

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A. Mira de Béjaïa
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE



Mémoire fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme Master en
Télécommunications
Option : Réseaux et télécommunications

Thème

Réduction du PAPR par PTS lors d'une transmission OFDM

Réalisé par :

M^{lle} Isli Dounia
M^{lle} Lachouri Sara

Encadré par :

Mr Bellahsene Hocine

Devant le jury composé de

M. Tounsi Mohamed

Mme. Mezhoud Naima

Promotion 2019 - 2020

Remerciements

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

Tout d'abord, nous remercions le Bon Dieu le tout puissant, de nous avoir donné la force, la santé, la patience et la volonté afin d'arriver à la finalité de ce modeste travail et nous a guidé au chemin du savoir..

Nous tenons en premier lieu à exprimer notre profonde reconnaissance à notre honorable encadreur **Bellahsene Hocine**, d'avoir accepté de nous encadrer et de nous avoir conseillé et guidé et pour les efforts qu'il a consenti tout au long de ce parcours malgré le travail à distance qui nous a été imposé par la crise sanitaire liée au COVID-19.

A notre président de jury Mr **Tounsi .M** pour nous avoir fait l'honneur de présider le jury A notre examinatrice Mme **Mezhoud** pour l'intérêt qu'elle a porté à notre travail en acceptant de l'examiner et l'enrichir par ces propositions.

Nos remerciements s'étendent également à nos chères parents familles Isli et Lachouri pour leur soutien, confiance, générosité et leur précieux conseils qui nous ont éclairé dans l'accomplissement de ce travail.

Enfin, Nous n'omettrons jamais d'exprimer toute notre gratitude à tous les membres du département science technologie de l'Université de Béjaia, 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 mémoire

A mes chers parents que nulle dédicace ne puisse exprimer mes sincères sentiments et mon éternelle gratitude, pour leur patience illimitée, leurs encouragements continus, leur aide, en témoignage de mon profond amour et respect pour leurs grands sacrifices

A mes cousines : Celia, Malak, Chadia, Hania, Lydia, Aya, Amira

A mes cousins : Farid, Nassim, Djamel, Salim, Rayane

Mes tante : Fatma , Zehra, Farida, Fatiha et Mes ancle : Taher, Said, Djamel, Ramtane
pour leur soutien, compréhension et qui n'ont cessé d'être présents pour moi.

Sans oublier **mes chers grands parents A mes amies et amis exceptionnellement : Katia, Rania, Hanane, Sihem , Lyticia, Nassima , Yanis ,**

A mon encadreur Bellahsene Hocine

et à **Ma Binôme Melle Lachouri Sarah** et tous ceux qui me connaissent de loin ou de près.

Downia

Dédicaces

Je dédie ce mémoire

A mes chères parents que nulle dédicace ne puisse exprimer mes sincères sentiments et mon éternelle gratitude, pour leur patience illimitée, leurs encouragements continus, leur aide, en témoignage de mon profond amour et respect pour leurs grands sacrifices

A mes soeurs et frères : Souad ,Moumouh ,Aya ,Mehdi

A mes Oncles : l'aide,Nassim, Dr.nabil,Nadir ,Abdenor

A mes tantes :Samia,sabiha,Oihchia ,Fouzia,Lila,jamila,saliha ,yamina

A mes amies et amis : lynda,lydia ,chanez ,thinhinan,Rania, markunda et mon plus chère yacine pour leur soutien, compréhension et qui n'ont cessé d'être présents pour moi.

Sans oublier **mes chers grands parents,**

A mon encadreur Bellahsene Hocine

et à **Ma Binôme Melle Isli Dounia** et tous ceux qui me connaissent de loin ou de près. .

Sarah

Table des matières

Table des matières	i
Table des figures	iv
Liste des tableaux	vi
Acronymes	vii
Introduction générale	1
I Multiple-Input multiple-output	3
I.1 Introduction	3
I.2 Présentation de la technologie MIMO	3
I.3 Phénomène physique et caractéristique du canal de propagation	4
I.4 Notion et principe de la diversité	6
I.4.1 Diversité temporelle	6
I.4.2 Diversité fréquentielle	7
I.4.3 Diversité spatial	7
I.4.4 Diversité spatio-temporelle	8
I.5 Le principe de la technique MIMO	9
I.6 Les catégories MIMO	9
I.6.1 La diversité spatiale MIMO	9
I.6.2 Le multiplexage spatial MIMO	10
I.6.3 Le MIMO - Beamforming (formation de faisceaux)	10
I.7 Modélisation des différents canaux du système MIMO	11
I.7.1 Canal SISO (Single Input Single Output)	11
I.7.2 Canal SIMO (Single Input Multiple Output)	11
I.7.3 Canal MISO (Multiple Input Single Output)	12
I.7.4 Canal MIMO (Multiple Input Multiple Output)	13
I.8 Capacité des différents canaux MIMO	14
I.8.1 Capacité d'un canal SISO	14

I.8.2	Capacité d'un canal SIMO	14
I.8.3	Capacité du canal MISO	14
I.8.4	Capacité d'un canal MIMO	15
I.9	Technique de transmission MIMO	15
I.9.1	Les différents types de codage MIMO	16
I.10	conclusion	17
II	La transmission OFDM	18
II.1	Introduction	18
II.2	Théchniques de transmission multiporteuses	18
II.3	État de l'art de l'OFDM	19
II.4	Étude de la modulation OFDM	20
II.4.1	Principe de la modulation OFDM	20
II.4.2	Principe de la démodulation OFDM	22
II.5	Chaîne de transmission OFDM	22
II.6	Notion d'orthogonalité	23
II.7	L'interférence entre symbole	24
II.8	L'interférence entre porteuse	24
II.9	Intervalle de garde	25
II.9.1	Caractéristique d'un signal OFDM	26
II.9.2	Distribution du signal OFDM	26
II.9.3	Peak to Average Power Ratio	27
II.10	Les avantages et les limites de la modulation OFDM	28
II.11	L'association MIMO-OFDM	29
II.12	Principe de l'association MIMO et OFDM	29
II.13	Conclusion	30
III	Réduction du facteur de crête PAPR par PTS	32
III.1	Itroduction	32
III.2	Généralité sur l'amplificateur	33
III.2.1	Définition	33
III.2.2	La fonction de transfert de l'AP	33
III.3	Le PAPR des systèmes OFDM	34
III.4	Fonction de répartition du PAPR pour l'OFDM	35
III.5	Méthodes de réduction du PAPR	36
III.5.1	Méthode d'ajout de signal	37
III.5.2	Les méthodes probabilistes	37
III.5.3	Méthode de codage	38
III.6	Critères du choix des méthodes de réduction PAPR	38
III.7	Description de la méthode PTS	39
III.8	Description des performances de la technique PTS	41

III.9 Réduction de PAPR dans le contexte MIMO-OFDM	43
III.9.1 PAPR dans le système MIMO-OFDM	43
III.9.2 Application de la méthode PTS en MIMO-OFDM	44
III.10 Alternative et coopérative PTS	45
III.10.1 Alternative A-PTS	45
III.10.2 Coopérative PTS ou C-PTS	45
III.10.3 La C-A-PTS	46
III.11 conclusion	47
IV Tests, simulations et résultats	49
IV.1 Introduction	49
IV.2 Partie 1 : Paramètres et simulations pour le système OFDM	50
IV.2.1 La structure de la chaîne de transmission	50
IV.2.2 Le bloc FFT	52
IV.3 Partie 2 : Réduction du PAPR par PTS	53
IV.3.1 Réduction par la méthode PTS	54
IV.3.2 Comparaison entre différentes techniques de réduction	56
IV.3.3 Interprétation des résultats	56
IV.4 Implémentation de la technique C-A-PTS	57
IV.5 Comparaison des résultats des techniques étudiées	59
IV.6 Conclusion	60
Conclusion générale	61
Bibliographie	62
A SUR OFDM	69
A.1 Implémentation numérique	69
A.1.1 Implantation numérique de démodulateur	70
B Quelque détail sur l'amplificateur	71
B.1 Catégories de l'amplificateur	71
B.1.1 Recul de puissance	71
B.1.2 Rendement en puissance de l'amplificateur	72

Table des figures

I.1	Système de transmission MIMO avec N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices	4
I.2	Evolution de la puissance reçue en fonction de la distance	5
I.3	Principe de la diversité	6
I.4	Diversité temporelle	7
I.5	Diversité fréquentielle	7
I.6	Principe de la technique MIMO	9
I.7	Le modèle d'un canal SISO	11
I.8	Le modèle de canal SIMO	12
I.9	Le modèle de canal MISO	13
I.10	Le modèle de canal MIMO	13
I.11	Capacité des différents canaux MIMO	15
I.12	Introduction du mappeur/démappeur spatio-temporel à l'émission/réception	16
I.13	Principe de codage espace temps d'Alamouti	17
II.1	Principe de fonctionnement OFDM	20
II.2	Le principe de modulation OFDM par IFFT	21
II.3	Le principe de démodulation OFDM par FFT	22
II.4	chaîne de transmission OFDM	23
II.5	Orthogonalité des porteuses OFDM	24
II.6	Intervalle de garde	25
II.7	Histogramme de l'amplitude de signal OFDM	26
II.8	Principe d'un système MIMO-OFDM	30
III.1	la forme des deux caractéristiques pour un amplificateur de type SSPA.	33
III.2	Représentation du Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)	35
III.3	Mesure du gain de réduction PAPR	39
III.4	Schéma bloc de la méthode PTS	40
III.5	PTS en fonction du nombre de sous-blocs [1]	42
III.6	Illustration des différentes partitions des sous blocs selon l'approche PTS	43
III.7	Un exemple de répartition adjacente en PTS de 8 sous-porteuses en 4 sous bloc . . .	43
III.8	Schéma bloc du C-A-PTS avec 2 antennes à l'émission	47

III.9 Relations entre les deux coefficients de pondération optimums des antennes	47
IV.1 La chaîne de simulation	50
IV.2 Influence du type de modulation sur BER	51
IV.3 Influence de différentes modulations QAM sur BER	51
IV.4 Variation de BER en fonction de SNR avec le canal AWGN et Rayleigh	52
IV.5 Signal OFDM dans le domaine temporel	53
IV.6 CCDF de signaux OFDM avec différents nombres de sous-porteuses (N)	54
IV.7 La technique PTS avec $M = 2, M = 4, M = 8$	55
IV.8 BER pour la méthode PTS	55
IV.9 Comparaison clipping - PTS-SLM	56
IV.10 La technique A-PTS	57
IV.11 La technique C-PTS	58
IV.12 La technique C-A-PTS	58
IV.13 Comparaison entre les techniques A-C-PTS, SLM	59
A.1 Modulateur numérique OFDM	70
A.2 Démodulateur numérique OFDM	70
B.1 Courbe du rendement en fonction de puissance de sortie	72

Liste des tableaux

III.1 Complexité de la PTS avec le nombre de sous-blocs	42
IV.1 Les Parametres de la simulation	56
IV.2 Interprétation des résultats	57
IV.3 Comparaison des résultats de differantes techniques de réduction	59

Listes des acronymes

1G	First Generation "Première génération des réseaux mobile"
2G	Second Generation "Deuxième génération des réseaux mobile"
3G	Third Generation "Troisième génération des réseaux mobile"
4G	Forth Generation "Quatrième génération des réseaux mobile"
A-PTS	Alternative Partial Transmit Sequences
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	Additive white Gaussian noise
Bc	Bande de Cohérence
BER	Bit Error Rate
C-A-PTS	Cooperative and Alternative Partial Transmit Sequences
C-PTS	Cooperative Partial Transmit Sequences
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
DAB	Digital Audio Broadcasting
dB	Décibels
DFT	Discrete Fourier Transform
DVB	Digital Video Broadcasting
FFT	Fast Fourier Transform
FODM	Filtred Orthogonal Division Multiplexing
FSK	Frequency Shift keying
GPS	Globale Positioning system
ICI	Inter-Carrier interference
IES	Interference Entre Symbole
ISI	Inter Symbole interference

LTE	Long Term Evolution
MIMO-OFDM	Multiple- Input Multiple- Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MIMO	Multiple- Input Multiple- Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOB	Out Of Bande
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PTS	Partial Transmit Sequences
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
SIMO	Single-Input Multiple -Output
SISO	Single-Input Single-Output
SLM	Select Mapping
SNR	Signal to Noise Ratio
STBC	Space Time Bloc Coding
WIFI	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

Introduction générale

Depuis le début des années 90 le paysage des communications numériques n'a cessé de se transformer. En effet, face à la demande de plus en plus croissante des utilisateurs en termes de services et de débit les concepteurs ont du associer leurs efforts afin de pallier au manque de ressources fréquentielles et temporelles. Ce procédé de régénération prenait en moyenne 10 années par génération en téléphonie mobile.

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est l'une des technique contribue ce jour à l'augmentation des performances des systèmes de transmission. Elle a contribué à l'épanouissement de la 4G et a été retenue pour la 5G, actuellement en déploiement dans certains pays.

Grace à la facilité de l'implémentation de l'OFDM, il a été possible de réduire la complexité de l'émetteur et du récepteur tout en augmentant l'efficacité spectrale. Cependant l'inconvénient de base du l'OFDM est représenté par des variations importantes en puissance instantanée. Ce problème nommé PAPR (Peak to Average Power Ratio) est l'un des aspects les plus défavorables, car il perturbe la transmission de l'information et diminue le SQNR (Signal-to-Quantization Noise Ratio) du CAN et du CNA tout en dégradant l'efficacité de l'amplificateur de puissance au niveau de l'émetteur. Le 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. Etudier et résoudre cette problématique est le but de notre mémoire que nous avons organisé comme suit :

Le premier chapitre est consacré à l'étude des techniques de transmission multi antennaires MIMO (Multiple Input Multiple Output).

Dans le chapitre deux sera consacré à l'étude de la chaîne transmission OFDM. Nous expliquons dans ce chapitre comment cette technique combat les interférences ISI/ICI dans un canal à trajets multiples. Ensuite nous décrivons la combinaison MIMO-OFDM qui est aujourd'hui, reconnues comme des solutions à fort potentiel pour les futurs systèmes de radiocommunication (massive MIMO pour la 5G).

L'étude du problème du PAPR élevée du signal d'OFDM sera abordée dans le troisième chapitre. Nous donnerons les techniques les plus connues pour la lutte contre ce problème. Cependant, Le cœur du chapitre aura pour objet l'étude détaillée de l'approche dite Partial Transmit Séquence (PTS) en tant que solution possible à ce problème du PAPR élevés.

L'implémentation de cette méthode ainsi que ses variantes telles que la A-PTS, C-PTS ou l'A-C-PTS feront l'objet du quatrième chapitre ,la coopérative et alternative PTS(C-A-PTS) se basent sur la combinaison de deux méthodes A-PTS et C-PTS pour objectif de résoudre la contradiction

entre les performances du PAPR et la complexité de calcul dans un système MIMO-OFDM. A cet effet, Afin de mettre en évidence les performance de cette approche, une comparaison vis à vis des méthodes existantes sera donnée en fin de ce chapitre. Enfin ce mémoire termine par des futures perspectives dans ce domaine

Chapitre I

Multiple-Input multiple-output

I.1 Introduction

Avec la croissance fulgurante de l'utilisation des systèmes de communications sans fil et la forte expansion de l'internet mobile dans les quatre coins du globe (le réseau 4G et très bientôt la technologie 5G), la majorité des travaux de recherche dans ce domaine se focalise sur le déploiement de nouvelles technologies permettant de rendre les réseaux sans fil de plus en plus performants. La conception des nouvelles générations de réseaux sans fil se trouve toujours confrontée au problème de limitation de la capacité posé par une bande passante très étroite et une puissance d'émission souvent limitée.

Afin de surmonter ces handicaps, une nouvelle technologie appelée communément MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) a pour objectif de tirer profit de la dimension spatiale, en installant plusieurs antennes au niveau des émetteurs et/ou des récepteurs [2][3] et en exploitant les trajets multiples plutôt que de les supprimer. Ainsi, l'emploi d'une telle technologie fournit une augmentation considérable des débits des liens de transmission tout en gardant la même largeur de bande et la même puissance lui permettant d'atteindre à la fois une efficacité spectrale très élevée et de lutter efficacement contre les évanouissements du signal.

En résumé, la technologie MIMO est considérée comme l'une des technologies récentes les plus innovatrices dans le monde des communications sans fil et aussi comme une forte candidate pour la couche physique des prochaines générations des réseaux sans fil (réseaux 4 G et plus)[4, 5]. La suite du chapitre détaillera les systèmes de transmissions MIMO.

I.2 Présentation de la technologie MIMO

Le terme MIMO désigne une technologie d'antenne (Multiple-Input Multiple-Output) apparue dans les années 90 grâce à Gerard. J. Foschini[6]. Elle représente l'une des techniques de multiplexage utilisée dans les réseaux sans fil, les réseaux mobiles et les radars. Le MIMO permet des transferts de données à plus longue portée avec un débit plus élevé qu'avec des antennes à système mono antenne SISO (Single-Input Single-Output) qui se base sur l'augmentation de la taille de

modulation où de la bande de fréquence comme une unique solution pour augmenter le débit de données.

Par contre dans la technologie multi-antennes MIMO, la capacité augmente linéairement avec le nombre d'antenne émettrice, en se basant sur l'utilisation de plusieurs antennes au niveau de la source (émetteur) ainsi au niveau de la destination (récepteur). Cette technique est représenté sur la figure I.1.

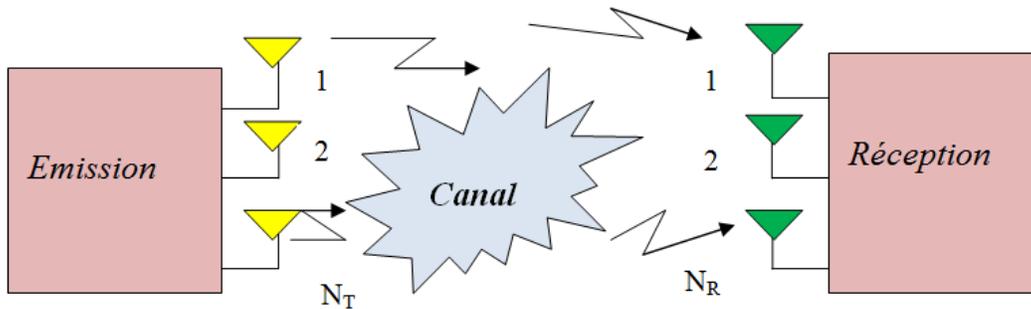


FIGURE I.1 – Système de transmission MIMO avec N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices

I.3 Phénomène physique et caractéristique du canal de propagation

Afin d'assurer la couverture d'une zone géographique par un système radio-mobile, on utilise des antennes émettrices et réceptrices, le signal émis se propage dans plusieurs directions et parvient au récepteur en empruntant des chemins différents, grâce aux phénomènes physiques mis en jeux, à savoir la réflexion sur les surfaces lisses, la réfraction à travers les parois, la diffraction par les arêtes ou les sommets et la diffusion par les végétaux ou les surfaces rugueuses. La direction de l'onde ainsi que l'amplitude, la phase et la polarisation sont affectées par ces phénomènes qui génèrent des trajets multiples du signal dans le canal de transmission[1]. De plus, et proportionnellement à la vitesse avec laquelle le mobile se déplace, des décalages fréquentiels appelés décalages Doppler sont introduits sur chaque trajet arrivant sur l'antenne de réception et conduisent à un spectre Doppler qui affecte le signal en réception[7].

Par ailleurs, l'atténuation de puissance que connaît une communication sans-fil est due à diverses causes. Elles peuvent être regroupées en trois catégories, la perte de puissance en espace libre, le masquage et l'évanouissement rapide ou lent (faste or slow fading). La première consiste en effet à la perte de puissance au fur et à mesure que le signal électromagnétique se propage dans l'espace. La seconde est due à la présence d'obstacles fixes dans le chemin de propagation d'un signal radio. La troisième catégorie se compose d'effets combinés de multiples parcours de propagation et de mouvements rapides appelé (fast fading) ou des variations lentes (slow fading) dues aux

atténuations successives produites par de gros obstacles par exemple le passage dans un tunnel, dont on distingue deux types d'évanouissements définis comme suite :

- Les évanouissements à grande échelle qui se manifestent par l'atténuation de la puissance moyenne du signal reçu occasionnée lorsque l'émetteur et le récepteur sont séparés par une grande distance (voir figure (I.2)).

Dans le cas d'une propagation en espace libre, la puissance du signal reçu est inversement proportionnelle au carré de la distance [8], elle est donnée par :

$$p_r = p_t \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (\text{I.1})$$

Où :

- p_t : est la puissance rayonnée émise.

- p_r : est la puissance reçue.

- λ_c : est la longueur d'onde de la fréquence porteuse.

- G_t G_r et : sont les gains d'antennes de l'émetteur et du récepteur respectivement.

- d : est la distance entre les deux antennes d'émission et de réception.

Cette équation donne l'affaiblissement moyen du signal pour une liaison dégagée. En plus de la tendance générale de l'affaiblissement du signal, s'ajoute une autre fluctuation nommée :

- L'évanouissement à petite échelle : qui se traduit par des modifications de l'amplitude et de la phase du signal dû à des petits changements (de l'ordre des demi-longueurs d'onde) du chemin parcouru par les signaux entre l'émetteur et le récepteur (voir figure I.2).

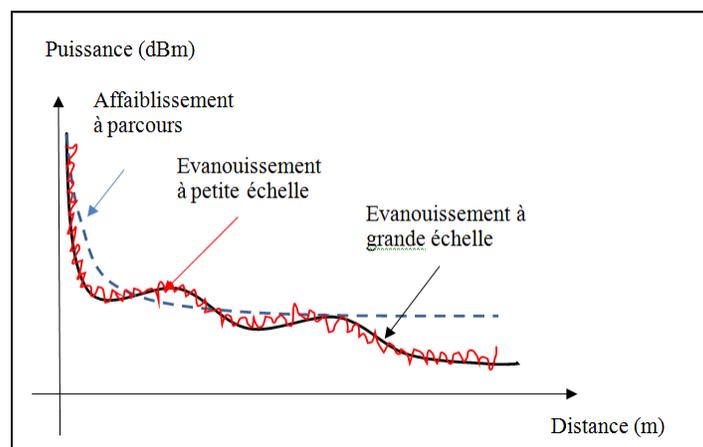


FIGURE I.2 – Evolution de la puissance reçue en fonction de la distance

L'utilisation conjointe d'un réseau d'antennes à l'émission et à la réception (MIMO) et la mise en œuvre des traitements adaptés permettent d'exploiter ces différentes diversités.

I.4 Notion et principe de la diversité

La diversité est une technique utilisée dans les systèmes de transmission pour combattre l'évanouissement à petite échelle causé par les trajets multiples, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios [9].

Le principe de base de la diversité est que le récepteur doit disposer de plusieurs versions du signal transmis reçues sur des canaux indépendants. La figure I.3 illustre deux signaux à évanouissements indépendants et le signal combiné en sortie du combineur. Si les deux signaux sont indépendants, il y a alors peu de chance qu'ils s'évanouissent au même moment. Nous voyons bien que le signal combiné possède un rapport signal sur bruit (SNR) moyen supérieur comparé à celui reçu par chaque antenne c'est à dire les évanouissements sont moins importants.

En effet, pour réaliser une bonne diversité, il faudra une bonne combinaison d'antennes et il faut qu'il y ait une faible corrélation des signaux reçus sur chaque antenne et que la puissance moyenne sur chaque antenne soit la même pour avoir des signaux à évanouissement indépendants, mais aussi une bonne technique de combinaison de signaux permettant de maximiser le SNR moyen à la sortie [10].

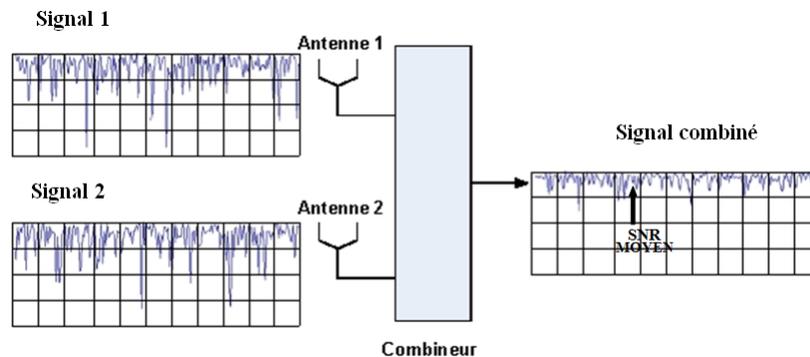


FIGURE I.3 – Principe de la diversité

Combineur (mélangeur) : est un circuit permettant de combiner plusieurs signaux contenant des informations différentes. Il existe plusieurs techniques de diversité des antennes :

I.4.1 Diversité temporelle

Elle consiste à séparer l'émission d'un même signal par un temps de cohérence T_C (le temps , pendant lequel le canal est considéré comme étant stationnaire). Tout dépend également de la vitesse de déplacement du mobile et de la fréquence porteuse (voir figure I.4). Il faut toute fois que la vitesse du mobile demeure assez élevée ou que les délais entre les signaux restent suffisamment grands.

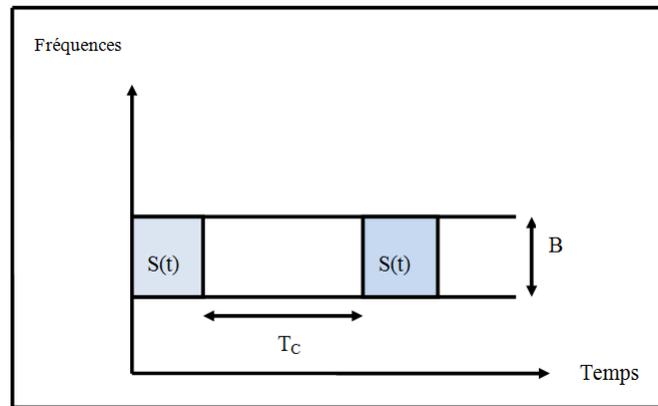


FIGURE I.4 – Diversité temporelle

I.4.2 Diversité fréquentielle

Son principe est basé sur l'envoi de plusieurs répliques du même signal à transmettre sur des fréquences différentes séparées d'au moins la bande de cohérence B_C (la bande passante pour laquelle le canal est considéré plat) du canal (figure I.5). Cette technique est utilisée pour les cas des transmissions dans un canal sélectif en fréquence. La diversité fréquentielle peut par exemple être exploitée par l'utilisation d'une modulation multi-porteuse que nous allons présenter dans le chapitre suivant.

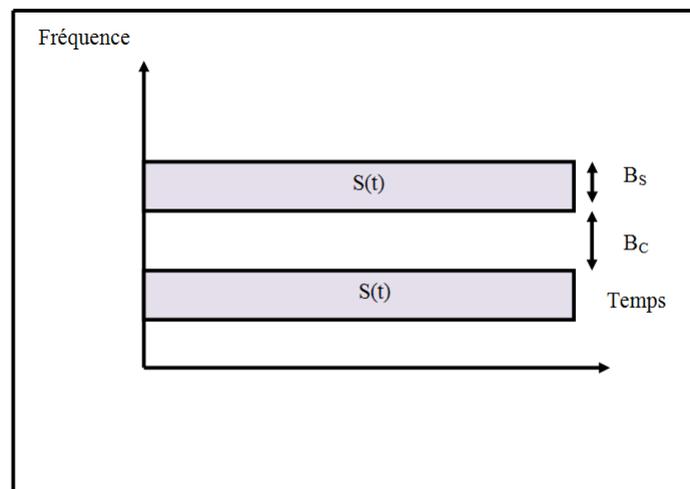


FIGURE I.5 – Diversité fréquentielle

I.4.3 Diversité spatiale

La diversité spatiale ou d'antenne consiste à émettre ou recevoir l'information sur plusieurs antennes. La tendance actuelle dans les réseaux sans-fil est d'associer plusieurs antennes à la fois

à l'émission et à la réception, formant ainsi des systèmes multi-antennes plus connus sous le nom de systèmes MIMO [11].

Chaque antenne réceptrice reçoit la somme des signaux émis des différentes antennes émettrices. L'exploitation efficace de la diversité spatiale passe par une disposition optimale des antennes dans l'espace permettant de garantir des évanouissements indépendants sur les différentes trajectoires des signaux émis. Il a été ainsi introduit la notion de distance de cohérence (D_c), qui correspond à la séparation minimale entre deux antennes en-dessous de laquelle les signaux émis et/ou reçus sont fortement corrélés. La richesse de la diversité spatiale dépend de cette distance, car le système MIMO n'apportera aucun avantage si les antennes sont disposées de manière à fournir le même écho sur chaque antenne réceptrice (forte corrélation entre les trajectoires). Des mesures empiriques ont montré que cette distance dépend de la longueur d'onde λ . A des distances de cohérence minimale de 10λ à l'émission et $0,4\lambda$ à la réception suffisent à décorrélérer suffisamment les trajectoires [11][12]. On diminue ainsi la probabilité qu'un évanouissement apparaisse simultanément sur la même bande de fréquence pour les différentes trajectoires. La diversité spatiale est aussi une technique très efficace pour augmenter la capacité des systèmes de communication, c'est-à-dire la quantité maximale d'informations qui peut être transmise sur un canal puis reçue avec une probabilité d'erreur négligeable [10] [13].

Les différentes techniques, permettant d'exploiter la diversité, peuvent être combinées afin d'atteindre de hauts degrés de robustesse.

I.4.4 Diversité spatio-temporelle

La diversité spatio-temporelle est utilisée dans les systèmes MIMO. C'est une combinaison de deux techniques de diversité, spatiale et temporelle. Cette technique permet d'envoyer des versions du signal différé dans le temps et dans l'espace via des antennes émettrices différentes. Cela engendre deux types de gains pour les systèmes MIMO [14][15][6].

- **Le gain de diversité** : Le gain en diversité permet de combattre l'atténuation, et ainsi de fournir aux receveurs plusieurs versions du même signal par transmetteurs indépendants donc avec des atténuations indépendantes. Plus le nombre de transmetteurs sera élevée plus la probabilité qu'à un instant donné un signal reçu ne soit pas très atténué.

Ce gain mesure l'augmentation en taux d'erreur binaire BER (Bit Error Rate) en fonction du rapport signal sur bruit SNR (Signal-to-Noise Ratio) tel qu'il est exprimé dans l'équation (I.2). Il peut être déterminé par la courbe donnant la variation du taux d'erreur binaire en fonction du SNR [14].

$$d = \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log P_e(SNR)}{\log(SNR)} \quad (I.2)$$

$P_e(SNR)$ est le taux d'erreur mesuré à un niveau du rapport signal sur bruit SNR. Un système MIMO à n_T antennes émettrices et n_R antennes réceptrices peut atteindre un gain de diversité égal à $n_T \times n_R$. [8]

- **Le gain de multiplexage** : Les systèmes MIMO exploitent la technique de multiplexage spatial où des signaux de données différents peuvent être transmis par les antennes émet-

trices. Le flux de données reçu est démultiplexé au niveau du récepteur. Le nombre maximum de canaux de transmission indépendants désigne le degré de liberté qui est égal à $\min(n_R, n_T)$. Le gain de multiplexage spatial d est donné par l'équation I.3 [14] :

$$d = \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log R(SNR)}{\log(SNR)} \quad (I.3)$$

$R(SNR)$ désigne le débit de transmission évaluée à un rapport signal sur bruit SNR.

I.5 Le principe de la technique MIMO

La technologie MIMO consiste à utiliser plusieurs antennes pour l'émission et la réception afin d'émettre dans un même canal des signaux transmis sur des antennes différentes, à des fréquences proches [3][16], tel que montré sur la figure I.6. Cette technique permet d'améliorer la qualité du rapport signal sur bruit et le débit de transmission ainsi que la portée de réseau. Par ailleurs, elle permet aussi de diminuer le niveau d'émission des signaux radio afin de réduire la pollution électromagnétique environnante, et de prolonger la durée des batteries dans le cas d'un téléphone en réduisant la puissance de consommation de celles-ci [17].

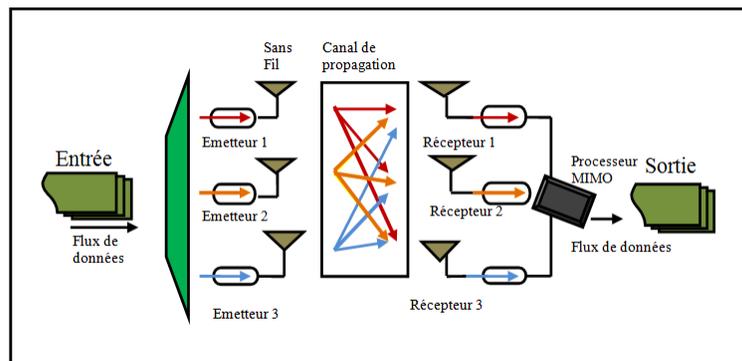


FIGURE I.6 – Principe de la technique MIMO

I.6 Les catégories MIMO

Selon la diversité, le multiplexage ou le beamforming, trois catégories de MIMO peuvent être citées.

I.6.1 La diversité spatiale MIMO

On transmet simultanément un même message sur différentes antennes à l'émission. Les signaux reçus sur chacune des antennes de réception sont ensuite remis en phase et sommés de façon cohérente. Cela permet d'augmenter le ratio SNR (grâce au gain de diversité) de la transmission.

Pour que cette technique soit efficace, il faut que les sous canaux MIMO soient décorrélés les uns des autres [16].

I.6.2 Le multiplexage spatial MIMO

Chaque message est découpé en sous messages, qui sont par la suite transmis simultanément sur chacune des antennes d'émission. Les signaux reçus sur les antennes de réception sont réassemblés pour reconstituer le message entier d'origine. Comme pour la diversité MIMO, les sous-canaux de propagation doivent être décorrélés. Donc avec le multiplexage spatial MIMO, les antennes d'émission transmettent en même temps plusieurs flux de données différents à un récepteur qui reçoit ainsi sur chacune de ses antennes des flux de données parallèles qu'il suffit alors de séparer. Cela n'est possible que si les canaux disponibles entre les antennes ont un fading différent (plus la corrélation est faible, meilleur est le résultat). Ce procédé pour l'amélioration de la capacité utile n'a de sens que si les conditions de transmission sont favorables. Dans ce cas, le gain possible est également limité par la corrélation des voies de transmission. Les techniques de diversité et de multiplexage MIMO peuvent être conjointement appliquées. Par exemple pour un système MIMO 5×5 (c'est-à-dire 5 antennes d'émission et 5 antennes de réception), on peut configurer un sous-système MIMO 2×3 pour faire du multiplexage et un sous-système MIMO 3×3 pour faire de la diversité MIMO [3][18] afin d'augmenter les débits de transmission (grâce au gain de multiplexage).

I.6.3 Le MIMO - Beamforming (formation de faisceaux)

Le réseau d'antennes MIMO est utilisé pour orienter et contrôler le faisceau d'onde radio (amplitude et phase du faisceau). On peut ainsi créer des lobes constructifs / destructifs et optimiser une transmission entre l'émetteur et la cible c'est le principe du massive MIMO retenue pour la 5G[21]. Les techniques de beamforming permettent à la fois d'étendre une couverture radio (d'une station de base ou d'un point d'accès par exemple), d'augmenter la portée et limiter les interférences entre utilisateurs et la pollution électromagnétique environnante (en ciblant le récepteur visé).

Le beamforming généré par le massive MIMO concentre l'énergie émise et augmente ainsi le rendement de cette dernière [19]. On distingue aussi 2 variantes de MIMO selon le nombre d'utilisateurs recevant simultanément des données sur les mêmes porteuses [20] :

- **Le SU-MIMO (Single User)** : permet d'envoyer des données via les différentes antennes vers un seul utilisateur à un instant donné ; il impose d'avoir plusieurs antennes dans chaque récepteur. Ce mode permet d'atteindre un débit unitaire crête très élevé, c'est le plus courant. Avec les routeurs (SU-MIMO) habituels chacun des appareils attend son tour pour envoyer et recevoir des données sur internet. Dès qu'un nouvel appareil se connecte à votre réseau WiFi, la file d'attente se rallonge.
- **Le MU-MIMO (Multi User)** : permet de partager le débit radio et d'émettre des flux de données vers 2 ou plusieurs utilisateurs. Il utilise le mode « multiplexage spatial » et permet d'augmenter l'efficacité spectrale de la cellule radio sans imposer un nombre élevé

d'antennes dans chaque terminal. Avec cette technologie plusieurs appareils WiFi seront capables de recevoir simultanément plusieurs flux de données, ce qui réduit nettement le temps d'attente de chaque appareil et permet d'obtenir un réseau sans-fil beaucoup plus performant.

I.7 Modélisation des différents canaux du système MIMO

I.7.1 Canal SISO (Single Input Single Output)

Le modèle de canal SISO est la communication classique, permet de relier une antenne d'émission à une antenne de réception tel qu'il est représenté sur la figure I.7. On considère que l'équation I.4 qui est la représentation mathématique du signal reçu après un parcours à travers un canal multi-trajets plus AWGN [21].

$$r(t) = s(t) * h(\tau, t) + b(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) * s(t - \tau) d\tau + b(t) \quad (\text{I.4})$$

De ce point de départ, pour des raisons de simplification de l'écriture mathématique, on néglige l'AWGN et on considère que le canal est temporaire et sa réponse impulsionnelle est finie avec une durée τ_{max} . L'équation (I.4) devient :

$$r(t) = s(t) * h(\tau, t) = \int_{-\infty}^{\tau_{max}} h(\tau, t) * s(t - \tau) d\tau \quad (\text{I.5})$$

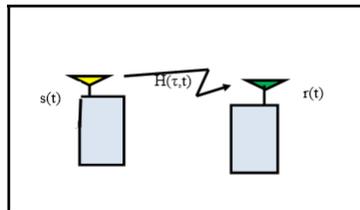


FIGURE I.7 – Le modèle d'un canal SISO

I.7.2 Canal SIMO (Single Input Multiple Output)

Le modèle SIMO comporte une antenne d'émission et plusieurs antennes de réception $i \in \{1, 2, \dots, M_R\}$ cela correspond à une antenne d'émission pour la station de base et à plusieurs antennes de réception pour le téléphone mobile. Ce modèle de canal est représenté dans la figure I.8. Dans ce cas, le i ème signal reçu est le produit de convolution du signal transmis avec la réponse

impulsionnelle du canal du i ème trajets parcouru $h_i(\tau, t)$ [21].

$$r_i(t) = s(t) * h_i(\tau, t) \quad (\text{I.6})$$

Si on définit les signaux reçus et les réponses impulsionnelles sous forme de vecteurs de dimension $1 * M_R$.

$$r(t) = [r_1(t), r_2(t), \dots, r_{M_R}(t)]^T \quad (\text{I.7})$$

$$h(t, \tau) = [h_1(t, \tau), h_2(t, \tau), \dots, h_{M_R}(t, \tau)]^T \quad (\text{I.8})$$

Alors, l'équation (I.6) devient :

$$r(t) = s(t) * h(\tau, t) \quad (\text{I.9})$$

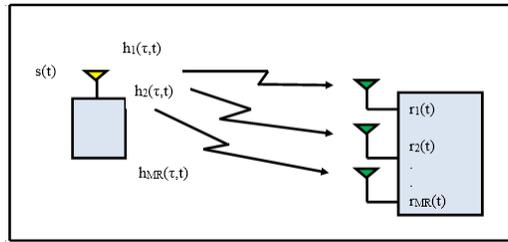


FIGURE I.8 – Le modèle de canal SIMO

I.7.3 Canal MISO (Multiple Input Single Output)

Le modèle de canal MISO a plusieurs antennes à l'émission $j \in \{1, 2, \dots, M_T\}$ et une seule antenne de réception comme représenté sur la figure I.9. Ce cas peut correspondre à plusieurs antennes d'émission pour la station de base et une antenne de réception pour le téléphone mobile. Dans ce cas, le signal reçu est la somme des convolutions de chaque signal transmis avec la réponse impulsionnelle du trajet parcouru $h_j(\tau, t)$.

$$r(t) = \sum_{j=1}^{M_T} s_j(t) * h_j(\tau, t) \quad (\text{I.10})$$

$$h(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_{M_T}(t)]^T \quad (\text{I.11})$$

$$h(t, \tau) = [h_1(\tau, t), h_2(\tau, t), \dots, h_{M_T}(\tau, t)]^T \quad (\text{I.12})$$

Alors, l'équation (I.10) peut s'écrire sous la forme :

$$r(t) = s(t) * h(\tau, t) \quad (\text{I.13})$$

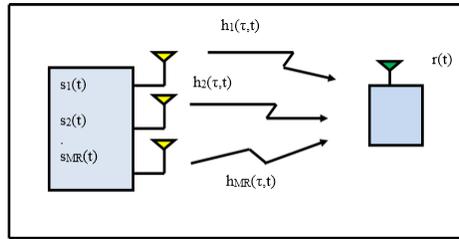


FIGURE I.9 – Le modèle de canal MISO

I.7.4 Canal MIMO (Multiple Input Multiple Output)

Ce canal est le cas le plus général comportant plusieurs antennes d'émission $j \in \{1, 2, \dots, M_T\}$ et plusieurs antennes de réception $i \in \{1, 2, \dots, M_R\}$ (voir figure I.10). Dans ce cas, le i ème signal reçu est la somme des convolutions de tous les signaux émis avec les réponses impulsionnelles respectives des trajets parcourus $h_{i,j}(\tau, t)$ donné par l'équation I.14).

$$r_i(t) = \sum_{j=1}^{M_T} s_j(t) * h_{i,j}(\tau, t) \quad (\text{I.14})$$

$$H(\tau, t) = \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,M_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,M_T} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{M_R,1} & h_{M_R,2} & \cdots & h_{M_R,M_T} \end{pmatrix} \quad (\text{I.15})$$

En concaténant toutes les réponses impulsionnelles possibles du canal $H_{i,j}(\tau, t)$, entre chacune des j ème antenne d'émission et i ème antenne de réception sous forme d'une matrice de dimension $M_R * M_T$ on obtient la matrice suivante :

Alors, l'équation (I.14) devient :

$$r(t) = H(\tau, t) * s(t) \quad (\text{I.16})$$

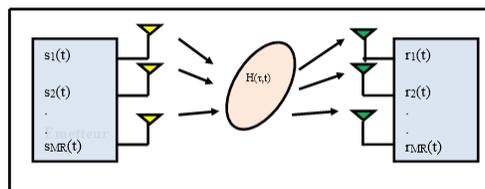


FIGURE I.10 – Le modèle de canal MIMO

I.8 Capacité des différents canaux MIMO

La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature [22], dont nous ne présentons ici que le minimum nécessaire pour montrer l'intérêt des transmissions MIMO. Afin de pouvoir comparer les différentes capacités que nous allons voir, la puissance totale moyenne émise p_0 reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, la puissance est répartie entre les n_T antennes de façon à ce que leur somme reste égale à p_0 . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de puissance uniforme est optimale en termes de capacité (chaque antenne émet une puissance $\frac{P_0}{n_T}$). Pour les formules de capacité les notations suivantes sont utilisées : La puissance du bruit est identique sur chaque antenne réceptrice, notée σ_μ^2 . ρ_R est définie comme étant la puissance moyenne qui serait reçue sur chaque antenne si un seul émetteur utilisait toute la puissance p_0 (Canal SIMO). Le rapport signal sur bruit moyen (SNR) sur chaque antenne de réception est $\text{SNR} = \rho_R = \frac{P_R}{\sigma_\mu^2}$ et qui est indépendant de n_T .

I.8.1 Capacité d'un canal SISO

La capacité d'un canal SISO est :

$$c = \log_2(1 + \rho_R) \text{ bps/Hz} \quad (\text{I.17})$$

Elle augmente lentement, en fonction du logarithme de $1 + \rho_R$. Lorsque le SNR est élevé, un gain de 3dB sur ρ_R ne fournira une augmentation de capacité que d'un bit par seconde par hertz (bps/Hz).

I.8.2 Capacité d'un canal SIMO

Un canal SIMO (Single Input, Multiple Output), est un système multi-antennes conventionnel réalisant, par exemple, de la formation de voie conventionnelle en réception. Sa capacité est donnée par :

$$c = \log_2(1 + \rho_R n_R^2) \text{ bps/Hz} \quad (\text{I.18})$$

Sa capacité augmente en fonction du logarithme de $1 + \rho_R n_R^2$, soit un peu moins lentement que dans le cas SISO. Elle reste toutefois petite devant celle du canal MIMO, car la dimension spatiale du système n'est que partiellement exploitée.

I.8.3 Capacité du canal MISO

Si on déploie maintenant N_t antennes en émission avec une seule en réception, la capacité d'un système MISO devient :

$$c = \log_2\left(1 + \frac{\rho}{N_t} \sum_{N_t}^{i=1} |h_i|^2\right) \quad (\text{I.19})$$

Où la division par N_t sert à fixer la puissance totale en émission. On observe dans ce cas aussi une dépendance logarithmique du nombre d'antennes.

I.8.4 Capacité d'un canal MIMO

Pour un canal MIMO, avec une puissance de $\frac{p_0}{n_T}$ sur chaque émetteur, la capacité est :

$$c = \log_2(\det[I_{n_R} + \frac{\rho_R}{n_T} H H^*]) \quad (\text{I.20})$$

En particulier lorsque n_R et n_T sont grands, l'espérance de la capacité pour un canal de Rayleigh croit proportionnellement à

$$E(c) \approx n_R \log_2(1 + \rho_R) \quad (\text{I.21})$$

La capacité augmente donc beaucoup plus vite que dans les cas SISO et SIMO. L'avantage en capacité des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, est donc porteur d'information utile. La figure I.11 donne la capacité en fonction du SNR pour les quatre cas précédemment vu.

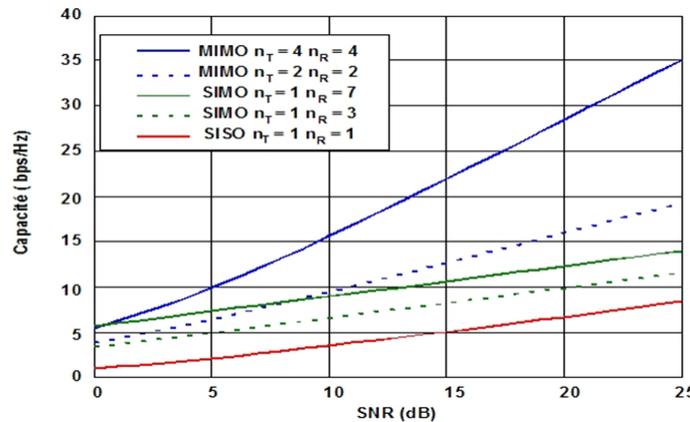


FIGURE I.11 – Capacité des différents canaux MIMO

I.9 Technique de transmission MIMO

Les techniques MIMO sont employées pour exploiter la diversité d'émission et/ou pour augmenter le débit. Pour ce faire, un code espace-temps doit être mis en œuvre. Afin d'améliorer l'efficacité spectrale, plusieurs approches ont été définies. Lors de l'implémentation des systèmes à antennes multiples, l'approche la plus classique, consiste à utiliser des antennes multiples à la réception et d'appliquer un combineur par ratio maximal aux signaux reçus (Maximum Ratio Combiner, MRC). Mais, cette approche présente l'inconvénient d'augmenter la complexité du récepteur. Dans le cas où l'émetteur est muni de N antennes, nous devons définir quel est le traitement mapping nécessaire à appliquer aux signaux avant de les émettre. Ce traitement supplémentaire de part et d'autre du canal radio, mappeur/demappeur, est spécifique aux systèmes MISO et plus généralement MIMO en comparaison au système SISO comme le montre la figure I.12, est appelé codage

spatio-temporel ou codage espace- temps. En conclusion, ces codes permettent d'introduire de la corrélation spatiale et temporelle entre les signaux émis d'une manière intelligente, afin qu'à la réception le signal reçu soit bien décodé [23].

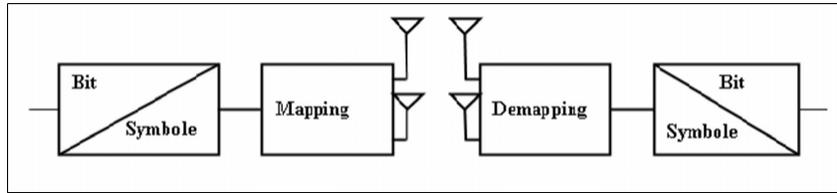


FIGURE I.12 – Introduction du mappeur/démappeur spatio-temporel à l'émission/réception

I.9.1 Les différents types de codage MIMO

Dans un système MIMO, il existe plusieurs méthodes pour effectuer le codage des signaux :

I.9.1.1 Le multiplexage par répartition de fréquence orthogonale OFDM

Consiste à diviser le signal numérique que nous souhaitons transmettre sur un grand nombre de porteuses orthogonales entre elles, afin de transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée. Les signaux des différentes porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité, n'interfèrent pas entre eux. Ainsi, dans un environnement multi trajets où certaines fréquences seront détruites à cause des perturbations, le système sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui elles n'auront pas été détruites [23]

I.9.1.2 Le multiplexage par division spatiale SDM

Le multiplexage SDM peut améliorer le débit de façon significative, car le nombre de données spatiales résolues est plus important. Chaque flux spatial doit disposer de sa propre paire d'antennes de transmission/réception à chaque extrémité du lien radio. Il est important de noter qu'une chaîne de radio-fréquences RF et qu'un convertisseur analogique numérique distinct sont nécessaires pour chaque antenne du système MIMO. Les configurations qui nécessitent plus de deux chaînes d'antennes RF doivent être conçues avec attention pour maintenir des coûts peu élevés tout en répondant aux attentes en matière de performances [24].

I.9.1.3 Le codage spatio-temporel par bloc STBC

Tout comme le SDM permet d'envoyer des signaux différents sur chaque antenne dans le but d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes MIMO un codage espace-temps en bloc a été présenté, pour la première fois par Alamouti Cette approche prend avantage des phénomènes de propagations multi-trajets. Le principe du STBC est d'introduire une redondance d'information entre les deux

antennes d'émission et améliorer ainsi la robustesse pour une même puissance d'émission mais sans gagner du débit. Le canal STBC comprend $M \times N$ sous canaux. Chaque sous canal est un canal à évanouissements indépendants; ce qui fait que le STBC augmente la diversité du canal de transmission et donc la robustesse du récepteur.

Un cas particulier :le code d'Alamouti Dans le cas où l'on dispose de deux antennes émettrices et d'une antenne réceptrice, utilisant le code d'Alamouti, comme montré à la figure I.13;

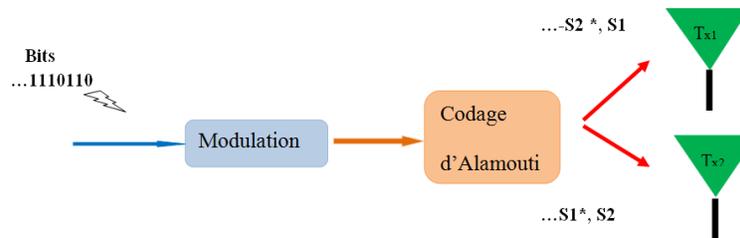


FIGURE I.13 – Principe de codage espace temps d'Alamouti

Le code d'Alamouti n'est adapté qu'aux systèmes possédant deux antennes à l'émission mais Tarokh et Al. [25, 26] ont généralisé les codes spatio-temporels et quel que soit N_t . Ce codage est fait en prenant en compte les dimensions spatiale et temporelle d'où son nom.

I.10 conclusion

Dans ce chapitre nous avons rappelé le principe de diversité puis une présentation de la technologie d'antenne (MIMO) destiné aux communications sans fil a été donnée. Nous avons montré que grâce à l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception cette technique permet d'augmenté la puissance de l'émission, le débit des communications en tirant profit des multi-trajets sans nécessité d'élargir la bande passante.

La technique MIMO suscite l'intérêt par ses applications potentielles en matière de télévision numérique, de réseaux locaux sans fil WLAN, de réseaux métropolitains(MAN), communication mobile et elle a prouvé son efficacité dans divers études.

Chapitre II

La transmission OFDM

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous aborderons l'une des techniques de transmission multi-porteuse qui est le multiplexage par divisions en fréquence orthogonale OFDM (Orthogonal Frequency Division Multicarrier). Cette technique consiste à transmettre des données en parallèle sur plusieurs fréquences orthogonales qu'on appelle porteuses. Grâce à sa robustesse contre les canaux sélectifs en fréquence et grâce à sa simplicité d'implémentation, cette méthode est utilisée dans de nombreuses technologies de transmission. Nous décrirons, dans ce qui va suivre, les différentes étapes de la chaîne de transmission OFDM et nous donnerons quelques exemples de systèmes de transmissions multi-porteuses. Nous présenterons aussi l'inconvénient majeur de la modulation OFDM et qui constitue la problématique de notre travail à savoir qu'elle engendre des signaux temporels à forte variation d'amplitude caractérisée par un PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) élevé. Nous terminerons par l'association MIMO-OFDM qui est employée pour systèmes de téléphonie mobile 4G et retenue pour la 5G en raison de sa robustesse et de son efficacité spectrale.

II.2 Théchniques de transmission multiporteuses

Les interférences entre symbole sont fréquemment présentées comme un obstacle dans les techniques de modulation monoporteuse (une seule fréquence porteuse), puisque ces technique sont vulnérables à la sélectivité fréquentielle ou temporelle du canal principalement dans un environnement propice au phénomène de multi-trajets. Afin de pallier ces effets négatifs tout en augmentant le débit de transmission, les techniques de modulations multiporteuses ont été introduites et fortement développées.

Les modulations multi-porteuses consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ainsi, sur un canal multi-trajets où certaines fréquences sont atténuées, le système sera toujours capable de récupérer le signal perdu sur d'autres sous-porteuses qui n'auront pas été affectées par le phénomène de multi-trajets [27]. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. Dans cette section, nous

présenterons les modulations multi-porteuses et en particulier la modulation OFDM, du fait du regain d'intérêt actuel qui réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale à l'aide de porteuses orthogonales (OFDM). Le développement des calculateurs et de circuits performants, a aisément contribué l'implémentation de la modulation et la démodulation via la transformée de Fourier rapide (FFT).

L'OFDM est utilisée dans plusieurs normes de télécommunications telles que Long-Term Evolution (LTE), Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX), Wireless Local Area Network (WLAN) IEEE 802.11a/g/n [28], la cinquième génération de la téléphonie mobile, etc.

II.3 État de l'art de l'OFDM

L'OFDM est un procédé de codage de signaux numériques par répartition en fréquences orthogonales sous forme de multiples sous-porteuses. Le concept de division de bande fréquentielle du signal transmis en un groupe de bandes adjacentes remonte à la fin des années 50 avec la société Collins Radio Co. Kineplex system où un premier modem HF utilisant des modulations 2-FSK (Frequency Shift Keying) sur 20 ou 40 voies en parallèle fut proposé en 1957, de manière à émettre simultanément sur des fréquences porteuses différentes des modulations à bas débits. D'autres versions de modems multiporteuse nommés « KINPLEX » sont arrivés afin d'améliorer le premier modem et de garantir un bon débit, sans affecter négativement le TEB (Taux d'Erreur Binaire). En 1966 des conditions d'orthogonalité furent mises en évidence ce qui permit aux spectres des sous-porteuses respectives de se chevaucher, tout en optimisant ainsi la bande occupée du signal émis[29]. Cette découverte donna naissance à la dénomination OFDM comme un type de modulations multiporteuses avec des propriétés très utiles entre autres l'orthogonalité. En 1979, avec l'apparition des DSP (Digital Signal Processor), la FFT pouvait être implémentée sur ces circuits numériques rendant les systèmes OFDM beaucoup plus souples à réaliser. Plus récemment en 1997, d'autres travaux sur cet aspect de systèmes OFDM ont également démontré que la transformée d'Hadamard pouvait remplacer le banc de modulateurs[30]. Au court des années 80, lorsque le projet de radiodiffusion numérique DAB (Digital Audio Broadcasting) fut lancé. On affirma alors, que les modulations OFDM étaient capables de garantir les performances désirées pour le système DAB, à l'aide d'un codage correcteur de type convolutif. Ces modulations furent alors appelées COFDM (« Coded OFDM »)[31]. Depuis, plusieurs standards ont adopté la technique de modulation OFDM. Elle est utilisée par la norme DSL (Digital Subscriber Line/Loop) permettant une transmission des données hauts débits sur paires de cuivre torsadées pour l'internet, aussi utilisé dans l'ADSL (Asymétrique DSL) afin d'atteindre des débits très élevés [32]. En 1995 le standard DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) fut adopté [33], il combine la modulation OFDM avec un codage de canal (COFDM). Entre 1999 et 2001, sont apparus les standards WLAN (Wireless Local Area Network), tel que l'IEEE 802.11a/g nommé Wi-Fi qui adoptèrent la modulation multiporteuse OFDM comme spécification principale de leur couche physique. Dans cette conjoncture de transmission haut débit, se révèle un des gros problèmes de la technique OFDM le Peak-to-Average Power Ratio ou PAPR. En effet, lorsque le PAPR devient élevé à cause des

oscillations de l'enveloppe du signal OFDM, des distorsions non-linéaires apparaissent et dégradent la transmission. Nous aborderons ce problème de distorsions non-linéaires dans le chapitre III . En 2005, un autre standard a été découvert basé sur l'OFDM ; il s'agit de WiMAX(IEEE802.16) qui pouvait garantir un débit théorique jusqu'à 80 Mbps et une portée de 50km. Au début de 2006, le procédé démodulation OFDM a été adopté pour les communications à très haut débit (480 Mbps) et à courte portée (10m), basées sur la technologie Ultra Large Bande ULB (UWB Wide Band). Le projet LTE (Long Term Evolution) qui a débuté en 2004, avait comme objectif de définir les spécifications techniques de la future norme de réseau mobile de quatrième génération (4G). L'OFDM fut retenue pour sa flexibilité dans l'utilisation du spectre des fréquences. Actuellement, l'OFDM associée au Massive MIMO sont la base de la transmission 5G, l'Internet des objets et beaucoup d'autres domaines.

II.4 Étude de la modulation OFDM

Le principe de l'OFDM consiste à répartir sur un grand nombre de sous-porteuses le signal numérique que l'on veut transmettre. 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. Pour que les fréquences des sous-porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, l'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales entre elles tel que est représenté sur la figure II.1. .

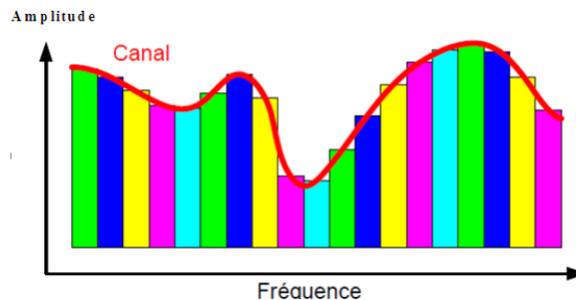


FIGURE II.1 – Principe de fonctionnement OFDM

II.4.1 Principe de la modulation OFDM

le principe du multiplexage est de regrouper N symboles pour former un symbole OFDM.chaque symbole QAM(quadrature Amplitude modulation)du symbole OFDM est modulé par une fréquence porteuse différente.Considérons les N symboles $[X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ émis pendant une durée symbole T_u Chaque symbole complexe est modulé par un signal à la fréquence f_k mais de durée N fois plus grande que $T_s(T_u = NT_s)$. Le signal $x(t)$ résultant de la modulation de tous les signaux

modulés est la somme des signaux élémentaires :

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

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

Le multiplexage en fréquence a la particularité d'être orthogonal en fixant l'espacement entre chaque fréquence à $1/T_u$. Alors le symbole OFDM peut s'écrire [34] :

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

Où f_0 représente la première fréquence porteuse, de la bande du signal. La figure II.2 montre le schéma bloc de la modulation OFDM. Les éléments binaires sont regroupés par paquets de n bits pour former des symboles $QAM - 2^n$ par la suite, les symboles X_K série sont mis en parallèle (multiplexage) et sont modulés par la fréquence porteuse correspondante. Enfin, tous les signaux sont additionnés avant d'être émis. la modulation OFDM, par son écriture dans équation (II.2), est

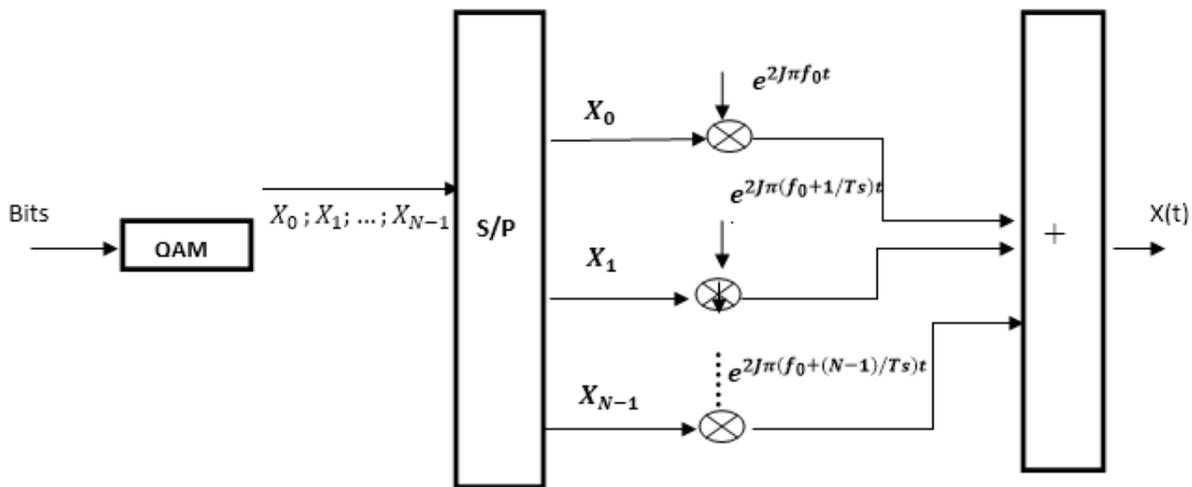


FIGURE II.2 – Le principe de modulation OFDM par IFFT

identique à une transformée de Fourier discrète inverse (IFFT Inverse Fast Fourier Transform) ou l'échantillonnage se fait à $F_e = \frac{N}{T_u}$ cet algorithme est largement utilisé dans de nombreuses applications. Afin d'implémenter l'IFFT, le nombre d'éléments symboles doit être une puissance de 2. Ceci ne pose pas réellement de problème pour l'OFDM car si le nombre de symboles est inférieur à une puissance de 2, il est possible de rajouter le symbole 0 pour atteindre le nombre désiré (bourrage de 0). Par ce procédé le modulateur OFDM utilisant la FFT et l'IFFT permet de réduire la complexité du système OFDM est détaillé sur la figure II.4.

II.4.2 Principe de la démodulation OFDM

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

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (\text{II.3})$$

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

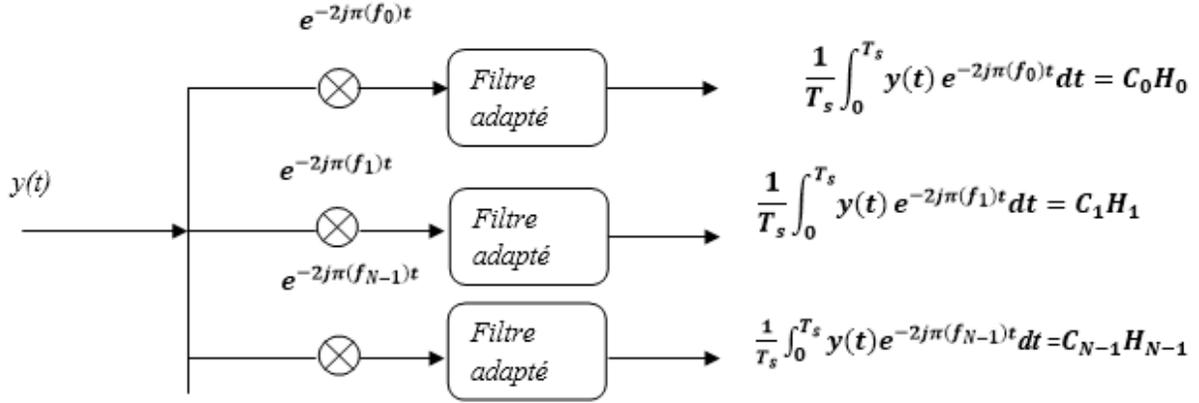


FIGURE II.3 – Le principe de démodulation OFDM par FFT

II.5 Chaîne de transmission OFDM

Le synoptique illustré sur la figure II.4 représente les diverses composantes d'une chaîne de transmission OFDM. Les données binaires b_i , de durée T_b sont transformés en symboles complexes X_k de durée T_k par le modulateur QAM d'où $T_k = \log_2 M T_b$, M est la taille de la constellation de la modulation QAM utilisée. Ensuite la procédure de sérialisation est réalisée où les symboles X_k sont arrangés en trames de N symboles à l'aide d'un convertisseur série-parallèle (S/P). La durée d'une trame T_u est N fois plus grande que la durée d'un symbole en série T_q réduisant ainsi l'effet du canal. Par la suite une transformée de Fourier inverse est appliquée afin d'obtenir la trame (symbole) OFDM. L'étape IFFT permet de transformer le spectre du signal OFDM au domaine temporel afin de le transmettre à travers le canal. Viens juste après l'étape du rajout d'une quantité de données nommée préfixe cyclique ou CP (Cyclic Prefix). Le CP de durée T_g consiste en la copie des N_g derniers symboles de la trame OFDM, et les ajoutés ensuite au début de la trame. Après conversion parallèles/série, on obtient enfin le symbole OFDM, qui contient $N_a = N + N_g$ 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, on commence par la suppression du préfixe cyclique, puis l'utilisation d'algorithme FFT pour effectuer la décomposition spectrale des échantillons (domaine fréquentiel) reçus calculés, et on termine par la démodulation afin de retrouver les données binaires transmis [35]

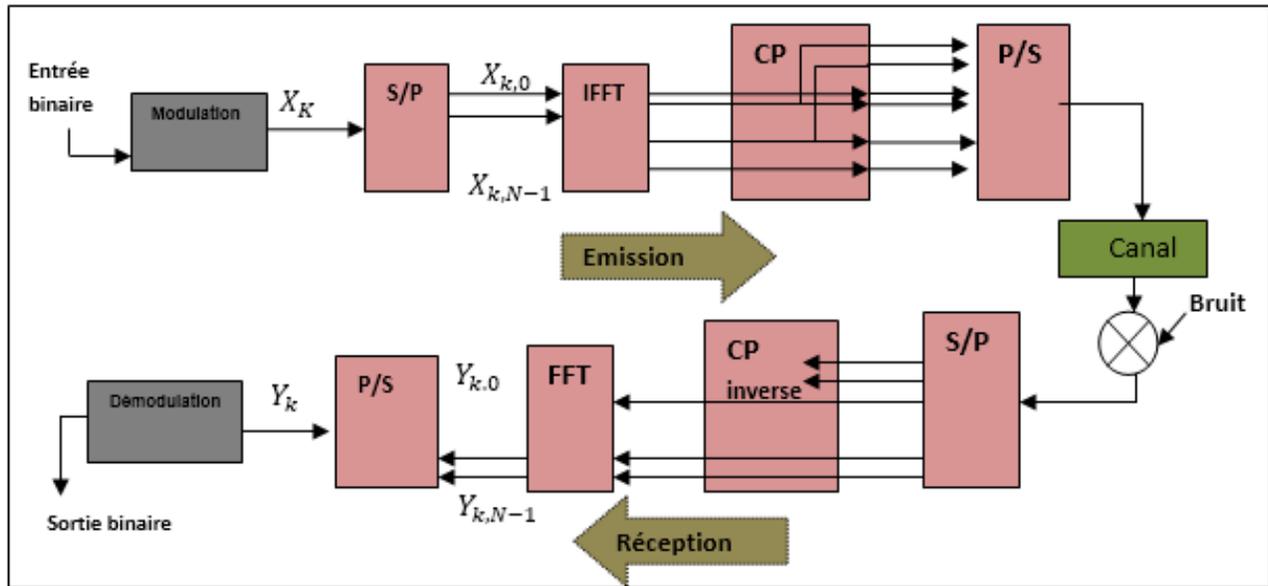


FIGURE II.4 – chaîne de transmission OFDM

II.6 Notion d'orthogonalité

En OFDM La propriété d'orthogonalité est fondamentale puisqu'elle permet de conjuguer une grande efficacité spectrale avec une lutte efficace contre les interférences entre les sous-porteuses d'une trame. L'OFDM utilise cette notion dans le domaine fréquentiel en diffusant des informations indépendantes sur chacune d'elles. Toute fois l'utilisation d'un très grand nombre de porteuses est une perspective contraignante dans le sens ou :

- Il faut beaucoup de modulateurs, démodulateurs et de filtres
- Il faut d'avantage de largeur de bande

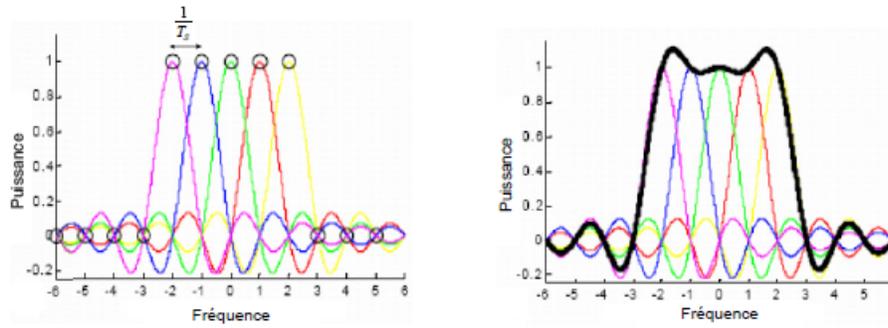


FIGURE II.5 – Orthogonalité des porteuses OFDM

Pour résoudre ces deux problèmes on spécifie un espacement régulier de $1/T$ entre les sous porteuses tel que il est sur la figure II.5 qui représente le spectre OFDM composé de plusieurs sous porteuses, le spectre de chaque sous porteuses correspond à un sinus cardinal $[\sin(x)/(x)]$, qui s'annule tous les multiples $1/T_s$ (lorsque un spectre d'une sous porteuse atteint son maximum, tous les spectres des autres sous-porteuses sont nuls). D'où les porteuses forment un ensemble orthogonal [36]

Notion mathématique :

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

$$\int_0^{T_s} a(t)b(t)dt = 0 \quad (\text{II.4})$$

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

II.7 L'interférence entre symbole

Les signaux OFDM sont transmis à des intervalles égaux, et ils doivent franchir un certain trajet pour atteindre le récepteur. Dans le canal multi-trajets, le symbole transmis prend différents retards pour atteindre le récepteur à cause des différents chemins de propagation, ce qui cause des étalements temporels. La prolongation de la durée des symboles fait chevaucher les symboles entre eux, ce qui donne naissance à l'interférence entre symboles (IES) (Inter Symbol Interference ISI en anglais)[37].

II.8 L'interférence entre porteuse

La perte d'orthogonalité suscite la présence des symboles de données d'une sous-porteuse sur les sous-porteuses adjacentes, ce qu'on appelle l'interférence entre porteuses (IEP).[35]

II.9 Intervalle de garde

Des mêmes suites de symbole arrivant à un récepteur par deux chemins différents, se présentent comme une même information arrivant à deux instants différents, elles vont donc s'additionner en provoquant ainsi les deux types de défauts suivants :

- **L'interférence intra symbole** : Addition d'un symbole avec lui-même légèrement déphasé.
- **L'interférence inter symbole** : addition d'un symbole avec le suivant plus le précédent légèrement déphasé.

Pour s'en affranchir, on insère entre deux symboles OFDM consécutifs une zone "morte" appelée intervalle de garde comme le montre la figure II.6, d'une durée supérieure ou égale au temps d'arrivée du dernier trajet. Ainsi, les derniers échos du symbole OFDM précédent auront lieu dans cet intervalle(IG), et le symbole OFDM courant ne sera plus perturbé par les symboles précédents. Bien que l'IG permette de réduire l'IES, il conduit naturellement à une perte de débit utile puisque aucune information utile n'est transmise pendant cet intervalle de temps, ce qui exige en pratique un compromis entre le nombre d'échantillons M du signal de l'IG et la perte de débit utile. Il existe deux principales méthodes permettant l'insertion de l'IG dans un système OFDM [36] :

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

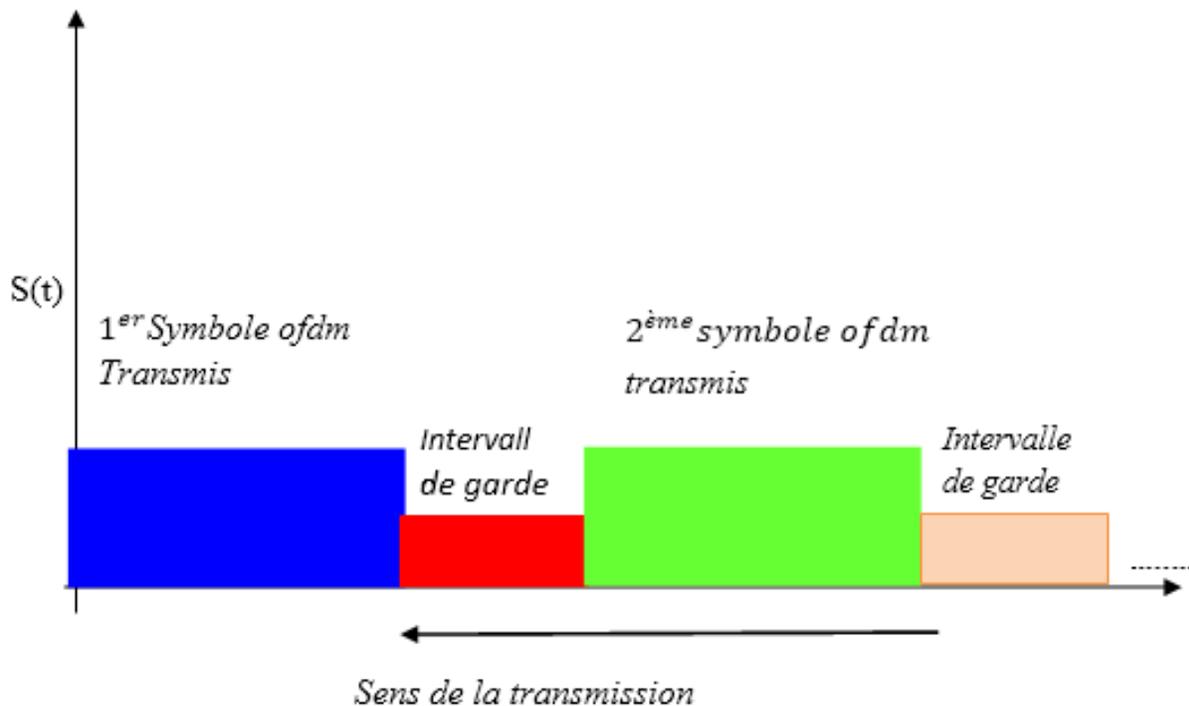


FIGURE II.6 – Intervalle de garde

II.9.1 Caractéristique d'un signal OFDM

Comme on l'a présenté le signal temporel OFDM est une somme de N sinusoïde (sous porteuse), cela explique que les variations de l'amplitude peuvent être très grandes. Une propriété importante du signal OFDM est qu'il possède d'une forte dynamique d'amplitude, ce qui le rend vulnérable au comportement non-linéaire des éléments analogiques notamment celles de l'amplificateur de puissance. Dans cette section, nous présentons la dynamique du signal OFDM par l'étude de sa distribution en amplitude ou en puissance, ensuite nous analyserons son PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)

II.9.2 Distribution du signal OFDM

L'histogramme en amplitude ou en puissance est suggéré comme un moyen d'étude de la grande variation du signal :

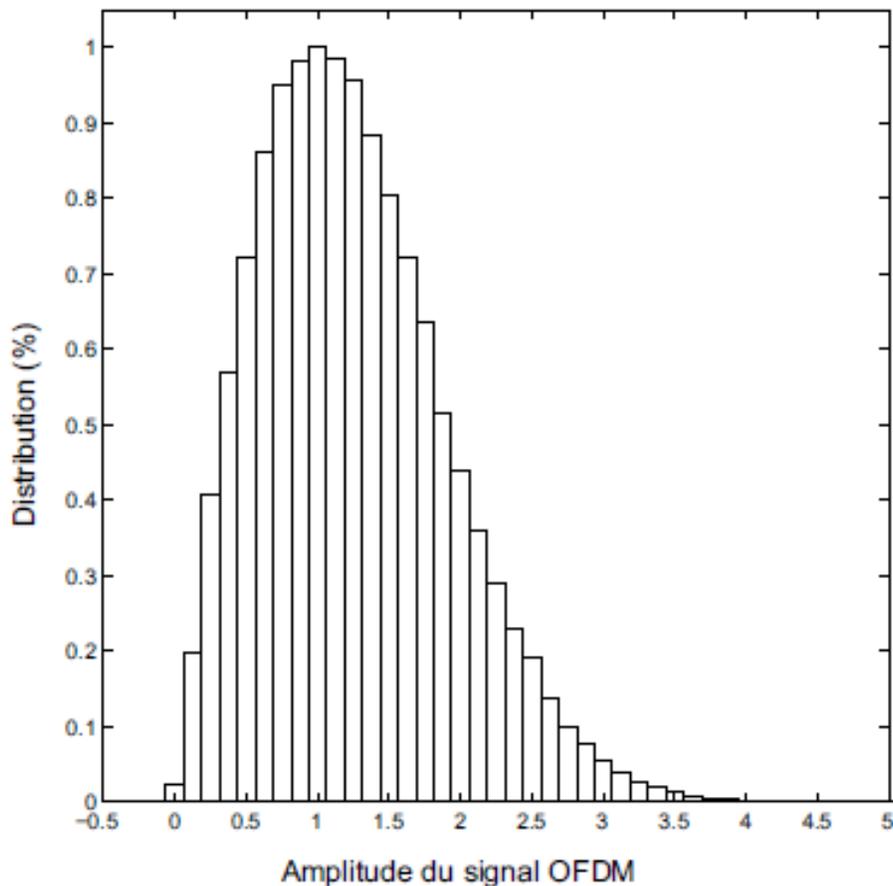


FIGURE II.7 – Histogramme de l'amplitude de signal OFDM

Les entrées de l'IFFT sont issues d'un alphabet fini. La partie réelle et la partie imaginaire d'une constellation $M - QAM$ possède \sqrt{M} états différents. Ainsi leurs amplitudes prennent $\sqrt{M/2}$ valeurs différentes

Dans le cas de l'OFDM, Plusieurs facteurs influent la variation des amplitudes de signal, à savoir le nombre de sous-porteuses, le facteur de sur-échantillonnage, la modulation numérique et le filtrage [38][11]. Un exemple de l'histogramme de la puissance d'un signal OFDM pour $M = 16$ et $N = 64$ est donné en Figure II.7 montrant la grande dynamique de ce signal. Généralement, les modulations numériques supposent que les éléments du vecteur $\mathbf{X}=[X_0, X_1, \dots, X_N]$ sont des variables aléatoires mutuellement indépendantes et identiquement distribuées de moyenne nulle et de variance $\frac{1}{2}\sigma^2$ tel que [39] :

$$E[X_i] = 0 \quad (\text{II.5})$$

$$E[X_i X_q^*] = \begin{cases} \frac{1}{2}\gamma^2 & \text{si } i = q \\ 0 & \text{si } i \neq q \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Ainsi, le signal OFDM $x(t)$ peut s'écrire de la façon suivante [35] :

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

où $\text{Re}(X_k)$ et $\text{Im}(X_k)$ représentent respectivement les parties réelle et imaginaire du symbole X_k . En utilisant le Théorème de la Limite Centrale de Lyapunov [40], 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 $\frac{1}{2}\gamma^2$ 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 [35][37].

II.9.3 Peak to Average Power Ratio

Afin de quantifier la dynamique d'un signal OFDM, la métrique PAPR est communément utilisée dans la littérature. Elle est définie comme étant le rapport entre la puissance instantanée maximale ou puissance crête et la puissance moyenne du signal OFDM sur un intervalle de temps de durée T . Le PAPR d'un signal OFDM peut être exprimé en dB par la relation suivante :

$$PAPR(\text{dB}) = 10 \log_{10} \frac{\max_{0 < t \leq T} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (\text{II.8})$$

où $\max_{0 < t \leq T} |x(t)|^2$ est la puissance crête et $E[|x(t)|^2]$ est la puissance moyenne du signal. Dans la littérature, certains auteurs utilisent le facteur de crête (CF1) pour caractériser la dynamique d'un signal OFDM tel que :

$$CF = \sqrt{PAPR} \quad (\text{II.9})$$

Dans nos travaux, nous baserons sur le PAPR pour les signaux OFDM en bande de base comme métrique de référence car la plupart des techniques de réduction du PAPR que nous étudierons sont implémentées en bande de base. Il est à noter que le PAPR d'un signal transposé en RF

est deux fois supérieur au PAPR du même signal en bande de base. En effet, la transposition en fréquence du signal OFDM correspond à une modulation à la fréquence f_c tel que [35] :

$$x_r f(t) = \text{Re}[x(t)e^{j2\pi f_c t}] = I(t)\cos 2\pi f_c t - Q(t)\sin 2\pi f_c t \quad (\text{II.10})$$

Pour une modulation numérique de type MAQ on a :

$$E[|x_{fr}(t)|^2] = \frac{1}{2}E[|I(t)|^2] + \frac{1}{2}E[|Q(t)|^2] = \frac{1}{2}E[|x(t)|^2] \quad (\text{II.11})$$

D'après l'équation (II.16), on montre que [35]

$$\frac{\max_{0 < t \leq T} |x(t)|^2}{E[|x_r(t)|^2]} \approx \frac{\max_{0 < t \leq T} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \approx 2 \frac{\max_{0 < t \leq T} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (\text{II.12})$$

Ainsi le PAPR en bande de base est lié au PAPR en RF (PAPRRF) par la relation suivante :

$$PAPR_{RF} \approx PAPR + 3dB \quad (\text{II.13})$$

Un PAPR élevé traduit un signal avec une puissance crête très grande devant la puissance moyenne. Autrement dit, le signal possède une grande dynamique avec la présence de plusieurs pics d'amplitude. Les signaux à fort PAPR sont vulnérables aux effets non-linéaires des dispositifs électroniques et en particulier de l'amplificateur de puissance. La réduction du PAPR sera étudiée plus en détail dans le troisième chapitre.

II.10 Les avantages et les limites de la modulation OFDM

Les avantages de la modulation OFDM sont nombreux on peut citer :

- Par comparaison aux transmissions mono-porteuses, un des grands avantages de la modulation OFDM consiste en un gain d'efficacité spectrale dû au fait que la bande passante utile est divisée en plusieurs sous-bandes qui 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. De plus, l'utilisation de différents systèmes de codage correcteur d'erreur associés à un entrelacement entre fréquences permet d'atteindre les performances d'un canal sans écho. Cette technique qui est le COFDM est employée notamment par la norme DVB-T pour la Télévision numérique terrestre.
- Les modulations multi-porteuses et l'OFDM en particulier sont robustes aux bruits impulsifs, puisque chaque sous-porteuse est affectée par un bruit totalement indépendant des autres sous-porteuses. Contrairement aux modulations mono-porteuses où le bruit peut entièrement affecter un certain nombre de symboles transmis en série. Avec la modulation OFDM, la perte d'un symbole due au bruit impulsif n'agit pas sur les autres symboles.
- La modulation OFDM facilite l'estimation du canal radio. En effet, certaines sous-porteuses

sont exclusivement réservées à l'envoi simultané d'une séquence d'apprentissage et de pilotes pour l'estimation du canal.

- la réalisation du modulateur OFDM est devenue très simple grâce à l'implémentation de l'algorithme IFFT.

Malgré ses nombreux avantages, la modulation OFDM possède néanmoins quelques inconvénients :

- Le fort PAPR des signaux produits par la modulation OFDM est le premier inconvénient, le plus important. Ainsi, les signaux résultant de la modulation OFDM sont la combinaison de plusieurs sinusoïdes d'amplitudes différentes, ceci provoque un fort PAPR qui dégrade les signaux transmis à cause des non-linéarités de l'amplificateur de puissance. Ces non-linéarités sont des sources de dégradation hors bande utile (remontées spectrales, interférences, etc.) et dans la bande utile (dégradation du TEB par exemple).
- Le problème de décalage fréquentiel et de synchronisation dans la partie RF est également un inconvénient néfaste à l'OFDM. Cela veut dire que le moindre décalage fréquentiel peut engendrer une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et donc des interférences entre sous-porteuses. De même une perte de synchronisation peut introduire un déphasage sur les symboles reçus. Ces problèmes sont dus en grande partie au bruit de phase des oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur.

II.11 L'association MIMO-OFDM

Comme nous l'avons vu, MIMO est l'une des technologies utilisées dans les réseaux sans-fil pour améliorer la capacité de communication et la robustesse des transmissions contre les erreurs liées au canal radio. Cependant, l'utilisation des systèmes MIMO en bande de fréquence étroite contribue à la réduction de l'efficacité spectrale. En effet, pour éviter les IES en bande étroite, le temps symbole T_s doit être plus long que les retards liés aux différents trajets (écho) T_d c-à-d $T_s \gg T_d$. Ceci a pour conséquence de réduire la bande utile. L'une des solutions les plus simples permettant d'augmenter la bande passante du canal MIMO tout en conservant l'hypothèse de bande étroite est d'associer le système MIMO à une modulation multiporteuse [13]. L'association des deux systèmes MIMO et OFDM permet d'améliorer les performances d'un système de communication sans fil. Afin de réaliser cette combinaison, on applique l'OFDM sur plusieurs antennes qui transmettent les informations en parallèle [41].

II.12 Principe de l'association MIMO et OFDM

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. La figure II.8 présente le schéma de la chaîne de transmission pour un système MIMO-OFDM [1].

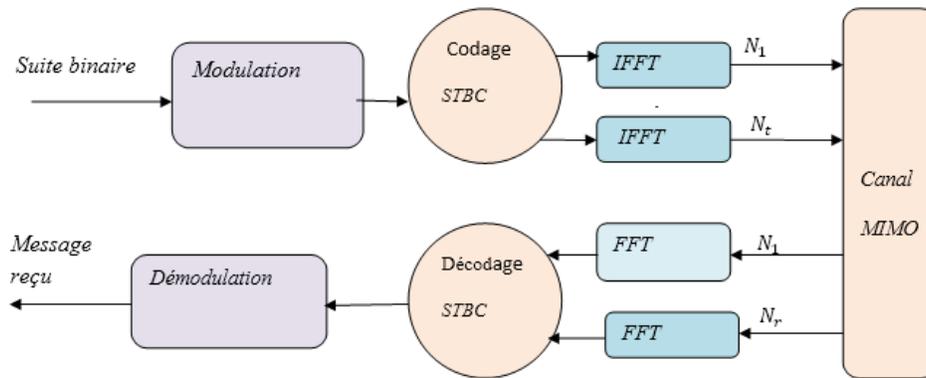


FIGURE II.8 – Principe d'un système MIMO-OFDM

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 la longueur d'onde. Dans ce qui suit, nous décrivons le parcours suivi par le message comme il est illustré dans la figure II.8 :

- la séquence binaire passe à travers un modulateur numérique. Ce dernier associe à chaque séquence de m bits un symbole complexe selon une constellation de taille 2^m .
- par la suite les symboles complexes sont répartis afin qu'ils soient transmis sur les N_t antennes de transmission. Comme le système MIMO étudié considère la modulation OFDM, nous disposons à l'entrée du chaque canal de $N \times N_t$ échantillons à émettre, où N représente le nombre de sous-porteuses pour le signal OFDM. Ainsi l'utilisation d'un modulateur espace-temps s'avère être une solution efficace afin de profiter des ressources en espace, temps et fréquence présentes,
- les symboles passent ensuite à travers le modulateur OFDM avant d'être filtrés par le filtre de mise en forme,
- le signal analogique résultant est transmis à travers le canal radio, où il se trouve affecté par le milieu de propagation,
- à la réception, le récepteur à antennes multiples est constitué d'un filtre adapté au filtre limiteur de bande utilisé à l'émission, du démodulateur OFDM, du décodeur espace temps, du démodulateur numérique.

II.13 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, le principe de base de la modulation multi-porteuse à fréquences Orthogonales a été expliqué. Nous avons vu que la technique de modulation OFDM propose l'utilisation d'un groupe de sous-porteuses pour la transmission des données en parallèle. Puisque cette technique représente seulement la répartition des sous-porteuses dans une largeur de bande donnée, les autres aspects d'un système de communication doivent être considérés. Mais du fait que ce système a une large dynamique caractérisée par un fort PAPR, il est très sensible aux non-linéarités

des composants analogiques, en particulier celles de l'amplificateur de puissance (PA). La réduction PAPR dans les systèmes OFDM est largement abordée dans la littérature et constituera l'un des axes majeurs de nos travaux.

Chapitre III

Réduction du facteur de crête PAPR par PTS

III.1 Introduction

Dans tout système de transmission radio mobile, le signal passe par plusieurs étages de la chaîne de transmission notamment le codage, la modulation, et la transposition en fréquence porteuse, avant d'être envoyé dans le canal de transmission, le signal est amplifié.

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, les qualités de l'OFDM lui ont permis de s'imposer comme modulation pour de nombreuses normes en télécommunications, contrairement aux systèmes à porteuse unique, l'OFDM est composée à partir d'une somme de signaux modulés qui sont susceptibles, si sommés en cohérence, de provoquer de forts niveaux d'amplitude. En sortie de la transformée de Fourier, l'enveloppe du signal montre alors une dynamique qui peut compromettre la linéarité de son amplification. Afin de quantifier cet effet, on étudie le niveau du PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) du signal OFDM, soit le rapport du pic le plus haut de son enveloppe au niveau moyen du signal. L'évolution de cette variable a été intensément étudiée et caractérisée dans la littérature puisqu'elle est directement liée à la qualité de la communication.

Nous retraçons dans ce chapitre, les notions relatives aux problèmes de PAPR et par la suite, nous décrivons une des méthodes attractive pour la réduction de ce dernier c'est la méthode PTS (Partial Transmit Sequence). Cette méthode est connue par sa grande performance en matière de réduction du PAPR mais aussi par sa complexité, à cet effet plusieurs approches ont été proposées pour réduire cette complexité parmi elles nous allons présenter la Coopérative et Alternative PTS (C-A-PTS). Afin de contribuer à ce sujet d'étude du PAPR, nous allons montrer un diagramme qui prend en charge la réduction du PAPR du signal MIMO-OFDM.

III.2 Généralité sur l'amplificateur

III.2.1 Définition

L'Amplificateur de puissance (AP) est un composant essentiel dans les émetteurs des systèmes de communications. Il est utilisé pour amplifier le signal RF émis afin de compenser les atténuations introduites par le canal de transmission et d'avoir suffisamment de puissance pour lutter contre les évanouissements du canal. Cependant, l'AP est un composant analogique dont la caractéristique de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée est non-linéaire. De plus, il représente l'élément qui consomme le plus d'énergie à l'émission[42]. Par conséquent, la linéarité et le rendement énergétique de l'AP sont deux critères très importants à prendre en compte dans la conception d'un système de communication, en particulier dans le contexte de l'OFDM où les signaux présentent une forte fluctuation d'enveloppe (PAPR élevé).

En générale, il existe deux catégories d'amplificateurs de puissance qui sont utilisés dans les systèmes de télécommunications[33] (voir Annex B)

III.2.2 La fonction de transfert de l'AP

Les caractéristiques 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 de l'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. Les figures III.1a et III.1b illustrent respectivement la forme des deux caractéristiques pour un amplificateur de type SSPA.

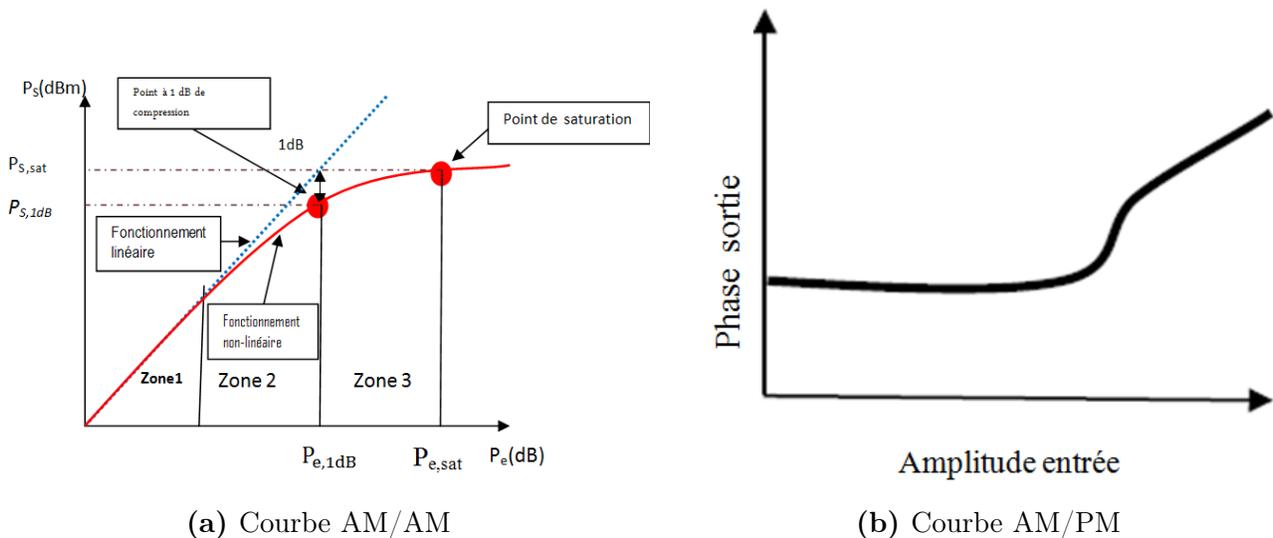


FIGURE III.1 – la forme des deux caractéristiques pour un amplificateur de type SSPA.

En se focalisant sur la caractéristique AM/AM on peut distinguer trois zones :

La 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 une valeur constante appelée gain de l'amplificateur tel que :

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

où $G(\text{dB})$ représente le gain de l'amplificateur exprimé en décibel. Cette zone se caractérise aussi par des niveaux de puissance très faibles et des distorsions quasi inexistantes. Cependant, le rendement de l'amplificateur est très faible dans cette zone.

La zone de compression (Zone 2) Dans cette zone, la puissance de sortie n'est plus proportionnelle à la puissance d'entrée. La courbe de fonctionnement commence à s'éloigner de la droite linéaire et les distorsions commencent à apparaître. Le gain de l'amplificateur commence à diminuer avec l'augmentation de la puissance d'entrée, on parle de compression du gain. Le point à 1dB de compression est situé dans cette zone [43] ; c'est le point où l'écart entre les courbes de fonctionnement linéaire et non-linéaire en puissance vaut 1dB. Il est largement utilisé dans la littérature pour caractériser le niveau de recul en puissance à l'entrée ou à la sortie de l'amplificateur de puissance (voir l'Annex B). Ce point sera traité dans la section III.3.

La zone de saturation (Zone 3) Dans cette zone, la puissance de sortie est quasi constante quelle que soit la puissance d'entrée. Cette zone est caractérisée par d'importantes distorsions, rendant la réception du signal quasi impossible.

III.3 Le PAPR des systèmes OFDM

Le PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) est une variable aléatoire qui mesure les variations de l'enveloppe d'un signal multiporteuses comme l'OFDM [43]. Le paramètre du 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 AP, et afin de caractériser statistiquement les propriétés dynamiques des signaux modulés, on fait souvent appel à la mesure du PAPR, définie comme étant le rapport entre la valeur crête de la puissance du signal $s(t)$ sur l'intervalle T et sa puissance moyenne tel qu'elle est représenté sur la figure III.2, ou encore le rapport entre l'amplitude du pic du signal et la valeur efficace. Dans la littérature nous retrouvons différentes définitions du PAPR. L'expression du PAPR classique est donnée par [35] :

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

où encore :

$$PAPR(x(t)) = \frac{\max[x(t)]^2}{E[x(t)]^2} \quad (\text{III.3})$$

Une des principales caractéristiques du signal OFDM est l'existence de pics très élevés ce qui

augmente considérablement le PAPR et à chaque fois qu'on aura un pic élevé 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.

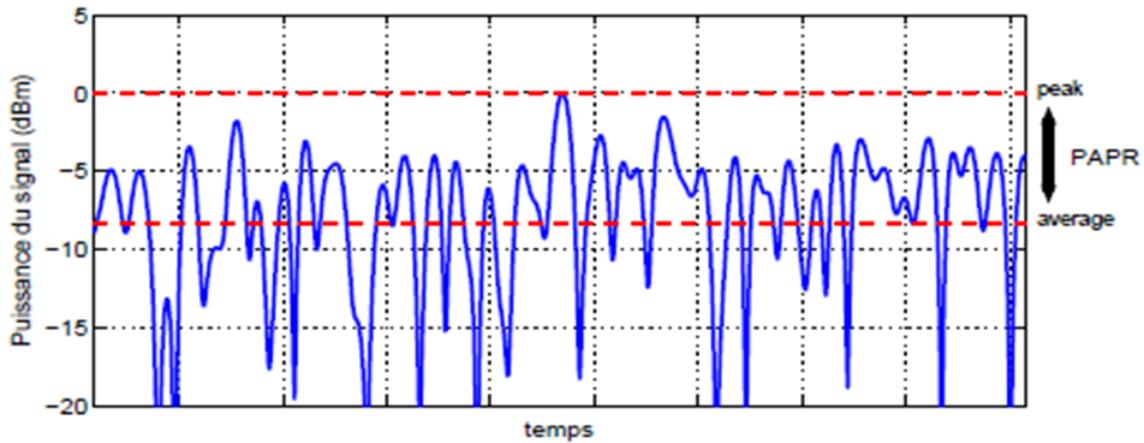


FIGURE III.2 – Représentation du Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)

Dans le cas des modulations OFDM, le PAPR peut rapidement devenir très élevée quand le nombre de sous porteuses augmente (voir la partie simulation). En effet, les amplitudes fluctuantes et les phases aléatoires des sous porteuses peuvent amener à des combinaisons constructives qui feraient remonter la valeur de crête. D'ailleurs, il est possible de démontrer que la valeur théorique du PAPR dans le cas de l'OFDM est égal au nombre de sous porteuses :

$$PAPR = 10 \log(N)(dB) \quad (III.4)$$

En réalité, la probabilité que les sous porteuses se recombinent de façon à atteindre effectivement cette valeur est faible et dans certains cas, on décrit le PAPR à l'aide de la fonction de répartition qui détermine la probabilité que le PAPR dépasse une valeur de seuil, ou bien encore son espérance et son écart type [44].

III.4 Fonction de répartition du PAPR pour l'OFDM

Le terme aléatoire de variable PAPR vient du fait que les symboles d'entrée arrivent aléatoirement à l'entrée de l'étage de la modulation. Chaque symbole est porté par une porteuse, et l'addition de ces porteuses peut être cohérente sur certains instants, engendrant ainsi des pics d'amplitude. 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 (Complementary Cumulative Distribution Function). Pour un

système OFDM à M porteuses, la valeur maximale du PAPR est [45] :

$$PAPR_{max} = M \quad (III.5)$$

La valeur du PAPR la plus élevée possible se produit lorsque toutes les sous-porteuses portent le même symbole. Par conséquent, la probabilité d'avoir un PAPR égal au nombre de porteuses pour 64 porteuse 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. Il est donc nécessaire d'utiliser des méthodes statistiques pour mieux caractériser le PAPR. La fonction CCDF est définie comme étant la probabilité qu'une variable aléatoire dépasse une certaine valeur seuil $PAPR_0$ qu'on note γ .

$$CCDF(PAPR) = P_r(PAPR \geq \gamma) \quad (III.6)$$

Pour des valeurs importantes de M, la CCDF est donnée par [46] :

$$Pr(PAPR \geq \gamma) \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^M \quad (III.7)$$

Cependant, quand on procède à un suréchantillonnage pour modéliser un signal OFDM dans le cas continu afin de rendre les mesures de la CCDF plus proches de celles de la version analogique, la définition apportée dans l'équation précédente n'est plus valide. Une approximation empirique correspondant au cas continu du signal OFDM a été donnée par Van Nee et De Wild, en modélisant le processus de suréchantillonnage comme la considération d'un nombre plus grand d'échantillons indépendants entre eux. Cette approximation est donnée par :

$$Pr(PAPR \geq \gamma) \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^{\alpha M} \text{ avec } \alpha = 2.8 \quad (III.8)$$

Un facteur de suréchantillonnage de 4 suffit pour représenter le signal OFDM dans le cas continu, puisque pour un facteur plus élevé, on retrouve la même courbe de la CCDF du PAPR. Une autre approximation de CCDF de l'OFDM qui donne de bons résultats à partir d'un nombre de porteuses égal à M=64 est donnée par [47] :

$$Pr(PAPR \geq \gamma) \leq \sqrt{\frac{\pi}{3}} M \sqrt{\gamma} e^{-\gamma} \quad (III.9)$$

III.5 Méthodes 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 [48][49] et au début des années 70 [50]. 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 dont différentes manières de classer les méthodes de réduction du PAPR sont envisageables. Les diverses solutions ont été suggérées afin d'atténuer le problème du PAPR élevé. Les méthodes existantes seront classées par catégorie dans la section suivante avec une brève explication de ces techniques et leurs utilités.

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. Comme l'objectif de notre travail est porté sur les techniques de réduction du PAPR notre choix est focalisé sur une technique parmi les techniques probabilistes PTS (Partial Transmit Sequences), c'est celle que nous allons détailler.

III.5.1 Méthode 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 (clipping) et filtrage** Elle consiste à écrêter les pics qui dépassent un certain seuil prédéterminé, avant d'introduire le signal dans un amplificateur de puissance. Cet effet réduit la puissance maximale et la puissance moyenne du signal[51]. Le clipping, étant une opération non linéaire, engendre des distorsions dans la bande utile qui dégradent le TEB, et des distorsions hors bandes qui causent des interférences. Un bon codage canal et un filtrage sont donc nécessaires pour améliorer le TEB et atténuer les interférences. De nombreuses méthodes ont été développées pour lutter contre les inconvénients du clipping, notamment le deep clipping [52] [53], le smooth clipping [54], le clipping inversible [55][56] et plus récemment le clipping adaptatif [57].
- **La TR (Tone Reservation)** qui consiste à réserver des porteuses afin de les utiliser pour la réduction du PAPR. Cette technique a été introduite d'abord par Tellado [58], l'émetteur et le récepteur se mettent d'accord sur le nombre et la position des porteuses réservées. Plus tard, d'autres travaux [59][38] ont proposé la TR à compatibilité descendante, en utilisant les porteuses nulles par exemple pour la réduction du PAPR. Par ailleurs, la performance en réduction du PAPR dépend du nombre et de la position des porteuses réservées.

III.5.2 Les méthodes 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) [60]** le principe est de multiplier les symboles d'entrée issus d'une modulation numérique par une série de différents vecteurs générant

plusieurs versions du signal OFDM à différentes phases après le passage IFFT. La version du signal qui représente la meilleure performance en PAPR est retenue. Cet algorithme est complexe, surtout qu'il requiert d'effectuer autant d'IFFT que de versions.

- **La technique PTS (Partial Transmit Sequence) [61][62]** l'idée de cette méthode est de diviser les M porteuses en plusieurs blocs de porteuses. Toute porteuse utilisée dans un bloc est rendue inactive (remise à zéro) dans les autres blocs. Ensuite, la méthode SLM est appliquée après l'IFFT en effectuant plusieurs pondérations de chaque bloc, et générant ainsi plusieurs versions du signal OFDM. Finalement, la version ayant la meilleure performance en PAPR est transmise.
- **La technique RP (Random Phasor) [63]** cette technique 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.

III.5.3 Méthode de codage

Les techniques de codage consistent à exploiter la redondance introduite par un choix adéquat du code, afin d'éviter de transmettre les symboles OFDM à fort PAPR. Le code va servir également à sa fonction primaire, la correction d'erreurs. Ces techniques ne sont pas à compatibilité descendante puisqu'il faut informer le récepteur du codage choisi pour permettre le décodage correspondant. Les méthodes de réduction du PAPR basées sur les techniques de codage ont généralement des gains très importants en PAPR, mais elles ne sont réalisables en pratique que pour un faible nombre de porteuses. Leur utilisation n'est donc pas envisageable pour des applications de transmissions à grand nombre de porteuses [43].

III.6 Critères du choix des méthodes de réduction PAPR

Dans cette section nous allons définir les différents critères de mérites qui vont nous permettre d'évaluer les performances d'une technique de réduction PAPR dans son environnement de fonctionnement.

- **Le gain de réduction du PAPR** C'est le critère le plus significatif. Il 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 III.3 où $x(t)$ est le signal initial et $y(t)$ le signal après réduction du PAPR.
- **La compatibilité descendante** La compatibilité descendante concerne la modification du récepteur. 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 l'ACE, le clipping, la TR, etc. C'est un critère très important surtout dans le contexte broadcast ou des communications mobiles (par exemple si la technique de réduction du PAPR est implantée dans la station de base).

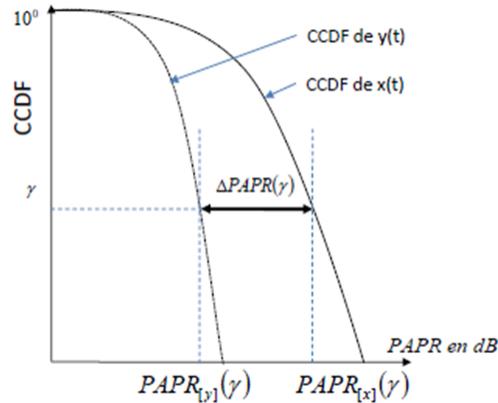


FIGURE III.3 – Mesure du gain de réduction PAPR

- **La dégradation de TEB** La dégradation du TEB peut être occasionnée par certaines techniques de réduction du PAPR comme nous l'avons vue au niveau des techniques de clipping. C'est un paramètre important qui peut contribuer à réduire la qualité de la chaîne de communication. La non ou la faible dégradation du TEB est donc à vérifier pour chaque technique de réduction du PAPR. Les techniques comme la TR ,PTS ne dégradent pas le TEB.
- **La variation de la puissance moyenne** Certaines techniques de réduction du PAPR comme le clipping impliquent une variation de la puissance moyenne du signal. Cela est en fait le cas pour toutes les techniques d'ajout de signal. Cette variation a des conséquences néfastes pour l'amplificateur de puissance [38].
- **Diminution de débit utile** L'émetteur peut être amené à envoyer de l'information sur son traitement de réduction du PAPR au récepteur Side Information (SI), afin que celui-ci puisse démoduler correctement le signal. Cette information réduit le débit utile du système comme le cas de la technique PTS.
- **La complexité** Si l'algorithme de réduction du PAPR est très complexe et lent à être exécuté, cela limitera son utilisation, même si la réduction du PAPR est considérable.

III.7 Description de la méthode PTS

La technique PTS s'inscrit dans la continuité de celle du Selecting Mapping. Elle a été proposée en 1997 par S.H.Muller et J.B Huber[64][65]. Elle consiste à tronquer le train des N porteuses en M sous blocs de $\frac{N}{M}$ porteuses. Une porteuse utilisée dans un bloc particulier sera mise à zéro dans tous les autres. Une fois ces $\frac{N}{M}$ sous blocs formés, l'idée initiale du Selecting Mapping est appliquée : les sous-porteuses dans chaque sous-bloc sont pondérées par un facteur de phase pour chaque sous-bloc, un vecteur $b_m, m = \{1, \dots, M\}$ effectuera une pondération de chacun des M sous blocs après IFFT pour former le signal final au PAPR le plus faible.

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

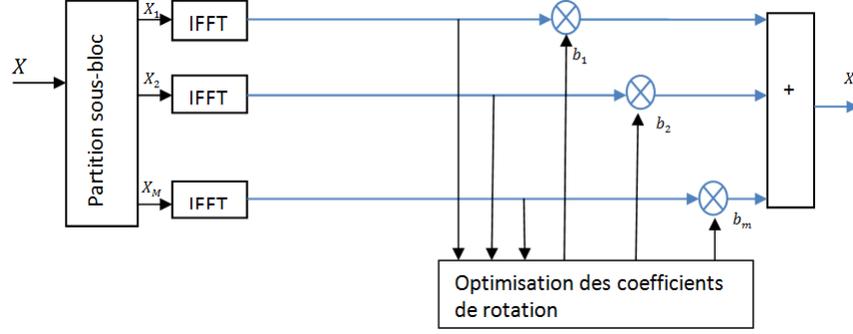


FIGURE III.4 – Schéma bloc de la méthode PTS

porteuses tel que

$$X = \sum_{(m=1)}^M X_m \quad (\text{III.10})$$

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

$$X = \sum_{(m=1)}^M b_m X_m, m = 1, \dots, M \quad (\text{III.11})$$

On applique par la suite le même décalage de phase sur tous les symboles de données appartenant au même sous-bloc. En troisième étape, le symbole OFDM temporel après IFFT sera donné par :

$$X = IFFT \left(\sum_{(m=1)}^M b_m X_m \right) = X = \sum_{(m=1)}^M b_m IFFT X_m = X = \sum_{(m=1)}^M b_m x_m \quad (\text{III.12})$$

La façon dont les symboles sont partitionnés en sous-blocs a une influence sur la performance et la complexité de la technique. L'inconvénient majeur de la technique PTS réside dans la complexité de la recherche des vecteurs de pondération b_m pour minimiser le PAPR. En effet, en considérant M sous blocs et des facteurs de pondérations binaires (les vecteurs $b_m = 1, 2$) sont uniquement composés de 1 ou -1 le nombre de combinaisons possibles est de 2^M qui doivent être toutes passées en revue pour déterminer le jeu de vecteurs qui minimise le PAPR. L'idée proposée[66] par A.D.S.Jayalath et C.Tellambura est alors de stopper le processus de recherche de vecteur b_m dès que le PAPR voulu est atteint. Un autre inconvénient de la technique des PTS est qu'elle nécessite la transmission de (SI) Side Information pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le PAPR le plus faible.

III.8 Description des performances de la technique PTS

Les performances de réduction du PAPR dépendent du nombre de sous-blocs M et du nombre de facteurs de phase W . Plus le nombre de sous-blocs augmente plus la complexité augmente, La figure III.5 illustre que les performances du PAPR s'améliorent. Ainsi que, plus le nombre de facteurs de phase augmente, la complexité peut donc devenir rapidement prohibitive.

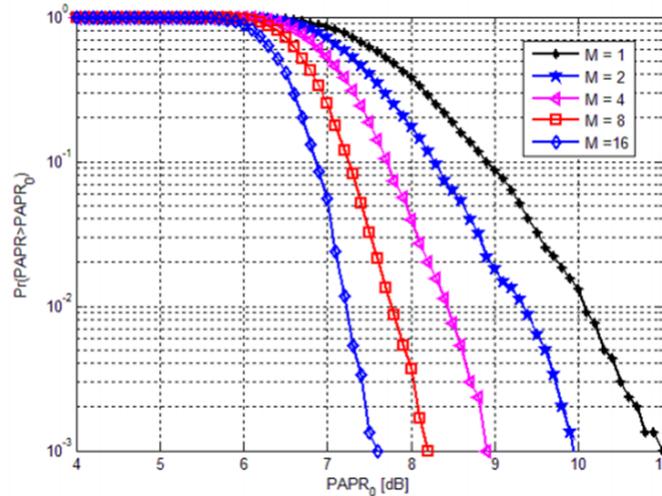


FIGURE III.5 – PTS en fonction du nombres de sous-blocs [1]

D'une autre part, plus le nombre de sous-blocs est grand, plus le nombre de combinaisons est grand, ce qui signifie qu'on doit faire plus de multiplications et de comparaisons. Le tableau suivant montre la complexité du système avec l'augmentation du nombre des sous bloc M en calculant les possibilités obtenu des séquences candidate à optimiser en sortie du bloc PTS. Le calcul se fait par la formule $W^{(M-1)}$, si on prend $W = 4$ nombre de facteur de phase 1, $-1, j, -j$ on trouve :

M	1	2	4	8	16
Nbre de possibilités à optimiser	1	4	64	16380	1073741824

TABLE III.1 – Complexité de la PTS avec le nombre de sous-blocs

Un autre facteur qui peut affecter les performances de réduction du PAPR dans PTS est le partitionnement des sous-blocs, qui est la méthode de division des sous-porteuses en plusieurs sous-blocs disjoints, qui se trouve dans trois type : adjacent, entrelacé, et le partitionnement pseudo-aléatoire [67]. La figure III.6 représente les trois différentes répartitions des porteuses d'un signal OFDM dans des sous-blocs pour l'approche PTS.

Répartition adjacente chaque sous-bloc $A_\mu^{(1)}, A_\mu^{(2)}$, à une structure régulière contenant approximativement $\frac{N}{M}$ porteuses actives et le reste de positions non-actives remplies par des zéros. En l'occurrence N est le nombre des sous-porteuses et M est le nombre des sous-blocs.

Répartition pseudo-aléatoire qui n'a aucune structure régulière pour l'attribution des porteuses aux sous-blocs.

Répartition entrelacée qui signifie que chaque sous-bloc suit une structure régulière avec une porteuse active suivie par des $M-1$ zéros. Les autres sous blocs représentent une version décalée de cette structure.

Exemple illustratif de la répartition adjacente Pour un système OFDM, nous montrons ici un exemple simple de la technique PTS avec huit sous-porteuses qui sont divisés en quatre

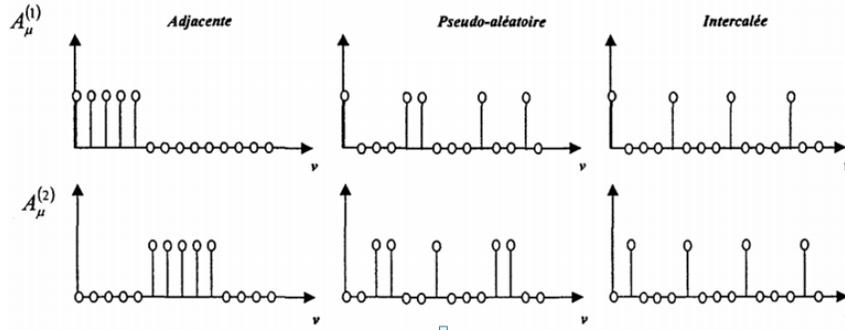


FIGURE III.6 – Illustration des différentes partitions des sous blocs selon l'approche PTS

sous-blocs, les facteurs de phase sont sélectionnés à $P = \{\pm 1\}$. La figure III.7 montre la répartition de sous-blocs adjacents pour un bloc de données X de longueur égale 8. Il existe huit 2^{4-1} moyens de combiner les sous-blocs en fixant $b_1 = 1$. Parmi eux $[b_1, b_2, b_3, b_4]^T = [1, -1, -1, -1]^T$ permet d'obtenir le plus faible PAPR. Le bloc de données modifié sera : $X^T = \sum_{m=1}^M b_m X_m = [1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1]$.

Dans ce cas, le nombre d'opérations d'IFFT requis est de 4 et la quantité d'information latérale est de 4 bits. L'information latérale doit être transmise au récepteur pour récupérer le bloc de données d'origine. Une façon de le faire est de transmettre ces bits d'information secondaires avec un canal séparé autre que le canal de données. Il est également possible d'inclure les informations latérales dans le bloc de données ce qui réduit le débit[68].

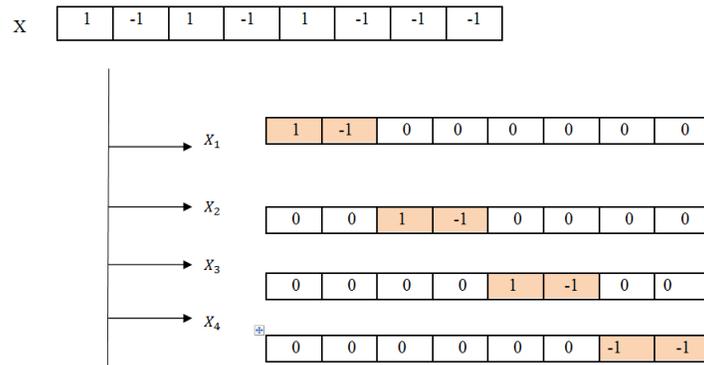


FIGURE III.7 – Un exemple de répartition adjacente en PTS de 8 sous-porteuses en 4 sous bloc

III.9 Réduction de PAPR dans le contexte MIMO-OFDM

III.9.1 PAPR dans le système MIMO-OFDM

Un système multiporteuses peut être efficacement mis en œuvre en temps discret en utilisant la transformée de Fourier (IFFT) pour la modulation et une FFT pour la démodulation.

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

$$x_i(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad 0 \leq n \leq N - 1, 1 \leq i \leq n_t \quad (\text{III.13})$$

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

$$PAPR_i = PAPR\{x_i(n)\} = \frac{\max\{|x_i(n)|^2\}}{E\{|x_i(n)|^2\}} \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (\text{III.14})$$

Le PAPR du signal OFDM en temps continu ne peut pas être précisément calculée avec l'échantillonnage, qui correspond à N échantillons par Symbole OFDM. Lorsque ce n'est pas le cas, la réduction du PAPR obtenue pourrait être inférieure et sous-optimale [69].

Pour obtenir un PAPR efficace pour ce cas, les pics de signal peuvent être ignorés et les estimations du PAPR ne sont pas précises. Habituellement, le facteur de suréchantillonnage L est pris supérieur ou égal à 4 pour la réduction du PAPR pour augmenter la résolution de signaux OFDM en temps discret. Cependant, un tel processus de suréchantillonnage augmenterait considérablement la complexité du calcul [70]. Spécifiquement, puisque dans les systèmes MIMO-OFDM, le sur-échantillonnage dans le domaine temporel est considéré à $n_t \times N$ fois comparés à N dans le cas SISO-OFDM, la fonction CCDF du PAPR en MIMO-OFDM peut être écrite comme

$$P_r(PAPR_{MIMO-OFDM} > PAPR_0) = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^{n_t L N} \quad (\text{III.15})$$

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

III.9.2 Application de la méthode PTS en MIMO-OFDM

Dans un système de transmission SISO les approches PTS peuvent être appliquées directement sur chacune des antennes d'émission que pour les systèmes MIMO-OFDM en réalisant presque les mêmes performances en matière de réduction du PAPR avec une seule antenne émettrice.

Pour le système entier, le PAPR est défini comme le maximum des PAPRs parmi toutes les antennes d'émission N_t [71] :

$$PAPR_{MIMO-OFDM} = \max(PAPR_{(i)}) \quad 1 \leq i \leq N_t \quad (\text{III.16})$$

où : $PAPR_i$ dénote le PAPR à l'ième antenne d'émission.

La technique PTS classique dans un système SISO a une croissance exponentielle de la complexité due à la recherche des vecteurs de pondération b_m pour minimiser le PAPR. Cette complexité devient flagrante en appliquant l'algorithme de l'approche PTS pour chaque antenne séparément

dans un système MIMO-OFDM, cela peut réaliser des performances optimales de réduction du PAPR à chaque antenne émettrice. Mais la complexité du calcul et les informations latérale augmentent N_t fois par rapport au système SISO-PTS et afin de réduire la complexité de recherche, diverses techniques ont été proposées.

Nous nous présenterons par la suite une nouvelle méthode [72] qui s'appelle Cooperative et Alternative PTS appliquée dans un système MIMO-OFDM dans la théorie et pour un système SISO-OFDM dans la pratique chapitre 4.

III.10 Alternative et coopérative PTS

III.10.1 Alternative A-PTS

L'idée de l'algorithme PTS d'optimisation alternative est introduite et appliquée dans le système MIMO-OFDM [73]. Des coefficients de pondération sont nécessaires uniquement pour la moitié des sous-blocs.

Dans A-PTS, et à partir du premier sous-bloc, tous les sous-blocs impairs sont maintenus sans changement et les coefficients de pondération sont optimisés seulement pour les restes des sous-blocs c.-à-d les sous blocs pairs. Par exemple pour un système qui comporte la méthode PTS où on a une partition de 6 sous-blocs, l'optimisation dans A-PTS se fait seulement pour les sous-blocs 2 et 4 et 6, les sous blocs 1 et 3 et 5 restent sans changement. De cette manière, la complexité des calculs est considérablement réduite mais aussi une dégradation des performance du réduction PAPR sera déclencher.

Pour cela il faut employer des permutations circulaire des sous-blocs pour le système A-PTS afin d'augmenter le nombre de séquences candidates qui améliore les performances du PAPR [74].

III.10.2 Coopérative PTS ou C-PTS

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

Dans C-PTS et afin d'augmenter le nombre des séquences candidates à optimiser, une opération de permutation circulaire pour les sous blocs impairs (à l'exception du sous-bloc 1) a été introduite à travers toutes les antennes d'émission [74].

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

III.10.3 La C-A-PTS

Sur la base des systèmes A-PTS et C-PTS, une nouvelle méthode (C-A-PTS) améliorée a été proposée de manière à résoudre la contradiction entre les performances du PAPR et la complexité du calcul dans le système STBC MIMO-OFDM.

D'une part, appliquer l'A-PTS dans une seule antenne, et utiliser l'opération de la permutation circulaire afin d'augmenter le nombre de séquences candidates et obtenir de meilleures performances PAPR.

D'autre part, l'utilisation du conjugué et de la propriété symétrique pour obtenir le coefficient de pondération des autres antennes afin de réduire la complexité. Nous présentons la méthode en détail en considérant un STBC-OFDM système avec deux antennes d'émission. La matrice de codage est :

$$G = \begin{pmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{pmatrix} \quad (\text{III.17})$$

Les données codées sont transmises par les deux antennes de durée consécutive des symboles, et la séquence envoyée par chacune d'elles peut être représentée par X_1 et X_2 avec : $X_1 = [x_1, -x_2^*]$ et $X_2 = [x_2, -x_1^*]$.

Selon la propriété linéaire de l>IDFT, on peut déduire que l'opération conjuguée dans le domaine fréquentiel est équivalente à la permutation circulaire et à l'opération conjuguée dans le domaine temporel. Ces caractéristiques peuvent être exploitées pour améliorer les performances PAPR.

À l'antenne 1, le schéma A-PTS sera adoptée pour obtenir le coefficient de pondération optimale a_v ($v : v = 1, 2, \dots, M$) qui réalise la valeur minimale du PAPR. La propriété linéaire de l>IDFT est utilisée pour toutes les valeurs impaires (sauf le premier) pour augmenter le nombre de sous-blocs de signaux candidats. Les données transformées dans le domaine temporel peuvent être obtenues en effectuant la permutation circulaire et l'opération conjuguée sur tous les sous-blocs impairs (sauf le premier) à la place de l'opération IDFT ou IFFT. Comme les sous-blocs impairs (sauf le premier) sont transformés, le nombre de séquences candidates sont augmentées, ce qui améliore les performances du PAPR de l'antenne 1, tandis que le nombre de multiplications ne sont pas augmentées diminuant ainsi de complexité de l'algorithme. Il a été prouvé dans [75] que les données sur deux antennes ont les mêmes caractéristiques statistiques PAPR simultanément. Le coefficient de pondération optimal de l'antenne 2 peut être obtenu directement à partir de celui de l'antenne 1. En outre, le processus de fonctionnement de l'IFFT et la recherche du coefficient de pondération optimal du PTS peut être omis pour les données à l'antenne 2.

Un schéma de principe du C-A-PTS avec deux antennes émettrices est présenté par la figure II.8.

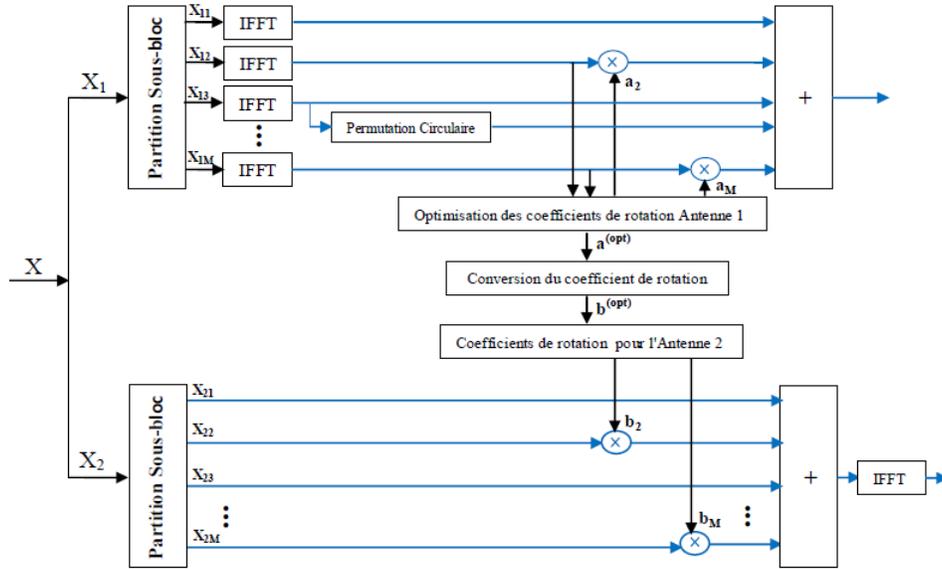


FIGURE III.8 – Schéma bloc du C-A-PTS avec 2 antennes à l'émission

Afin de maintenir les relations conjuguées et symétriques entre les deux antennes, une conversion du coefficient de pondération optimum $a^{(opt)}$ de l'antenne 1 en celui de l'antenne 2 noté $b^{(opt)}$ par la transformation conjuguée et symétrique inverse est réalisée.

Par exemple, quand les données originales sont divisées en quatre sous-blocs avec un ensemble de coefficients de pondération optimal $b_v = 1, -1, j, -j$ $v = (1, 2, 3, 4)$ les règles de transformation des relations conjuguées et symétriques sont montrées dans la figure III.9.

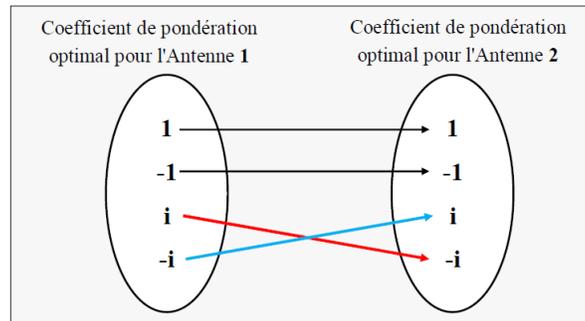


FIGURE III.9 – Relations entre les deux coefficients de pondération optimaux des antennes

III.11 conclusion

La technique de la transmission partielle PTS est l'une des méthodes les plus efficaces pour réduire le problème du PAPR élevé dans la conception de la forme d'onde 4G. Le MIMO-OFDM est une technique de transmission utilisée pour les systèmes de communication à haut débit. Comme

le MIMO-OFDM a pour inconvénient un PAPR élevé en ce qui concerne le signal de sortie sur les différentes antennes émettrices. L'approche des séquences de transmission partielles (PTS) offre des performances optimales pour la réduction du PAPR. Cependant, la complexité de calcul de la méthode PTS traditionnelle est coûteuse. Dans ce chapitre, nous avons étudié une technique améliorée nommée coopératif et alternatif PTS (C-A-PTS) , qui peut atteindre des performances PAPR presque optimales avec beaucoup moins de complexité.

Chapitre IV

Tests, simulations et résultats

IV.1 Introduction

Ce chapitre est consacré aux paramètres ainsi qu'aux résultats obtenus lors de nos simulations réalisées en Matlab. Généralement les paramètres utilisés se retrouvent dans la plupart des articles cités comme références. Les programmes réalisés peuvent être modifiés pour faire les tests et les comparaisons pour différents paramètres. Ainsi des programmes ont été développés pour calculer le BER, et le PAPR pour différents paramètres tels que le nombre de porteuses N , la taille des modulations QAM (64, 256 et 512). On peut changer le type de modulation (QAM, PSK, PAM). De plus, on peut utiliser différents codes correcteurs d'erreurs. Dans ce qui suit Pour simplifier notre travail on a proposé une chaîne de communication comporte des blocs essentiels et des blocs optionnels là où on a supposé que :

- l'émetteur et le récepteur sont parfaitement synchronisés
- seulement 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 représente le schéma fonctionnel d'une chaîne de transmission OFDM simulé et présentées en deux parties. La première partie concerne le système OFDM et la deuxième est consacrée aux systèmes de réduction du PAPR. Le chapitre se termine par des discussions à propos des différents résultats.

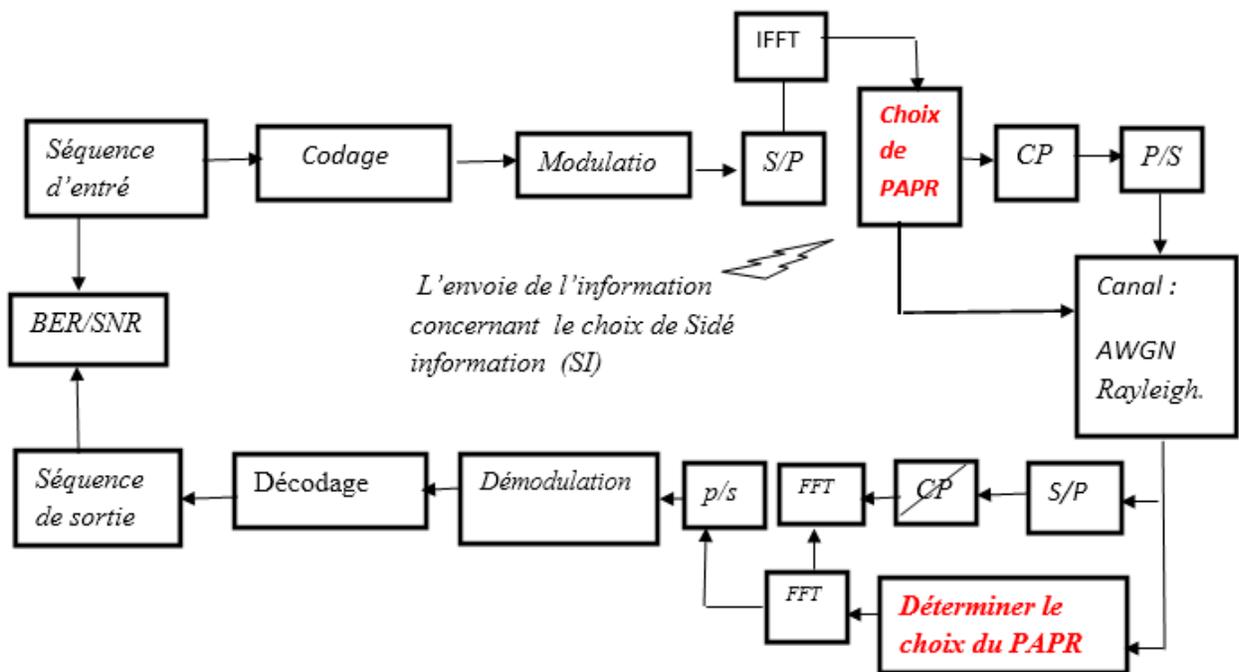


FIGURE IV.1 – La chaîne de simulation

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

IV.2.1 La structure de la chaîne de transmission

Cette partie résultats est 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 présentés dans le but de démontrer la bonne calibration de notre système OFDM.

IV.2.1.1 La séquence binaire

Les éléments d'entrée de notre chaîne est un train binaire généré aléatoirement. et qui rentrent en série au bloc de modulation ,a la sortie nous obtenons des symboles complexes.

IV.2.1.2 La modulation

Généralement 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.

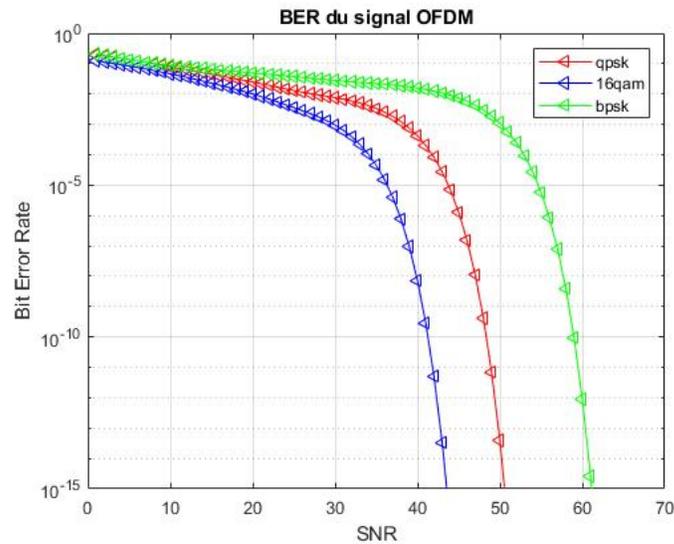


FIGURE IV.2 – Influence du type de modulation sur BER

La figure IV.2 montre l'évolution du taux d'erreurs (BER) en fonction du rapport SNR pour différents schéma de modulation en quadrature, on peut conclure que la modulation BPSK est le meilleur choix.

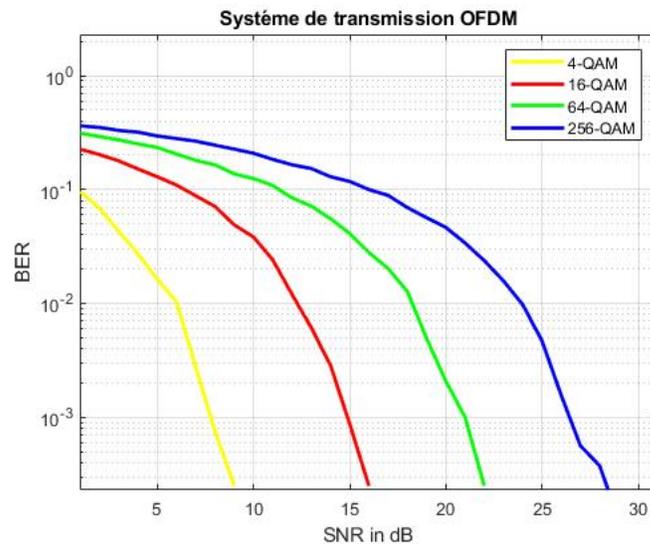


FIGURE IV.3 – Influence de différentes modulations QAM sur BER

La simulation suivante donnée par la figure IV.3 montre l'évolution du taux d'erreurs (BER) en fonction du SNR pour les différents types de modulation en quadrature. On remarque que la modulation 4-QAM donne les meilleures performances.

les figures IV.2 et IV.3 illustrent l'effet de type de modulation sur le calcul du BER. Au niveau du récepteur à chaque fois que le nombre de points augmente la distance entre les points de la

constellation diminue. En conséquence la probabilité de faire une fausse décision augmente.

IV.2.1.3 Bloc IFFT

Afin de pouvoir 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 de PAPR

Dans ce bloc le choix de PAPR concerne le PAPR après avoir réduit avec la méthode de réduction (PTS) qui sera traité dans la deuxième partie de simulation.

IV.2.1.5 Le canal de transmission

Dans notre cas On a étudié un signal OFDM dans un canal AWGN et Rayleigh avec calcul des performances en termes de $BER=f(SNR)$

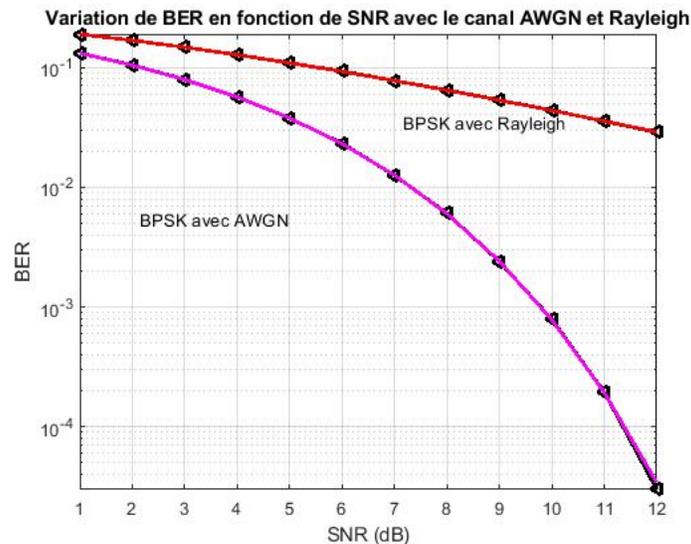


FIGURE IV.4 – Variation de BER en fonction de SNR avec le canal AWGN et Rayleigh

BER est faible en AWGN par rapport à Rayleigh pour des valeurs plus élevées de SNR (le BER de AWGN s'annule pour une valeur de SNR=12dB) cela signifie erreur maximale se corrige au récepteur ainsi des erreurs minimales se produisent dans les données reçues pour le canal AWGN par rapport à Rayleigh.

IV.2.2 Le bloc FFT

À la sortie du bloc de suppression du préfixe cyclique, les données sont remises en parallèle puis passées dans le bloc FFT, cette fonction 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 : Réduction du PAPR par PTS

Au chapitre précédent, nous avons vu qu'il existe plusieurs méthodes pour la réduction du PAPR. Cette partie est consacrée à l'implémentation de la technique Partiel Transmit Séquence (PTS) pour la réduction PAPR qui représente le coeur de notre travail. Les principaux résultats obtenus après simulation, circulent autour des trois points suivants

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

Pour un système OFDM sans traitement de réduction du PAPR, les différents résultats de calculs de PAPR sont illustrés comme suit

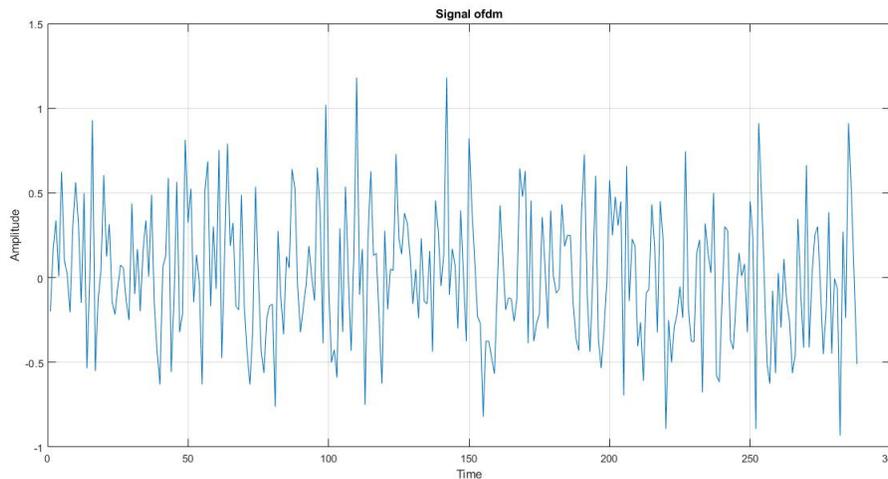


FIGURE IV.5 – Signal OFDM dans le domaine temporel

Le signal OFDM dans le domaine temporel généré est illustré par la figure IV.5. Il est clair qu'une des caractéristiques principale du signal OFDM est l'existence des pics très élevés car le nombre de composante de sous porteuse sont rajouté par une opération IFFT ce qui augmente considérablement le PAPR tel que est illustré sur la figure IV.6. Cette dernière nous permet de constater la probabilité de forts niveaux de PAPR qui augmente rapidement avec le nombre de sous porteuses utilisées. Dans notre simulation le nombre des sous-porteuses prend les valeurs : 16, 32 et 64.

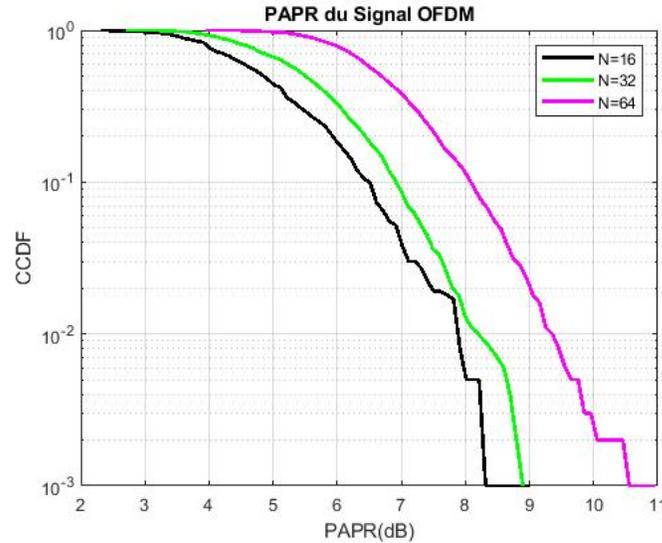


FIGURE IV.6 – CCDF de signaux OFDM avec différents nombres de sous-porteuses (N)

On remarque que le PAPR augmente avec l'augmentation des sous-porteuses. Comme il est montré sur cette figure, pour 16 sous-porteuses le PAPR est de 8,31 dB, pour les 32 il est de 8.89 dB et enfin pour 64 sous-porteuses on a eu un PAPR de 10,56 dB.

IV.3.1 Réduction par la méthode PTS

Comme expliqué précédemment, cette méthode transmet en plus du signal OFDM, des informations concernant le traitement utilisé (SI). La méthode PTS consiste à diviser le signal en M bloc de même taille dont on calcule son PAPR. Généralement on doit calculer plusieurs valeurs de PAPR pour chaque sous-bloc, selon W , et choisir la valeur la plus faible. Comme on a M blocs, nous devons faire W^M opérations de comparaison.

Le résultat du PAPR pour la méthode PTS sont illustrés dans la figure IV.7 qui représente le CCDF qui nous donne un aperçu sur le PAPR du signal ainsi on peut voir l'intervalle du PAPR pour différentes valeurs de M ($M = 2, M = 4, M = 8$). Les paramètres utilisés sont :

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

On a considéré aussi que le récepteur reçoit sans erreur l'information concernant l'opération effectuée.

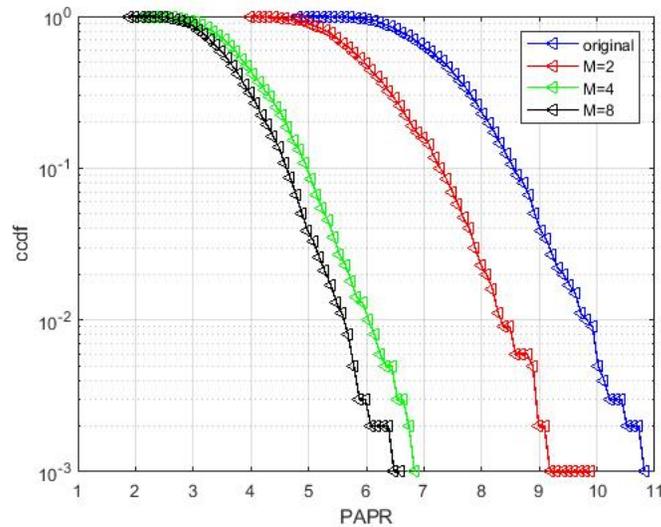


FIGURE IV.7 – La technique PTS avec $M = 2$, $M = 4$, $M = 8$

En analysant la figure IV.7 on remarque que le PAPR varie selon le nombre de bloc. Ainsi, pour $M = 2$ le PAPR vaut à 8.62dB, pour $M = 4$ la valeur du PAPR diminue à 7.36dB et enfin pour $M = 8$ le PAPR continue de se réduire à une valeur égale à 6.81dB. De ce fait on conclut 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 pour le traitement et plus de mémoire.

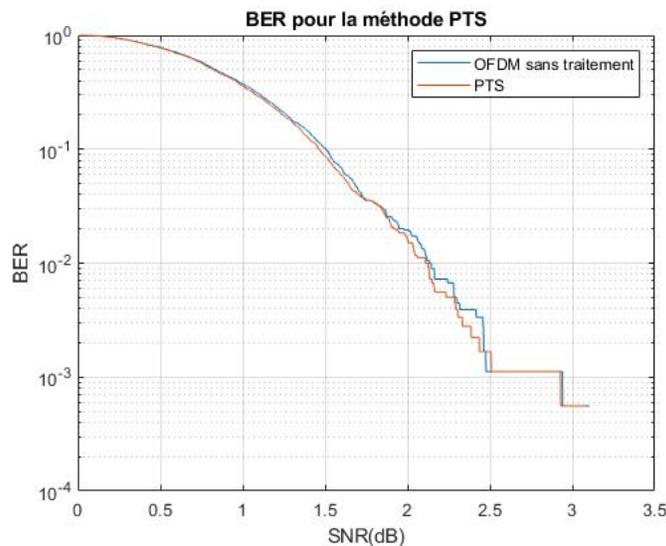


FIGURE IV.8 – BER pour la méthode PTS

Sur la figure IV.8 nous représentons le BER en fonction du SNR. La technique PTS donne des résultats similaires au résultat d'un système OFDM sans traitement de PAPR. Ceci s'explique par

le fait que la méthode PTS agit seulement au niveau du PAPR et à la réception la reconstruction du signal transmis est efficace c.-à-d. Le récepteur a pu reconstituer et faire de bonnes décisions à partir de l'information envoyée, ce qui est vérifié par la méthode PTS qui envoie une information au récepteur concernant l'opération effectuée .

IV.3.2 Comparaison entre différentes techniques de réduction

Les résultats du PAPR pour les différentes méthodes de réduction sont illustrés par les figures IV.9 qui montre le PAPR du signal OFDM avant et après la réduction avec les trois méthodes clipping, PTS, SLM. Pour cette simulation nous avons utilisé les paramètres donnés par le tableau IV.1.

Paramètre	IFFT	Nbre de sous-porteuses	Bit par symbole	SNR
Valeur associée	1024	64	4	12

TABLE IV.1 – Les Parametres de la simulation

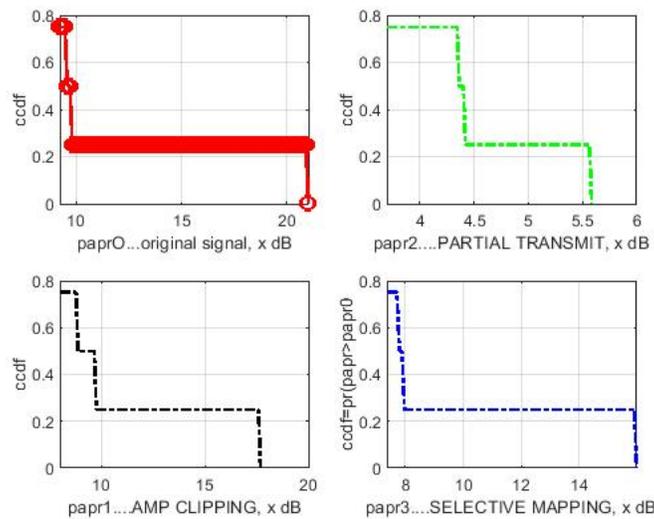


FIGURE IV.9 – Comparaison clipping - PTS-SLM

En se basant sur la figure IV.9 on déduit que la PTS est plus robuste et plus performante par rapport aux deux autres méthodes clipping et SLM car la méthode PTS donne de bons résultats concernant la réduction du PAPR.

IV.3.3 Interprétation des résultats

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

Technique de réduction	signal original $PAPR_0$	Clipping $PAPR_1$	PTSP $PAPR_2$	SLMP $PAPR_3$
valeur maximale en dB	21.02	17.7	5.58	16

TABLE IV.2 – Interprétation des résultats

IV.4 Implémentation de la technique C-A-PTS

Dans cette section nous analysons et vérifions les performances vu en théorie pour la technique (C-A-PTS). les paramètres considérés dans notre simulation sont : un système OFDM (SISO) avec 10000 symboles, 64 sous porteuses, un facteur de suréchantiollonage $L = 4$ et un nombre de facteur de phase $w = 4[1 - 1j - j]$.

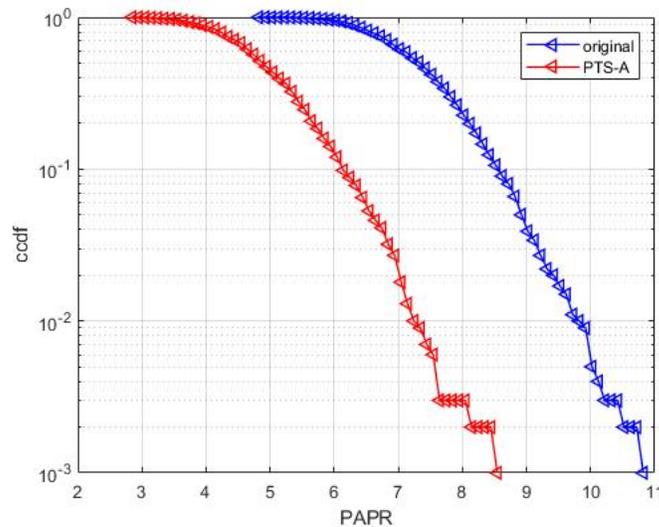


FIGURE IV.10 – La technique A-PTS

La figure IV.10 illustre le PAPR réduit par la technique A-PTS où les coefficients de pondération sont optimisés seulement pour les sous blocs pairs on remarque que le PAPR est réduit de 2.28 dB par rapport au signal original.

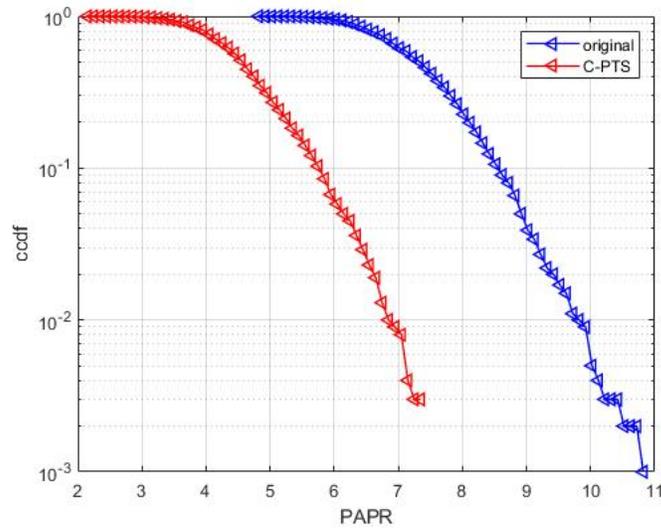


FIGURE IV.11 – La technique C-PTS

Les résultats obtenus par la technique de réduction C-PTS sont données par la figure IV.11. Notons que les coefficients de pondération sont optimisés seulement pour les sous blocs impairs et que le PAPR est réduit de 3.58 dB par rapport au signal original.

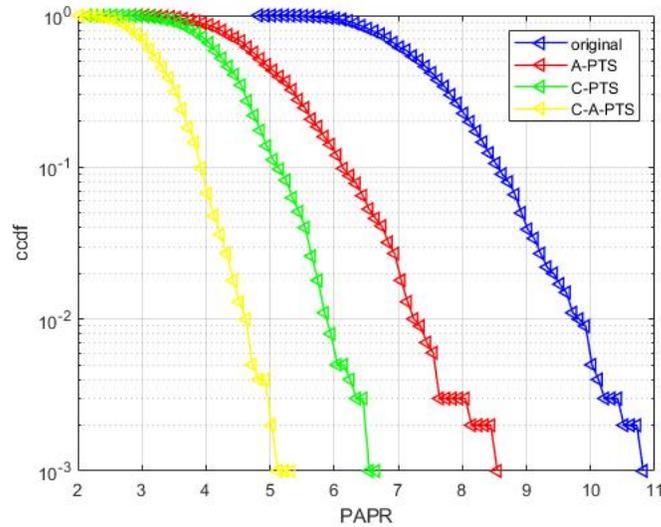


FIGURE IV.12 – La technique C-A-PTS

Il est clair que les algorithmes de PTS améliorent les performances du PAPR d'une manière significative. L'approche A-PTS donne une amélioration de presque 2.28 dB à 10^{-3} par rapport au signal original mais elle est moins significative que la C-PTS et C-A-PTS. Cela signifie que ces deux dernières donnent une amélioration par rapport à l'A-PTS de 2 dB et 3.28 dB respectivement. Une comparaison entre les deux méthodes C-PTS et C-A-PTS montre que les performances de l'approche proposée C-A-PTS est meilleure que C-PTS avec une marge de 1.42 dB ce qui la rend

plus avantageuse. De plus et en termes de complexité de calcul, cette dernière est plus facile à implémenter par rapport à la C-PTS grâce à l'opération de permutation circulaire qui nous permet de diminuer le nombre de multiplications complexes ainsi qu'une augmentation pour les signaux candidats à optimiser.

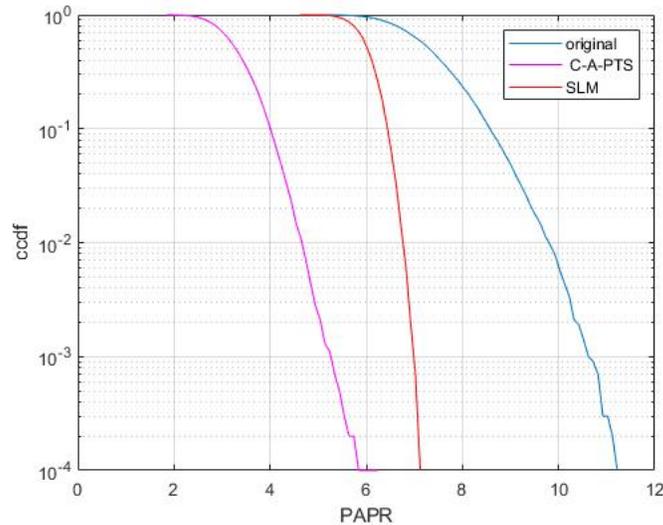


FIGURE IV.13 – Comparaison entre les technique A-C-PTS,SLM

Sur la figure IV.13, on peut remarquer que le schéma C-A-PTS permet une meilleure performance de réduction du PAPR que celle du SLM. En effet, pour la même probabilité CCDF à 10^{-4} , le PAPR en utilisant SLM est réduit à une valeur de 7.18, tandis que la valeur PAPR pour la technique C-A-PTS est réduite à 5.84 dB sous les mêmes conditions.

IV.5 Comparaison des résultats des techniques étudiées

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

Téchniques de réduction	SLM	A-PTS	C-PTS	C-A-PTS
Réduction du PAPR (dB) par rapport au PAPR original	4.04	2.28	3.58	6.1

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

IV.6 Conclusion

À la lumière des résultats obtenus pour le système OFDM lors de notre étude nous avons simulé la technique PTS tel qu'il nous l'a été demandé. De plus, nous avons réussi à simuler ses variantes telles que l'A-PTS et la C-PTS. Finalement, l'association de ces deux dernières nous a permis de programmer celle dite technique Coopérative et Alternative PTS (C-A-PTS) dans le cas d'un canal SISO. Dans ce chapitre nous avons démontré que la technique C-A-PTS est la plus efficace en terme de réduction du PAPR et la moins complexe à mettre en œuvre vu que son exécution prend 5 fois moins de temps que les précédentes. Il est signaler que cette technique est la méthode retenue pour la réduction de PAPR dans les systèmes MIMO-OFDM de la 4G LTE.

Conclusion générale

Plusieurs techniques ont été mises en œuvre pour vérifier que la valeur du PAPR ne dépasse pas une certaine limite considérée acceptable. Dans notre travail on s'est sacré à la technique PTS qui nous a permis d'obtenir de très bonnes performances pour la réduction du PAPR au prix d'une complexité de calcul importante. Il existe de nombreuses variantes de la technique PTS qui tentent de réduire le coût en termes de calculs tout en maintenant les performances de 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 réussi à programmer la PTS, l'A-PTS, la C-PTS et associer ses deux dernières pour former l'A-C-PTS telle que formulée dans la littérature.

Comparé avec la PTS simple, le système proposé C-A PTS peut atteindre presque les mêmes performances du PAPR alors que la complexité du calcul est réduite d'environ 5 fois ceci favorisera son implémentation sous forme d'application en temps réel.

les résultats obtenus dans la partie pratique nous ont permis de justifier l'étude théorique que nous avons mené. Comme perspectives, nous envisageons de poursuivre ce travail en développant les points suivants :

La combinaison de l'OFDM avec le MIMO qui ouvre la porte vers des communications hauts débits. Cependant, un système OFDM est très sensible à l'erreur de fréquence porteuse qui détruit l'orthogonalité entre les porteuses. Cet effet va dégrader radicalement la performance du système. Dans ce contexte nous projetons d'aborder le problème de la synchronisation fréquentielle et temporelle ainsi que l'estimation du canal MIMO des systèmes MIMO-OFDM. La solution avancée actuellement est la F-OFDM (Filtred OFDM), où une bande peut être divisée en plusieurs sous-bandes. Grâce à ces filtres, l'OOB sera réduit.

Bibliographie

- [1] Bouaziz Samir. *Réduction du PAPR du système OFDM-MIMO en 4G*. Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas –SETIF 1- UFAS (ALGERIE), 2015.
- [2] F Bouacha, A et Debbat and FT Bendimerad. Algorithme de formation de faisceau aveugle modifié pour le système d’antenne intelligente.
- [3] B Benadda and FT Bendimerad. Quadratic error optimization algorithm applied to 3d space distributed array sensors. *Journal of Applied Sciences Research*, 5(10) :1320–1324, 2009.
- [4] Kais Mabrouk. *Conception et réalisation d’un système de Télécommunications MIMO avec Formation Numérique de Faisceaux en réception ; Calibrage aveugle du Démodulateur triphasé Zéro-IF et comparaison au démodulateur classique à 2 voies I et Q*. PhD thesis, 2008.
- [5] I Ouachani. Performance analysis of communication systems wireless operator micro and macro diversity. *university of Paris XI Rosary, Discipline : Automatic and Signal Processing*, 2005.
- [6] Gerard J Foschini and Michael J Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless personal communications*, 6(3) :311–335, 1998.
- [7] John David Parsons. *The mobile radio propagation channel*. Wiley, 2000.
- [8] Aoudia hakima. *etude de modèles de canaux MIMO stochastiques*. Mémoire de fin de cycle, Université Abderrahmane Mira de Béjaia, 2014.
- [9] Helmut Bolcskei. Multiple-input multiple-output (mimo) wireless systems. *The Communications Handbook*, pages 90–1, 2002.
- [10] Aliou Diallo. *Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO*. PhD thesis, 2007.
- [11] Basel Rihawi. Analyse et réduction du power ratio des systemes de radiocommunications multi-antennes. *These de Doctorat, Université de Rennes I*, 2008.
- [12] Pereira Carlos, Pousset Yannis, Vauzelle Rodolphe, and Combeau Pierre. Sensitivity of the mimo channel characterization to the modeling of the environment. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(4) :1218–1227, 2009.

-
- [13] Julien Abot. *Stratégie de codage conjoint pour la transmission d'images dans un système MIMO*. PhD thesis, Poitiers, 2012.
- [14] Jean-Michel Auffray. *Systemes MIMO a porteuses multiples : étude et optimisation de la combinaison de codes temps-espace et des techniques MC-CDMA*. PhD thesis, INSA de Rennes, 2004.
- [15] Gerard J Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell labs technical journal*, 1(2) :41–59, 1996.
- [16] I Ouachani. Performance analysis of communication systems wireless operator micro and macro diversity. *university of Paris XI Rosary, Discipline : Automatic and Signal Processing*, 2005.
- [17] Siavash M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on selected areas in communications*, 16(8) :1451–1458, 1998.
- [18] Bjorn A Bjerke and John G Proakis. Multiple-antenna diversity techniques for transmission over fading channels. In *WCNC. 1999 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (Cat. No. 99TH8466)*, volume 3, pages 1038–1042. IEEE, 1999.
- [19] Schwarz Rohde. *Petit précis sur le mimo massif*. 2020.
- [20] Lingjia Liu, Runhua Chen, Stefan Geirhofer, Krishna Sayana, Zhihua Shi, and Yongxing Zhou. Downlink mimo in lte-advanced : Su-mimo vs. mu-mimo. *IEEE Communications Magazine*, 50(2) :140–147, 2012.
- [21] Luis MM Simoes. Optimal data transmission on mimo ofdm channels. Technical report, NAVAL POSTGRADUATE SCHOOL MONTEREY CA, 2008.
- [22] H Boleskei, David Gesbert, and Arogyaswami J Paulraj. On the capacity of ofdm-based multi-antenna systems. In *2000 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings (Cat. No. 00CH37100)*, volume 5, pages 2569–2572. IEEE, 2000.
- [23] Olivier Berder. *Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes*. PhD thesis, Brest, 2002.
- [24] Samuel CK Ko and Ross D Murch. Compact integrated diversity antenna for wireless communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 49(6) :954–960, 2001.
- [25] Samuel CK Ko and Ross D Murch. Compact integrated diversity antenna for wireless communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 49(6) :954–960, 2001.
- [26] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani, and A Robert Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Transactions on Information theory*, 45(5) :1456–1467, 1999.

-
- [27] Charles Tounou. *Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts : mesures de performances en environnement réel*. PhD thesis, Limoges, 2008.
- [28] Adil Belhouji. *Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM : mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WiMAX*. PhD thesis, Limoges, 2009.
- [29] Robert W Chang. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell System Technical Journal*, 45(10) :1775–1796, 1966.
- [30] R SERPOLLET and PY COCHET. Utilisation des transformées de hadamard pour des transmissions numériques parallèles. application à l'ofdm-dmt sur des canaux sélectifs. *TS. Traitement du signal*, 14(3) :275–283, 1997.
- [31] R Lassalle and M Alard. Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers. *EBU Tech. Rev.*, 224(1) :68–190, 1987.
- [32] Burton R Saltzberg. Comparison of single-carrier and multitone digital modulation for adsl applications. *IEEE Communications magazine*, 36(11) :114–121, 1998.
- [33] Désiré Guel. Etude de nouvelles techniques de réduction du "facteur de crête" (papr) à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuses. 2009.
- [34] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Y Yang, and Chung G Kang. *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons, 2010.
- [35] Samir Arab. Une étude sur la réduction du papr dans un système ofdm. 2010.
- [36] Mourad Benyarou. *Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA*. PhD thesis, 2012.
- [37] Febio Siqueria Netto and Marcio Eisenkraft. Spread spectrum digital communication system using chaotic pattern generator. In *10th Experimental Chaos Conference, Catania*, 2008.
- [38] Sidkièta Zabre. Amplification non-linéaire d'un multiplex de porteuses modulées à fort facteur de crête. *These de Doctorat, Université de Rennes I*, 2007.
- [39] N Dinur and D Wulich. Peak to average power ratio in amplitude clipped high order ofdm. In *IEEE Military Communications Conference. Proceedings. MILCOM 98 (Cat. No. 98CH36201)*, volume 2, pages 684–687. IEEE, 1998.
- [40] Marek Fisz. Probability theory and mathematical statistics john wiley and sons. *Inc., New York*, 1963.
- [41] Gordon L Stuber, John R Barry, Steven W Mclaughlin, Ye Li, Mary Ann Ingram, and Thomas G Pratt. Broadband mimo-ofdm wireless communications. *Proceedings of the IEEE*, 92(2) :271–294, 2004.

-
- [42] Hanna Bogucka and Andrea Conti. Degrees of freedom for energy savings in practical adaptive wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, 49(6) :38–45, 2011.
- [43] Marwa Chafii. *Etude d'une nouvelle forme d'onde multiporteuses à PAPR réduit*. PhD thesis, 2016.
- [44] Albert Cesari Bohigas. *Implémentation de techniques de linéarisation et d'amélioration du rendement pour les amplificateurs de puissance RF*. PhD thesis, Toulouse, INSA, 2008.
- [45] Slimane Ben Slimane. Peak-to-average power ratio reduction of ofdm signals using pulse shaping. In *Globecom'00-IEEE. Global Telecommunications Conference. Conference Record (Cat. No. 00CH37137)*, volume 3, pages 1412–1416. IEEE, 2000.
- [46] Richard Van Nee and Arnout De Wild. Reducing the peak-to-average power ratio of ofdm. In *VTC'98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (Cat. No. 98CH36151)*, volume 3, pages 2072–2076. IEEE, 1998.
- [47] Xuefu Zhou and J Jr Caffery. A new distribution bound and reduction scheme for ofdm papr. In *The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, volume 1, pages 158–162. IEEE, 2002.
- [48] Harold S Shapiro. *Extremal problems for polynomials and power series*. PhD thesis, Massachusetts Institute of Technology, 1952.
- [49] Walter Rudin. Some theorems on fourier coefficients. *Proceedings of the American Mathematical Society*, 10(6) :855–859, 1959.
- [50] Manfred Schroeder. Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation (corresp.). *IEEE Transactions on Information Theory*, 16(1) :85–89, 1970.
- [51] Désiré Guel and Jacques Palicot. Clipping formulated as an adding signal technique for ofdm peak power reduction. In *VTC Spring 2009-IEEE 69th Vehicular Technology Conference*, pages 1–5. IEEE, 2009.
- [52] Satoshi Kimura, Takashi Nakamura, Masato Saito, and Minoru Okada. Par reduction for ofdm signals based on deep clipping. In *2008 3rd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*, pages 911–916. IEEE, 2008.
- [53] Alexandre Skrzypczak, Yves Louët, Cédric Lehobey, Stéphane Molton, and Olivier Rousset. Improving a dvb-t/h modulator performance by using deep clipping. In *2010 17th International Conference on Telecommunications*, pages 204–210. IEEE, 2010.
- [54] P Boonsrimuang, E Puttawong, H Kobayashi, and T Paungma. Papr reduction using smooth clipping in ofdm system. In *The 3rd information and computer engineering postgraduate workshop*, pages 158–161, 2003.

-
- [55] Salvatore Ragusa, Jacques Palicot, Yves Louët, and Christian Lereau. Invertible clipping for increasing the power efficiency of ofdm amplification. 2006.
- [56] Salvatore Ragusa. *Ecrétage inversible pour l'amplification non linéaire des signaux OFDM dans les terminaux mobiles*. PhD thesis, 2006.
- [57] Lamarana Mamadou Diallo, Jacques Palicot, and Faouzi Bader. A step forward on adaptive iterative clipping approach for papr reduction in ofdm system. pages 13–24, 2016.
- [58] Jose Tellado. Peak-to-average power reduction for multicarrier modulation. *Ph. D. thesis*, 1999.
- [59] Sidkiéta Zabré, Jacques Palicot, Yves Louët, and Christian Lereau. Socp approach for ofdm peak-to-average power ratio reduction in the signal adding context. In *2006 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, pages 834–839. IEEE, 2006.
- [60] Robert W Bauml, Robert FH Fischer, and Johannes B Huber. Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping. *Electronics letters*, 32(22) :2056–2057, 1996.
- [61] Stefan H Muller and Johannes B Huber. Ofdm with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. *Electronics letters*, 33(5) :368–369, 1997.
- [62] Stefan H Muller and Johannes B Huber. A comparison of peak power reduction schemes for ofdm. In *GLOBECOM 97. IEEE Global Telecommunications Conference. Conference Record*, volume 1, pages 1–5. IEEE, 1997.
- [63] Denis JG Mestdagh and Paul MP Spruyt. A method to reduce the probability of clipping in dmt-based transceivers. *IEEE Transactions on Communications*, 44(10) :1234–1238, 1996.
- [64] Stefan H Muller and Johannes B Huber. Ofdm with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. *Electronics letters*, 33(5) :368–369, 1997.
- [65] Stefan H Muller and Johannes B Huber. A comparison of peak power reduction schemes for ofdm. In *GLOBECOM 97. IEEE Global Telecommunications Conference. Conference Record*, volume 1, pages 1–5. IEEE, 1997.
- [66] Anagiyaddage DS Jayalath and Chintha Tellambura. Adaptive pts approach for reduction of peak-to-average power ratio of ofdm signal. *Electronics Letters*, 36(14) :1226–1228, 2000.
- [67] Dae-Woon Lim, Seok-Joong Heo, Jong-Seon No, and Habong Chung. A new pts ofdm scheme with low complexity for papr reduction. *IEEE transactions on broadcasting*, 52(1) :77–82, 2006.

- [68] Masoud Sharif, Mohammad Gharavi-Alkhansari, and Babak Hossein Khalaj. On the peak-to-average power of ofdm signals based on oversampling. *IEEE Transactions on Communications*, 51(1) :72–78, 2003.
- [69] WALEED RAZA, XUEFEI MA, AMIR ALI, ZUBAIR ALI SHAH, and GHAZANFAR MEHDI. An implementation of partial transmit sequences to design energy efficient underwater acoustic ofdm communication system. *International Journal of Computer Science and Information Security (IJCSIS)*, 18(4), 2020.
- [70] P Mukunthan and P Dananjayan. A modified pts combined with interleaving and pulse shaping method based on papr reduction for stbc mimo-ofdm system. *Wseas transactions on communications*, 12(3) :121–131, 2013.
- [71] P Mukunthan and P Dananjayan. Papr reduction based on a modified pts with interleaving and pulse shaping method for stbc mimo-ofdm system. In *2012 Third International Conference on Computing, Communication and Networking Technologies (ICCCNT'12)*, pages 1–6. IEEE, 2012.
- [72] Yun Li, Mingyu Gao, and Zhiqiang Yi. A cooperative and alternate pts scheme for papr reduction in stbc mimo-ofdm system. In *2012 IEEE 14th International Conference on Communication Technology*, pages 268–272. IEEE, 2012.
- [73] Anagiyaddage DS Jayalath, Chintha Tellambura, and H Wu. Reduced complexity pts and new phase sequences for slm to reduce papr of an ofdm signal. In *VTC2000-Spring. 2000 IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings (Cat. No. 00CH37026)*, volume 3, pages 1914–1917. IEEE, 2000.
- [74] L Wang and J Liu. Cooperative pts for papr reduction in mimo-ofdm. *Electronics Letters*, 47(5) :351–352, 2011.
- [75] Vahid Tarokh. Space-time block code from orthogonal designs. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 45(5) :744–765, 1998.
- [76] Adel AM Saleh. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of twt amplifiers. *IEEE Transactions on communications*, 29(11) :1715–1720, 1981.
- [77] Christoph Rapp. Effects of hpa-nonlinearity on a 4-dpsk/ofdm-signal for a digital sound broadcasting signal. *ESASP*, 332 :179–184, 1991.
- [78] Badreddin Koussa. *Optimisation des performances d'un système de transmission multimédia sans fil basé sur la réduction du PAPR dans des configurations réalistes*. PhD thesis, Poitiers, 2014.
- [79] Oussoulare Gouba. *Approche conjointe de la réduction du facteur de crête et de la linéarisation dans le contexte OFDM*. PhD thesis, 2013.

- [80] Ammar Chaker. *Influence de l'amplificateur de puissance sur une chaîne de transmission multiporteuses : prise en compte de l'effet mémoire*. PhD thesis, Cergy-Pontoise, 2004.

Annexe A

SUR OFDM

A.1 Implémentation numérique

Dans les communications à haut débit, plusieurs contraintes physiques peuvent être engendrées telles que le bruit dû aux imperfections des systèmes, puisque la nature physique des composants qui affecte la transmission du signal suscitant la limitation des débits. Afin de réduire les erreurs de transmission la numérisation des informations s'avère nécessaire. De plus l'implantation numérique offre aussi l'opportunité d'ajouter des codes correcteurs d'erreurs afin de protéger notre signal des perturbations introduites par le canal de transmission. Cependant, la réalisation pratique de la modulation OFDM de façon directe (avec des oscillateurs et des mélangeurs) consisterait à implémenter N modulateurs en parallèle, centrés sur les fréquences de chaque porteuse. Cette structure n'étant pas optimale du point de vue de sa complexité, nous allons voir sur la base des principes de modulation et de démodulation de l'OFDM comment générer une architecture numérique équivalente simple à mettre en œuvre. Où x_n sont les échantillons du symbole OFDM initial et N représente le nombre de sous-porteuses section (Implantation numérique de modulateur). La sortie du modulateur OFDM est représenté par l'équation (II.1), c'est un signal continu dans le temps. L'implémentation numérique de la modulation OFDM consiste à discrétiser le signal $x(t)$ afin d'effectuer les traitements numériques nécessaires. Dans l'intervalle de temps $[0, T_s]$, on considère la période d'échantillonnage T_e tel que $T_s = NT_e$ ainsi, l'écart fréquentiel $\Delta f = 1/(NT_e)$ et $f_k = k\Delta f = k/(NT_e)$. En discrétisant ce signal aux instants nT_e et en le ramenant en bande de base, on obtient le signal défini par l'équation suivante :

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{2j\pi n \frac{k}{N}} \quad 0 \leq n < N \quad (\text{A.1})$$

Où X_k représente un symbole complexe issu de la modulation numérique et N représente le nombre de sous-porteuses. Les x_n sont obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des X_k . En choisissant le nombre de sous-porteuses N comme étant une puissance de 2 tel que $N = 2^m$. Le calcul de la transformée de Fourier inverse se simplifie et peut être réalisé par une simple IFFT [33], nous conduisant au schéma numérique suivant :

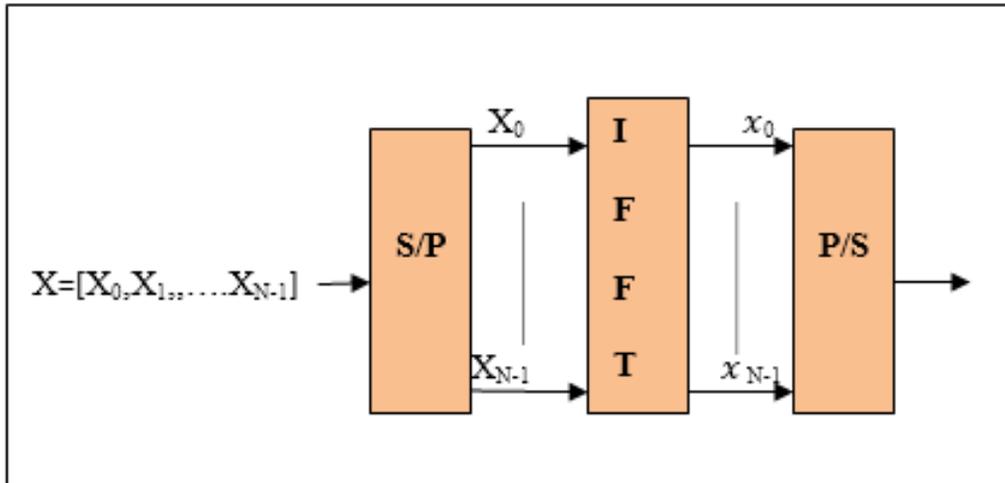


FIGURE A.1 – Modulateur numérique OFDM

A.1.1 Implantation numérique de démodulateur

En réception, la démodulation OFDM est réalisée à l'aide de l'algorithme FFT (Fast Fourier Transform) tel qu'il est représenté sur la figure(II.6). Les composantes fréquentielles du symbole démodulé $X=[X_0, \dots, X_k]$ s'obtiennent par la relation suivante :

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{-2j\pi n \frac{k}{N}} \quad 0 \leq k < N \quad (\text{A.2})$$

Où x_n sont les échantillons du symbole OFDM initial et N représente le nombre de sous-porteuses

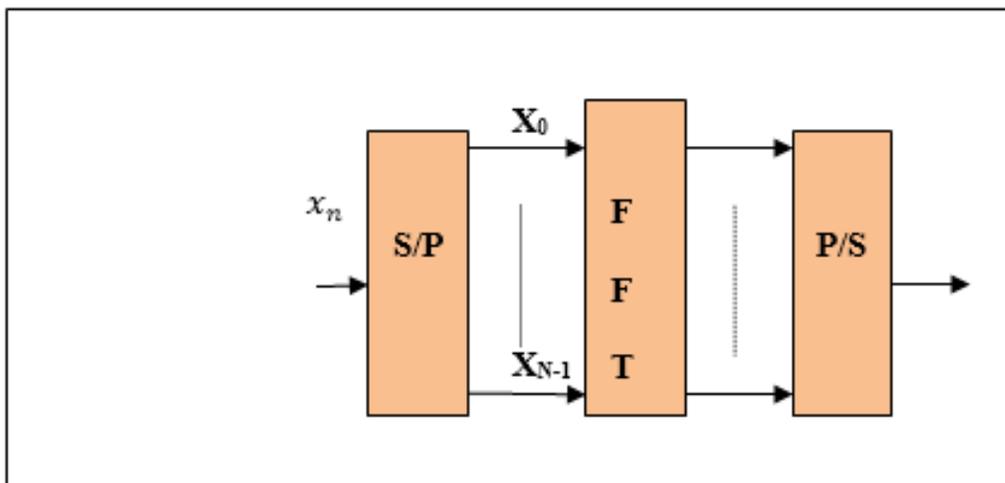


FIGURE A.2 – Démodulateur numérique OFDM

Annexe B

Quelque détail sur l'amplificateur

B.1 Catégories de l'amplificateur

- * l'amplificateur à tubes à ondes progressives TOP ou TWTA (Travelling Wave Tube Amplifier) utilisé dans les transmissions par satellites pour transmettre de fortes puissances [76].
- * L'amplificateurs de puissance à semi-conducteurs à état solide SSPA (Solid State Power Amplifier) utilisés dans les transmissions radio terrestres comme dans le cas des téléphones mobiles ou de la boucle radio [77].

B.1.1 Recul de puissance

Un recul en puissance important permet d'éviter les distorsions causées par l'amplificateur. Pour appliquer ce recul, on utilise souvent le point à 1dB de compression comme référence de recul. On définit alors les notions de recul en entrée ou Input Back-Off (IBO) et de recul en sortie ou Output Back-Off(OBO)[78][79][11]. Soient $(P_e, 1dB)$ et $(P_s, 1dB)$ les puissances en entrée et en sortie au point à 1dB de compression (voir figure(III.1)). La grandeur IBO généralement exprimée en dB, est le rapport entre la puissance d'entrée au point à 1dB de compression et la puissance du signal à amplifier (P_e) tel que [80] :

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

De même, on définit la grandeur OBO comme le rapport entre la puissance de sortie au point de compression à 1dB et la puissance moyenne du signal à la sortie de l'amplificateur (P_s) tel que :

$$OBO(dB) = 10\log_{10} \frac{(P_{s,1dB})}{P_s} \quad (B.2)$$

À partir des équations (III.2) et (III.3) et de la figure (III-1), on peut en déduire que plus le recul en entrée ou en sortie est élevé, plus l'amplificateur fonctionne en zone linéaire et par conséquent il y a moins de distorsions. En revanche, le rendement énergétique diminue lorsque le recul en

puissance augmente.

B.1.2 Rendement en puissance de l'amplificateur

Afin d'amplifier le signal et assurer correctement l'acheminement des informations, l'amplificateur consomme une puissance de son alimentation pour injecter une puissance au signal de sortie. Le transfert de l'énergie vers le signal se fait avec une perte. D'où la notion du rendement qui exprime le rapport entre la puissance de sortie et la puissance fournie par l'alimentation (la puissance consommée P_c). La courbe de rendement en puissance d'un amplificateur est représentée dans la figure III-3. Nous pouvons constater qu'en zone de linéarité le rendement est le plus faible.

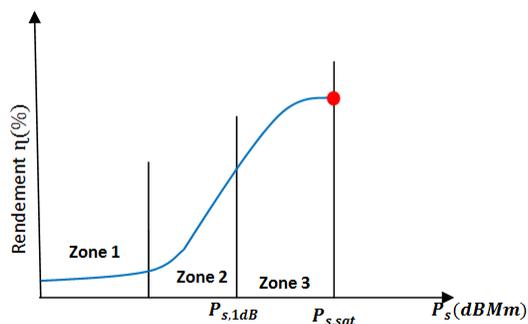


FIGURE B.1 – Courbe du rendement en fonction de puissance de sortie

Résumé

Le multiplexage par division en fréquences orthogonales (OFDM) est une alternative due à sa robustesse contre les évanouissements sélectifs en fréquence. Elle est devenue une technologie prometteuse pour les communications sans fil haute performance 4G à large bande et retenu pour les autre génération(5G),ainsi que sa résistance aux interférences entre symboles (IES).Ce dernier (IES) est un problème dans la communication de données à grande vitesse qui nécessite l'utilisation d'amplificateurs de puissance (AP), mais l'utilisation des systèmes OFDM, entre autres, présente de forts pics d'amplitude de l'enveloppe du signal modulé et donc des variations importantes en puissance instantanée. Donc pour les systèmes OFDM on doit prendre en considération le paramètre (PAPR) «Peak-to-Average Power Ratio» qui a une influence directe sur l'AP.

Parmi les techniques de réduction du PAPR, on retrouve les techniques probabiliste Dans ce travail, on parle des différentes méthodes de réduction de PAPR, en mettant l'emphase sur la méthode partial transmits sequence (PTS),a cet effet nous avons développé la méthode PTS qui offre des performances optimales en terme de réduction du PAPR. Un nouvel algorithme concernant la réduction du PAPR dans MIMO-OFDM est proposé C-A-PTS.

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

Abstrat

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is an alternative due to its robustness against frequency selective fading. It has become a promising technology for high-performance 4G broadband wireless communications and has been retained for other generations (5G),as well as its resistance to inter-symbol interference (IES),which is a problem in high-speed data communication that requires the use of power amplifiers (PAs), but the use of OFDM systems, among others, presents strong amplitude peaks in the modulated signal envelope and thus significant variations in instantaneous power. Therefore for OFDM systems the parameter (PAPR) "Peak-to-Average Power Ratio" has to be taken into consideration, which has a direct influence on the AP. Among the reduction techniques of the PAPR are probabilistic techniques In this work, we talk about the different methods of PAPR reduction, with emphasis on the partial transmits sequence (PTS) method, for this purpose we have developed the PTS method which offers optimal performance in terms of PAPR reduction. A new algorithm for PAPR reduction in MIMO-OFDM is proposed C-A-PTS.

Keywords : OFDM ; MIMO ; PAPR ; PTS ;C-A-PTS.