuels. Le schéma de la figure III.14 illustre le principe de l’approche conjointe collaborative.

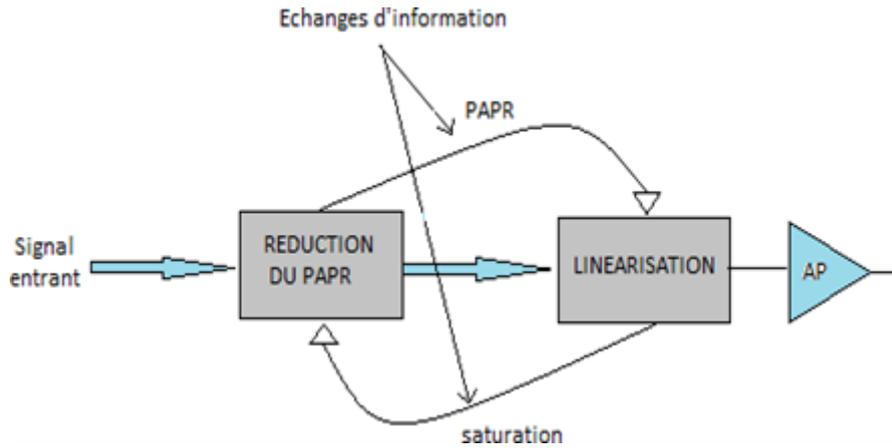


FIGURE III.14 – Approche conjointe collaborative de la réduction de PAPR et de la linéarisation.

III.10 La nouvelle méthode par ajustement facteur de puissance

Dans la littérature, le problème de la réduction du PAPR de signaux multi-porteuses a été longuement étudié et de nombreux travaux à ce sujet sont disponibles exploitant des techniques variées.

Parmi l’ensemble de ces techniques disponibles, le choix s’est porté sur la technique PTS " Partial Transmit Séquence ", cette méthode appartient au groupe des techniques probabilistes qui sont des méthodes ou techniques de réduction du PAPR à représentations multiples du signal. Afin d’améliorer les performances du PAPR et de réduire la complexité de calcul une nouvelle méthode est proposé. Elle s’agit d’ajouter une constante dans un intervalle qui nous permet d’obtenir une meilleure réduction du PAPR, et réduire la complexité de calcul.

L’expression du PAPR est donnée par l’équation III.3 :

$$C = \left(\frac{NN}{L * N} \right)^{pas} \tag{III.3}$$

Où NN représente les symboles OFDM, N est le nombre de sous-porteuses, L représente le facteur de sur échantillonnage, et le **pas** c'est le pas de progression dans l'intervalle $[0.1 ; 0.8]$ dont le cas de 1000 symbole. L'idée proposée est illustrée dans la figure III.15 suivante.

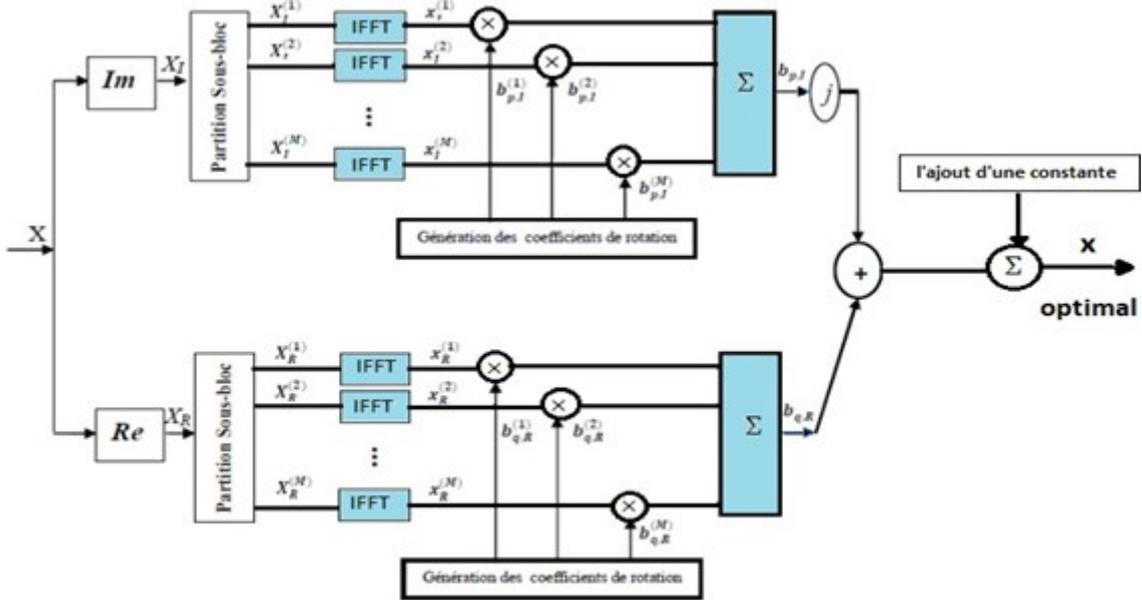


FIGURE III.15 – Schéma bloc de la méthode par l'ajustement facteur de puissance.

III.11 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté l'étude du PAPR dans un système MIMO-OFDM. Afin de réduire l'influence du PAPR, nous avons étudié et simulé les différentes méthodes comme la PTS traditionnelle et PTS améliorée appelées Coopérative et Alternative PTS (C-A-PTS). D'autre part on a vu plus en détail la nouvelle technique dite approche conjointe permettant d'offrir des performances optimales pour la réduction du PAPR alors que la complexité de calcul est réduite. Et nous avons montré une nouvelle méthode par ajustement facteur de puissance.

SIMULATIONS ET DISCUSSIONS DES RÉSULTATS

IV.1 Introduction

Ce chapitre est consacré aux résultats obtenus lors de nos simulations sous Matlab. Globalement les paramètres utilisés se retrouvent dans la plupart des articles cités comme références. Les programmes effectués 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).

On peut également utiliser les différents codes correcteurs d'erreurs et pour simplifier notre travail, nous avons présenté une chaîne de communications comprenant des blocs essentiels et des blocs optionnels, nous les avons mis en disposition de façon que :

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

La figure IV.1 illustre le schéma fonctionnel d'une chaîne de transmissions OFDM simulé et présenté en deux parties. La première partie concerne le système OFDM et la deuxième est consacrée aux systèmes de réduction du PAPR. Tout au long de ce chapitre les différents résultats seront discutés.

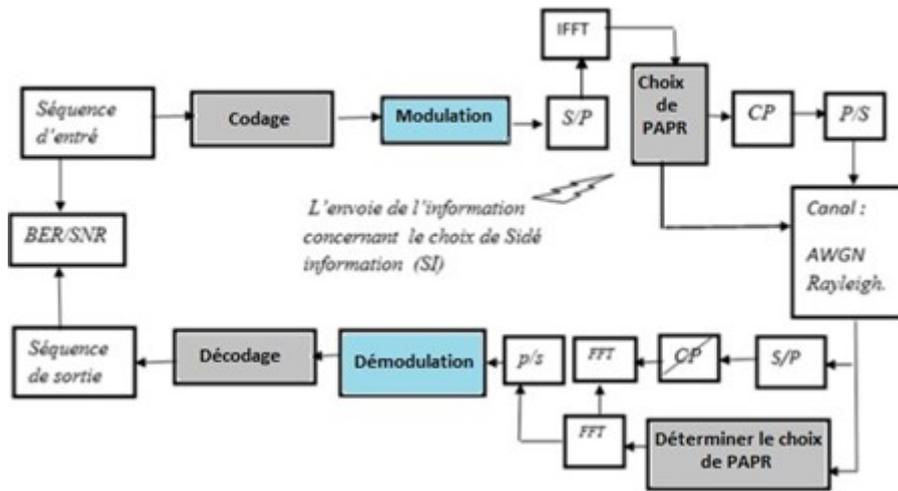


FIGURE IV.1 – La chaîne de simulation.

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

IV.2.1 La structure globale de la chaîne de transmission

Cette partie des résultats est consacrée au système OFDM ainsi qu'à l'effet des différents paramètres tels que la modulation utilisée, la taille de la FFT, le nombre des sous-porteuses le type de canal utilisé, les paramètres et les résultats partiels sont ainsi présentés dans le but de démontrer la bonne calibration de l'ensemble du OFDM.

IV.2.1.1 La séquence binaire

Les éléments d'entrée de notre chaine sont un train binaire généré aléatoirement et qui rentre en séries au bloc de modulation, à la sortie nous obtenons des symboles complexes.

IV.2.1.2 La modulation

Habituellement on trouve plusieurs types de modulation tels que PAM, FSK, PSK et QAM. Pour les systèmes OFDM la modulation la plus utilisée est M-QAM.

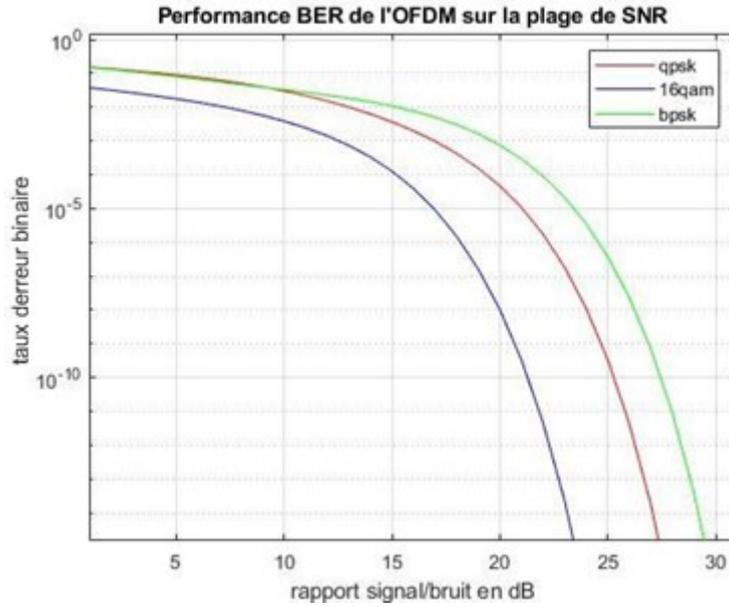


FIGURE IV.2 – Performance du système selon le type de la modulation.

La figure IV.2 montre l'évolution du taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport signal/bruit de différents types de modulation, la modulation BPSK étant le meilleur choix dans ce cas.

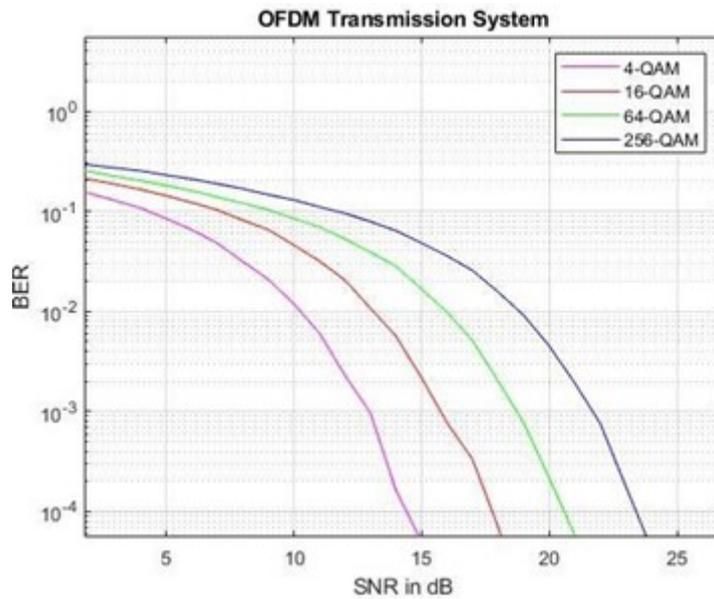


FIGURE IV.3 – Performance du système selon le nombre d'état du schéma de modulation QAM.

La simulation donnée par la figure IV.3 montre l'évolution du taux d'erreurs binaire (TEB) en fonction du rapport signal/bruit pour les différents nombre d'état du schéma de modulation en quadrature. On remarque que la modulation 4-QAM donne la meilleure performance.

Les figures IV.2 et IV.3 illustrent l'effet d 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. Par conséquent la probabilité de faire une fausse décision augmente.

IV.2.1.3 Bloc IFFT

A l’effet d’appliquer l’IFFT, les symboles passent par le bloc de conversion de série à parallèle. Ensuite, un bloc assure la modulation OFDM, ce bloc applique une IFFT qui permet de passer du domaine fréquentiel au domaine temporel. À la sortie de l’étage, les symboles OFDM obtenus sont reconvertis en série.

IV.2.1.4 Le choix du type de technique de réduction du PAPR

Dans ce bloc concernant le choix de PAPR pour réduire le signal original. La méthode (PTS) sera traitée dans la deuxième partie de la simulation.

IV.2.1.5 Le canal de transmission

Dans ce cas nous avons étudié un signal OFDM dans un canal AWGN et Rayleigh avec le calcul des performances en termes de BER=f(SNR).

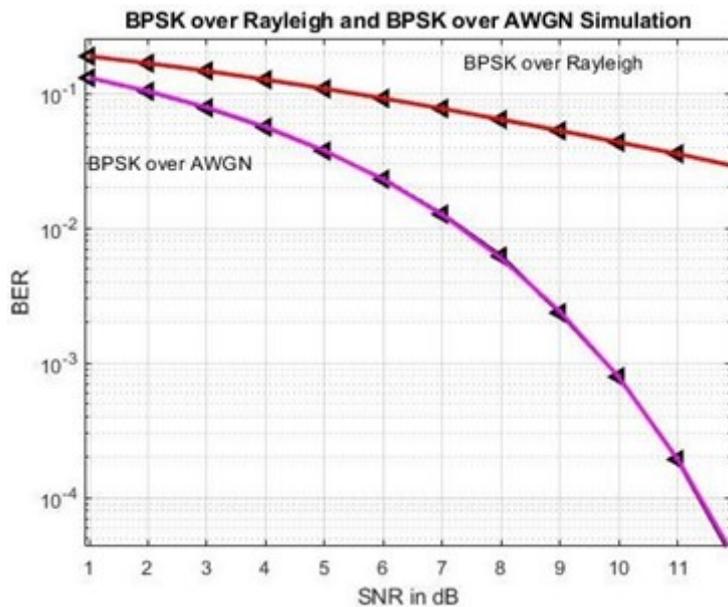


FIGURE IV.4 – Variations de BER en fonction de SNR avec le canal AWGN et Rayleigh [35].

On remarque sur la figure IV.4 que le BER est faible en AWGN par rapport à Rayleigh pour des valeurs plus élevées du SNR (le BER de AWGN s’annule pour une valeur de SNR=12db) cela signifie que le maximum d’erreurs se corrige au niveau du récepteur. Ainsi le minimum d’erreurs se produisent dans les données reçues pour le canal AWGN par rapport à Rayleigh.

IV.2.2 Le bloc FFT

En réception et 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

Le bloc de démodulation est la dernière étape de la chaîne de transmission. Cette étape permet de remettre les données 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 :

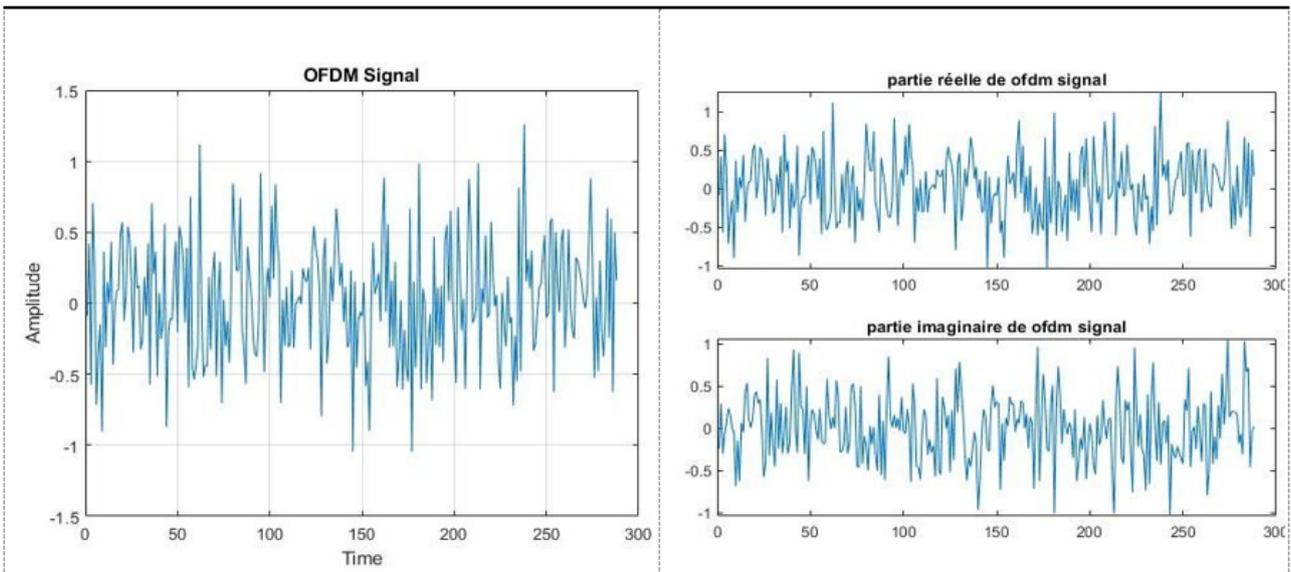


FIGURE IV.5 – Signal OFDM dans le domaine temporel.

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. Les paramètres considérés dans cette simulation sont :

- Un système OFDM avec 10000 symboles.
- Les sous porteuses avec les valeurs : 8, 16 et 64.

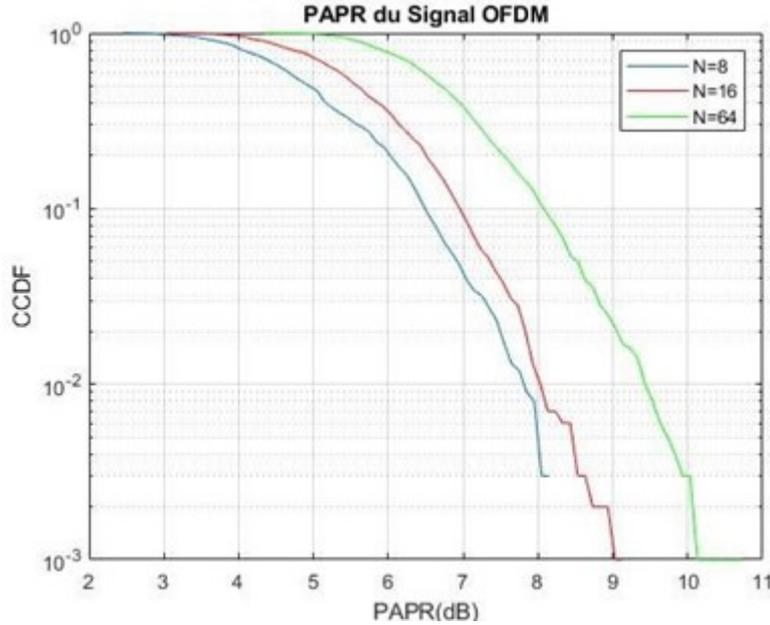


FIGURE IV.6 – CCDF de signaux OFDM avec différents nombres de sous-porteuses (N).

Nous avons remarqué que le PAPR augmente avec l'augmentation des sous-porteuses. Comme le montre la figure IV.6 pour 8 sous-porteuses, le PAPR est de 8.77 dB, pour 16 sous-porteuses il est de 10.04 dB, et enfin pour 64 sous-porteuses on obtient un PAPR de 11.09 dB.

IV.3.1 Comparaison entre différentes techniques de réduction

Les résultats du PAPR pour les différentes méthodes de réduction sont montrés sur les figure IV.7 qui présentent un 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. Et nous avons pensée d'ajouter le nombre des symboles par porteuse pour voir si aurait-il une amélioration de réduction du PAPR par rapport aux M_2 passée.

Paramètre	IFFT	Nombre de sous-porteuses	Bit pas symbole	SNR	Symboles par porteuse
Valeur associée	1024	64	4	12	128

TABLE IV.1 – Les Paramètres de la simulation.

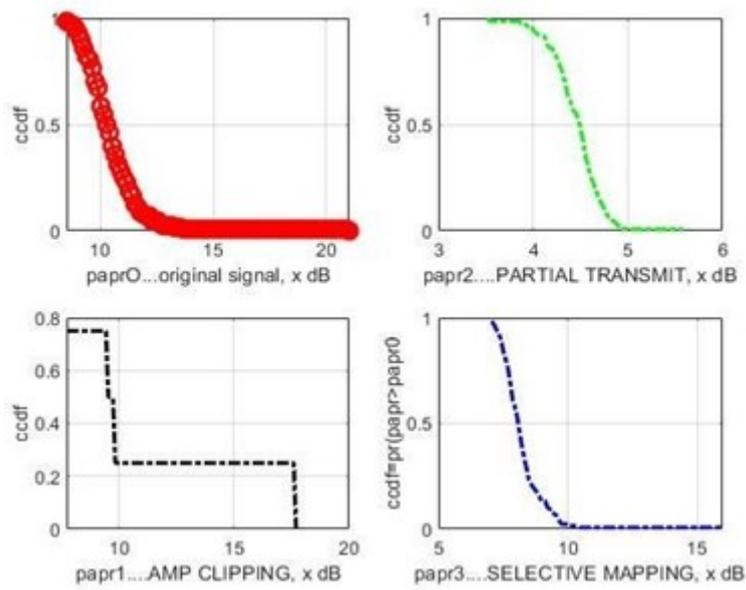


FIGURE IV.7 – Comparaison Clipping-PTS-SLM.

Sur la base de la figure IV.7 nous déduisons que la PTS est plus robuste et plus performante que les deux autres méthodes de clipping et SLM.

IV.3.2 Interprétation des résultats

Le tableau IV.2 résume les résultats trouvés et confirme que la technique PTS est meilleure.

Valeur maximale en dB	Signal original P PAPR ₀	Clipping PAPR ₁	PTS PAPR ₂	SLM PAPR ₃
Valeur maximale en dB	21.02	18	5.58	16

TABLE IV.2 – Interprétation des résultats.

IV.4 Partie 3 : La réduction du PAPR par l’approche conjointe

Dans cette section nous analysons et vérifions les performances vues en théorie pour la technique de l’approche conjointe. Les paramètres considérés dans cette simulation sont :

- Un système OFDM avec 1000 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 conjointe

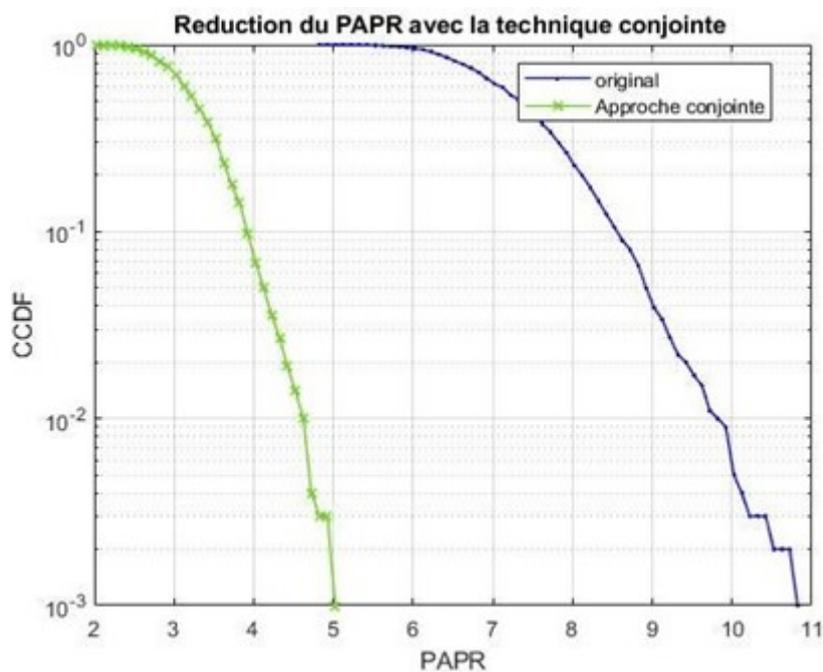


FIGURE IV.8 – Réduction du PAPR en utilisant la méthode conjointe.

La figure IV.8 montre les performances du PAPR avant et après l’application de la méthode proposée, nous constatons que cette méthode donne de bons résultats en matière de réduction du PAPR, par conséquent on obtient une amélioration de 5.8 dB par rapport au signal originale.

IV.4.2 Comparaison des résultats de l’approche conjointe et SLM

Les paramètres considérés dans notre simulation sont :

- Un système OFDM avec 1000 symboles.
- 64 sous porteuses.
- Un facteur de sur échantillonnage $L = 4$.
- Nombre de symbole choisi OFDM $C=16, C=256$.

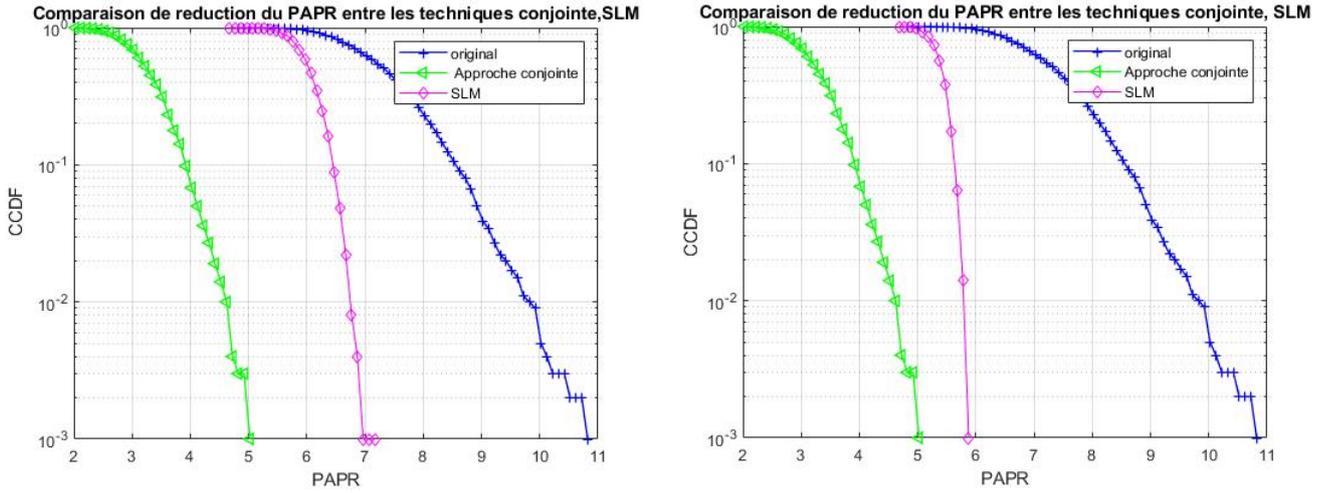


FIGURE IV.9 – Comparaison entre les techniques conjointe, SLM.

On peut s’apercevoir sur la figure IV.9, que le schéma de la conjointe permet une meilleure performance de réduction du PAPR par rapport à celle du SLM. En effet, le PAPR en utilisant SLM est réduit à une valeur de 4.96 dB pour $C=256$ et une réduction d’une valeur de 3.83 dB pour $C=16$, dans les mêmes conditions, la valeur PAPR pour la technique conjointe est réduite à 5.8 dB.

IV.4.3 Interprétation des résultats

Techniques de réduction	C-A-PTS	SLM (C=16)	SLM (C=256)	Conjointe
Gain de Réduction du PAPR en dB	5.5	3.83	4.96	5.8

TABLE IV.3 – Interprétation des résultats.

IV.5 Implémentation de facteur d'ajustement

La figure IV.10 illustre les performances du PAPR avant et après l'application de la nouvelle méthode, on constate que cette méthode donne des bons résultats en matière de réduction du PAPR, donc on a une amélioration d'environ 9.4 dB par rapport au signal original.

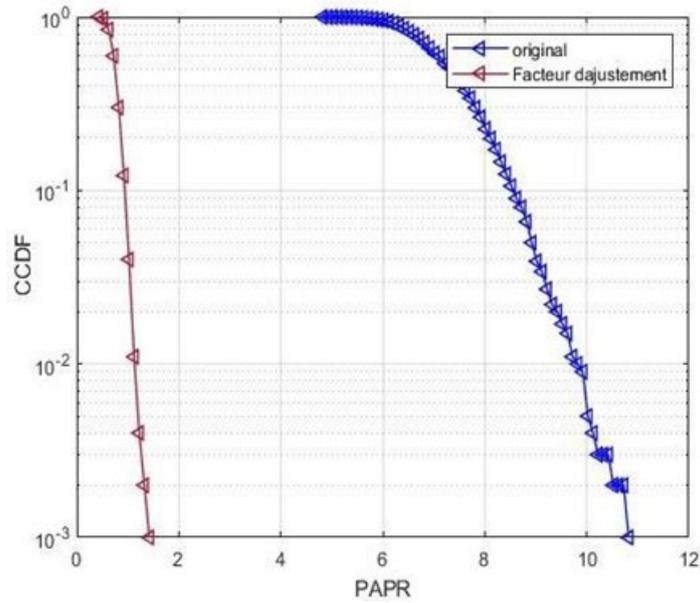


FIGURE IV.10 – Réduction du PAPR en utilisant le facteur d'ajustement

La figure IV.11 montre les résultats obtenus par la nouvelle technique en ajoutant différentes constantes. On remarque que le PAPR est réduit progressivement de 1.42 dB jusqu'à 0.45 dB.

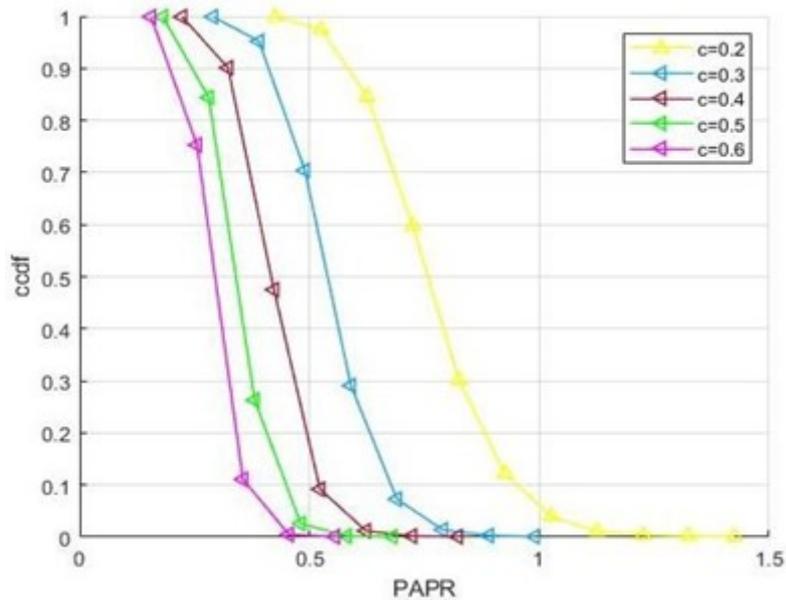


FIGURE IV.11 – comparaison des résultats.

IV.5.1 Comparaison des résultats de facteur d’ajustement et la C-A-PTS

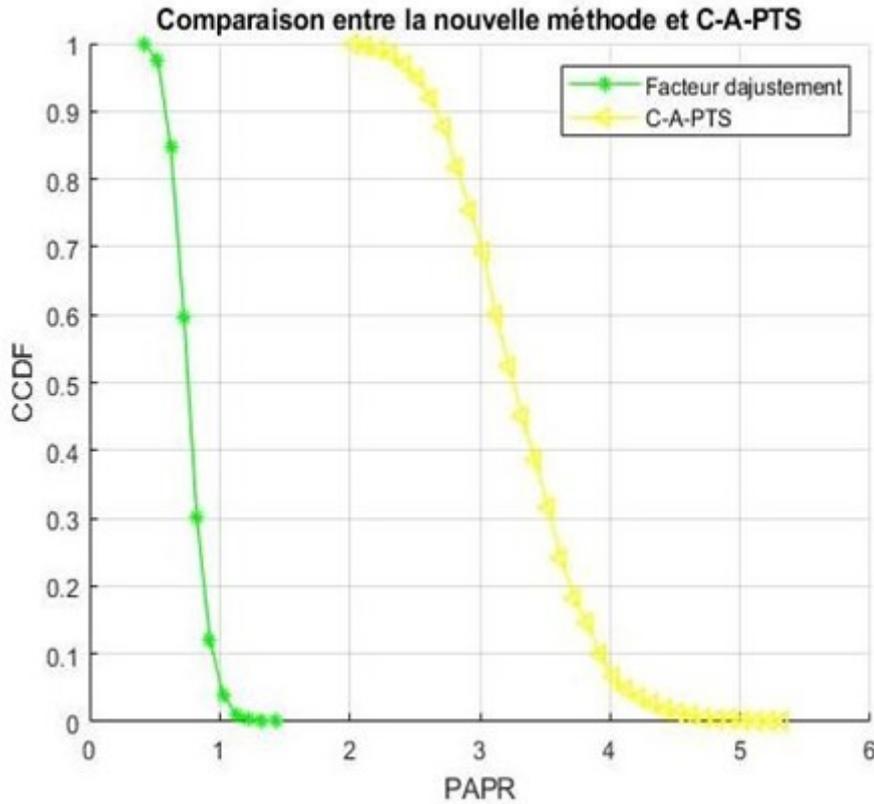


FIGURE IV.12 – Comparaison entre facteur d’ajustement et C-A-PTS.

Sur la figure IV.12, on peut remarquer que le schéma de facteur d’ajustement permet une meilleure performance de réduction du PAPR par rapport à celle du C-A-PTS. La Valeur du PAPR en utilisant la C-A-PTS est réduit à une valeur de 5.32dB, alors que le La valeur du PAPR pour la technique de facteur d’ajustement est réduite à 1.42 dB sous les mêmes conditions (pour 1000 symbole).

Le tableau IV.4 illustre une comparaison entre la méthode de facteur d’ajustement et la C-A- PTS, on remarque bien que la méthode de facteur d’ajustement est plus performante par rapport à la C-A-PTS en gain de réduction du PAPR.

Techniques de réduction	C-A-PTS	Méthode facteur d’ajustement
Gain de réduction du PAPR en dB	5.5	9.4

TABLE IV.4 – Comparaison des résultats de la méthode de facteur d’ajustement et la C-A-PTS.

IV.5.2 Comparaison des résultats de facteur d'ajustement et l'approche conjointe

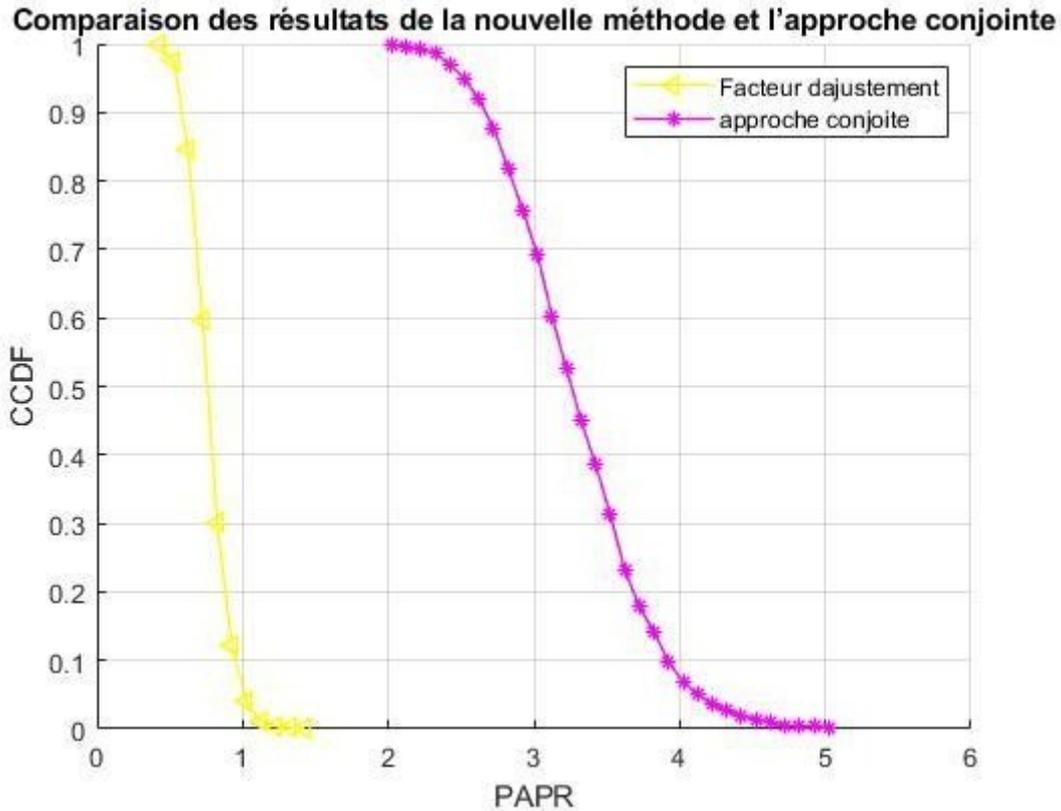


FIGURE IV.13 – Comparaison entre la méthode de facteur d'ajustement et la méthode conjointe.

Sur la figure IV.13, on peut constater que le schéma de facteur d'ajustement permet une meilleure performance de réduction du PAPR par rapport à celle de la conjointe. La Valeur du PAPR en utilisant la conjointe est réduit à une valeur de 5.02dB, tandis que le La valeur du PAPR pour la technique de facteur d'ajustement est réduite à 1.42 dB sous les mêmes conditions. (pour 1000 symbole).

Le tableau IV.5 illustre une comparaison entre la méthode de facteur d’ajustement et la méthode conjointe, on remarque bien que la méthode de facteur d’ajustement est plus performante par rapport à la méthode conjointe en gain de réduction du PAPR.

Techniques de réduction	méthode conjointe	facteur d’ajustement
Gain de réduction du PAPR en dB	5.8	9.4

TABLE IV.5 – Comparaison des résultats de la méthode de facteur d’ajustement et l’approche conjointe.

IV.5.3 Comparaison des résultats des techniques étudiées

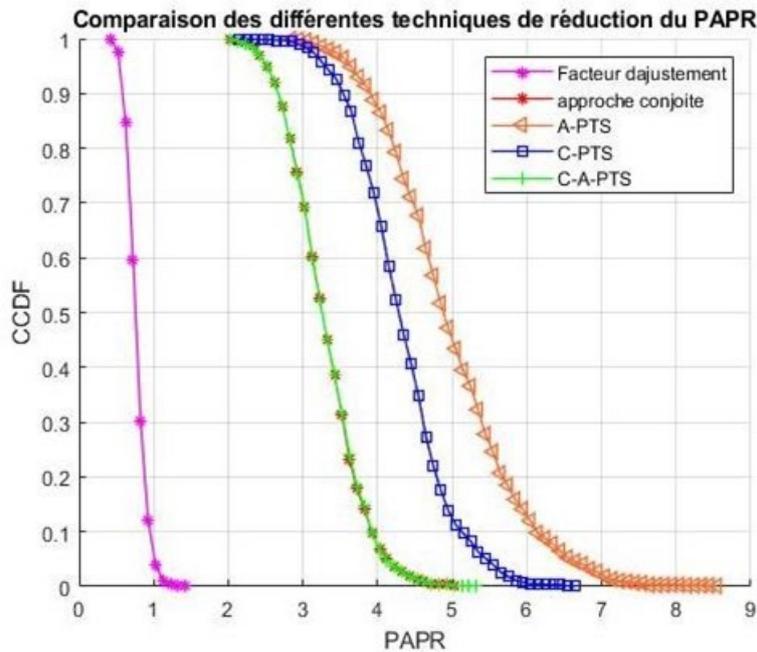


FIGURE IV.14 – Comparaison des résultats de différentes techniques de réduction du PAPR.

Sur la figure IV.14, on peut constater que le schéma de facteur d’ajustement permet une meilleure performance de réduction du PAPR par rapport à celle de l’A-PTS, C-PTS, C-A-PTS, approche conjointe. La Valeur du PAPR en utilisant l’A-PTS est réduit à une valeur de 8.54dB, tandis que le La valeur PAPR pour la C-PTS est réduit à une valeur de 6.65dB, ainsi on peut remarquer que la C-A-PTS est meilleure que C-PTS avec une marge de 1.33dB, et pour l’approche conjointe le PAPR continue de se réduire à une valeur égale à 5.02dB, et enfin les performances de facteur d’ajustement est meilleure que celle de l’approche conjointe avec une marge de 3.6dB. On conclure que les performances de la méthode de facteur d’ajustement sont meilleures et optimales.

Les résultats de simulation présentent clairement que la méthode de facteur d'ajustement est plus efficace par rapport aux autres méthodes étudiées en termes du gain de réduction du PAPR dont le récapitulatif est donné par le tableau IV.6.

Techniques de réduction	A-PTS	C-PTS	C-A-PTS	Méthode Conjointe	La méthode de facteur d'ajustement
Valeur de PAPR en dB	8.54	6.65	5.32	5.02	1.42
Gain de réduction du PAPR en dB	2.28	4.17	5.5	5.8	9.4

TABLE IV.6 – Comparaison des résultats de différentes techniques étudiées.

IV.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré aux résultats de simulations d'un système OFDM telles que 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 comme (A-PTS, C-PTS, C-A-PTS).

Nous nous sommes intéressées particulièrement à la méthode approche conjointe, et par la suite nous avons effectué une comparaison entre les différents résultats obtenus en changeant nombre de symboles et de sous porteuse simulés. Une nouvelle technique est proposée permet d'obtenir une meilleure réduction du PAPR tout en étant moins complexe que la PTS classique.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Tout au long de ce mémoire nous avons étudié et simulé plusieurs techniques pour trouver des solutions pour les communications sans fil supportant des débits élevés, avec une qualité de service croissante.

Comme évoqué dans les chapitres théoriques, le PAPR représente l'un des problèmes principaux lors de la transmission. Pour pallier cet inconvénient nous avons procédé à la réduction du PAPR à l'aide des nouvelles et différentes méthodes les plus efficaces comme la PTS qui nous a permis d'obtenir de très bonnes performances au valeur d'une complexité de calcul importante pour la réduction du PAPR. L'objectif final est de formuler une technique qui utiliserait le principe du PTS et réduirait efficacement le PAPR tout en permettant un déploiement efficace dans des systèmes en temps réel. Nous avons utilisé les programmes réalisés par nos prédécesseurs sur la PTS, l'A-PTS, la C-PTS et l'C-A-PTS.

Notamment, nous nous sommes concentré sur la technique d'approche conjointe qui permet d'obtenir une performance du PAPR quasiment optimale avec une complexité bien moindre ceci favorisera son implémentation sous forme d'application en temps réel. Ensuite nous avons réussi à programmer une méthode par ajustement facteur de puissance qui rentre toujours dans la gamme PTS et qui donne des performances optimales et meilleures par rapport aux autres techniques que on a traitée telle que la technique conjointe et la C-A-PTS en termes de réduction du PAPR et en termes de dégradation des systèmes OFDM.

Les résultats obtenus dans la partie pratique nous ont permis de justifier l'étude théorique que nous avons traité. Comme perspectives nous proposons de poursuivre ce travail en développant le point suivant : La réduction du PAPR pour les systèmes OFDM par la méthode conjointe ouvre la porte vers des communications hauts débits. En revanche, un système OFDM est très sensible aux interférences par porteuse. Cet effet va dégrader complètement la performance du système. Dans ce mémoire nous planifions d'aborder le problème de la synchronisation fréquentielle et temporelle de l'optimisation du facteur de puissance dans les systèmes OFDM.

La solution avancée dans nos jours est la séquence de transmission partielle PTS car est l'une des techniques les plus utilisées et elle consiste à diviser le signal OFDM original en plusieurs sous-blocs. Grâce à l'IFFT Les facteurs de phase sont sélectionnés de telle sorte que le PAPR du signal sera combiné et diminuer.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Charles Tounou. Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts : mesures de performances en environnement réel. PhD thèse, Limoges, 2008.
- [2] S. Sampei, "Applications of digital Wireless technologies to global Wireless communications", Prentice-Hall, 1997.
- [3] Samir Arab. Une étude sur la réduction du papr dans un système OFDM. Faculté des Science et de Génie, Université Laval QUÉBEC, 2010.
- [4] ISLI Dounia, LACHOURI Sarah. Mémoire de Fin d'étude Réduction du PAPR par PTS lors d'une transmission OFDM. Université Abderrahmane Mira de Béjaia, Faculté de technologie Département d'électronique, 2020.
- [5] Ahmed Ahriche " étude comparative des méthodes d'estimation de canal à l'aide des pilotes dans les systèmes OFDM à travers un canal multi-trajets ", Université Laval, 2008.
- [6] SIDKIËTA ZABRE, Amplification non-linéaire d'un multiplex de sous-porteuses modulées à fort facteur de crête, Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2007.
- [7] BASEL RIHAWI, Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes. Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2008.
- [8] N. DINUR and D. WULICH, Peak to average power ratio in amplitude clipped high order OFDM, IEEE Conference on Military Communications Conference, pages 684–687, Octobre 1998.
- [9] DÉSIÉ GUEL, Etude de nouvelles techniques de réduction du facteur de cête à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuse, Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2009.
- [10] MAREK FISZ, Probability Theory And Mathematical Statistics, John Wiley & Sons, 1963.
- [11] RICHARD VAN NEE and RAMJEE PRASAD, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House, Norwood, USA, 1st edition, 2000.

- [12] BOUAZIZ Samir. Réduction du PAPR du système OFDM-MIMO en 4G. Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas –SETIF 1– UFAS (ALGERIE), 2015.
- [13] Marwa Chafii, Justin Coon, Dene Hedges. DCT-OFDM with Index Modulation. *IEEE Communications Letters*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2017, pp.1489-1492.
- [14] F. Xiong, “M-ary amplitude shift keying OFDM system,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1638–1642, 2003.
- [15] ALLAOU safia, SADAOUI kaissa. Mémoire fin d’études Simulation et performances d’algorithmes pour l’accès aux ressources à base de F-OFDM. Université Abderrahmane MIRA de Béjaia, Faculté de Technologie Département de Génie Electrique, 2020.
- [16] A.M. Saleh. Frequency-independent and frequency-dependent non linear models of TWT amplifiers. *IEEE Transactions on Communications*, p 1715_1720, 1981.
- [17] Christoph Rapp. Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting signal. In *ESA, Second European Conference on Satellite Communications (ECSC-2)* p 179-184 (SEE N92-15210 06-32). October 1991.
- [18] Oussoularé Abel Gouba. Approche conjointe de la réduction du facteur de crête et de la linéarisation dans le contexte OFDM. Thèse de doctorat. Supélec, 2013. Français.
- [19] A. Guy, Etude, conception et réalisation d’un système de linéarisation d’amplificateurs de puissance à état solide pour des applications spatiales. Thèse De Doctorats, Université Paul Sabatier de Toulouse, Mai2000.
- [20] Marwa Chafii. Etude d’une nouvelle forme d’ondes multiporteuses à PAPR réduit. PhD thesis, Centrale Supélec, 2016. Français.
- [21] Richard Van Nee and Arnout De Wild. Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM. In *48th IEEE Vehicular Technology Conference. VTC 98*, volume 3, pages 2072-2076, 1998.
- [22] Harold S Shapiro, *Extremal problems for polynomials and power series*, PhD. thesis, Massachusetts Institute of Technology, 1951.
- [23] Walter Rudin, “Some theorems on fourier coefficients,” *Proceedings of the American Mathematical Society*, vol. 10, pp. 855–859, 1959.
- [24] Manfred Schroeder, “Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation,” *Information Theory, IEEE transactions on*, vol. 16, pp. 85–89, 1970.
- [25] Review Paper on PAPR Reduction Techniques in OFDM System, Lovely Professional University, Jalandhar - 144411, Punjab, India.
- [26] Jose Tellado-Mourello. Peak-to-average power reduction for multicarrier modulation. PhD. thesis, 1999.
- [27] Sennoune Thinhinane, Zizi Rania. Mémoire fin d’études Réduction du PAPR par écrêtage et Filtrage lors d’une transmission OFDM. Université Abderrahmane Mira de Béjaia, Faculté de technologie Département génie électrique, 2020.

- [28] J.F. HELARD and B. LE FLOCH, Trellis coded orthogonal frequency division multiplexing for digital video transmission, Global Telecommunications Conference, Countdown to the New Millennium. Featuring a Mini-Theme on : Personal Communications Services, pages 785–791 vol.2, December 1991.
- [29] YVES LOUËT, Prise en compte du facteur de crête dans le dimensionnement des systèmes de télécommunications. Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2010.
- [30] V. K. Singh, A. Goel, and A. Sharma, Reducing Peak to Average Power Ratio of OFDM by Using Selective Mapping, International Journal of Research in Information Technology, vol. 2. No.4, p-400-407, April 2014.
- [31] Yves Louët and Jacques Palicot. A classification of methods for efficient power amplification of signals. *Annales des Télécommunications*, pages 351–368, August 2008.
- [32] Tao Jiang, Wu, and Yiyan. An overview : Peak-to-average power ratio reduction techniques for ofdm signals. *IEEE Transactions on broadcasting*, p 257–268, 2008.
- [33] R. Bauml, R. Fischer, and J. Huber, “Reducing the Peak-to-Average power Ra-tio of Multicarrier Modulation by Selecting Mapping, ”*Electronics Letters*, vol. 32, p. 2056–2057, October1996.
- [34] Yun Li, Mingyu Gao, and Zhiqiang Yi. A cooperative and alternate pts scheme for papr reduction in stbc mimo-ofdm system. In 2012 IEEE International Conference on Communication Technology, pages 268–272. IEEE, 2012.
- [35] ABERBACHE Sarah, MACHTER Yasmina. Projet de fin d’étude Réduction du PAPR en transmissions basées sur l’OFDM par application de la C-A-PTS. Université Abderrahmane MIRA de Bejaia, Faculté de Technologie Département ATE, 2021.
- [36] 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*, p 719–724, 2007.
- [37] 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*, p 680–683, 2007.

ANNEXES

1. La méthode du Suffixe Cyclique (CS)

Le suffixe cyclique est aussi une extension cyclique du symbole OFDM. Le principe est le même que pour le préfixe cyclique sauf qu'ici on place les échantillons à la fin du symbole OFDM. Il est utilisé pour éviter les interférences entre la voie montante et la voie descendante dans la communication.

Le CP et le CS peuvent être utilisés ensemble, comme dans le système VDSL, le premier pour prévenir l'IES et le second pour garantir l'orthogonalité entre les signaux de la voie montante et de la voie descendante.

2. La méthode du Bourrage de Zéros ou Zero -Padding (ZP)

Elle consiste à insérer des échantillons de valeur nulle au début du symbole.

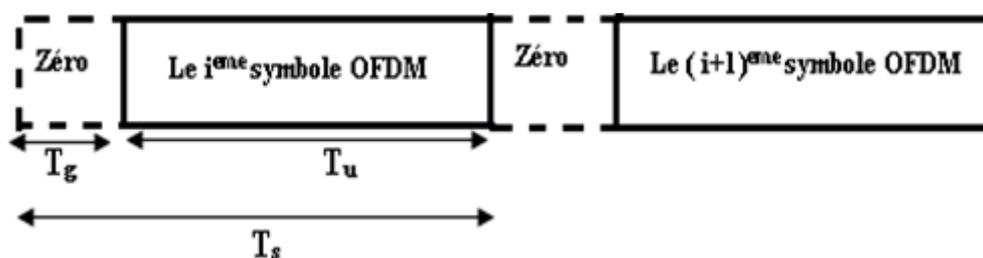


FIGURE IV.15 – Principe du symbole OFDM avec ZP.

3. Caractéristiques de la dynamique des signaux OFDM

L'équation I.1 montre que le signal OFDM est résultant une somme de N sinusoides ou Sousporteuses modulées par des symboles complexes dont les amplitudes peuvent varier de façon aléatoire. Ainsi, l'enveloppe complexe du signal OFDM est une combinaison constructive ou destructive des différentes amplitudes fluctuantes sur l'ensemble des N sous-porteuses. Les signaux OFDM possèdent donc une forte dynamique d'amplitude, ce qui les rend vulnérable au comportement non-linéaire des circuits électroniques, notamment l'amplificateur de puissance. Dans cette section, nous présenterons les caractéristiques des signaux OFDM et nous définirons la notion de Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) pour la caractérisation de la dynamique d'amplitude de ces signaux.

4. Comparaison entre l'OFDM et F-OFDM

Dans l'OFDM, toute la bande est composée d'un seul bloc avec un espacement des fréquences entre chaque sous-porteuse identique. Par contre, dans F-OFDM, toute la bande est composée de plusieurs sous-blocs (sous-bandes) et avec un espacement des sous-porteuses dans chaque sous-bande est différent.

Résumé

Le multiplexage par division en fréquences orthogonales (OFDM) est une technique de modulation multiporteuses sophistiquée qui a fait ses preuves dans le domaine de la communication sans fil permettant aux technologies actuelle d'atteindre un débit de transmission élevé, une efficacité spectrale, une robustesse contre les évanouissements sélectifs en fréquence. Par ailleurs l'inconvénient majeur de la modulation OFDM est qu'elle engendre des signaux temporels à forte variation d'amplitude caractérisée par un PAPR ("Peak-to-Average Power Ratio") élevé. Cette caractéristique rend les signaux OFDM très sensibles aux non-linéarités des composants analogiques, en particulier celles de l'amplificateur de puissance "High Power Amplifier"(HPA). Pour diminuer la réduction du PAPR ont été présentées plusieurs techniques, notamment les techniques d'ajout de signal, techniques probabilistes et techniques de codage.

Dans ce mémoire, nous avons progresser 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 des performances optimales en terme de réduction du PAPR. Ainsi une méthode conjointe a été présenté. Une nouvelle méthode concernant la réduction du PAPR dans MIMO-OFDM est étudiée et implémentée.

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

Abstract

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is a sophisticated multicarrier modulation technique that has proven itself in the field of wireless communication allowing current technologies to achieve high transmission rate, spectral efficiency, robustness against frequency-selective fading. Furthermore, the major drawback of OFDM modulation is that it generates temporal signals with high amplitude variation characterized by a high PAPR ("Peak to-Average Power Ratio"). This characteristic makes OFDM signals very sensitive to nonlinearities of analog components, especially those of the High Power Amplifier (HPA). To decrease the PAPR reduction, several techniques have been presented, including signal addition techniques, probabilistic techniques and coding techniques.

In this thesis, we have progressed to the reduction of PAPR using the new most effective methods such as the Partial Transmit Sequence (PTS) method, more particularly the Cooperative and Alternative PTS (C-A-PTS) application which offers optimal performance. in terms of PAPR reduction. Thus a joint method was presented. A new method concerning the reduction of the PAPR in MIMO-OFDM is studied and implemented.

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