

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 ÉLECTRIQUE



Mémoire de Fin d'étude

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

Thème

Réduction du PAPR par écrêtage et Filtrage lors d'une transmission OFDM

Réalisé par :

Mlle SENNOUNE Thinhinane
Mlle ZIZI Rania

Dirigé par :

M.BELLAHSENE Hocine

Devant le jury composé de :

M.MOKRANI Abdelkrim

M.MEKHMOUKH Abdennour

Promotion 2019 - 2020

Remerciements

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

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

Nous tenons en premier lieu à exprimer notre profonde reconnaissance à notre encadreur **M. BELLAHSENE Hocine**, pour son encadrement au sens propre du terme, puis pour nous avoir fait confiance et pour nous avoir accompagné, encouragé et conseillé au cours de notre cursus . Nous tenons également à remercier les membres du jury **M.MOKRANI** et **M.Mekhmoukh** d'avoir consacré leurs temps à la lecture et à la correction de ce mémoire .

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

Enfin, Nous n'omettrons jamais d'exprimer toute notre gratitude à tous les membres du département ATE 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 ma sœurs : Laythmas

A mon frères : Ghilas

A mes cousines et cousins : Thiziri, Dihia, Hayat, Meriem, Massyl, Mahdi, Lina, Sabrina, Chahinez pour leur soutien, compréhension et qui n'ont cessé d'être présents pour moi.

Sans oublier **mes chers grands parents et mes oncles.**

A mes amies et amis exceptionnellement : Irathen, Rania, Dounia, Sarah, Lina, Nadine, Lilia, Lydia, Liza, Tinhinane, Choubayla, Yasmine, Hana, Nesrine, Kahina et surtout **A ma Binôme Melle ZIZI Rania et toute sa famille**

A mon encadreur M. BELLAHSENE Hocine

et a tous ceux qui me connaissent de loin ou de près.

Tihinane

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 chères sœurs : Lilia, Fahima, Nabila, Soula, Kaho et Kenza

A mon frère : El-Hadi et sa fiancée Sabrina

Mes neveux : Sissine, Nadine, Léa, Nadjib, Mahdi, Massyl, Rayane, Nélia, Aya, Dany, Naris, Ilyane et Dania et mes beaux-frères pour leur soutien, compréhension et qui n'ont cessé d'être présents pour moi.

Sans oublier **mes cousines spécialement : Kahina et Rym**

A mes amies et amis exceptionnellement : Thiziri, Dounia, Nadine, Sara, Laythmas, Lydia, Nesrine, Tina, Choubayla, Lina, Sissam, Kamélia

A ma binome (ma meilleure amie) Thiniane et toute sa famille

A mon encadreur M. Belehssene

et tous ceux qui me connaissent de loin ou de près.

Rania

Table des matières

Table des matières	i
Table des figures	v
Liste des tableaux	vii
Acronymes	viii
Introduction générale	1
I La technique MIMO	3
I.1 Introduction	3
I.2 Phénomènes physiques caractérisant différents types de canaux de propagation . . .	3
I.2.1 Principales dégradations dues à la propagation	5
I.3 Présentation de la technologie MIMO	6
I.4 Le principe du MIMO	6
I.5 Notions de diversité	8
I.5.1 Diversité temporelle	8
I.5.2 Diversité fréquentielle	9
I.5.3 Diversité spatiale	10
I.5.4 La diversité spatio-temporelle	10
I.6 Gain des systèmes MIMO	10
I.6.1 Gain de diversité spatiale	10
I.6.2 Gain de multiplexage	11
I.7 Capacité des canaux MIMO	11
I.7.1 La capacité du canal SISO	11
I.7.2 La capacité du canal SIMO	12
I.7.3 La capacité du canal MISO	12
I.7.4 La capacité du canal MIMO	12
I.8 Le codage spatio-temporel	13

I.9	Conclusion	13
II	Les Transmissions OFDM	14
II.1	Mise en œuvre de l’OFDM dans les transmissions	14
II.1.1	Introduction	14
II.1.2	Bref historique de l’OFDM	14
II.2	Principe de l’OFDM	15
II.2.1	Principe de fonctionnement du modulateur OFDM	17
II.2.2	Principe de fonctionnement du démodulateur OFDM	18
II.3	La chaîne de transmission OFDM	18
II.4	Orthogonalité des sous-porteuses	19
II.5	La transformée de fourrier rapide	21
II.6	Interférences inter symboles et inter porteuses	21
II.6.1	Intervalle de garde	22
II.6.2	Bande de garde	23
II.7	COFDM (coded orthogonal frequency division multiplexing)	23
II.8	Avantages et inconvénients de la technique OFDM	24
II.9	Association MIMO-OFDM	25
II.10	Problème du PAPR dans les transmissions OFDM	26
II.11	Conclusion	27
III	Réduction du PAPR par filtrage et écrêtage	28
III.1	Introduction	28
III.2	La problématique	28
III.3	Généralité sur l’amplificateur de puissance	29
III.3.1	Definition	29
III.3.2	Les caractéristiques AM/AM et AM/PM de l’amplificateur de puissance	29
III.3.3	Recul à l’entrée ou Input Back-Off (IBO) et recul en sortie ou Output Back-Off (OBO)	31
III.4	Principe du PAPR	32
III.5	Fonction de répartition du PAPR pour l’OFDM	34
III.6	Critères d’évaluation des techniques de réduction du PAPR	35
III.6.1	Le gain de réduction du PAPR	35
III.6.2	Compatibilité descendante	36
III.6.3	Dégradation du taux d’erreurs binaire (TEB)	36
III.6.4	Variation de la puissance moyenne	36
III.6.5	Diminution du débit utile	36
III.6.6	Complexité	37
III.7	Réduction du PAPR dans le contexte MIMO-OFDM	37
III.8	Les techniques de réduction du PAPR	38
III.8.1	La technique d’écrtage et de filtrage	38

III.8.2	La technique SLM (Selective Mapping)	38
III.8.3	La technique PTS (partial transmit sequence)	38
III.8.4	La technique de codage	39
III.8.5	La technique RP (Random Phasor)	39
III.8.6	La TR (Tone Reservation)	39
III.9	La technique d'écrêtage et de filtrage (clipping and filtering)	39
III.9.1	Principe et description	40
III.9.2	Réduction du PAPR par écrêtage et filtrage et ses variantes	41
III.9.3	Avantage	43
III.9.4	Inconvénient	43
III.10	Conclusion	44
IV	Évaluations des performances et discussion des résultats	45
IV.1	Introduction	45
IV.2	Paramètre de programmation des système OFDM	45
IV.2.1	Le schéma de la Modulation	45
IV.2.2	Le nombre de sous porteuses	45
IV.2.3	Intervalle de garde et duré du symbole	46
IV.2.4	Espacement entre sous porteuses	46
IV.2.5	Le canal de transmission	46
IV.2.6	La transformée de Fourier	46
IV.3	Analyse des résultats	46
IV.3.1	Implémentation de la technique de modulation OFDM	46
IV.3.2	Réduction du PAPR par écrêtage et Filtrage	51
IV.3.3	Comparaison entre différentes méthodes de réduction du PAPR	56
IV.4	Conclusion	59
	Conclusion générale et perspectives	61
	Bibliographie	62
A	Modélisation des canaux MIMO	67
A.1	Le codage spatio-temporel	67
A.1.1	Codes spatio-temporels en treillis (STTC)	67
A.1.2	Codes spatio-temporels en bloc (STBC)	68
A.2	Modélisation des différents canaux du système MIMO	69
A.2.1	Canal SISO (Single Input Single Output)	69
A.2.2	Canal SIMO (Single Input Multiple Output)	69
A.2.3	Canal MISO (Multiple Input Single Output)	70
A.2.4	Canal MIMO (Multiple Input Multiple Output)	71

B	Implémentation numérique d'un signal OFDM	73
B.1	Implémentation numérique	73
B.1.1	Implantation numérique du modulateur	73
B.1.2	Implantation numérique du démodulateur	74
C	Les imperfections d'un amplificateur de puissance	75
C.1	Influence de la non-linéarité de l'amplificateur	75
C.2	Classes d'amplificateurs de puissance	77
C.3	Mesure des distorsions	77
C.3.1	Adjacent Channel Power Ratio (ACPR)	77
C.3.2	Error Vector Magnitude (EVM)	77

Table des figures

I.1	Puissance reçue en fonction de la distance.	5
I.2	Schéma général d'un système de transmission sans fil MIMO.	6
I.3	Schémas représentatifs du SISO, MISO, SIMO et MIMO.	7
I.4	Diversité temporelle (Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels)	9
I.5	Diversité fréquentielle (Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fré- quentiels).	10
II.1	Schéma représentant les modulations multiporteuses.	15
II.2	La forme d'impulsion par sous porteuse (domaine temporel).	16
II.3	Le spectre de base de la transmission OFDM (domaine fréquentiel).	16
II.4	Principe de la modulation OFDM.	17
II.5	Schéma de principe d'un démodulateur OFDM	18
II.6	Schéma bloc d'une chaîne de transmission du système OFDM.	19
II.7	Principe d'orthogonalité des sous-porteuses en OFDM [1].	20
II.8	Problème des interférences entre symboles.	21
II.9	Principe de l'intervalle de garde (préfixe cyclique).	22
II.10	Principe du symbole OFDM avec ZP.	23
II.11	Principe d'un système MIMO-OFDM.	26
III.1	Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance[2]	30
III.2	Caractéristique AM/PM d'un amplificateur de puissance	31
III.3	Problème du PAPR sur un signal OFDM.	33
III.4	Représentation du lien entre le PAPR et la problématique du rendement d'un am- plificateur de puissance.	33
III.5	Calcul du gain en réduction du PAPR à une valeur particulière de la CCDF	35
III.6	Principe de l'écrêtage classique.	40
III.7	Schéma fonctionnel du processus d'écrêtage et filtrage	41
III.8	Principe de réduction du PAPR par CF.	42
IV.1	Données transmises pour N=128.	47
IV.2	Constellation représentant la modulation 16-QAM.	47
IV.3	Le signal OFDM dans le domaine temporel avant et après l'AP	48
IV.4	Influence du type de modulation sur les performances du système transmission	49

IV.5	Variation de BER en fonction de SNR avec le canal AWGN et Rayleigh pour BPSk	50
IV.6	CCDF du PAPR d'un signal OFDM avec différents nombres de sous-porteuses N	51
IV.7	Écrêtage du signal OFDM avant l'AP	52
IV.8	Écrêtage du signal OFDM après l'AP	52
IV.9	Écrêtage et filtrage du signal OFDM avant AP	53
IV.10	Écrêtage et filtrage du signal OFDM après AP	54
IV.11	CCDF du PAPR des signaux OFDM avec écrêtage/écrêtage et filtrage	55
IV.12	Performance BER avec écrêtage et filtrage	56
IV.13	Comparaison entre la méthode CF, PTS et SLM	57
IV.14	Comparaison entre la méthode CF et SLM pour N=64	58
IV.15	Comparaison entre la méthode CF et SLM pour N=128	58
IV.16	Comparaison entre la méthode CF et SLM pour N=256	59
A.1	Architecture d'un système de codage spatio-temporel	68
A.2	Principe de codage spatio-temporel d'Alamouti.	68
A.3	Le modèle du canal SISO.	69
A.4	Le modèle du canal SIMO.	70
A.5	Le modèle du canal MISO.	71
A.6	Le modèle du canal MIMO.	72
B.1	Modulateur numérique OFDM.	74
B.2	Démodulateur numérique OFDM.	74
C.1	Comparaison du spectre du signal d'entrée avec celui du signal de sortie	76
C.2	Calcul de l'ACPR	78
C.3	Effet de la non-linéarité de l'AP sur une constellation 16-QAM.	78
C.4	Définition de la mesure de l'EVM.	79

Liste des tableaux

IV.1 Paramètres de programmation	48
IV.2 Paramètres de comparaison entre différentes techniques de réduction	56
IV.3 Comparaison des résultats de différentes techniques de réduction	57
IV.4 Comparaison des résultats de différentes techniques de réduction	59

Listes des acronymes

ACPR	Adjacent Chanel Power Ratio
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	AdditiveWhite Gaussian Noise
BER	Bit Error Ratio
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CAN	Conversion Analogique Numérique
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CDF	Cumulative Distribution Function
CF	Crest Factor
CNA	Conversion Numérique Analogique
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing
CP	Cyclic Prefix
DAB	Digital Audio Broadcasting
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial
EER	Envelope Elimination and Restoration
EF	
EVM	Error Vector Magnitude
FFT	Fast Fourier Transform
HIPERLAN	High PERformance Local Area Network
IBO	Input Back-Off
IEEE	Institut of Elecrical and Electronic Engineers
IEP	Interferences Entre Porteuses

IES	Interferences Entre Symboles
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter Symbol Interference
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
MRC	Maximum Ratio Combiner
OBO	output Back-Off
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PTS	Partial Transmit Sequence
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RF	Radio Fréquence
RP	Random Phasor
SIMO	Single-Input Multiple-Output
SISO	Single-Input Single-Output
SLM	Selective Mapping
SNR	Signal to Noise Ratio
SQNR	Signal-to-Quantization Noise Ratio
STBC	Space-Time Block Coding
STTC	Space Time Treillis Coding
TR	Tone Reservation
UWB	Ultra-WideBand
WiFi	Wireless Fidelity
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
ZP	Zero Padding

Introduction générale

Les systèmes de télécommunications qui ne concernaient auparavant qu'une minorité de la population, sont devenus actuellement impliqués dans la plupart de nos tâches quotidiennes. Une mention spéciale est accordée aux systèmes de communication sans fil qui ont connu une évolution spectaculaire au cours de ces dernières années. Ces systèmes sont appelés à répondre à des exigences de plus en plus croissantes en termes de fiabilité, de souplesse, de transmission haut-débits, de mobilité, d'efficacité spectrale et de rendement énergétique.

L'une des clés de ces systèmes est la technique de modulation multiporteuses qui apparaissent aujourd'hui comme une technologie incontournable pour la transmission à haut-débit sur des canaux pouvant être très perturbés. Parmi ces technique, l'OFDM pour Orthogonal Frequency Division Multiplexing est donc apparues comme une solution évidente permettant d'accroître le débit et d'offrir une meilleure robustesse vis-à-vis des dégradations que peuvent apporter le canal de transmission. Elle est utilisée dans la plupart des standards de communication tels que l'ADSL le WI-FI, le WIMAX, LTE-Advanced et même pour la prochaine génération des réseaux mobile 5G.

Cependant l'OFDM, comme toutes modulation multi-porteuses malgré ces avantages elle souffre d'un inconvénient de base caractérisé par de fortes fluctuations en amplitude de l'enveloppe du signal modulé et qui est appelée le PAPR (Peak-to-Average Power Ratio). Cette caractéristique rend les signaux OFDM très sensibles aux non-linéarités des composants analogiques, en particulier celles de l'amplificateur de puissance. Par conséquent, il est important de réduire le PAPR du signal OFDM est c'est l'objet du travail qui nous a été confié.

Une multitude de techniques de réduction du PAPR n'ont cessé d'être développées dont celles où le récepteur doit être informé du type de traitement réalisé en émission avant amplification, telles que le selective mapping (SLM), la PTS (Partial Transmit Sequence) d'une part et d'autres part celles comme l'écrêtage et filtrage, où le récepteur n'a pas à recevoir d'informations de l'émetteur, cette méthode sera étudié dans ce mémoire.

Le mémoire est structuré comme suit :

Dans le premier chapitre nous introduisons les phénomènes physiques caractérisant différents canaux de propagation qui sont généralement modélisés par la technique MIMO. Par la suite, on va

aborder la capacité des systèmes de transmission selon le nombre d'antennes utilisés. Finalement, les techniques de diversité sont étudiées.

Dans le second chapitre, nous allons nous concentrer sur l'étude de la modulation OFDM. Nous avons détaillé cette technique de modulation, nous abordons son principe, son historique ainsi que sa description générale avec ses avantages et ses inconvénients. Ensuite nous décrivons la combinaison MIMO-OFDM.

Le chapitre suivant est consacré à l'étude théorique de la réduction du PAPR dans un contexte OFDM. Un aperçu sur l'ensemble des systèmes de réduction de PAPR est d'abord donné suivi d'une étude détaillée de la méthode d'écrêtage et filtrage.

L'implémentation des codes de programmation sous Matlab de la chaîne de transmission OFDM fera l'objet du début du chapitre quatre. Lors de la réalisation du programme, il sera tenu compte du schéma de modulation, du nombre de sous-porteuses et leur espacement. Le canal de transmission sera considéré comme étant un canal gaussien. Par la suite, le programme de l'écrêtage avant et après amplification du signal pour la réduction du PAPR sera donné. Juste après cette étape, le signal sera filtré au niveau de l'émetteur. Il sera tenu compte de la combinaison des deux c'est à dire écrêtage et filtrage pour former technique demandée. Finalement, les résultats comparatifs entre cette dernière et les autres techniques existantes clôtureront ce chapitre.

Ce mémoire ce termine par une conclusion générale et des futures perspectives.

Chapitre I

La technique MIMO

I.1 Introduction

Depuis l'apparition des premiers systèmes radio-mobiles cellulaires, les communications connaissent un développement progressif permettant de garantir la meilleure qualité de service et de répondre aux besoins des nouvelles applications qui nécessitent des débits de plus en plus importants. Ceci entraîne la saturation des ressources radio-fréquence dans les lieux à forte densité de population. Par ailleurs, les transmissions via le canal radio-mobile sont fortement perturbées par les évanouissements du signal, dû à la fois aux trajets multiples et aux interférences entre symboles. De ce fait, pour éliminer ces inconvénients et pour améliorer considérablement les performances de communication, une solution est étudiée depuis quelques années, permettant d'accroître le débit et la robustesse des systèmes, et ce, en gardant la même bande de fréquence que le système original tout en intégrant la dimension spatiale. Il s'agit d'une architecture de transmission basée sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception, appelée MIMO (Multiple Input, Multiple Output) ou multi-antennaires. Cette technique est le meilleur moyen actuel pour lutter contre les canaux sélectifs en fréquence et pour augmenter la capacité des systèmes conventionnel.

Dans ce premier chapitre nous introduirons en détail les notions de base nécessaires à la compréhension de la technique de transmission MIMO.

I.2 Phénomènes physiques caractérisant différents types de canaux de propagation

Dans un système de transmission SISO (Single Input Single Output) qui utilise une seule antenne en émission et en réception, les différents obstacles présents entre l'émetteur et le récepteur entraînent des perturbations du signal. Ces dernières sont dues aux phénomènes physiques mis en jeu, à savoir la réflexion sur les surfaces lisses, la réfraction à travers les parois, la diffraction par les arêtes et la diffusion par les végétaux ou les surfaces rugueuses. En effet, 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 entre l'émetteur et le récepteur [3]. Dans ce cas, le signal émis se propage

dans plusieurs directions et parvient au récepteur en empruntant des trajets différents. Ainsi, le récepteur voit plusieurs répliques du signal émis ayant subi une atténuation en amplitude et une rotation de phase en plus d'un retard dépendant de la longueur du trajet parcouru. Ajouté à cela et proportionnellement à la vitesse avec laquelle le mobile se déplace, des décalages fréquentiels appelés effet Doppler sont introduits sur chaque trajet capté par l'antenne réceptrice affectant ainsi le signal en réception [4].

Tous les phénomènes précédemment présentés modifient le signal transmis, ainsi que les répliques qui ont été créées [5]. A la réception, ces répliques se combinent de façon constructive ou destructive donnant naissance à des évanouissements, représentés sur la figure (I.1). On distingue alors deux types d'évanouissement : les évanouissements à grande échelle et les évanouissements à petite échelle.

- Les évanouissements à grande échelle 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. Dans un cas idéal de propagation libre, l'expression de la puissance reçue dépend de l'inverse de la distance au carré [6], elle est donnée par la formule (I.1) :

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

Où :

- p_e : est la puissance émise.
- p_r : est la puissance reçue.
- λ_c : est la longueur d'onde de la fréquence porteuse.
- G_e et G_r : sont respectivement les gains d'antennes de l'émetteur et du récepteur.
- d : est la distance entre les deux antennes d'émission et de réception.

- Les évanouissements à petite échelle, quant à eux, se traduisent par des modifications de l'amplitude et de la phase du signal dues à des petits changements (de l'ordre des demi-longueurs d'onde) du chemin parcouru par les signaux entre l'émetteur et le récepteur.

L'utilisation conjointe d'un réseau d'antennes à l'émission et à la réception et la mise en œuvre des traitements adaptés permettent de tirer parti de ces différentes diversités. Comparativement aux techniques SISO, les techniques MIMO exploitent avant tout une dimension supplémentaire du canal de propagation qui est la dimension spatiale. De ce fait, l'idée générale est de tirer profit de cette dimension spatiale et d'exploiter les trajets multiples plutôt que de les éliminer.

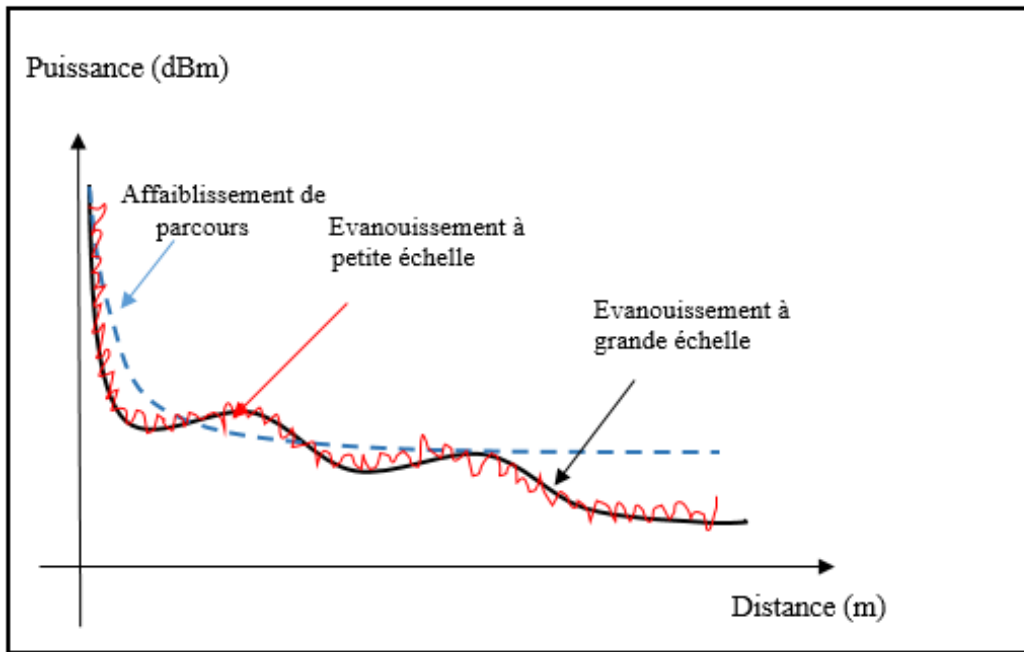


FIGURE I.1 – Puissance reçue en fonction de la distance.

I.2.1 Principales dégradations dues à la propagation

Si on analyse la puissance du signal reçu en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur, on distingue trois types de variations de la puissance reçue :

I.2.1.1 Affaiblissement de parcours (pathloss)

Il caractérise l'affaiblissement que subit la puissance d'une onde électromagnétique lorsqu'elle parcourt une certaine distance. Il peut être calculé en utilisant l'équation (I.2) en dB :

$$P_{dB} = 10 n \log_{10}(d) + [-10 \log_{10}(K) + 10 b \log_{10}(f)] \quad (\text{I.2})$$

où :

- P_{dB} : est la perte de puissance en décibel.
- n : est l'exposant de l'affaiblissement.
- d : est la distance entre l'émetteur et le récepteur en Km.
- K et b : dépendent de certains effets comme l'absorption du milieu.
- f : est la fréquence utilisée en GHz.

I.2.1.2 L'ombrages ou évanouissement lent (shadowing ou slow fading)

Il s'agit de variations lentes dues aux atténuations successives produites par de gros obstacles locaux qui causent de la diffraction par exemple le passage dans un tunnel.

I.2.1.3 Evanouissements rapide ou multi-trajets (fast fading ou multipath fading)

Ils correspondent aux variations rapides causées par les trajets dues à l'addition constructive ou destructive des signaux qui ne peut être déterministe et qui est par conséquent aléatoire.

I.3 Présentation de la technologie MIMO

Les systèmes MIMO sont apparus dans les années 90 grâce à Gerard. J. Foschini, ils ont été développés et découverts par les chercheurs de laboratoire Bell en 1996 [7] [8]. Ces systèmes sont capables de résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de la capacité des réseaux sans fil large bande. Considérés comme l'une des technologies récentes les plus innovatrices dans le monde des communications sans fil. Elle est de ce fait, candidate pour la prochaine génération des réseaux sans fil [9].

Ces systèmes sont utilisés dans les radars, et les réseaux mobiles, ils permettent des transferts de données à longue portée et avec un débit plus élevé. Ils sont principalement utilisés dans les normes : Wi-Fi (IEEE 802.11n et 802.11ac), WiMax (IEEE 802.16e), et les normes de téléphonie mobile HSPA+, LTE et LTE Advanced.

La figure (I.2) montre un système de transmission MIMO constitué de N_t antennes en émission et N_r antennes en réception.

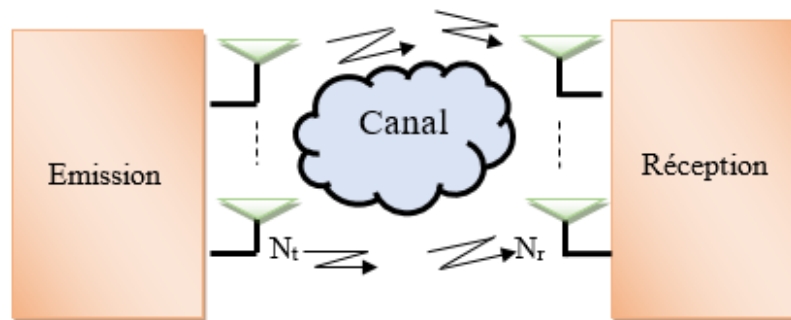


FIGURE I.2 – Schéma général d'un système de transmission sans fil MIMO.

I.4 Le principe du MIMO

Les systèmes MIMO permettent d'envoyer plusieurs signaux différents sur des antennes différentes à des fréquences proches. Ils sont utilisés afin d'améliorer la qualité du rapport signal sur bruit (Signal-to-noise ratio ou SNR en anglais) ainsi que le débit de transmission. En effet, le débit transmis dans une bande de fréquence donnée se trouve multiplié par le nombre d'antennes émettrices dont chacune d'elles devient une source d'information différente pour les antennes en réception. De plus, lors de la transmission, la quantité d'information transmise est limitée par la

capacité C du canal appelée « capacité de Shannon » qui est donnée par la formule (I.3) :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (\text{I.3})$$

où :

- W : est la largeur de la bande passante donnée en Hz.
- S : est la puissance du signal donné en Watt.
- N : est la puissance du bruit inhérent à la ligne donnée en Watt.

Lorsqu'un tel système comprend, seulement, une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception, il est nommé SIMO (Single Input Multiple Output). De même, lorsqu'il comprend plusieurs antennes à la réception et une seule antenne à l'émission, il est nommé MISO (Multiple Input Single Output). Cependant, si les deux côtés comptent une antenne chacun, le système est dit SISO (Single Input Single Output). Ces quatre cas sont représentés sur la figure (I.3) [10].

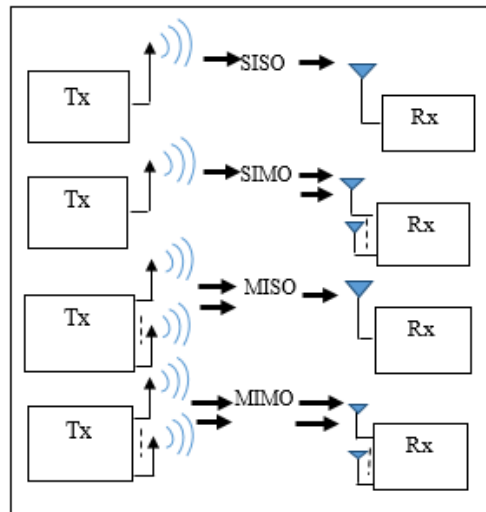


FIGURE I.3 – Schémas représentatifs du SISO, MISO, SIMO et MIMO.

On peut considérer trois propriétés des transmissions MIMO :

- **La diversité spatiale MIMO** : C'est de transmettre 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 rapport signal de la transmission sur bruit grâce au gain de diversité. Pour que cette technique soit efficace, il faut que les sous-canaux MIMO soient indépendants les uns des autres. Cette indépendance est exploitée pour réduire les effets négatifs des évanouissements rapides, c'est à dire les signaux ont alors peu de chance qu'ils s'évanouissent au même moment [11] .
- **Le multiplexage spatial MIMO** : Dans ce cas, chaque message est découpé en sous-messages et on les transmet simultanément chacune des antennes d'émission. En réception, pour reconstituer le message d'origine, les signaux reçus sur les antennes de réception doivent

être réassemblés. Comme pour la diversité MIMO, les sous-canaux de propagation doivent être indépendants. Le multiplexage MIMO permet d'augmenter les débits de transmission grâce au gain de multiplexage.

- **Le MIMO-Beamforming** : Les techniques de Beamforming appelé aussi formation de faisceaux ou filtrage spatial, permettent à la fois d'étendre une couverture radio (d'une station de base ou d'un point d'accès par exemple) et de limiter les interférences entre utilisateurs tout en diminuant la pollution électromagnétique environnante, c'est le principe du Massive MIMO retenu pour la 5G. On outre, elles permettent d'exploiter les ondes électromagnétiques pour améliorer la précision des connexions WiFi et 5G [12].

On distingue aussi deux variantes de MIMO selon le nombre d'utilisateurs recevant simultanément des données sur les mêmes porteuses [13] :

- **Le SU-MIMO (*Single User*)** qui 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. Il est utilisé en émission et réception.
- **Le MU-MIMO (*Multi User*)** qui permet de partager le débit radio et d'émettre des flux de données vers deux 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 en émission et réception.

I.5 Notions de diversité

La diversité est une technique utilisée dans les systèmes de transmission, elle se définit par la présence en réception de plusieurs répliques d'une même information transmises sur plusieurs canaux avec une puissance comparable et un évanouissement indépendant, à la réception il y'aurait donc au moins un ou plusieurs signaux non atténués, ainsi qu'une forte probabilité d'avoir une transmission de faible qualité. La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre canaux de transmission, et permet notamment d'augmenter la capacité. Les formes de diversité traditionnellement exploitées en communications numériques sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale [14].

I.5.1 Diversité temporelle

La diversité temporelle est utilisée pour combattre l'évanouissement sélectif en temps, elle consiste à émettre plusieurs répliques du signal dans des intervalles de temps séparés d'au moins le temps de cohérence du canal noté T_c (figure I.4). Les notions de bande de cohérence et de temps de cohérence d'un canal de transmission permettent une mesure des espacements respectivement temporel nécessaires entre différentes versions d'un même signal émis pour que celles-ci soient non corrélées, elles constituent par conséquent des caractéristiques essentielles à connaître lors de l'utilisation des techniques de diversité. T_c est donc la durée sur laquelle les caractéristiques du canal radio mobile peuvent être considérés comme invariantes dans le temps, et elle peut être

approximée par :

$$T_c \approx \frac{1}{2f_{D_{max}}} \quad (\text{I.4})$$

Où $f_{D_{max}}$ est le déplacement doppler maximum.

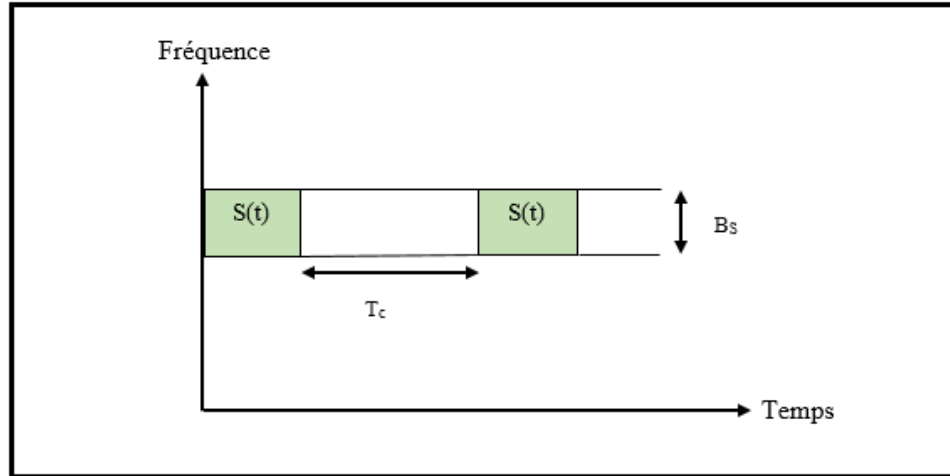


FIGURE I.4 – Diversité temporelle (Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels)

I.5.2 Diversité fréquentielle

La diversité fréquentielle est efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, elle consiste à transmettre le même signal sur deux fréquences porteuses différentes pour obtenir deux versions du même signal à évanouissements indépendants, l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence B_c du canal (figure I.5). On appelle bande de cohérence, la bande de fréquence sur laquelle les comportements des signaux radiofréquence sont encore fortement corrélés [15], et elle peut être approximée par :

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad (\text{I.5})$$

Où τ_{max} est le retard maximal, ce retard correspond au dernier rayon ayant une amplitude non négligeable devant le premier trajet.

La diversité fréquentielle est un mécanisme délicat à mettre en œuvre, vu la difficulté de générer plusieurs signaux à émettre et de combiner les signaux reçus à différentes fréquences simultanément.

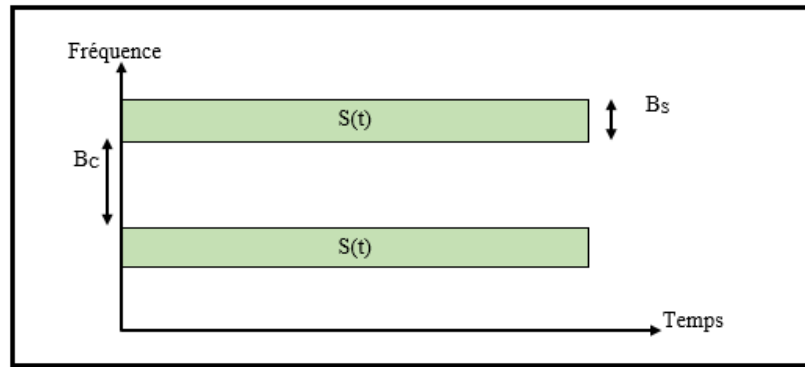


FIGURE I.5 – Diversité fréquentielle (Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels).

I.5.3 Diversité spatiale

La diversité spatiale connue aussi sous le nom de diversité d'antenne est l'une des techniques les plus anciennes, le premier système utilisant la diversité d'émission a été proposé par Wittneben en 1991, puis amélioré en 1993 [16]. Cette technique consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes. Il s'agit d'avoir des trajets à évanouissement indépendants, c'est-à-dire que les antennes ne doivent pas être trop proches pour que les signaux ne soient pas corrélés. Pour cela une distance appelée distance de cohérence est déterminée et permet d'assurer la diversité spatiale. Cette distance de cohérence dépend de la longueur d'onde λ , et diffère entre les antennes émettrices (plus de 10λ) et réceptrices (de $0,4\lambda$ à $0,6\lambda$).

I.5.4 La 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 différées dans le temps et dans l'espace via des antennes émettrices différentes.

I.6 Gain des systèmes MIMO

I.6.1 Gain de diversité spatiale

Dans un canal de transmission sans fil, la puissance reçue varie dans le temps, en fréquence et dans l'espace. L'idée principale consiste à utiliser à la réception plusieurs répliques du signal. Plus le nombre de répliques est important, plus la probabilité que toutes les répliques subissent simultanément un évanouissement est faible. Le gain en diversité permet de mesurer l'augmentation en taux d'erreur binaire BER (Bit Error Ratio) en fonction du rapport signal sur bruit SNR (Signal-

to-Noise Ratio). Ce gain d donné par l'équation (1.6), peut être déterminé par la courbe donnant la variation du taux d'erreur binaire en fonction du rapport SNR.

$$d = - \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log P_e(SNR)}{\log(SNR)} \quad (I.6)$$

Où $P_e(SNR)$ est le taux d'erreur mesure 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 $n_T * n_R$.

I.6.2 Gain de multiplexage

C'est une technique de transmission MIMO utilisée dans les communication sans fil, la communication à fibres optiques et d'autres technologies de communication pour transmettre des signaux de données indépendants et codés séparément. Il est alors possible de voir le canal MIMO comme un ensemble de canaux SISO en parallèle. En transmettant des flux d'information dans chacun de ces canaux, il est possible d'augmenter le débit d'information. Ce gain est limité par $\min(n_T, n_R)$. Le gain de multiplexage spatial est donné par l'équation suivante [17] :

$$d_1 = - \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{R(SNR)}{\log(SNR)} \quad (I.7)$$

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

I.7 Capacité des canaux MIMO

Dans un milieu de propagation riche en réflexions l'architecture MIMO est capable de créer dans la même bande de fréquence plusieurs canaux indépendants [18]. Les débits supportés sont largement supérieurs à ceux atteints dans une architecture classique, dans le cas optimal la capacité de la liaison augmentant linéairement avec le nombre d'antennes minimum.

I.7.1 La capacité du canal SISO

Pour un système SISO, la capacité est donnée par :

$$c = \log_2(1 + \rho|h|^2) \quad \text{bps/Hz} \quad (I.8)$$

Où h est le coefficient complexe du canal (supposé non dispersif ici). Ce coefficient peut être fixe (canal déterministe), ou aléatoire. ρ représente le SNR en réception.

I.7.2 La capacité du canal SIMO

Si l'on déploie N_r antennes en réception on obtient un système SIMO avec une capacité donnée par :

$$c = \log_2\left(1 + \rho \sum_{i=1}^{N_r} |h_i|^2\right) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{I.9})$$

Où h_i représente le gain pour l'antenne.

I.7.3 La capacité du canal MISO

Si on déploie maintenant N_t antennes en émission avec une seule en réception, on obtient un système MISO avec une capacité donnée par :

$$c = \log_2\left(1 + \frac{\rho}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} |h_i|^2\right) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{I.10})$$

Où :

- ρ est le SNR moyen sur chaque antenne de réception.
- h_i représente le gain pour l'antenne.

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

I.7.4 La capacité du canal MIMO

Si maintenant on veut profiter de la diversité en émission et en réception en même temps on déploie N_t antennes en émission et antennes en réception pour obtenir un système MIMO avec une capacité donnée par :

$$c = \log_2(\det[I_{n_r} + \frac{\rho}{N_t} H H^*]) \quad \text{bps/Hz} \quad (\text{I.11})$$

Où :

- H représente la matrice des coefficients du canal de taille $n_T \times n_R$.
- H^* désigne la matrice transposée conjuguée de H .
- I_{n_r} est la matrice identité de dimension N_r .

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, et est donc porteur d'information utile.

I.8 Le codage spatio-temporel

Les systèmes à antennes multiples sont employés afin d'améliorer l'efficacité spectrale et pour augmenter le débit (pour plus de détails sur les codes STBC voir annexe C.1).

I.9 Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons présenté la technique MIMO et les expressions de sa capacité. Cette technique a pour rôle de répondre aux demandes de haut débit exigées par les communications mobiles de dernières générations. De plus, pour réduire les évanouissements des signaux provoqués par l'environnement de propagation multi-trajets, la technique de diversité qui consiste à placer une antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception peut être utilisée. Le MIMO permet d'approcher une efficacité spectrale très élevée et représente une solution efficace pour rendre disponible la bande passante qui est une ressource limitée.

Chapitre II

Les Transmissions OFDM

II.1 Mise en œuvre de l'OFDM dans les transmissions

II.1.1 Introduction

Les systèmes de communications ont connu une évolution progressive surtout les systèmes sans fil, et donc la nécessité d'utilisation d'une grande vitesse de transmission de données s'impose. Pour cela plusieurs méthodes et techniques ont vu le jour afin de contourner le problème de canaux sélectifs en fréquence et d'arriver à des performances élevées dans un environnement à trajets multiples, où les conditions de propagation sont médiocres. Cette technique s'appuie sur des porteuses multiples dites OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui, en combinaison avec des techniques de modulation, a permis de répondre aux attentes des utilisateurs.

Ce second chapitre a pour but d'introduire les modulations multiporteuses, son principe, les différents éléments constituant un signal OFDM ainsi que ses avantages et ses inconvénients.

II.1.2 Bref historique de l'OFDM

Les modulations à porteuses multiples ont été introduites à la fin des années 1950, dont fait partie la modulation OFDM qui a été mise au point par les travaux de Chang [19], il s'agit d'une répartition de données sur des fréquences différentes, autrement dit, la transmission revient à répartir le spectre sur plusieurs sous porteuses. L'intérêt est que chaque sous porteuse est indépendante donc si une seule porteuse est perturbée on peut bénéficier du reste des sous porteuses (voir figure II.1). Ainsi, le débit sur chaque sous porteuse est plus faible permettant une meilleure résistance aux phénomènes multi-trajets qu'on trouve souvent dans les environnements urbains. Cette technique est déjà utilisée dans la transmission vidéo, elle a l'avantage d'être robuste contre les effets du canal de propagation (sélectivité fréquentielle). Durant plusieurs dizaines d'années cette modulation a été délaissée au profit des modulations classiques moins complexes, et fit son retour dans les années 1980 à l'aide d'une transformée de Fourier discrète qui permis de réaliser les modulations numériques. Les travaux des auteurs Weinston et Ebert ont abouti aux techniques de modulations multi-porteuses à l'aide de la FFT (Fast Fourier Transform) et elles ont connu un

gain d'intérêt universel [6][20].

A partir des années 90, les transmissions OFDM s'imposèrent graduellement dans un grand nombre de normes des télécommunications. Elles sont actuellement utilisées dans la radiodiffusion numérique terrestre ou DAB, la norme de télévision numérique terrestre ou DVB-T, la technologie ADSL, les réseaux sans fils tels que le WiFi (définis par la norme IEEE 802.11a/n), WIMAX (définis par la norme IEEE 802.16g) et HIPERLAN, les réseaux mobiles de nouvelles générations (LTE, 4G, 5G) qui utilisent une technique d'accès multiple basée sur l'OFDM appelée OFDMA, et dans les systèmes MIMO [21].

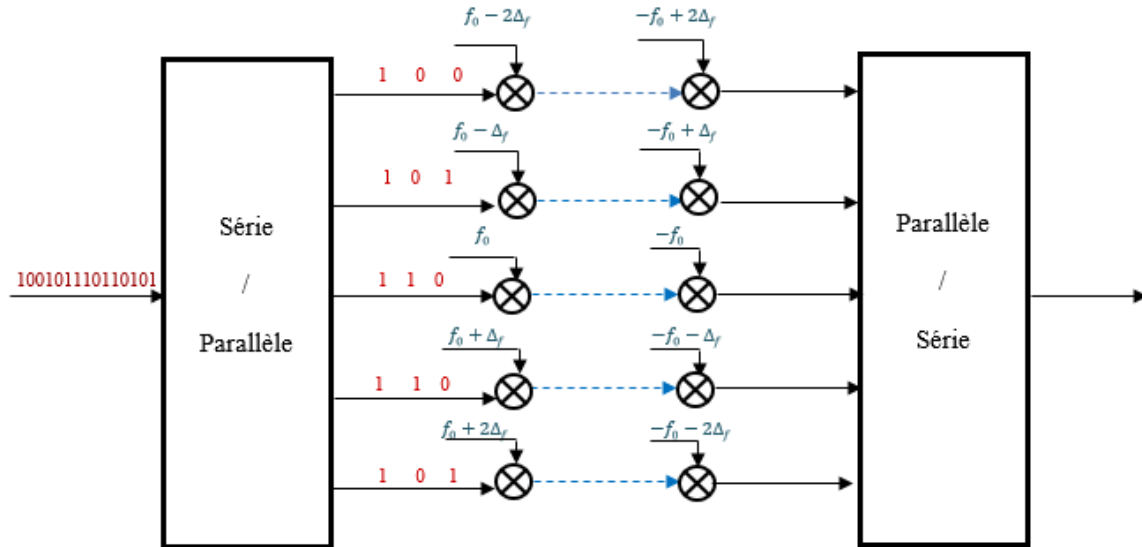


FIGURE II.1 – Schéma représentant les modulations multiporteuses.

II.2 Principe de l'OFDM

L'OFDM est une technique de transmission qui consiste à fragmenter les flux de données pour qu'elles aient la possibilité d'être transmises sur plusieurs sous porteuses, permettant ainsi d'augmenter la période du symbole, elle est assimilable à plusieurs transmissions en parallèles sur des sous porteuses espacées de 15kHz dans la norme LTE. Les techniques de modulations les plus robustes aux multi-trajets sont celles à faibles débits, pour cela il est plus pratique de transmettre plusieurs flux de données à bas débits en parallèle plutôt qu'un flux de données à haut débits. Le but d'utiliser plusieurs sous porteuses est donc d'obtenir un canal qui soit presque constant sur chaque sous bande donnée, ce qui entraîne un minimum d'interférences avec les canaux adjacents et qui rend l'égalisation plus simple au niveau du récepteur [22]. Pour que les fréquences des porteuses soient les plus proches possibles et ainsi pour transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, l'OFDM utilise des porteuses orthogonales entre elles car cela permet de limiter l'interférence entre symboles (IES). Pour l'éliminer, on peut ajouter un intervalle de garde (préfixe cyclique ou zero padding) au début de chaque symbole [23].

Le système OFDM est basé sur la transformée de Fourier rapide, direct et inverse. La transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) est utilisée pour la génération de l'orthogonalité fréquentielle du signal OFDM, tandis que la transformée de Fourier rapide (FFT) est utilisée pour la détection et régénération des symboles à partir du signal OFDM reçu.

Le signal à transmettre est généralement répété sur différentes sous-porteuses. Ainsi dans un canal de transmission avec des trajets multiples où certaines fréquences seront détruites à cause de la combinaison destructive de certains trajets, le système sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui n'auront pas été détruites. Chaque sous-porteuse est modulée indépendamment en utilisant des modulations numériques : BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM. . .

La mise en forme d'impulsion rectangulaire simple est illustrée par la figure (II.2), Cela correspond à un spectre par sous-porteuse, comme illustré à la figure (II.3), d'où Δf représente l'espacement des sous-porteuses.

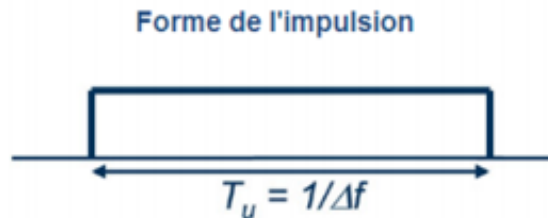


FIGURE II.2 – La forme d'impulsion par sous porteuse (domaine temporel).

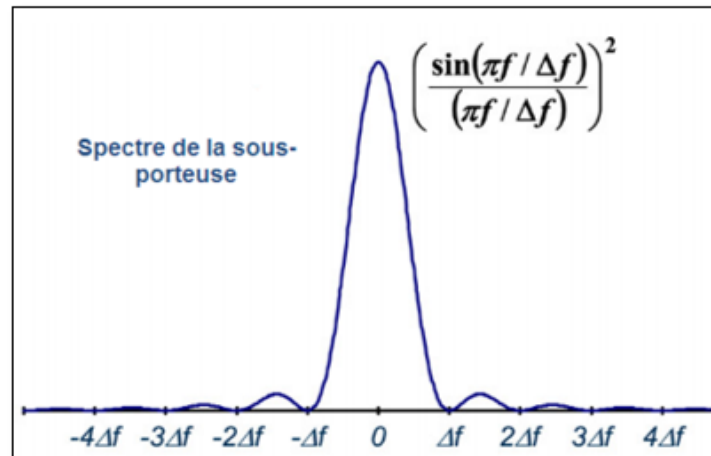


FIGURE II.3 – Le spectre de base de la transmission OFDM (domaine fréquentiel).

II.2.1 Principe de fonctionnement du modulateur OFDM

Afin de répartir les données à transmettre sur les N porteuses à bas débit, les symboles X_K , de forme complexe, sont groupés par paquets. La séquence de N symboles $[X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ constitue un symbole OFDM émis pendant une durée T_u . Chaque symbole complexe est modulé par un signal à la fréquence f_K de durée N fois plus grande que T_s ($T_u = NT_s$). Le signal total $x(t)$ correspond à l'ensemble des N symboles réassemblés en un symbole OFDM :

$$x(t) = \sum_{K=0}^{N-1} x_K(t) = \sum_{K=0}^{N-1} X_K e^{j2\pi K \Delta f t} \quad \text{pour } t \in [0, T_u] \quad (\text{II.1})$$

Le multiplexage en fréquence est dit orthogonal si l'espacement entre chaque fréquence est fixé à $\frac{1}{T_u}$. Alors le symbole OFDM peut s'écrire comme suit [24] :

$$x(t) = e^{j2\pi f_0 t} \sum_{K=0}^{N-1} X_K e^{j2\pi \frac{Kt}{T_u}} \quad \text{avec } f_K = f_0 + \frac{K}{T_u} \quad (\text{II.2})$$

où f_0 est la première fréquence porteuse.

Ainsi, lorsque l'échantillonnage est effectué précisément à la fréquence f_K d'une sous porteuse, il n'y a aucune interférence avec les autres sous porteuses. C'est ce qui permet de recouvrir les spectres des différentes porteuses et d'obtenir ainsi une occupation optimale du spectre. La figure (II.4) montre le schéma bloc de la modulation OFDM.

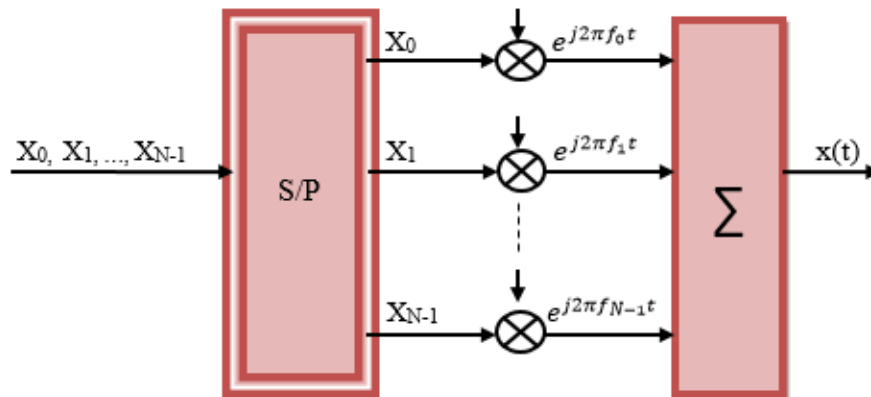


FIGURE II.4 – Principe de la modulation OFDM.

II.2.2 Principe de fonctionnement du démodulateur OFDM

L'expression mathématique du signal ayant traversé le canal de transmission et qui parvient au niveau récepteur sur une durée symbole, est donnée par l'équation (II.3).

$$y(t) = \sum_{K=0}^{N-1} c_K H_K(t) e^{-2j\pi(f_0 + \frac{K}{T_u})t} \quad (\text{II.3})$$

$H_K(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_K et à l'instant t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s ($T_s \ll \frac{1}{B_d}$ ou B_d est la bande passante du spectre Doppler) pour que sur chaque sous-porteuse le canal soit considéré comme invariant dans le temps. La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous porteuses suivant le schéma classique (voir figure II.5).

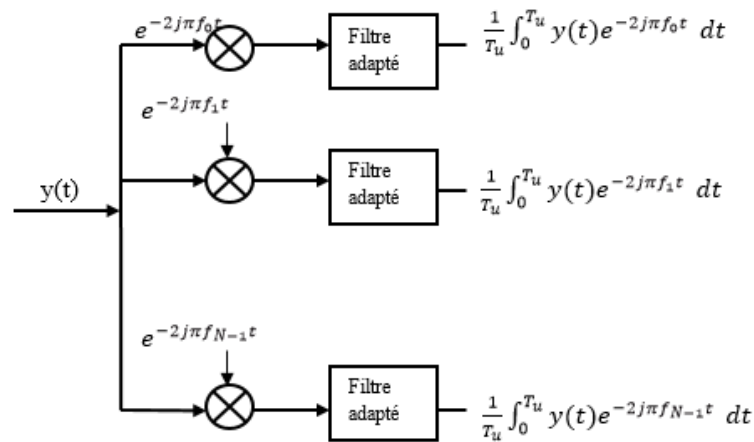


FIGURE II.5 – Schéma de principe d'un démodulateur OFDM

Au niveau du récepteur, le signal reçu $y(t)$ est corrélé avec les conjugués complexes de chaque fonction de base $g_i(t) = e^{-2j\pi f_i t}$ dans le but de récupérer les données X_K du symbole OFDM transmis [25], et pour le filtre adapté son rôle consiste à maximiser le rapport signal sur bruit (S/B) pour un signal connu et en présence du bruit stochastique.

II.3 La chaîne de transmission OFDM

Une chaîne de transmission est l'ensemble des dispositifs permettant le transfert de l'information, la figure (II.6) illustre les différents modules qui compose une transmission basée sur l'OFDM. Elle comprend un émetteur, un récepteur et un canal radio à travers lequel se fait la transmission [26]. Le modulateur QAM transforme les données binaires en symboles complexes x_K . Le convertisseur série-parallèle dispose les symboles en groupes de N symboles (trame), la durée d'une trame (T_u) est N fois plus grande que la durée d'un symbole en série. Ainsi, l'effet de canal devient moins

néfaste. Par la suite, en appliquant une transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) via l'algorithme IFFT, on obtient le symbole OFDM. L'IDFT est utilisée afin de transformer le spectre du signal OFDM du domaine fréquentiel au domaine temporel pour la transmission à travers le canal. Après avoir appliqué l'IFFT, un préfixe cyclique CP de durée T_g est inséré avant chaque symbole, il copie les derniers symboles N_g de la trame OFDM, et les ajoute au début de la trame. Après conversion parallèle-série P/S, on obtient enfin le symbole OFDM, qui contient $N_s = N + N_g$ symboles de durée totale $T_s = T_u + T_g$ que l'on transmet à travers un canal, modélisé généralement par un canal à évanouissements de Rayleigh. À la réception, les opérations inverses sont réalisées, commençant par la suppression du préfixe cyclique ou les données sont remis en parallèle, puis la décomposition spectrale des échantillons reçus en utilisant la transformée de Fourier discrète (DFT) via l'algorithme FFT, enfin la démodulation est réalisée pour retrouver les données binaires transmises.

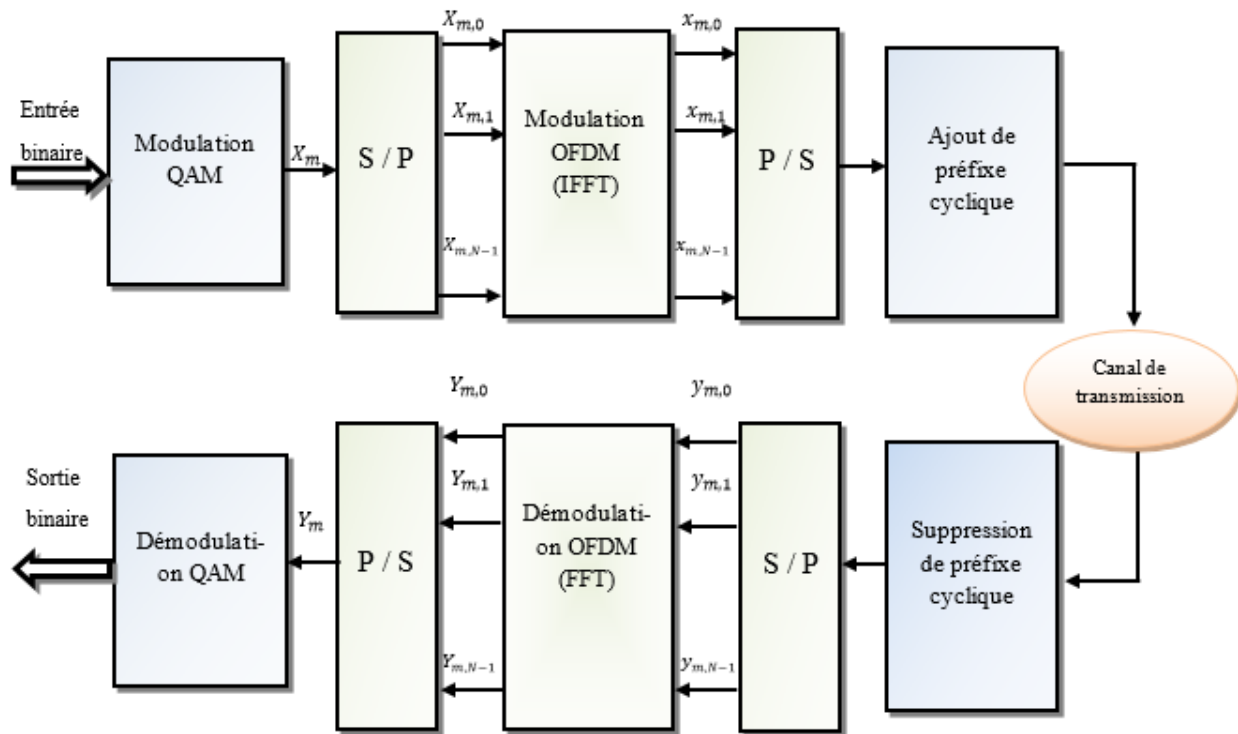


FIGURE II.6 – Schéma bloc d'une chaîne de transmission du système OFDM.

II.4 Orthogonalité des sous-porteuses

L'orthogonalité est une propriété fondamentale qui consiste à transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et permet de les détecter sans interférence. Lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, l'espace entre chaque sous-porteuse qui est fixé à $\frac{1}{T_u}$ permet d'annuler le spectre de toutes les autres, c'est la condition d'orthogonalité. Cette propriété est illustrée par la figure (II.7). Cette condition d'orthogonalité assure une haute efficacité spectrale

et permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et d'éviter les interférences entre sous-porteuses si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse. Mathématiquement, l'orthogonalité de deux fonctions $f(t)$ et $g(t)$ dans l'intervalle $[a, b]$ est défini par la relation [1] :

$$\int_a^b f(t)g(t)dt = 0 \quad (\text{II.4})$$

L'orthogonalité des sous porteuses est apparente dans le **domaine temporel** ou dans le **domaine fréquentiel**. Du point de vu du **domaine temporel**, chaque sous-porteuse est une sinusoïde avec un nombre entier de cycle dans un intervalle de FFT.

Le signal OFDM est composé d'une somme de N sinusoïdes de fréquences respectives $f_K = \frac{K}{T_u}$ transmises durant une durée T_u .

Chaque sous-porteuse peut se mettre sous la forme [1] :

$$g_K(t) = \begin{cases} \sin(2\pi\frac{K.t}{T_u}) & 0 \leq t < T_u \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{avec } k \in [0, 1, \dots, N - 1] \quad (\text{II.5})$$

Ainsi deux sous-porteuses $g_i(t)$ et $g_j(t)$, de fréquences respectives f_i et f_j , définis par l'expression (II.5), sont orthogonales sur l'intervalle $[0, T_u]$. Du point de vue du **domaine fréquentiel**, ceci correspond à chaque sous-porteuse ayant la valeur maximum à sa propre fréquence centrale et zéro à la fréquence centrale des autres sous porteuses.

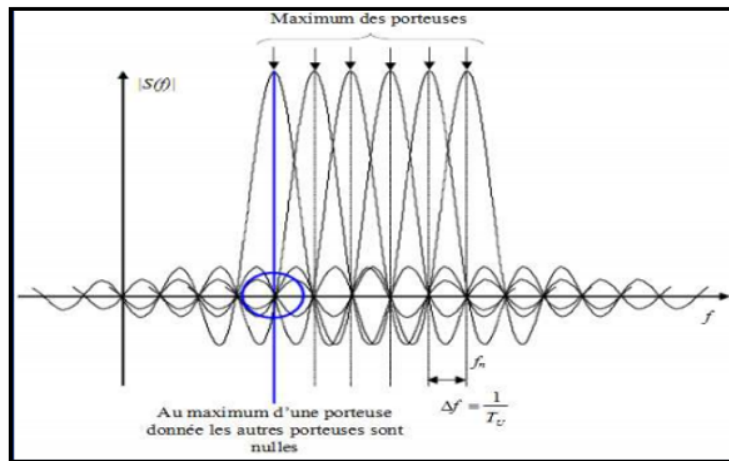


FIGURE II.7 – Principe d'orthogonalité des sous-porteuses en OFDM [1].

La bande passante du spectre d'un symbole OFDM est constante et s'écrit $B = \frac{N}{T_u}$ avec N est le nombre maximal de sous-porteuses. Donc, la bande passante de chaque sous-porteuse est $B_{sp} = \frac{B}{N}$.

Si on augmente le nombre de sous-porteuses, on constate que le temps T_u du symbole OFDM devient grand devant l'étalement des retards, et la bande passante B_{sp} de chaque sous-porteuse devient inférieure à la bande de cohérence B_c du canal, par conséquent, chaque sous-porteuse

OFDM éprouve un effet de non sélectivité en fréquence et ceci se traduit par l'absence d'interférence entre symboles (IES) ce qui réduit la complexité d'égalisation à la réception [1].

II.5 La transformée de fourrier rapide

La transformation de Fourier rapide est un algorithme de calcul couramment utilisé en traitement numérique du signal pour transformer des données discrètes du domaine temporel dans le domaine fréquentiel, sa définition mathématique qui associe aux symboles x_n pour $n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ les symboles x_k avec $k \in \{0, 1, \dots, N-1\}$, est donnée par la relation suivante [1] :

$$x_k = FFT\{x_n\} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (\text{II.6})$$

La transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) des symboles x_k est donnée par :

$$X(n) = FFT\{x_k\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (\text{II.7})$$

II.6 Interférences inter symboles et inter porteuses

Les signaux OFDM sont transmis à des intervalles égaux, et ils doivent parcourir un certain trajet pour atteindre le récepteur. Dans le cas d'un canal multi-trajet, le symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés, ce qui cause des étalements temporels [27]. En effet, un symbole émis lors d'une période $m \times T_U$ peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période $(m-1) \times T_U$ ce qui donne naissance à l'interférence entre symboles (IES) [28], comme illustré sur la figure (II.8).

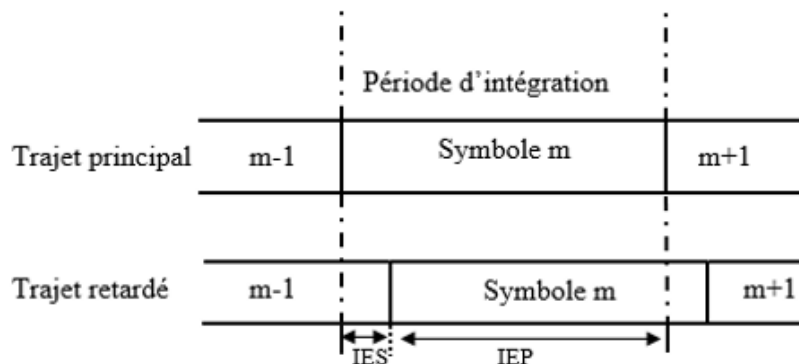


FIGURE II.8 – Problème des interférences entre symboles.

Aussi, l'influence de l'écho du symbole émis à la période m sur lui-même induit une interférence

entre porteuses (IEP). Ces interférences sont causées par la perte de l'orthogonalité et donc par la présence des symboles de données d'une sous-porteuse sur les sous-porteuses adjacentes.

L'intervalle de garde est ajouté dans le domaine temporel dans le but de prévenir aux interférences entre symboles (IES), par contre une bande de garde (porteuses virtuelles) est ajoutée dans le domaine fréquentiel pour but d'éliminer des interférences entre porteuses (IEP) du signal OFDM.

II.6.1 Intervalle de garde

Afin de réduire les interférences entre symboles (ISI) causé par les canaux à plusieurs trajets, un intervalle de garde est rajouté entre chaque deux symboles OFDM. Cet intervalle doit être de durée supérieure à l'étalement des retards dû aux multi trajets [29].

L'intervalle de garde est inséré à chaque début de trame (figure II.9), généralement, c'est une copie de la fin de la trame OFDM. La durée T_U pendant laquelle est émise l'information diffère de la période symbole T_S car il faut prendre en compte, entre deux périodes utiles, un temps de garde T_g qui est un intervalle de garde blanc pendant lequel on n'émet rien. Ainsi on ne permet pas aux symboles d'un bloc d'interférer avec les symboles du prochain bloc, les ISI qui persiste malgré l'orthogonalité seront alors éliminées. Il est également important de rappeler que le fait d'ajouter un intervalle de garde, entraîne une perte de débit et réduit l'efficacité spectrale du système, puisque aucune donnée utile n'est transmise durant toute la durée de cet intervalle.

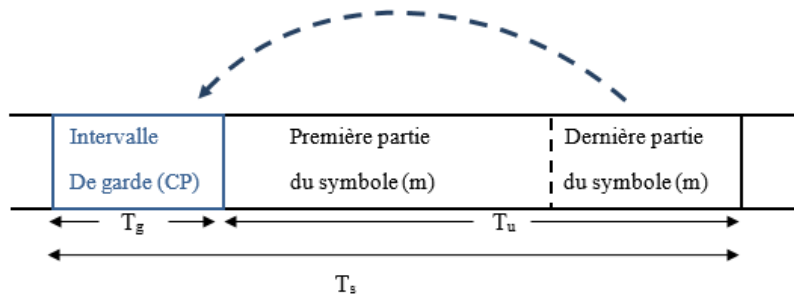


FIGURE II.9 – Principe de l'intervalle de garde (préfixe cyclique).

Différentes variantes de l'OFDM classique ajoutant un intervalle de garde pour chaque symbole ont été définies, le Zéro Padding (ZP) et le préfixe cyclique (CP).

II.6.1.1 Préfixe cyclique (CP)

Le CP (cyclic prefix) [30] consiste à copier les derniers échantillons du bloc transmis au début, comme il est illustré dans la figure (II.9), c'est la variante la plus utilisée. Le signal qu'on met dans l'intervalle de garde est alors une partie qu'on copie de la fin du bloc de symbole, et on la rajoute à son début. Le préfixe cyclique permet ainsi d'éliminer les ISI.

II.6.1.2 Zéro Padding (ZP)

Dans ce cas, à la différence de CP, on insère des zéros dans l'intervalle de garde figure (II.10). Cette approche particulière est adoptée pour la technique multi-bande OFDM (MB-OFDM) dans les systèmes ultra large bande (UWB) [31].

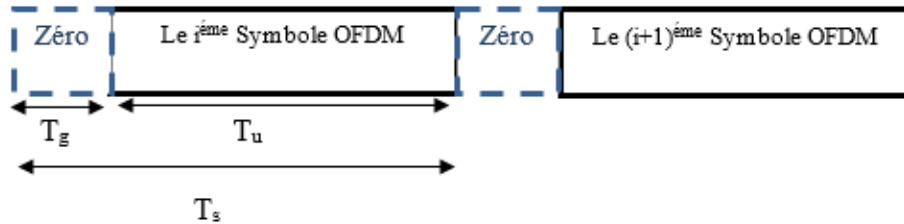


FIGURE II.10 – Principe du symbole OFDM avec ZP.

II.6.2 Bande de garde

Un symbole OFDM, dans le domaine fréquentiel, est la somme des sous porteuses, chacune, représentée par un signal en sinus cardinal (Sinc). Cette somme résulte en un débordement du spectre du signal OFDM, ce qui engendre une interférence avec les spectres adjacents. C'est pour cette raison qu'une bande de garde est ajoutée des deux côtés du spectre du signal OFDM pour minimiser les interférences avec les spectres adjacents.

II.7 COFDM (coded orthogonal frequency division multiplexing)

Un des grands inconvénients des techniques OFDM est leur manque inhérent de diversité. Les schémas OFDM ont sacrifié la diversité des schémas mono-porteuses au profit d'une égalisation simplifiée. En effet, la modulation OFDM divise le canal en plusieurs sous-canaux, et émet les données dans chaque sous canal. Si l'information émise sur un sous canal subit une forte atténuation, elle sera perdue. Pour remédier à ce problème, on introduit un codage correcteur d'erreur associé à un entrelacement dans la chaîne de transmission OFDM, ce qui nous a conduit à un système COFDM (coded orthogonal frequency division multiplexing).

On peut par exemple considérer, tout d'abord, un module de brassage est incorporé afin de répartir l'énergie sur l'ensemble des bits. Ceci évite de longues suites de 0 ou 1 qui pourraient créer des raies dans le spectre. Comme il convient de renforcer la protection de bits quand à des erreurs éventuelles, on peut considérer un codage convolutif, qui consiste à lier chaque bit à un ou plusieurs bits précédents ce qui permet de le retrouver en cas d'erreurs. Afin d'augmenter les débits et réduire la redondance du code, un module de poinçonnage est souvent utilisé. Le poinçonnage consiste à ne transmettre que certains bits en sortie du codeur. À la sortie du codage, on peut

aussi considérer un entrelaceur fréquentiel qui permet de distribuer les bits d'une longue suite binaire sur différentes porteuses, ainsi, si quelques porteuses subissent des atténuations, on peut tout de même reconstituer le signal, parce qu'on évite d'avoir une longue séquence de bits erronés. En sortie de l'entrelaceur, les bits sont modulés sous forme de symboles tel que BPSK, QPSK, 16-QAM ou 64-QAM. En fonction de la taille de la constellation émise, le débit sera modifié.

Ce procédé de codage est employé par la norme DVB-T utilisée en France pour la télévision numérique terrestre, les systèmes DAB et Hiperlan2.

II.8 Avantages et inconvénients de la technique OFDM

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

- Une haute efficacité spectrale due au chevauchement en fréquence des sous porteuses.
- La résistance aux interférences c'est-à-dire une interférence apparaissant sur un canal peut être limitée de la bande passante et de cette façon n'affecteront pas toutes les sous-chaînes. Cela signifie que toutes les données sont perdues.
- La diminution des taux de transmission et l'ajout de préfixes cycliques permettent d'éliminer ou de limiter l'interférence inter symboles et de simplifier l'égalisation au récepteur.
- Les effets des parcours multiples dû aux évanouissements sélectifs en fréquence sont réduits en divisant le spectre en N sous porteuses ayant des évanouissements plats.
- Une réalisation digitale simple par utilisation de la FFT et l'IFFT.
- Les techniques OFDM sont robustes au bruit impulsif puisque chaque sous porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses. Contrairement aux modulations mono porteuses, où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles [2, 3].

L'OFDM a en effet certains inconvénients mentionnés ci-dessous par rapport à la modulation d'une seule porteuse :

- Le système OFDM est très sensible aux problèmes de décalage fréquentiel (Frequency offset) et de synchronisation [32]. En effet, le décalage fréquentiel engendre de l'interférence entre porteuses qui peut détruire l'orthogonalité des porteuses, quant aux erreurs de synchronisation, elles induisent un déphasage sur les symboles reçus.
- Un point qui peut être critiqué dans les systèmes OFDM est la variation importante de l'amplitude du signal en fonction des symboles à transmettre. Le PAPR (Peak to Average Power Ratio) est proportionnel au nombre des sous porteuses utilisées dans un système OFDM. En effet, l'enveloppe du signal OFDM présente de grands pics ce qui sature rapidement l'amplificateur de puissance, et rend complexe l'implémentation des convertisseurs Analogique/Numérique (CAN et CNA), qui peut déformer le signal, soit engendrer des erreurs sur les symboles transmis. Le prochain chapitre est consacré à l'étude du PAPR et les différentes méthodes pour le réduire.
- Sur les zones denses, la technologie OFDM permet d'éliminer les phénomènes de bruits

ponctuels ou d'évanouissements temporaires du signal sans faire appel à des algorithmes qui sont parfois complexes. En revanche, plus les perturbations s'amplifient, plus la technologie perd de son intérêt car il faut mettre en place des méthodes de filtrages ou de codages qui réduisent fortement les débits.

- Pertes en efficacité, dues à l'ajout des sous-porteuses virtuelles dans le domaine fréquentiel ainsi que l'intervalle de garde dans le domaine temporel.

II.9 Association MIMO-OFDM

Dans les systèmes sans fil large bande, les canaux MIMO sont fortement touchés par les évanouissements sélectifs en fréquences, pour y remédier, MIMO peut être combiné avec un système OFDM pour donner naissance à un système MIMO-OFDM. L'association des deux systèmes MIMO et OFDM permet d'améliorer les performances d'un système de communication sans fil, MIMO peut apporter un gain en diversité ainsi qu'améliorer la capacité du système, et l'OFDM peut atténuer les effets des évanouissements sélectifs en fréquence [33]. Afin de réaliser cette combinaison, on applique l'OFDM sur plusieurs antennes (Nt antennes d'émission et Nr antennes de réception) qui transmettent les informations en parallèle [2], les antennes sont alignées et uniformément espacées. 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.

La figure (II.11) illustre un schéma bloc simplifié du système MIMO-OFDM. À l'émetteur, les données qui arrivent de la source d'information sous forme de bits, sont codées selon une modulation numérique, le bloc de symboles à transmettre subit un codage STBC qui le transforme en plusieurs sous-flux de symboles codés MIMO, envoyés chacun sur une branche différente. Sur chaque branche, les symboles sont modulés OFDM avec un algorithme de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT). Au niveau de récepteur, les blocs transmis sont reçus, dont chaque branche est envoyée vers un démodulateur OFDM, qui permet d'appliquer au symboles reçus une transformée de Fourier rapide (FFT), puis un décodage STBC est appliqué afin de restituer les symboles envoyés. À la fin, le décodage numérique est effectué pour retrouver le flux de données envoyé initialement.

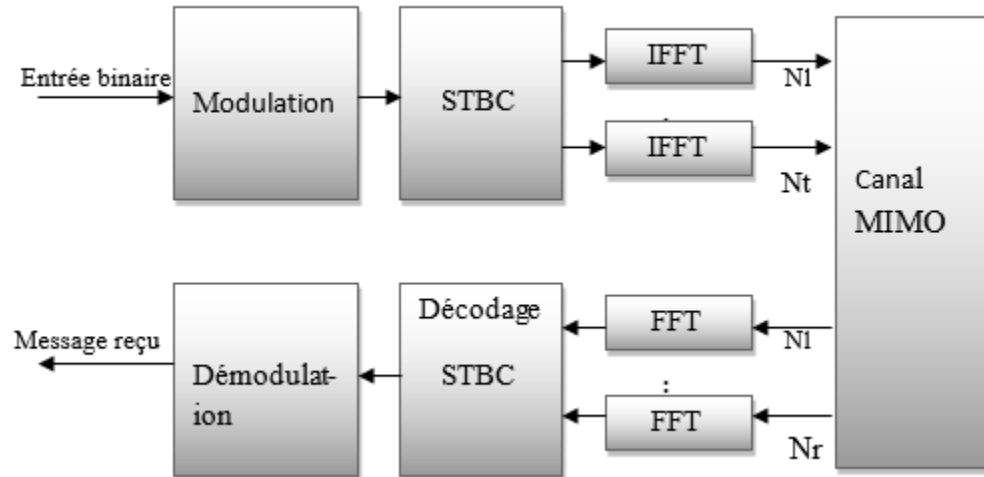


FIGURE II.11 – Principe d'un système MIMO-OFDM.

II.10 Problème du PAPR dans les transmissions OFDM

L'OFDM a été adoptée par plusieurs systèmes de télécommunications et de diffusion pour sa robustesse, sa capacité à transmettre de hauts débits dans des canaux radio mobiles et pour son efficacité spectrale. Comme on l'avait cité précédemment le plus grand inconvénient de l'OFDM est le PAPR assez élevé, c'est-à-dire que le signal OFDM présente des pics à la sortie de l'émetteur. La transmission de tels pics nécessite au plus d'un codeur, un amplificateur linéaire au voisinage de ces pics, conduisant ainsi à une consommation de puissance élevée.

En effet, la caractéristique d'un amplificateur de puissance devient non-linéaire pour de grandes puissances d'entrée c'est-à-dire les signaux à fort PAPR sont vulnérables aux effets non-linéaires des dispositifs électroniques et en particulier de l'amplificateur de puissance. Si l'enveloppe d'un signal présente une forte dynamique, elle sera déformée à la sortie de l'amplificateur. Pour s'éloigner de la zone non-linéaire de l'amplificateur et amplifier le signal dans la zone linéaire, on effectue typiquement un recul à l'entrée (input back-off). Or, l'amplificateur offre un faible rendement pour les faibles puissances d'entrée. Ainsi, plus le PAPR est élevé, plus le recul à l'entrée nécessaire est large, et donc plus le rendement énergétique est mauvais. Un PAPR élevé se traduit alors par une grande consommation d'énergie. Donc il faut trouver une solution intermédiaire pour combattre l'effet du canal et faire fonctionner les amplificateurs radiofréquence dans leur zone linéaire tout en gardant la modulation multi-porteuse OFDM [15].

II.11 Conclusion

Un des problèmes majeurs que rencontre la transmission à débit élevé est le problème des trajets multiples. Ceci a mené au développement et à l'utilisation de la technique du multiplexage OFDM qui est considérée comme une bonne solution pour les multi-trajets en divisant la bande de transmission en N sous-canaux orthogonaux et qui est capable de réduire les effets néfastes du canal sur le signal de propagation. De plus, son association à une technique de transmission MIMO permet, dans certaines conditions, une amélioration considérable des performances d'un système de communications numériques. La réalisation du système OFDM est implémentable facilement. 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. Plusieurs techniques ont été mises en œuvre pour palier à ce problème dont celle que nous proposons d'étudier dans ce mémoire.

Chapitre III

Réduction du PAPR par filtrage et écrêtage

III.1 Introduction

Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre précédent, la modulation OFDM a été utilisée dans la transmission sans fil à large bande en raison de ses avantages connexes tels que la robustesse contre la décoloration par trajets multiples, un débit de données et une efficacité spectrale élevées. Mais, l'obstacle majeur à l'utilisation de l'OFDM dans un système de transmission est qu'il présente un PAPR très élevé en raison de l'enveloppe très fluctuante du signal transmis [34]. Cela a une conséquence sur les performances des dispositifs non-linéaires qui présentent une caractéristique de transfert avec saturation, le problème se pose surtout en émission et il prend de l'ampleur au niveau de l'amplificateur de puissance (AP), car à chaque fois qu'on aura un pic du signal, l'AP doit consommer plus d'énergie pour le transmettre. Or il est nécessaire d'optimiser la consommation d'énergie surtout dans les transmissions sans fil. En conséquence, l'amplificateur de puissance doit travailler le plus proche possible de sa zone de saturation qui représente la zone à rendement optimal. Afin de se rapprocher de la zone de saturation sans trop saturer le signal d'entrée, il faut alors limiter ses fluctuations d'enveloppe, et donc réduire son PAPR [35].

Les techniques de réduction du PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) peuvent être largement classées comme techniques de distorsion du signal, approches de brouillage et techniques de codage. Parmi les techniques de distorsion du signal, la méthode d'écrêtage et de filtrage [36] est une des solutions très convoitée. Nous allons nous intéresser à l'étude détaillée de cette technique dans ce chapitre.

III.2 La problématique

Les signaux d'émission dans un système OFDM peuvent avoir des valeurs de crête très élevées dans le domaine temporel, car de nombreux composants de sous-porteuses sont ajoutés par une opération IFFT tel que nous l'avons mentionné au chapitre II. Par conséquent, les systèmes OFDM sont connus pour avoir un PAPR élevé, par rapport à un système à mono porteuse. En fait, un PAPR élevé est l'un des aspects les plus défavorables dans le système OFDM, car

il diminue le SQNR (Signal-to-Quantization Noise Ratio) du CAN (Convertisseur Analogique Numérique) et du CNA (Convertisseur Numérique Analogique) tout en dégradant l'efficacité de l'amplificateur de puissance dans l'émetteur. Le problème du PAPR est de degré plus élevé en UL 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 DL.

Notre objectif est d'étudier les spécificités de la communication utilisant l'OFDM dans le cas MIMO et de réduire le PAPR à l'aide de la technique d'écrêtage et de filtrage.

III.3 Généralité sur l'amplificateur de puissance

III.3.1 Définition

Pour assurer correctement l'acheminement des informations, les émetteurs ont besoin d'un amplificateur de puissance, c'est un élément incontournable de la chaîne de transmission qui consiste à fournir une certaine puissance aux signaux radio fréquence pour éviter qu'ils ne s'affaiblissent fortement lors de leur propagation dans l'espace libre [37]. Le rendement d'un amplificateur de puissance est étroitement lié à sa consommation en énergie, il est donc important de faire fonctionner l'amplificateur avec le plus grand rendement possible. Cependant, l'amplificateur de puissance fonctionnant à rendement maximale se concilie mal avec les signaux à haute capacité. Cette mauvaise conciliation est à l'origine des problèmes de linéarité en contradiction avec celles du rendement maximal. Un amplificateur délivre une puissance sur la charge sous forme de signal alternatif, et consomme une puissance à l'alimentation sous forme d'un courant continu. Le rendement η est donc le rapport entre la puissance du signal de sortie et la puissance totale consommée par l'amplificateur, il est donné par l'équation III.1 :

$$\eta = \frac{\text{Puissance de sortie}}{\text{Puissance consommée}} 100\% \quad (\text{III.1})$$

La courbe de rendement en puissance d'un amplificateur est représentée dans la figure (III.1). Nous pouvons constater que plus on s'approche de la zone linéaire, plus le rendement est faible.

III.3.2 Les caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur de puissance

Dans un amplificateur de puissance la relation entrée-sortie est caractérisée par deux fonctions de transferts appelées aussi caractéristiques de transferts. La caractéristique AM/AM pour (Amplitude/Amplitude) donne la relation entre l'amplitude de la tension de sortie en fonction de celle de la tension d'entrée, la caractéristique AM/PM pour (Amplitude/Phase) donne la relation entre l'amplitude de la tension d'entrée et la phase de la tension de sortie (voir la figure III.2). Dans ce qui suit, on se focalise sur la caractéristique AM/AM qui se divise en trois zones particulières (figure III.1) [38] [39].

- **Zone linéaire (Zone 1) :** C'est la zone la plus utilisée. L'amplificateur de puissance

a un comportement linéaire, c'est à dire la puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée (équation III.2), leur rapport est appelé le gain de l'amplificateur, il est généralement supérieur à 1 [37] :

$$P_s(\text{dBm}) = P_e(\text{dBm}) + G(\text{dB}) \quad (\text{III.2})$$

où $G(\text{dB})$ représente le gain de l'amplificateur exprimé en décibel (équation III.3) :

$$G(\text{dB}) = 10 \log_{10}(P_s/P_e)(\text{dB}) \quad (\text{III.3})$$

Les puissances d'entrée sont faibles dans cette zone. En général, la zone linéaire ne présente pas de distorsions.

- **Zone de compression (Zone 2) :** Dans cette zone la puissance de sortie n'est plus proportionnelle à la puissance d'entrée, elle présente une courbe non-linéaire et donc les distorsions du signal commencent à apparaître et elles sont de plus en plus importantes. Dans ce cas, le gain de l'amplificateur diminue pour de fortes puissances d'entrées par rapport à celui de la zone linéaire où il était constant, on parle alors de zone de compression du gain. Cette zone est caractérisée par un point particulier, appelé point de compression de l'amplificateur qui est atteint lorsque l'écart entre la courbe de gain de cette zone et le prolongement du gain linéaire de la zone linéaire est de 1 dB [37] (voir figure III.1).
- **Zone de saturation (Zone 3) :** Dans cette zone la puissance de sortie reste quasi constante et égale à la puissance de saturation quelle que soit la puissance d'entrée. Dans ce cas, on dit alors que l'amplificateur est saturé. Les distorsions sont très importantes et les puissances d'entrée sont également très élevées. Par conséquent, la forme d'onde du signal d'entrée est presque détruite [37].

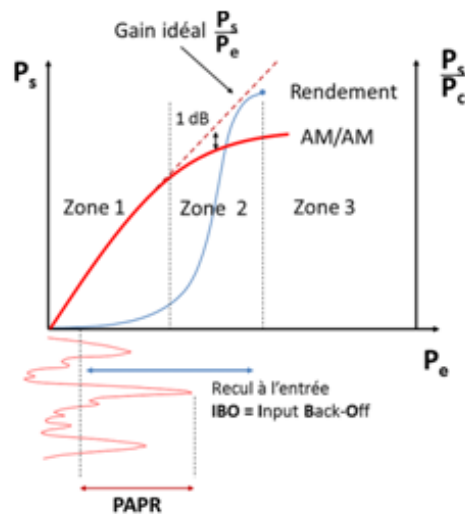


FIGURE III.1 – Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance[2]

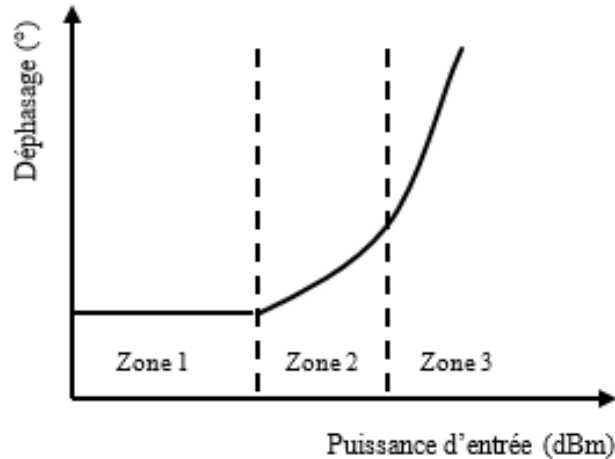


FIGURE III.2 – Caractéristique AM/PM d'un amplificateur de puissance

III.3.3 Recul à l'entrée ou Input Back-Off (IBO) et recul en sortie ou Output Back-Off (OBO)

Afin d'éviter ces distorsions non-linéaires causées par l'amplificateur, un recul à l'entrée et en sortie est effectué par rapport au point de compression à 1 dB ou par rapport au point de saturation, pour faire fonctionner l'amplificateur dans la zone linéaire. 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 1 dB de compression et la puissance du signal à amplifier (P_e) (équation III.4) [40] :

$$IBO(dB) = 10 \log_{10} \frac{(P_{e,1dB})}{P_e} \quad (III.4)$$

De même, on définit la grandeur OBO comme le rapport entre la puissance de sortie au point de compression à 1 dB et la puissance moyenne du signal à la sortie de l'amplificateur (P_s) (équation III.5) [40] :

$$OBO(dB) = 10 \log_{10} \frac{(P_{s,1dB})}{P_s} \quad (III.5)$$

À partir des équations (III.4) et (III.5) 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.

Nous allons présenter par la suite des différentes classes d'opération des amplificateurs de puissance.

III.4 Principe du PAPR

En télécommunications, le PAPR est une grandeur fondamentale, notamment pour le dimensionnement des amplificateurs. En termes simples, le PAPR est le rapport entre la puissance de crête et la puissance moyenne d'un signal exprimé en unités dB. En effet, l'amplificateur devra être dimensionné par rapport au pic du signal. L'expression du PAPR est donnée par l'équation (III.6) [62] [41] :

$$PAPR(x(t)) = \frac{P_{max}}{P_{moy}} = \frac{\max(|x(t)|^2)}{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad 0 \leq t \leq T \quad (\text{III.6})$$

Dans la littérature, certains auteurs utilisent le facteur de crête (CF) pour caractériser la dynamique d'un signal OFDM, il est défini comme la racine carrée du PAPR (équation (III.7)) :

$$CF = \sqrt{PAPR} \quad (\text{III.7})$$

Un facteur de crête élevé signifie que le signal possède une puissance maximale importante devant sa puissance moyenne, et donc certaines valeurs prises par ce signal sont importantes par rapport aux valeurs moyennes. Autrement dit ceci signifie que des pics d'amplitude importante sont présents.

Dans un système à porteuses multiples le PAPR se produit lorsque les différentes sous-porteuses sont déphasées les unes par rapport aux autres. À chaque instant, ils sont différents les uns des autres à différentes valeurs de phase. Lorsque tous les points atteignent simultanément la valeur maximale, cela entraînera une augmentation soudaine de l'enveloppe de sortie, ce qui provoquera un « pic » dans cette dernière. A chaque fois qu'on aura un pic du signal, l'AP doit consommer plus d'énergie pour le transmettre. Or il est nécessaire d'optimiser la consommation d'énergie surtout dans les transmissions sans fil.

Pour cela, il est important de minimiser le PAPR, ce qui permet d'avoir des amplificateurs dimensionnés au plus juste par rapport à la puissance à transmettre.

- Pour les applications mobiles, cela permet d'avoir des amplificateurs plus petits, moins lourds et moins chers. Cela est particulièrement critique pour les applications spatiales (amplificateurs de télécommunication) pour lesquelles chaque gramme compte et pour les terminaux de téléphonie mobile (smartphones).
- Pour les applications terrestres, cela permet de limiter la consommation énergétique des amplificateurs.

Sur la figure (III.3), il apparaît clairement l'existence de pics très élevés caractérisant le signal OFDM ce qui augmente considérablement le PAPR.

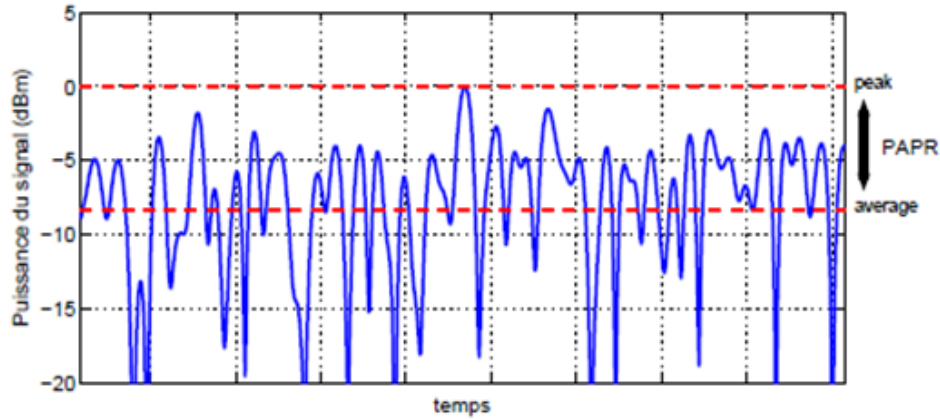


FIGURE III.3 – Problème du PAPR sur un signal OFDM.

La figure (III.4) montre la relation entre le PAPR et le rendement d'un amplificateur de puissance [15] :

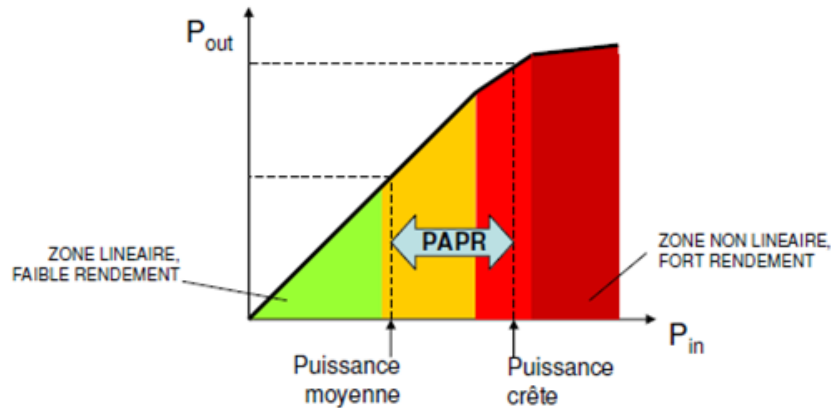


FIGURE III.4 – Représentation du lien entre le PAPR et la problématique du rendement d'un amplificateur de puissance.

Dans cette figure, on constate que le rendement énergétique devient très faible en s'éloignant de la zone non-linéaire. Comme on l'a déjà expliqué, le rendement d'un amplificateur de puissance est lié à sa consommation en énergie. Il est donc important de faire fonctionner l'amplificateur avec le plus grand rendement possible, et cela en limitant le facteur de crête du signal avant son amplification, afin de maximiser le rendement de l'amplificateur de puissance sans dégrader le spectre émis, tout en limitant l'impact sur le taux d'erreur binaire du signal.

On outre un PAPR élevé implique que l'AP fonctionne le plus souvent à une puissance très inférieure à la puissance maximum, ce qui fait chuter le rendement moyen de l'amplificateur de puissance et entraîne une sur-consommation de l'émetteur.

III.5 Fonction de répartition du PAPR pour l'OFDM

L'analyse du PAPR peut être conduite par une étude déterministe permettant de calculer soit sa valeur maximale ou une borne supérieure, ou une étude statistique souvent réalisée à l'aide de la fonction de répartition CDF (Cumulative distribution function) ou sa fonction complémentaire CCDF (Complementary Cumulative distribution function) [2].

Le caractère aléatoire du PAPR qui consiste à mesurer les variations de l'enveloppe d'un signal multi-porteuses vient du fait que les symboles d'entrée arrivent aléatoirement à l'entrée de la modulation. En effet, le signal à porteuses multiples composite comme l'OFDM résulte de l'addition de plusieurs signaux, chaque symbole est modulé par une porteuse différente, l'addition de ces porteuses peut être cohérente sur certains instants, engendrant ainsi des pics d'amplitude. D'où l'utilisation de la CCDF dans ces systèmes afin de quantifier la dynamique des signaux et le gain de réduction du PAPR. Elle est définie comme la probabilité que le PAPR soit supérieur à un PAPR fixé (seuil) [2].

Pour un système OFDM à N porteuses, la valeur maximale du PAPR peut être égale à [2] :

$$PAPR_{max} = N \tag{III.8}$$

Cette valeur n'est pas très significative. En effet, pour 64 porteuses par exemple, la probabilité d'avoir un PAPR égal au nombre de porteuses est d'environ $2^{-64} \approx (10)^{-19}$. L'étude déterministe ne donne pas alors suffisamment d'informations sur les variations du signal. Ainsi, il est plus approprié d'étudier le caractère aléatoire du PAPR à travers l'analyse de sa CCDF qui est définie par la probabilité qu'une variable aléatoire dépasse une certaine valeur notée γ .

$$CCDF(PAPR) = Pr(PAPR \geq \gamma) \tag{III.9}$$

De nombreux travaux ont permis de déterminer la fonction de répartition du PAPR. Van Nee et De Wild [42] ont développé une approximation de la CCDF pour un signal discret, en se basant sur le théorème central limite, ce théorème permet d'établir la convergence en loi de la somme d'une suite de variables aléatoires vers la loi normale, la loi normale est parmi les lois de probabilité les plus adaptées pour modéliser des phénomènes naturels issus de plusieurs événements aléatoires. L'approximation de la CCDF du PAPR peut être donnée par la relation suivante :

$$Pr(PAPR \geq \gamma) \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^N \tag{III.10}$$

Cependant, lorsqu'on procède à un sur-échantillonnage pour modéliser un signal OFDM dans le cas continu, la courbe de la CCDF du PAPR est légèrement décalée, ainsi la définition apportée par l'équation (III.10) n'est plus valide. Si on ne fait pas de sur-échantillonnage, il est possible de rater l'échantillon présentant le plus grand pic de puissance. Une approximation pratique correspondant au cas continu du signal OFDM a également été donnée par Van Nee et De Wild, en modélisant le processus de sur échantillonnage comme la considération d'un nombre plus grand d'échantillons

indépendants entre eux. Cette approximation est donnée par :

$$\Pr(PAPR \geq \gamma) \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^{\alpha N} \quad (\text{III.11})$$

où $\alpha = 2.8$ est une constante obtenue expérimentalement.

Un signal numérique sur-échantillonné représente au mieux le signal analogique. Le sur-échantillonnage peut donc repérer d'éventuels pics d'amplitude autrement perdus. Il est donc important de sur-échantillonner le signal dont on veut calculer le PAPR pour ne pas perdre d'éventuels pics. De plus, 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.

III.6 Critères d'évaluation des techniques de réduction du PAPR

Vu le nombre important des techniques de réduction du PAPR proposées dans la littérature [43] [44] [45], il est important de pouvoir les comparer. Ainsi, afin d'évaluer la performance de ces techniques, plusieurs critères ont été introduit.

III.6.1 Le gain de réduction du PAPR

C'est le critère le plus significatif qui permet de quantifier l'efficacité de la technique en terme de pourcentage de réduction du PAPR initial [60]. 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.5) où $x(t)$ est le signal initial et $y(t)$ le signal après réduction du PAPR.

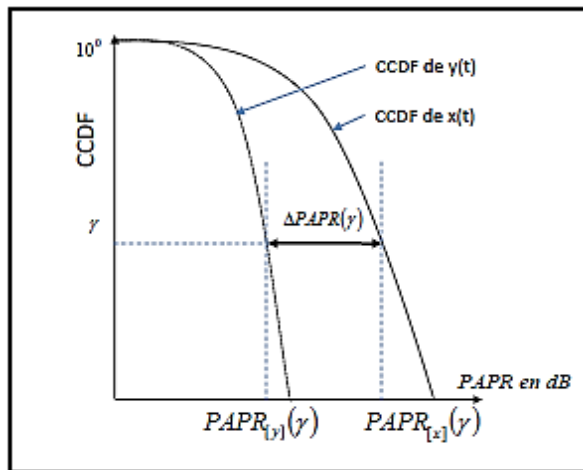


FIGURE III.5 – Calcul du gain en réduction du PAPR à une valeur particulière de la CCDF [46].

Le paramètre $\Delta PAPR$ est défini par l'équation III.12 :

$$\Delta PAPR(\gamma) = (PAPR)_{[x]}(\gamma) - (PAPR)_{[y]}(\gamma) \quad (\text{III.12})$$

où $(PAPR)_{[x]}(\gamma)$ et $(PAPR)_{[y]}(\gamma)$ sont les PAPRs des signaux $x(t)$ et $y(t)$ à CCDF = γ .

III.6.2 Compatibilité descendante

La compatibilité descendante est un critère très important surtout dans les communications mobiles. Dans une technique de réduction du PAPR à compatibilité descendante, l'information concernant le traitement appliqué à l'émission pour réduire le PAPR n'est pas dans l'obligation d'être partagée entre l'émetteur et le récepteur. Par conséquent, le récepteur n'opère pas de traitement supplémentaire et ne sera pas modifié. C'est le cas des techniques comme le clipping (écrêtage), la TR,..etc. D'autres techniques par contre ne sont pas à compatibilité descendante comme les techniques de codage [2] [46].

III.6.3 Dégradation du taux d'erreurs binaire (TEB)

Certaines techniques de réduction du PAPR, comme les techniques d'écrêtage, modifient la structure du signal, et cela en introduisant des distorsions ; le signal reçu est alors modifié, ainsi le taux d'erreurs binaire est dégradé. La réduction du PAPR n'est pas la seule cause de dégradation du TEB. En effet l'amplificateur de puissance dont l'amplification se fait dans (ou proche) la zone de saturation, peut être source de dégradation du TEB. Il est donc important pour chaque technique de vérifier que le niveau de dégradation du TEB est acceptable [41].

III.6.4 Variation de la puissance moyenne

Pour certaines techniques, avec l'ajout de signal ou l'écrêtage des pics, la réduction du PAPR s'accompagne d'une diminution ou d'une augmentation de la puissance moyenne du signal à transmettre, ce qui représente un impact fort sur la qualité de transmission. En outre, cette variation a des conséquences néfastes en présence de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance comme la génération d'interférences, les remontées spectrales et la dégradation de l'EVM [47] [48].

III.6.5 Diminution du débit utile

La nécessité d'augmenter la bande passante pour certaines techniques a pour conséquence d'atténuer l'efficacité spectrale. Ceci concerne les techniques qui doivent transmettre des informations de décodage sur son traitement de réduction du PAPR au récepteur pour qu'elles puissent démoduler correctement le signal comme le SLM et le PTS. Si la bande passante doit rester constante, cela se traduit par une perte de débit utile du système [46].

III.6.6 Complexité

La complexité peut être également prise en compte comme critère de mérite dans le cas d'une implantation sur systèmes à temps réels. Une technique dont son algorithme de réduction du PAPR est très complexe et lent à être exécuté sera impossible à implanter, cela limitera son utilisation, même si la réduction du PAPR est considérable [2].

III.7 Réduction du PAPR dans le contexte MIMO-OFDM

Les paramètres fondamentaux qui décrivent la qualité d'une liaison de données sans fil sont la vitesse de transmission, la fiabilité de transmission et la portée d'émission. Par conséquent, la vitesse de transmission peut être augmentée en réduisant la portée de transmission et la fiabilité. Cependant, avec la combinaison de systèmes MIMO-OFDM, les trois paramètres fondamentaux peuvent être améliorés en même temps [49].

Dans le domaine temporel discret, un signal MIMO-OFDM $x_i(n)$ avec N sous-porteuse peut être écrit comme suit [3] :

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

Où :

- $X_i(k)$ est le signal OFDM transmis sur N sous-porteuses.
- n_t est le nombre d'antennes à l'émission.

Dans le système de MIMO-OFDM, le PAPR est défini comme la valeur maximum du PAPR de toutes les antennes de l'émission (équation III.14) :

$$PAPR_{MIMO/OFDM} = \max(PAPR_1, PAPR_2, \dots, PAPR_{n_t}) \quad (\text{III.14})$$

Pour calculer le PAPR d'un système MIMO-OFDM il suffit de faire une optimisation pour chacune des antennes émettrice en calculant les PAPRs de chacune d'elles et à la fin le choix du PAPR sera le maximum entre eux. Spécifiquement, puisque dans les systèmes MIMO-OFDM, le sur-échantillonnage dans le domaine temporel est considéré à $n_t * N$ fois comparés à N dans SISO-OFDM, la fonction CCDF du PAPR en MIMO-OFDM est donné par[3] :

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

Avec :

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

III.8 Les techniques de réduction du PAPR

Comme nous l'avons vu, les signaux OFDM subissent de fortes variations de puissance (forts PAPR) ce qui accentue les problèmes liés à la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. À côté de la linéarisation qui agit sur l'amplificateur, une manière complémentaire de traiter ces problèmes est la réduction du PAPR qui agit sur le signal à amplifier.

La réduction du PAPR a pour objectif d'atténuer les fluctuations de l'enveloppe du signal, et de pouvoir l'amplifier 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 [50] [51] et au début des années 70 [52]. Cependant, ce n'est qu'avec l'utilisation de la modulation OFDM dans certains standards de télécommunications 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.

Le problème de la réduction du PAPR de signaux multi-porteuses a été longuement étudié et de nombreux travaux à ce sujet sont disponibles exploitant des techniques différentes comme l'écrêtage et filtrage, la réservation de porteuses, RP, les transformées non-linéaires ou le codage, SLM et PTS (Partial Transmit Sequence) [3].

III.8.1 La technique d'écrêtage et de filtrage

Cette technique est considérée comme une technique d'ajout de signal [2]. 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 également la puissance moyenne du signal.

Dans un contexte d'amplification non-linéaire, le moyen le plus simple de supprimer les pics est d'écrêter le signal à amplifier. Faisant l'objet de notre travail, cette technique sera détaillée dans la suite.

III.8.2 La technique SLM (Selective Mapping)

Cette technique est basée sur la multiplication des symboles d'entrée issus d'une modulation numérique par une série de différents vecteurs générant plusieurs versions du signal OFDM à différentes phases après le passage IFFT [2]. La version du signal qui représente la meilleure performance en PAPR est retenue. Cet algorithme est complexe, surtout qu'il requiert d'effectuer la IFFT autant de fois qu'il y a de versions.

III.8.3 La technique PTS (partial transmit sequence)

Cette méthode consiste à diviser les M porteuses en plusieurs blocs de porteuses. Toute porteuse utilisée dans un bloc est remise à zéro dans les autres blocs. Ensuite, la méthode SLM est appliquée après la IFFT en effectuant plusieurs pondérations de chaque bloc, et générant ainsi plusieurs

versions du signal OFDM. Naturellement, la version ayant la meilleure performance en PAPR est transmise. Cette technique est étudiée plus en détail dans [53].

III.8.4 La technique de codage

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

III.8.5 La technique RP (Random Phasor)

Cette méthode est plus simple que la technique SLM classique. Elle consiste à vérifier d'abord si le PAPR d'un symbole OFDM est supérieur à un certain seuil [2]. Si c'est le cas, une pondération est effectuée sur les symboles fréquentiels afin de réduire le PAPR.

III.8.6 La TR (Tone Reservation)

Dans cette technique, l'idée de base est de réserver quelques porteuses afin de les utiliser pour la réduction du PAPR. Cette technique a été initialement proposée par Tellado [54], l'émetteur et le récepteur se mettent d'accord sur le nombre et la position des porteuses réservées pour le signal correcteur chargé de réduire le PAPR, d'où l'appellation Tone Reservation. Plus tard, d'autres travaux [55] [48] ont proposé la TR à compatibilité descendante (aucune modification du récepteur), en utilisant les porteuses nulles pour le signal de réduction du PAPR. Par ailleurs, la performance en réduction du PAPR dépend du nombre et de la position des porteuses réservées, de leur position et de la complexité totale.

III.9 La technique d'écrêtage et de filtrage (clipping and filtering)

C'est une technique qui a été proposée dès le début de la mise en œuvre de l'OFDM terrestre « DVB-T » dans les années 90 [56]. Elle a ses origines dans le domaine de l'automatique non-linéaire et de ce fait il est très difficile d'établir une chronologie de la découverte de cette technique avant la redécouverte des signaux multi-porteuses. Cette méthode est considérée comme la plus simple parmi les techniques de réduction du PAPR, elle consiste à diminuer la variation de puissance du signal par rapport à un seuil prédéterminé. L'écrêtage est toujours effectué au niveau de l'émetteur, le signal reçu dépend du signal d'écrêtage estimé. Cependant, son utilisation provoque à la fois une distorsion dans la bande (dégradation du TEB) et hors bande, ainsi que la diminution de la sensibilité du signal aux non linéarités. Un filtrage est donc nécessaire pour réduire les interférences hors-bandes qui doivent rester en dessous des seuils imposés [57]. Cette méthode se rapproche de

la méthode dite EER (Envelope Elimination and Restoration), car il s'agit d'éliminer les fortes amplitudes (pic) sans restitution parfaite du signal. La technique EER, élimination et restauration de l'enveloppe, consiste à décomposer le signal à amplifier en un produit de deux termes, un signal à enveloppe constante qui attaque l'amplificateur et un signal à enveloppe non constante qui module l'alimentation de l'amplificateur de puissance.

L'inconvénient majeur de la technique d'écrêtage et filtrage est la dégradation du TEB à cause des interférences dans la bande utile et l'augmentation du rapport signal sur bruit (SNR). De nombreuses méthodes ont été développées pour lutter contre les inconvénients du clipping, notamment le deep clipping [2], le smooth clipping [2], le clipping inversible et plus récemment le clipping adaptatif [2].

III.9.1 Principe et description

Comme nous l'avons décrit auparavant, la technique d'écrêtage et filtrage consiste à écrêter le signal $x(t)$ suivant la loi décrite par l'équation (III.16) (voir figure III.6) :

$$f(x) = \begin{cases} +E & \text{si } x(t) > +E \\ x(t) & \text{si } -E \leq x(t) \leq +E \\ -E & \text{si } x(t) < -E \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

où E représente le niveau d'écrêtage.

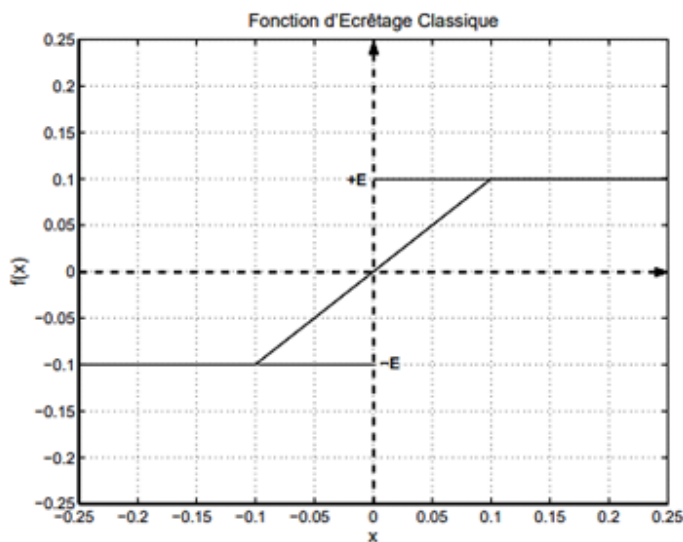


FIGURE III.6 – Principe de l'écrêtage classique.

En plus du paramètre PAPR, il y a le paramètre CR (Clipping Ratio ou taux d'écrêtage), qui est défini dans l'équation (III.17) comme le rapport entre le niveau d'écrêtage E et la valeur quadratique moyenne (V_{rms}^{ofdm}) du signal OFDM. Ces deux derniers ont pour dimension le Volt ce

qui fait que le CR est sans dimension.

$$CR = \frac{E}{V_{rms}^{ofdm}} \quad (III.17)$$

L'algorithme d'écrêtage et de filtrage dans l'OFDM pour la réduction du PAPR est illustré dans la figure (III.7).

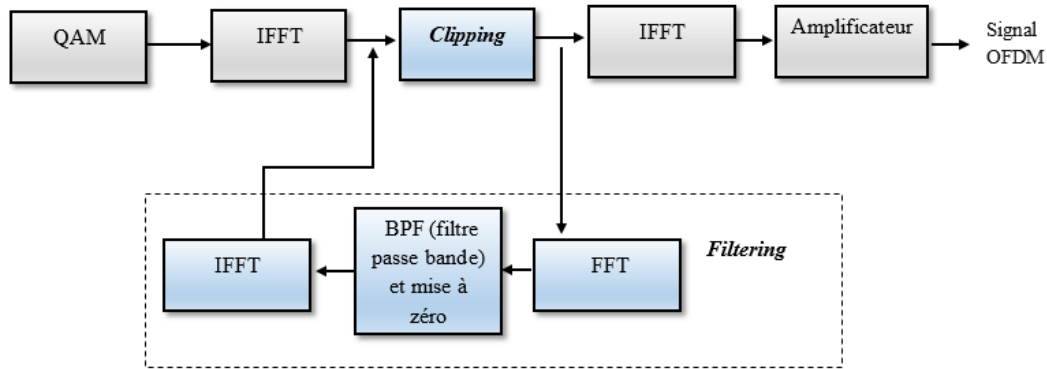


FIGURE III.7 – Schéma fonctionnel du processus d'écrêtage et filtrage .

L'idée principale de cette algorithme est de limiter les distorsions du domaine fréquentiel, pour cela, le signal du domaine fréquentiel, via la transformée IFFT, est convertie en un signal de domaine temporel, puis un écrêtage dans ce domaine est appliqué pour réduire les grands pics des signaux OFDM. Après l'écrêtage, les signaux passent à travers un filtre composé, ce filtre lui-même consiste en un ensemble de FFT et IFFT où le filtrage a lieu dans le domaine fréquentiel après avoir transformé le signal écrêté en domaine de fréquence par la fonction FFT. Les composantes du signal obtenu sont passés à travers un filtre passe-bande (BPF) afin d'éliminer les rayonnements hors bande, le signal filtré est ensuite mis à zéro. Le bloc IFFT du filtre transforme le signal en domaine temporel, et ainsi obtenir le signal de sortie avant amplification. Bien que le rayonnement hors bande soit réduit à l'aide du filtrage, il provoque une repousse de pic, cela est pris en charge en utilisant l'écrêtage et le filtrage répétés.

III.9.2 Réduction du PAPR par écrêtage et filtrage et ses variantes

Les techniques du EF (clipping and filtering) sont caractérisées par la fonction $f[r]$ de réduction du PAPR, appelée fonction d'écrêtage. Le schéma de principe de réduction du PAPR de cette technique est donné par la figure (III.8).

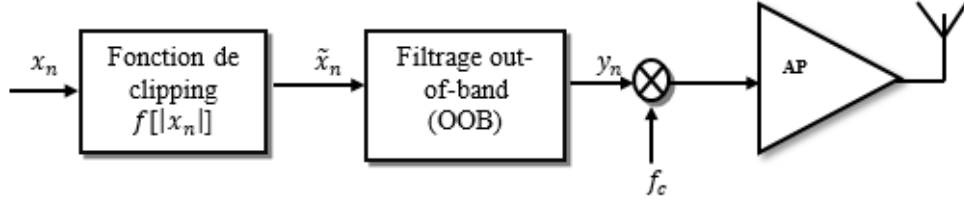


FIGURE III.8 – Principe de réduction du PAPR par CF.

Cette figure illustre un émetteur d'un système multi-porteuses qui comprend principalement un bloc d'écrêtage et un filtre numérique OOB qui permet de supprimer le bruit OOB émis par la non-linéarité de la fonction d'écrêtage (ou fonction de "clipping"). Le bloc d'écrêtage est asservi par la fonction d'écrêtage $f[r]$ qui est différente selon le type d'écrêtage utilisé pour la réduction du PAPR [41]. Soit $x_n = r_n e^{j\varphi_n}$, le signal OFDM discrétisé dont on veut réduire le PAPR, où r_n est son amplitude et φ_n sa phase. Le signal \tilde{x}_n à la sortie du bloc d'écrêtage s'écrit :

$$\tilde{x}_n = f[r_n] e^{j\varphi_n} = \tilde{x}_n^{(IB)} + \tilde{x}_n^{(OOB)} \quad (\text{III.18})$$

où $y_n = \tilde{x}_n^{(IB)}$ est la composante IB (in-band) du signal \tilde{x}_n et $\tilde{x}_n^{(OOB)}$ sa composante OOB.

Le filtre numérique utilisé pour la suppression du bruit OOB est à base de la FFT/IFFT. Il consiste donc par une opération FFT suivie d'une opération IFFT à supprimer $\tilde{x}_n^{(OOB)}$ et ne transmettre que $y_n = \tilde{x}_n^{(IB)}$. La complexité du système ainsi défini est principalement liée au filtrage OOB qui est réalisé à base de FFT/IFFT [41].

Dans ce qui suit, nous allons définir les trois techniques de EF à savoir le « clipping classique » [44] [45], le « deep clipping » pour écrêtage profond et le « smooth clipping » pour écrêtage "doux" ou "lisse", et donner pour chacune sa fonction d'écrêtage.

- **Le clipping classique**

C'est la technique la plus connue et la plus répandue proposée dans la littérature de la technique EF, elle a été développée par Xiaodong Li, Leonard J. Cimini [56] [58]. Cette technique est souvent appelée « soft clipping », son principe consiste à réduire l'amplitude maximale du signal au niveau du seuil d'écrêtage. La fonction $f[r]$ d'écrêtage classique qui agit sur l'amplitude r des signaux s'écrit comme suit [41] :

$$f[r] = \begin{cases} r & \text{si } r \leq A \\ A & \text{si } r > A \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

A étant le seuil d'écrêtage.

- **Le deep clipping**

L'écrêtage profond est une technique la plus récente d'écrêtage et filtrage. Il a été proposé pour résoudre le phénomène de la repousse des pics ou remontée de crêtes (peak regrowth) dû

au filtrage hors bande (OOB) qui se produit dans les techniques EF. Dans cette technique la fonction d'écrêtage $f[r]$ est modifiée de façon à écrêter profondément les pics à forte amplitude des signaux. Le facteur de profondeur (CDF) \tilde{p} est un paramètre qui permet de contrôler la profondeur d'écrêtage.

La fonction d'écrêtage $f[r]$ utilisée par le deep clipping est définie par l'équation III.20 [41] :

$$f[r] = \begin{cases} r & \text{si } r \leq A \\ A - \tilde{p}(r - A) & \text{si } A < r \leq \frac{1+\tilde{p}}{\tilde{p}}A \\ 0 & \text{si } r > \frac{1+\tilde{p}}{\tilde{p}}A \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

• Le smooth clipping

La puissance moyenne de crête des signaux OFDM est diminuée en utilisant cette méthode. Contrairement au clipping classique, le « smooth clipping » permet d'adoucir la transition entre la zone de non-écrêtage ($r \leq A$) et la zone d'écrêtage ($r \geq A$). La fonction d'écrêtage $f[r]$ du smooth clipping est définie par l'équation III.21 [41] :

$$f[r] = \begin{cases} r - \frac{1}{b}r^3 & \text{si } r \leq \frac{3}{2}A \\ A & \text{si } r > A \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

où $b = \frac{27}{4}A^2$.

III.9.3 Avantage

La conception et la réalisation de la méthode d'écrêtage et filtrage est très simple, elle est largement utilisée tout en garantissant la compatibilité descendante. De plus on a deux possibilités d'implémenter le système d'écrêtage, soit en bande de base sur les données I et Q , soit en RF. Ce système d'écrêtage réalisé en bande de base apparaît alors simple à mettre en place car les fonctions d'écrêtage et de filtrage sont implémentées en numérique sur les deux voies I et Q .

III.9.4 Inconvénient

- L'écrêtage provoque une distorsion du signal dans la bande, entraînant une dégradation des performances BER.
- L'écrêtage provoque également un rayonnement hors bande, ce qui impose des signaux d'interférence hors bande aux canaux adjacents. Bien que les signaux hors bande causés par l'écrêtage puissent être réduits par filtrage, il peut affecter les composants haute fréquence du signal dans la bande lorsque l'écrêtage est effectué avec le taux d'échantillonnage de Nyquist en temps discret [24].
- Le filtrage du signal écrêté peut réduire le rayonnement hors bande au détriment du pic de repousse. Le signal après l'opération de filtrage peut dépasser le niveau d'écrêtage spécifié pour l'opération de détournement [59].

III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons parcouru brièvement les techniques de réduction du PAPR situées à l'émission qui sont les plus répandues et les plus utilisées. On a vu plus en détail la technique d'écrêtage et de filtrage qui est l'une des solutions les plus simples utilisée pour réduire le PAPR dans le système OFDM. L'écrêtage diminue le PAPR du signal émis, et le filtrage permet de s'assurer que le signal entre dans un gabarit spectral prédéterminé. Par conséquent, l'utilisation des schémas d'écrêtage et de filtrage peut améliorer les performances du système OFDM feront l'objet du chapitre résultats de simulations.

Chapitre IV

Évaluations des performances et discussion des résultats

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, consacré à l'élaboration des programmes sous Matlab, nous donnons tous les résultats obtenus afin de les analyser. Nous commençons tout d'abord par la simulation de la technique OFDM avec calcul des performances en termes de BER ainsi que l'évaluation des performances de réduction du PAPR par la fonction de répartition complémentaire CCDF avant d'implémenter la méthode d'écrêtage et de filtrage. Les résultats obtenus seront discutés et analysés au fur et à mesure de la progression du chapitre.

IV.2 Paramètre de programmation des système OFDM

Dans cette section nous donnons tous les paramètres utilisés lors de l'implémentation de l'OFDM. En se basant sur la partie théorique étudiée aux chapitres précédents, le choix des valeurs s'est porté sur les différents paramètres énumérés comme suit :

IV.2.1 Le schéma de la Modulation

Sachant qu'il existe plusieurs schémas de modulation tels que : PAM, PSK, FSK et QAM ...etc, nous avons choisit de travailler avec les modulations BPSK, QAM et PSK.

IV.2.2 Le nombre de sous porteuses

Plusieurs paramètres comme la largeur de la bande, le débit binaire ainsi que la durée des symboles déterminent le nombre des sous-porteuses à utiliser. Les articles sur lesquels nous avons travaillé utilisent N parmi les trois valeurs suivantes : 64, 256, 1024. L'augmentation du nombre des sous porteuses diminue l'effet des trajets multiples mais augmente la complexité de la synchronisation.

IV.2.3 Intervalle de garde et duré du symbole

En pratique, l'intervalle de garde CP doit être deux à quatre fois plus grand que l'étalement des retards dus aux trajets multiples. La durée du symbol OFDM doit être plus grand que le CP afin de minimiser la perte du rapport signal sur bruit (SNR), et aussi pour contenir plus de sous porteuse.

IV.2.4 Espacement entre sous porteuses

Ce paramètre dépend essentiellement de la largeur de la bande allouée et du nombre de sous canaux requis. Le signal OFDM a une durée T_{OFDM} , et chaque symbole a une durée T_s . Alors la largeur de bande pour chaque sous-porteuse est $1/T_s$ et doit être inférieure à la bande de cohérence.

IV.2.5 Le canal de transmission

Nous avons utilisé le canal à bruit blanc additif gaussien (AWGN). C'est un modèle classique pour un canal de communication général et il est représentatif d'une grande partie de canaux réels. Par ailleurs, nous l'avons comparé à celui de Rayleigh en performance.

IV.2.6 La transformée de Fourier

Le signal modulé est d'une durée $T_s = \log_2(M)T_b$. Matlab nous facilite l'utilisation de la transformée de Fourier ainsi que la transformée de Fourier inverse. L'émetteur et le récepteur sont implémentés en utilisant l'IFFT/FFT et cela permet de réduire le nombre d'opérations et même le temps de calcul tel que nous l'avons expliqué au chapitre 2 en plus de l'annexe A.

IV.3 Analyse des résultats

IV.3.1 Implémentation de la technique de modulation OFDM

Après exécution du code qui génère les symboles OFDM nous obtenons la figure (IV.1). Cette dernière représente les données binaires transmises générées aléatoirement et distribuées sur les différentes sous-porteuses.

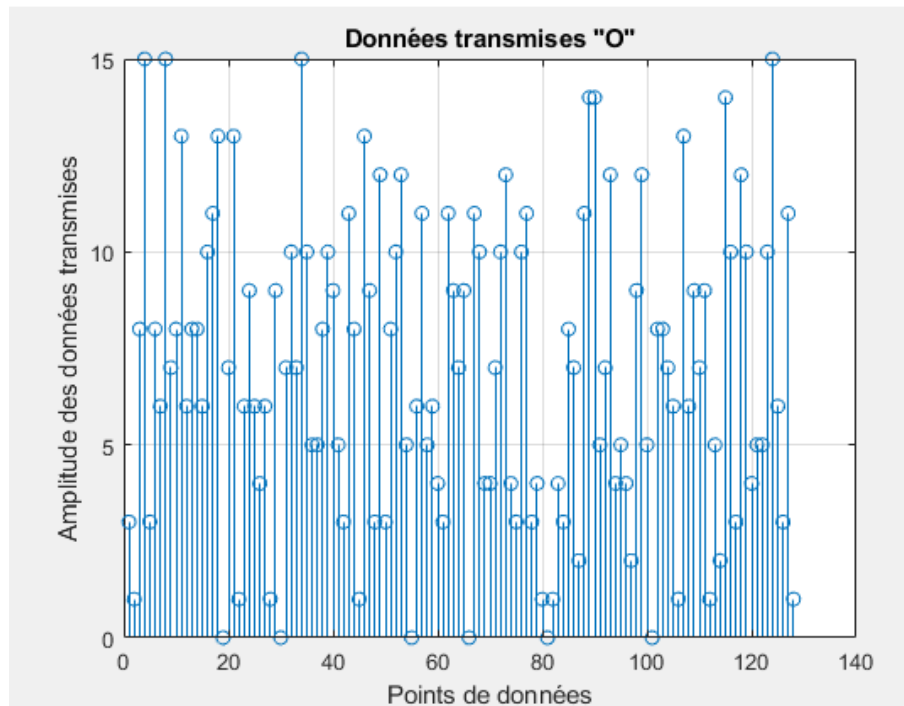


FIGURE IV.1 – Données transmises pour $N=128$.

Nous réalisons une modulation 16-QAM aux données provenant de la source binaire. Nous obtenons la constellation comme montré dans la figure (IV.2).

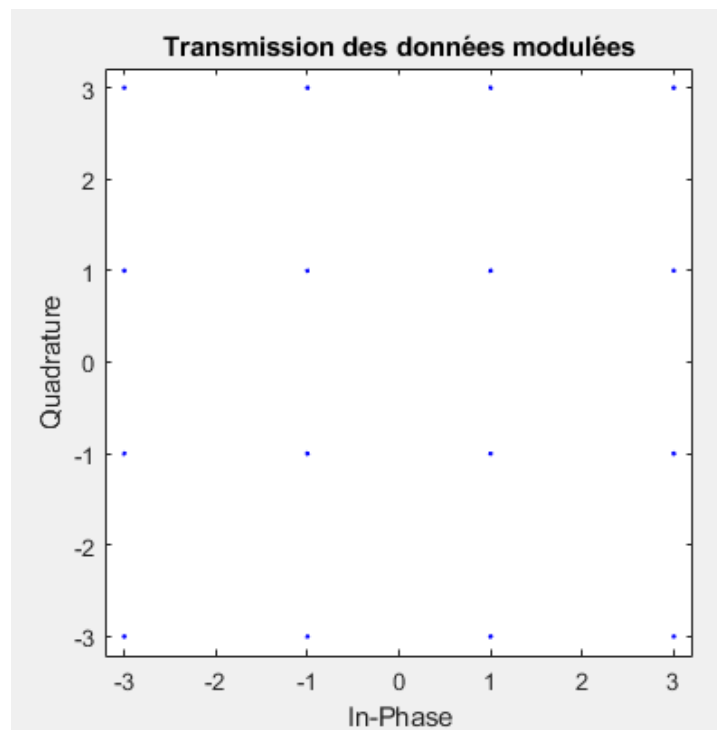


FIGURE IV.2 – Constellation représentant la modulation 16-QAM.

La figure IV.2 représente la constellation pour la modulation 16-QAM en émission, avant de traverser le canal AWGN.

IV.3.1.1 L'effet de l'amplificateur de puissance sur le signal OFDM

Le signal OFDM peut être facilement générer en utilisant une transformée de Fourier inverse (IFFT). Le fait de transmettre sur N porteuses orthogonales augmente bien évidemment la résistance de l'OFDM aux parasites. D'autre part la présence de l'intervalle de garde permet d'éviter les interférences entre symboles qui pourraient provoquer des pertes d'information. Dans cette partie, nous allons étudier le signal OFDM avant et après l'AP.

Lors de l'implémentation du programme nous avons fixé les paramètres d'entrée suivant le tableau (IV.1).

Paramètres	Valeurs
Modulation	16-QAM
Facteur de suréchantillonnage (L)	4
Nombre de sous-porteuses	128
La longueur du préfixe cyclique	1

TABLE IV.1 – Paramètres de programmation

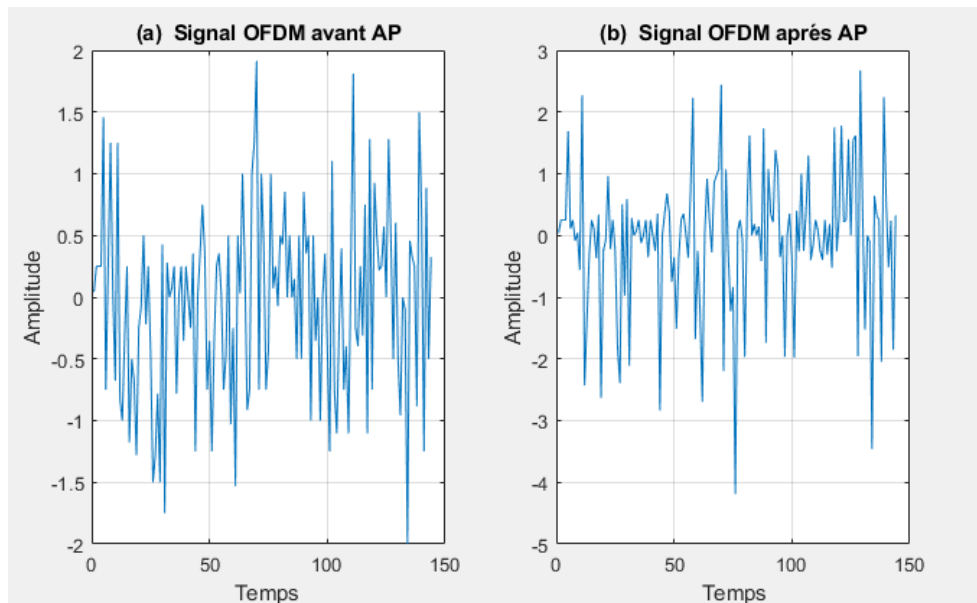


FIGURE IV.3 – Le signal OFDM dans le domaine temporel avant et après l'AP

Après avoir exécuté sur Matlab le programme qui génère les symboles OFDM, nous avons obtenue son enveloppe. Il est remarquable que celle-ci varie dans le temps telle que représenté par la figure (IV.3.a). Nous constatons aussi, que ses fluctuations en amplitude varient entre 1.5 et 2 et sont caractérisées par un PAPR et cela due aux nombreux important composant des sous-porteuses qui y sont ajoutés.

Le rôle d'un amplificateur de puissance est d'augmenter le niveau de puissance du signal à émettre, idéalement sans déformation du signal appliqué à son entrée.

À partir de la figure (IV.3.b) nous remarquons l'effet de l'amplificateur sur le signal OFDM. Cet effet est constaté sur l'amplitudes de ces signaux qui augmentent après l'AP induisant des problèmes dus à la zone de non linéarité.

IV.3.1.2 Influence du type de modulation sur le BER

Les performances du système (BER en fonction du SNR) dépend du schéma de la modulation, puisqu'au niveau du récepteur la distance entre les points de la constellation diminue à chaque fois que le nombre de points augmente. Ainsi la probabilité de faire une fausse décision augmente. La figure (IV.4) représente les performances pour trois types de modulations à savoir : QPSK, 16QAM et BPSK, et d'après les résultats nous déduirons que la modulation BPSK est le meilleur choix.

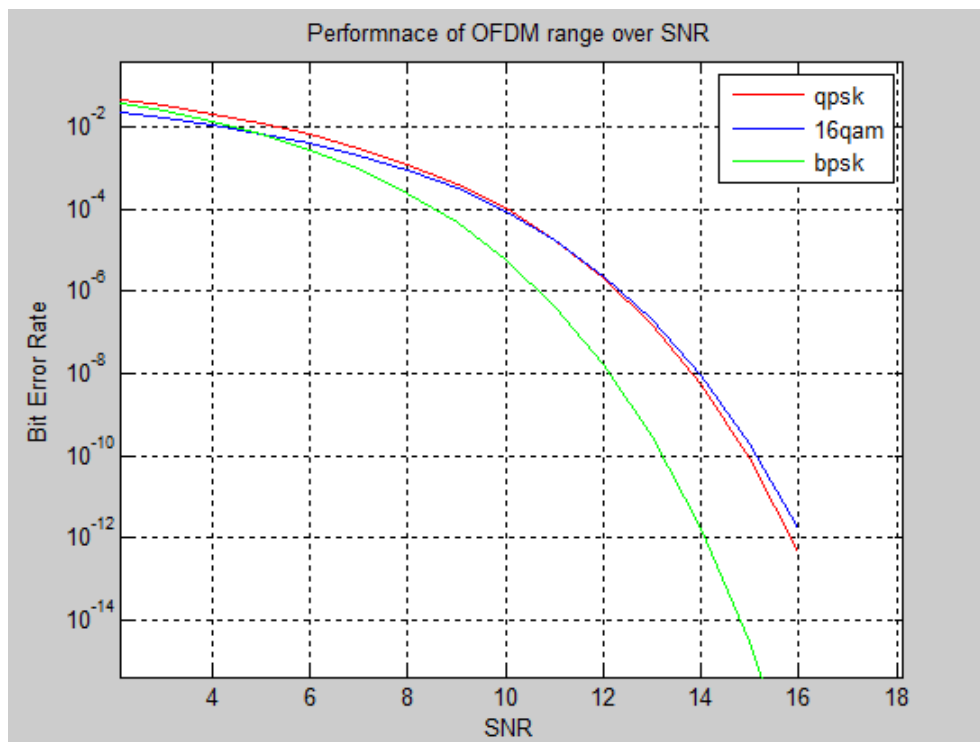


FIGURE IV.4 – Influence du type de modulation sur les performances du système transmission

IV.3.1.3 Comparaison du BER suivant le canal AWGN ou Rayleigh

Dans le cas de la modulation BPSK, la variation du BER en fonction du SNR utilisant le canal AWGN et celui de Rayleigh est représenté par la figure (IV.5). On remarque que le BER du canal AWGN est faible par rapport à celui de Rayleigh surtout lorsque le SNR est important. Par conséquent les erreurs sont minimales lorsque les données reçues proviennent d'un canal AWGN comparé à Rayleigh.

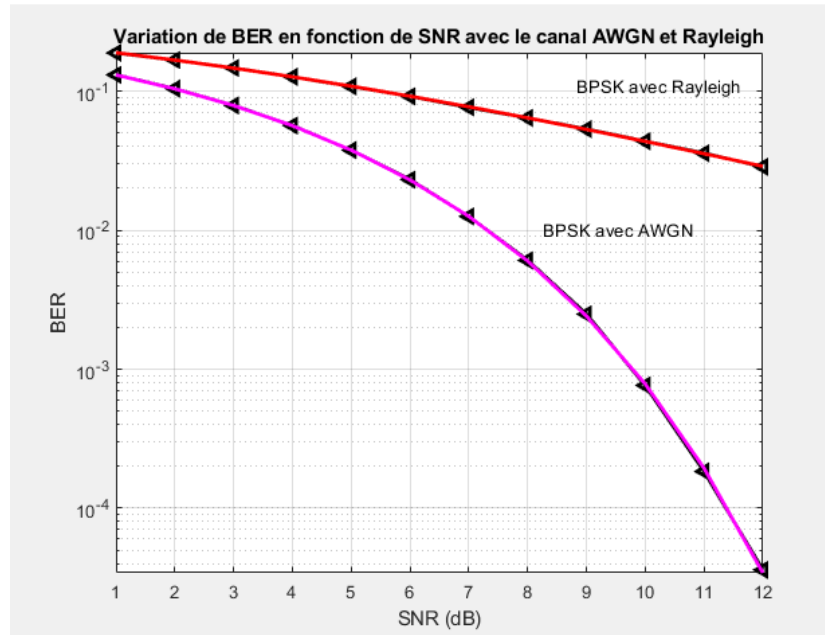
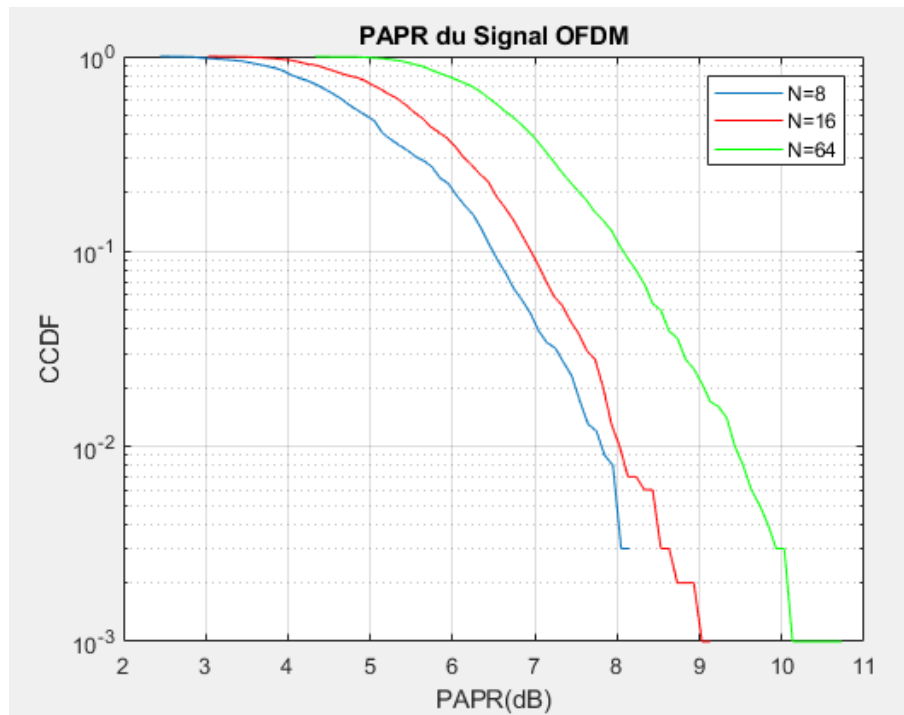


FIGURE IV.5 – Variation de BER en fonction de SNR avec le canal AWGN et Rayleigh pour BPSK

IV.3.1.4 La fonction de répartition complémentaire du PAPR d'un signal OFDM

Sur la figure (IV.6) nous donnons les résultats du calcul ainsi que la représentation de la fonction de répartition complémentaire du PAPR d'un signal OFDM. Nous constatons que la probabilité de forts niveaux de PAPR augmente rapidement avec le nombre de sous-porteuses utilisées. Nous avons varié lors de la programmation le nombre de sous-porteuses entre 8, 16 et 64. Pour 8 sous-porteuses le PAPR est de 8,3 dB, pour 16 il est de 8.9 dB et enfin pour 64 sous-porteuses on aura un PAPR de 10,6 dB, lorsque la CCDF vaut 0.01.

FIGURE IV.6 – CCDF du PAPR d'un signal OFDM avec différents nombres de sous-porteuses N

IV.3.2 Réduction du PAPR par écrêtage et Filtrage

IV.3.2.1 Écrêtage du signal OFDM avant et après l'AP

Après l'écrêtage du signal OFDM avant AP, nous obtenons le résultat décrit par la figure (IV.7). Nous constatons qu'une partie de l'amplitude ayant des pics élevés du signal OFDM est diminuée jusqu'à l'amplitude 0.4. On comprends alors que le principe d'écrêtage est d'éliminer les amplitudes dépassant le seuil maximale.

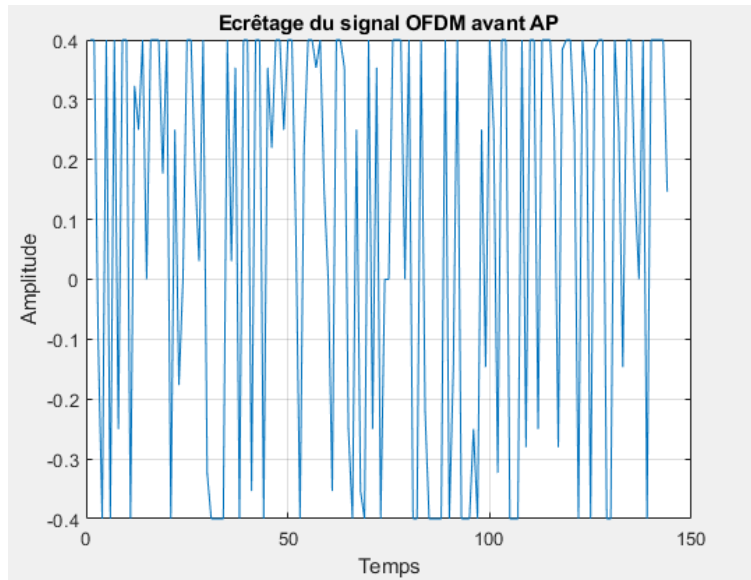


FIGURE IV.7 – Écrêtage du signal OFDM avant l'AP

Comme observé dans la figure (IV.8), l'écrêtage du signal après l'amplification engendre des amplitudes plus élevées par rapport à l'écrêtage sans amplification.

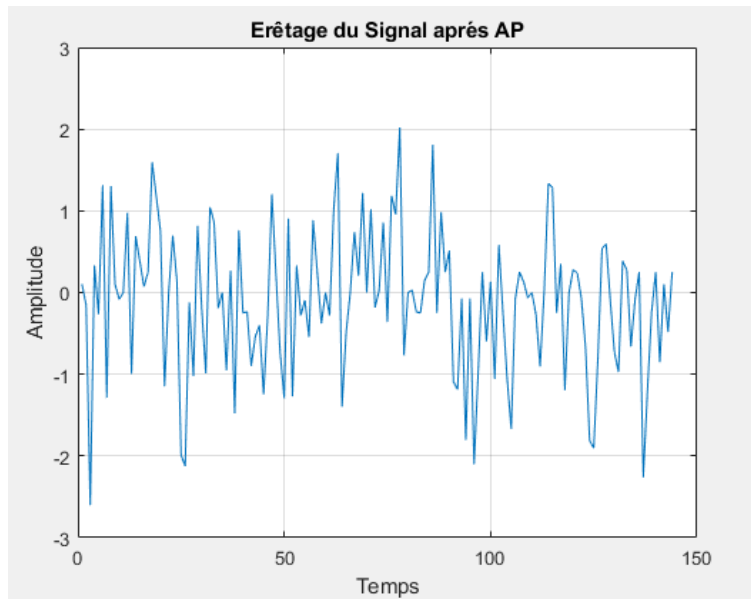


FIGURE IV.8 – Écrêtage du signal OFDM après l'AP

IV.3.2.2 Écrêtage et filtrage du signal OFDM avant et après l'AP

La figure (IV.9) présente le signal OFDM écrêté et filtré avant amplification. Lorsque le signal OFDM est écrêté à un certain niveau cela provoque des distorsions hors bande et qui peuvent être réduites en utilisant le filtrage. Par conséquent, nous observons des repoussées de pic jusqu'à une valeur d'amplitude de 1.8, cela est dû au bruit dans la bande provoqué par l'écrêtage.

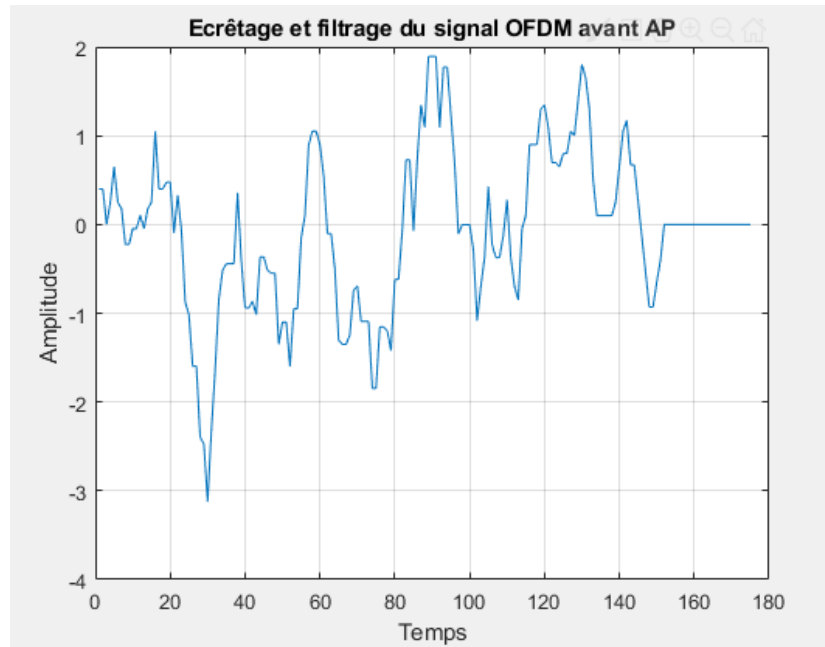


FIGURE IV.9 – Écrêtage et filtrage du signal OFDM avant AP

Comme nous l'avons expliqué précédemment, la non-linéarité de l'Amplicateur de Puissance présente une haute efficacité énergétique d'où l'augmentation de l'amplitude telle que montrée sur la figure (IV.10).

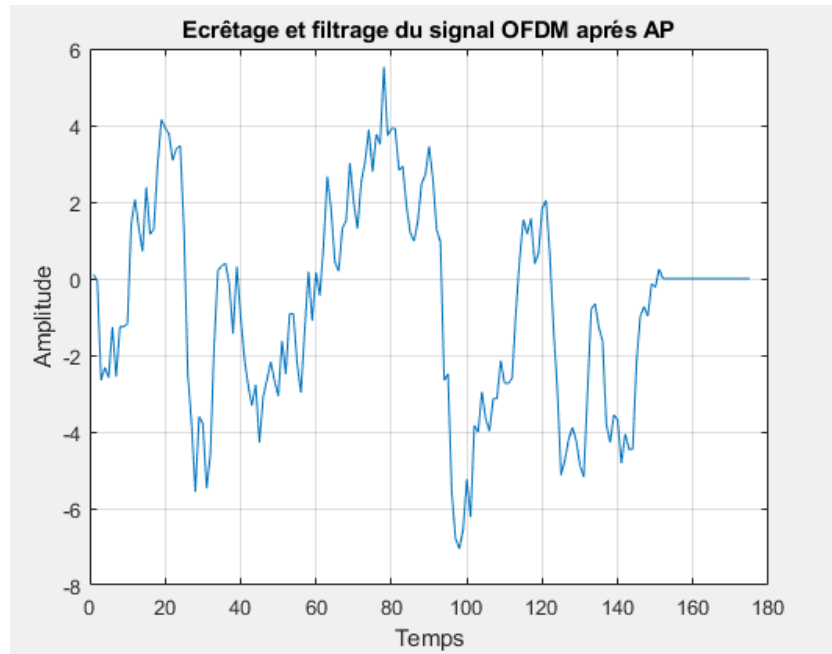


FIGURE IV.10 – Écrêtage et filtrage du signal OFDM après AP

IV.3.2.3 CCDF du PAPR des signaux OFDM avec écrêtage et filtrage

Dans cette section nous montrons l'influence du CP sur le PAPR en tenant compte de la nature du symbole OFDM à savoir : non écrêté, écrêté et écrêté et filtré. Pour cela nous avons fait varier la longueur du CP et représenté sur la figure (IV.11) les CCDF du PAPR pour les signaux OFDM selon les trois états précédemment décrits. D'après la même figure, on observe que le PAPR du signal OFDM diminue significativement après l'écrêtage et augmente légèrement après le filtrage, on peut remarquer aussi que plus le taux d'écrêtage est petit, plus l'effet de réduction du PAPR est important. le PAPR du signal OFDM sans écrêtage est de 15 dB. Pour un CR=0.8, les valeurs du PAPR des signaux écrêtés sont à 4.7 dB et à 9.2 dB pour les signaux écrêtés et filtrés. Pour un CR=1.4 les valeurs du PAPR des signaux écrêtés sont à 6.1 dB et à 9.9 dB pour les signaux écrêtés et filtrés.

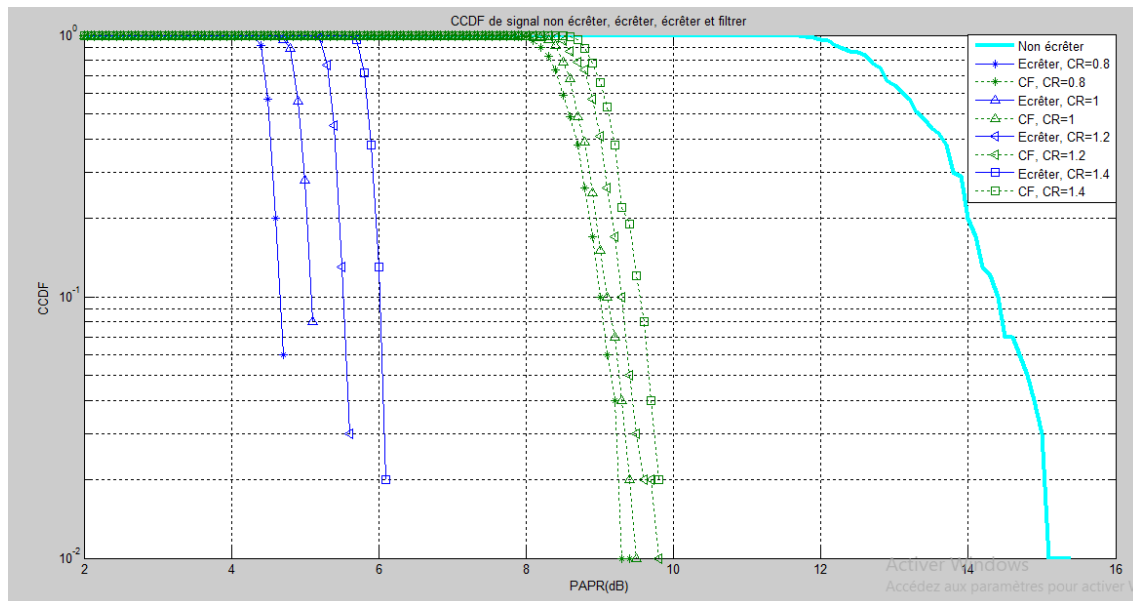


FIGURE IV.11 – CCDF du PAPR des signaux OFDM avec écrêtage/écrêtage et filtrage

IV.3.2.4 Performance BER avec écrêtage et filtrage

La figure (IV.12) présente les performances du BER pour la technique d'écrêtage et de filtrage en fonction du SNR selon de taux d'écrêtage et de la longueur du CP. On constate que le BER diminue progressivement pour des SNR croissants, et que lorsque la valeur du taux d'écrêtage diminue, les performances du BER se dégradent. On peut voir qu'à 10 dB de puissance du signal et à un $CR = 1.4$, les valeurs du BER sont de 1.4×10^{-2} , 7.7×10^{-3} pour le signal écrêté, écrêté et filtré, respectivement. Pour un $CR = 0.8$, les valeurs du BER sont de 4.7×10^{-2} pour le signal écrêté et 2.1×10^{-2} pour le signal écrêté et filtré. Par conséquent, par rapport au signal non écrêté dont la valeur BER est de 8.2×10^{-4} et le signal écrêté, la valeur BER augmente pour le signal écrêté. De même, la valeur BER augmente davantage pour le signal écrêté et filtré que celle du signal écrêté uniquement. Cette augmentation de la valeur du BER est due aux distorsions provoquées pendant le processus d'écrêtage et de filtrage.

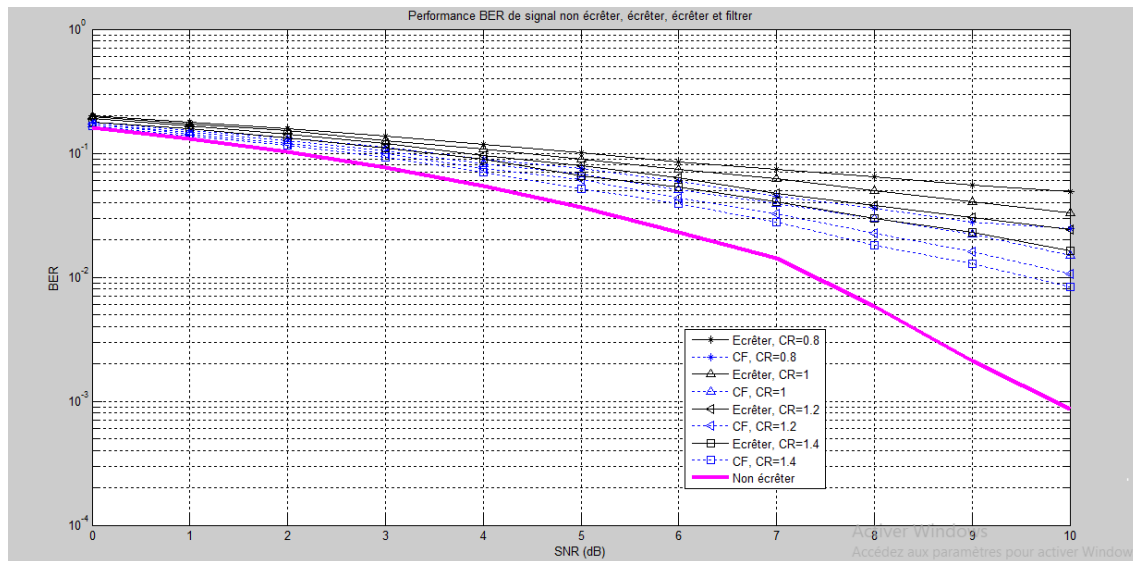


FIGURE IV.12 – Performance BER avec écrêtage et filtrage

IV.3.3 Comparaison entre différentes méthodes de réduction du PAPR

Cette partie est consacrée à la comparaison entre les méthodes de réduction de PAPR, la méthode d'écrêtage et de filtrage, PTS et la méthode SLM. En premier temps nous allons comparer l'écrêtage et filtrage avec la PTS.

Nous appliquons les paramètres du tableau IV.2 pour obtenir les résultats de la figure (IV.13).

Paramètres	IFFT	Nbre de sous-porteuses	Nbre de symbole	SNR	Canal
Valeurs associées	1024	128	16	30	AWGN

TABLE IV.2 – Paramètres de comparaison entre différentes techniques de réduction

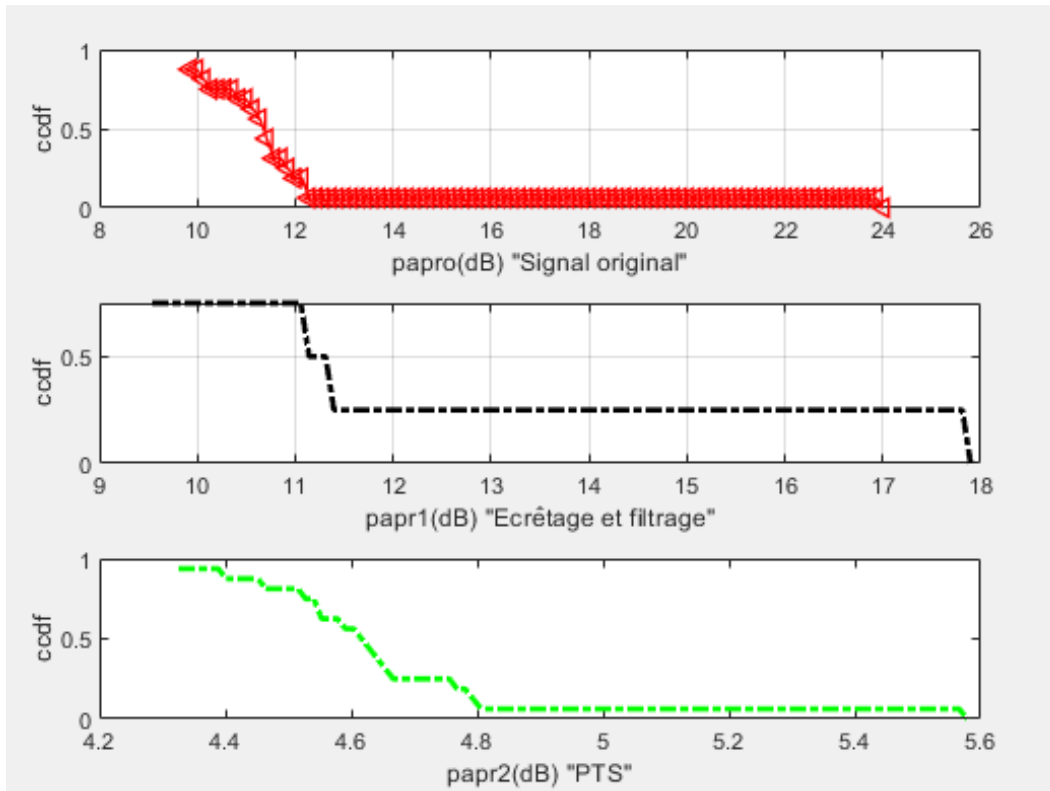


FIGURE IV.13 – Comparaison entre la méthode CF, PTS et SLM

À partir de la figure IV.13, nous déduisons que le système OFDM avec PTS est plus performant que le système OFDM avec écrêtage et filtrage en terme de réduction du PAPR, cela est synthétisé par les valeurs données dans le tableau (IV.3).

Technique de réduction	signal original	Écrêtage et filtrage	PTS
Valeurs PAPR (dB)	21.01	17.6	5.6

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

Par la suite, nous comparons la technique d'écrêtage et filtrage avec la SLM en fixant le paramètre IFFT à 1024, le nombre de symboles à 16 et SNR à 30, mais en variant le nombre de sous porteuse (N).

Un tableau récapitulatif des résultats trouvés est donné en toute fin du chapitre.

La comparaison entre les deux méthodes, selon le PAPR, est illustrée aux figures (IV.14), (IV.15) et (IV.16).

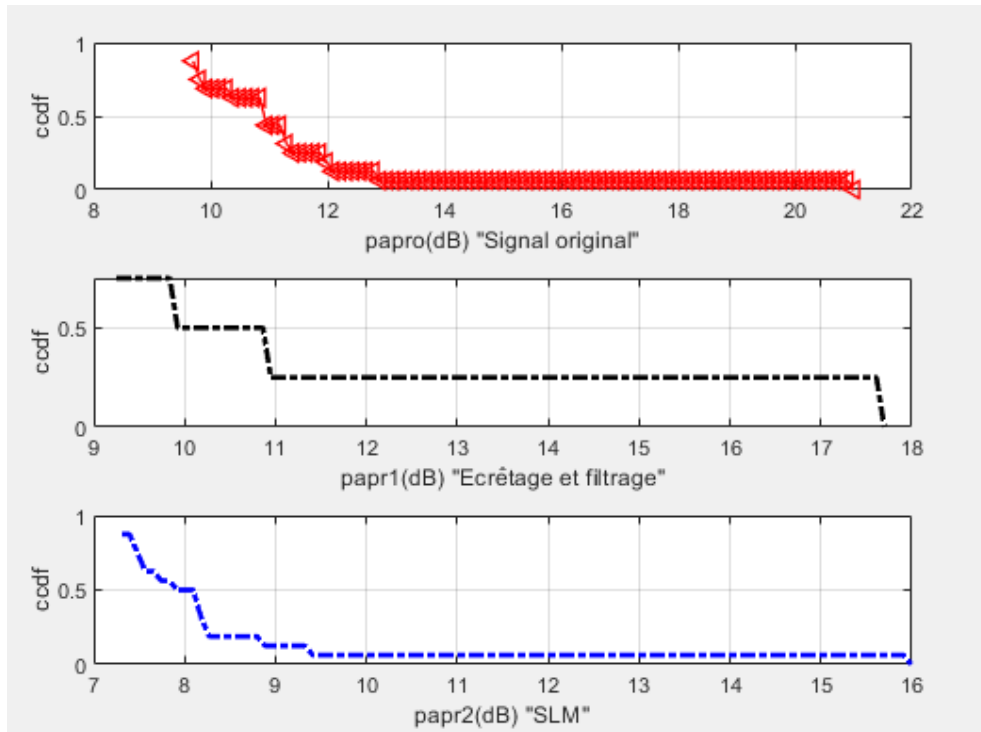


FIGURE IV.14 – Comparaison entre la méthode CF et SLM pour $N=64$

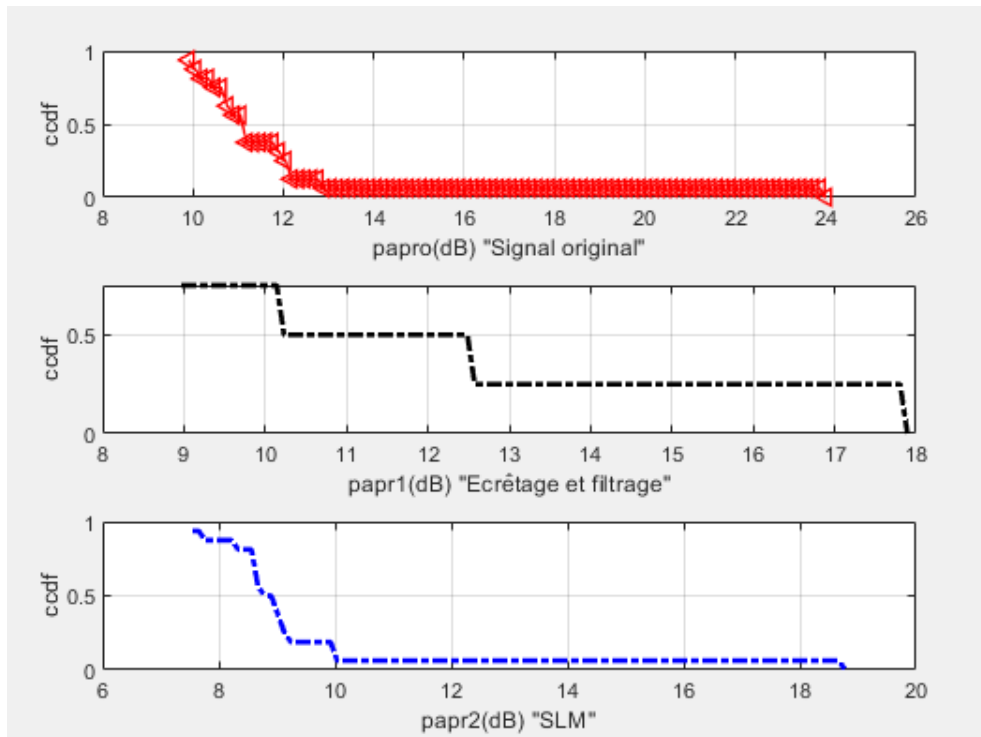
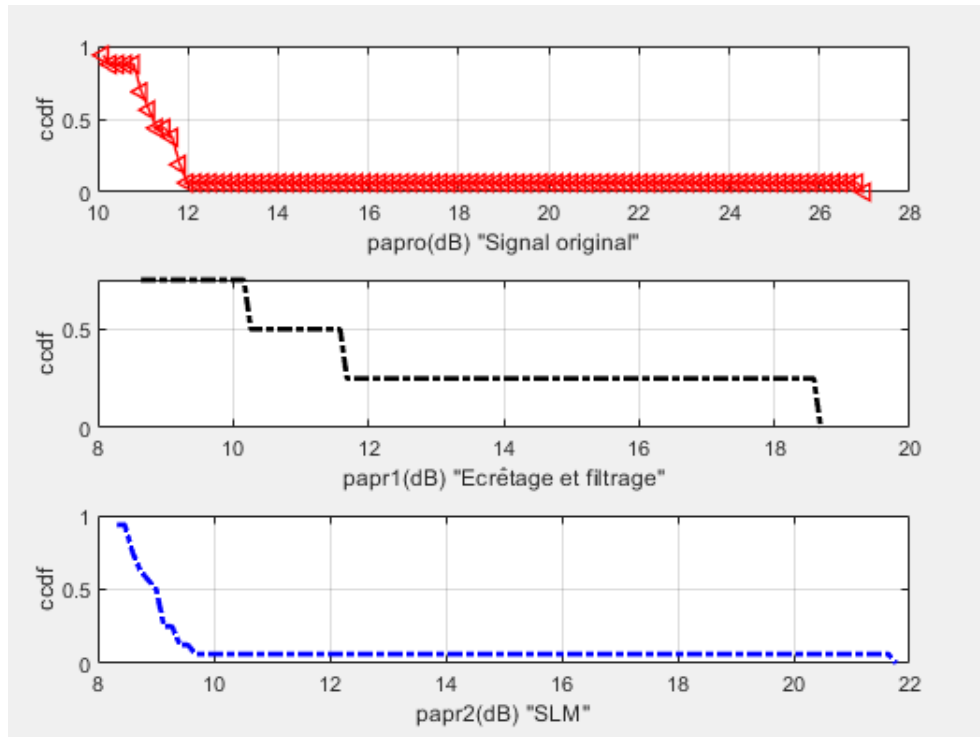


FIGURE IV.15 – Comparaison entre la méthode CF et SLM pour $N=128$


 FIGURE IV.16 – Comparaison entre la méthode CF et SLM pour $N=256$

	Nombre de sous porteuse		
Technique de réduction	$N=64$	$N=128$	$N=256$
signal original "papro (dB)"	21.01	24.01	27.01
Écrêtage et filtrage "papr1 (dB)"	17.7	17.9	18.78
SLM "papr2 (dB)"	16	18.78	21.77

TABLE IV.4 – Comparaison des résultats de différentes techniques de réduction

D'après ces figures, nous constatons qu'en augmentant le nombre de sous porteuses la valeur du PAPR pour écrêtage et filtrage réduite le PAPR du signal de 6.11 dB. De plus elle donne aussi de meilleurs résultats que celle du SLM. En effet, et pour $N=256$, le PAPR est réduit de 2.99 dB par rapport à la SLM. De ce fait la technique d'écrêtage et filtrage offre la meilleurs performance sous certaines conditions et spécialement lorsque le nombres de sous-porteuses est entre 128 et 256.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évaluer les performances des systèmes OFDM ensuite nous avons analyser le problème du PAPR en implémentant la méthode de réduction par écrêtage et filtrage avant d'effectuer une comparaison entre différentes techniques de réduction. Nous avons fait varier plusieurs paramètres afin de retenir ceux qui donne les meilleurs résultats en vue de cerner les

conditions d'applicabilité de la technique que nous avons étudié.

Nous avons démontré dans la partie comparaison que dans un système OFDM les performances sont meilleures avec écrêtage et filtrage qu'avec SLM du point de vue de réduction du PAPR. En effet, c'est sur la base de plusieurs études comparatives que la technique OFDM à été retenue pour la 5G.

Conclusion générale et perspectives

Au terme du travail que nous avons mené dans ce mémoire, nous pouvons dire que notre objectif était de trouver des solutions pour les communications sans fil supportant des débits élevés, avec une qualité de service croissante.

Comme évoqué dans les chapitres théoriques, le PAPR représente l'un des problèmes principaux lors de la transmission faisant appel à la technique de modulation multiporteuses OFDM. Afin de palier à cet inconvénient nous avons procédé à la réduction du PAPR à l'aide de la solution dite écrêtage et filtrage.

Sous l'environnement MATLAB, différents codes de programmes ont été effectuée. Nous avons réussi à implémenter la chaîne de transmission et générer les données à transmettre. Par la suite, nous avons introduit la technique de réduction par écrêtage et filtrage. Des mesures du PAPR ont été prises avant et après l'amplificateur de puissance. Nous avons pu constater que les pics avant l'AP étaient importants, mais encore plus importants après l'AP. Nous avons présenté et discuté les résultats obtenus avant d'effectuer une comparaison avec les autres méthodes données en littérature.

Il est signalé que même si notre technique à des performances moins significatives que les autres, il n'en demeure pas qu'elle reste sur le plan pratique valable. En effet, dans notre cas l'émetteur n'est pas dans l'obligation d'informer le récepteur sur les traitements à effectuer contrairement aux autres techniques à savoir la PTS ou la SLM.

Comme perspectives, nous proposons de poursuivre ce travail en développant les points suivants :

Aborder l'effet du canal MIMO multi-trajets associé à la modulation OFDM multiutilisateurs et voir son effet sur les amplificateurs de puissance pour réduire le PAPR à l'aide de la technique d'écrêtage et de filtrage. De plus, elle reste très intéressante vu qu'elle est nommée F-OFDM en 5G.

Étudier avec plus de détails l'écrêtage profond (deep clipping) qui est une méthode nouvelle proposée pour réduire efficacement la repousse des pics et pour améliorer la qualité du signal par rapport à la technique d'écrêtage et de filtrage.

Bibliographie

- [1] BELKESSAM Moussa. *Etude et Evaluation des performances des systèmes de communications sans fil*, Faculté de génie électrique et d'informatique Département d'électronique. Mémoire master, Université M. MAMMERRI, Tizi-ouzou, 2013.
- [2] Marwa Chafii. *Etude d'une nouvelle forme d'onde multiporteuses à PAPR réduit*. PhD thesis, 2016.
- [3] BOUAZIZ Samir. *Réduction du PAPR du système OFDM-MIMO en 4G*. Mémoire de magister, Université F. ABBAS –Setif1- UFAS (Algérie), Faculté de technologie Département d'électronique, janvier 2015.
- [4] JD Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. Wiley-Blackwell, 2nd edition, 1992.
- [5] Jonathan Letessier. *Performances théoriques de systèmes MIMO pré-égalisés et applications avec un simulateur de propagation 3D*. Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2005.
- [6] BOUTAGHANE Massine AOUDIA Hakim. *Etude de modèles de canaux MIMO stochastiques*. Mémoire en vue d'obtention du diplôme master recherche, Université Abderrahmane Mira de Béjaïa, Faculté de technologie Département de génie électrique, juin 2014.
- [7] G. J. Foschini and M. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 30 :311–335, 1998.
- [8] G. J. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Technical Journal*, pages 41–57, 1996.
- [9] Kaïs 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*. Thèse de doctorat, Ecole nationale supérieur des télécommunications, Décembre 2008.
- [10] Adil BELHOUI. *Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM*. Thèse de doctorat, UNIVERSITÉ DE LIMOGES École Doctorale Science – Technologie – Santé, Faculté des Sciences et Technique, Octobre 2009.
- [11] Aliou DIALLO. *Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO*. Thèse de doctorat, Ecole doctorale des Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication, Novembre 2007.

- [12] https://www.rohde-schwarz.com/fr/de-detection-superieures/test-and-measurement/wireless-communication/wireless-5g-and-cellular/5g-test-and-measurement/embb/massive-mimo/mimo-massive_233844.html.
- [13] https://fr.wikipedia.org/wiki/MIMO_telecommunications.
- [14] A. J. Paulraj H. Bölcskei. *"The Communications Handbook", Chapter 90 : Multiple input multiple-output (MIMO) wireless systems*. 2nd edition, 2002.
- [15] Mokhdar Khadidja Beneddra Imene. *Etude de l'effet de la modulation OFDM multiutilisateurs sur les performances de l'amplificateur radiofréquence, Faculté de Technologie, Département de Telecommunications*. Mémoire de master, Université Abou Bekr Belkaid, Juin 2015.
- [16] Armin Wittneben. Basestation modulation diversity for digital simulcast. In *[1991 Proceedings] 41st IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 848–853. IEEE, 1991.
- [17] Jean-Michel Auffray. *Systèmes MIMO à porteuses multiples : étude et optimisation de la combinaison de codes temps-espace et des techniques MC-CDMA*. Thèse de doctorat, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, Juin 2004.
- [18] David Gesbert, Mansoor Shafi, Da-shan Shiu, Peter J Smith, and Ayman Naguib. From theory to practice : An overview of mimo space-time coded wireless systems. *IEEE Journal on selected areas in Communications*, 21(3) :281–302, 2003.
- [19] Robert W. Chang. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *The Bell System Technical Journal*, 45(10) :1775–1796, 1966.
- [20] J.A.C. Bingham. Multicarrier modulation for data transmission : an idea whose time has come. *IEEE Communications Magazine*, pages 5–14, May 1990.
- [21] Adrien Renoult. *Analyse des performances d'un système multi-utilisateurs OFDM codé sans accès orthogonal*. Thèse de doctorat, Université Cergy-Pontoise Département de génie électrique, 2005.
- [22] Mehassouel Mustapha. *Application de la technologie MIMO a la 4G du mobile*. Mémoire de magister, UNIVERSITE FERHAT ABBAS –SETIF1, Décembre 2014.
- [23] fr.wikipedia.org/wiki/Orthogonal_frequency-division_multiplexing.
- [24] Yong Soo Cho Jaekwon Kim Won Young Yang Chung G. Kang. *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. John Wiley & Sons, 2nd edition, aout 2010.
- [25] Youssef ACHOURI. *IMPLÉMENTATION EFFICACE DE LA FFT POUR DES COMMUNICATIONS OFDM*. Mémoire de maîtrise en génie électrique, Univ. du Québec à trois-rivieres, Décembre 2010.
- [26] Vincent Le Nir. *Etude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses*. Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Novembre 2004.
- [27] John G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 4th edition, 2001.
- [28] Walter Akmouche. *Etude et caractérisation des modulations multiporteuses OFDM*. PhD thesis, Brest, 2000.

- [29] J.A.C. Bingham. Multicarrier modulation for data transmission : an idea whose time has come. *IEEE Communications Magazine*, Mai 1990.
- [30] WiMedia Alliance et al. Multiband ofdm physical layer specification (release 1.5). http://www.wimedia.org/en/docs/10003r02WM_CRB-WiMedia_PHY_Spec_1.5.pdf, 2009.
- [31] Konstantinos Dimou, Min Wang, Yu Yang, Muhammmad Kazmi, Anna Larmo, Jonas Pettersson, Walter Muller, and Ylva Timner. Handover within 3gpp lte : Design principles and performance. In *2009 IEEE 70th Vehicular Technology Conference Fall*, pages 1–5. IEEE, 2009.
- [32] K Deerga Rao. *Channel coding techniques for wireless communications*. Springer, 2015.
- [33] 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.
- [34] Ochiai Hideki and Imai Hideki. On the distribution of the peak-to-average power ratio in ofdm signals. *IEEE transactions on communications*, 49(2) :282–289, 2001.
- [35] Ragusa Salvatore. *Ecrêtage inversible pour l’amplification non-linéaire des signaux OFDM dans les terminaux mobiles*. PhD thesis, Juin 2006.
- [36] Seung Hee Han, John M Cioffi, and Jae Hong Lee. Tone injection with hexagonal constellation for peak-to-average power ratio reduction in ofdm. *IEEE Communications Letters*, 10(9) :646–648, 2006.
- [37] Guy Alexandre. *Etude, conception et realisation d’un systeme de linearisation d’amplificateurs de puissance a etat solide pour des applications spatiales*. PhD thesis, Toulouse 3, 2000.
- [38] W Ciccognani, Pa010 Colantonio, Franco Giannini, E Limiti, and Massimiliano Rossi. Am/am and am/pm power amplifier characterisation technique. In *15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (IEEE Cat. No. 04EX824)*, volume 2, pages 678–681. IEEE, 2004.
- [39] AA Moulthrop, CJ Clark, CP Silva, and MS Muha. A dynamic am/am and am/pm measurement technique. In *1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 3, pages 1455–1458. IEEE, 1997.
- [40] 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.
- [41] Désiré Guel. *Etude de nouvelles techniques de réduction du «facteur de crête» à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuse*. PhD thesis, Rennes 1, 2009.
- [42] 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.
- [43] Tao Jiang, Wu, and Yiyang. An overview : Peak-to-average power ratio reduction techniques for ofdm signals. *IEEE Transactions on broadcasting*, 54(2) :257–268, 2008.

-
- [44] Yves Louët and Jacques Palicot. A classification of methods for efficient power amplification of signals. *Annales des Télécommunications*, 63(2008-08-07), pages 351–368, August 2008.
- [45] Charlotte Langlais, Salim Haddad, Yves Louet, and Nejla Mazouz. Clipping noise mitigation with capacity approaching fec codes for papr reduction of ofdm signals. In *2011 8th International Workshop on Multi-Carrier Systems & Solutions*, pages 1–5. IEEE, 2011.
- [46] Oussoulare Gouba. *Approche conjointe de la réduction du facteur de crête et de la linéarisation dans le contexte OFDM*. PhD thesis, 2013.
- [47] Hermann Sohtsinda. *Approche conjointe canal et amplificateur d’émission pour l’allocation dynamique de puissance dans les systèmes MIMO-OFDM*. PhD thesis, 2017.
- [48] Sidkiéta Zabre. Amplification non-linéaire d’un multiplex de porteuses modulées à fort facteur de crête. *These de Doctorat, Université de Rennes I*, 2007.
- [49] Hemanth Sampath, Shilpa Talwar, Jose Tellado, Vinko Erceg, and Arogyaswami Paulraj. A fourth-generation mimo-ofdm broadband wireless system : design, performance, and field trial results. *IEEE Communications Magazine*, 40(9) :143–149, 2002.
- [50] Harold S Shapiro. *Extremal problems for polynomials and power series*. PhD thesis, Massachusetts Institute of Technology, 1952.
- [51] Walter Rudin. Some theorems on fourier coefficients. *Proceedings of the American Mathematical Society*, 10(6) :855–859, 1959.
- [52] 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.
- [53] ISLI Dounia et LACHOURI Sarah. *Réduction du PAPR par PTS lors d’une transmission OFDM*. Mémoire en vue d’obtention du diplôme master, Université Abderrahmane Mira de Béjaia, Faculté de technologie Département d’électronique, 2020, en cours.
- [54] Jose Tellado. Peak-to-average power reduction for multicarrier modulation. *Ph. D. thesis*, 1999.
- [55] 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.
- [56] Xiaodong Li and Leonard J Cimini. Effects of clipping and filtering on the performance of ofdm. In *1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Technology in Motion*, volume 3, pages 1634–1638. IEEE, 1997.
- [57] Jean Armstrong. New ofdm peak-to-average power reduction scheme. In *IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Spring 2001. Proceedings (Cat. No. 01CH37202)*, volume 1, pages 756–760. IEEE, 2001.
- [58] Xiaodong Li and Leonard J Cimini. Effects of clipping and filtering on the performance of ofdm. *IEEE*, 2(5) :131–133, 1998.

-
- [59] Seung Hee Han and Jae Hong Lee. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission. *IEEE wireless communications*, 12(2) :56–65, 2005.
- [60] Olivier Berder. *Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes*. PhD thesis, Brest, 2002.
- [61] Vahid Tarokh, Nambi Seshadri, and A Robert Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication : Performance criterion and code construction. *IEEE transactions on information theory*, 44(2) :744–765, 1998.
- [62] GA Franco. An orthogonal coding technique for communications. *IRE Intl. Conv. Rec.*, 9(8) :126–133, 1961.
- [63] Siavash M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on selected areas in communications*, 16(8) :1451–1458, 1998.
- [64] Mendes Simões Luís Miguel. *OPTIMAL DATA TRANSMISSION ON MIMO OFDM CHANNELS*. master memory, Monterey California. Naval Postgraduate School, December 2008.
- [65] Ben Ferhat Ouerdia and Belabdi Samia. *Réduction du facteur de crête d'un signal OFDM par la méthode PTS*. PhD thesis, Université Mouloud Mammeri, 2010.
- [66] M. Abdellatif KHELIL. *ETUDE ET PERFORMANCE D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION SANS FIL A BASE D'OFDMA MIMO*. Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas – Sétif -1-, Octobre 2017.

Annexe A

Modélisation des canaux MIMO

A.1 Le codage spatio-temporel

Les systèmes à antennes multiples sont employés afin d'améliorer l'efficacité spectrale et pour augmenter le débit. Lors de l'implémentation de ces systèmes, des approches différentes ont été proposées. L'approche la plus classique, consiste à utiliser plusieurs antennes à la réception et d'appliquer un combineur par ratio maximal (MRC) aux signaux reçus, mais cette approche présente l'inconvénient d'augmenter la complexité du récepteur.

De ce fait, dans le cas où l'émetteur est muni de N_t antennes réceptrices, nous devons définir quel est le traitement « Mapping » nécessaire à appliquer aux signaux avant de les émettre. On appelle mapping l'association réalisée entre un symbole binaire et un élément de l'alphabet correspondant à la modulation choisie (QAM, PSK...ect). Ce traitement supplémentaire de part et d'autre du canal radio, mappeur/démappeur, est spécifique aux systèmes MISO et plus généralement MIMO en comparaison au système SISO, est appelé codage spatio-temporel ou codage espace-temps. Le codage spatio-temporel est une technique de diversité de transmission, qui permet 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 [60]. L'idée de base de ces codes est d'ajouter de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et d'éviter les évanouissements propres au canal radio-mobile.

L'architecture générale du codage spatio-temporel (CST) est représentée sur la figure (I.6).

On peut distinguer deux grandes classes de codage espace-temps permettant l'exploitation de la diversité : les codes spatio-temporels en treillis (CSTT), les codes Spatiaux-Temporels en Bloc (CSTB). Dans ce qui suit nous supervisons brièvement ces deux techniques de codage.

A.1.1 Codes spatio-temporels en treillis (STTC)

Les premiers codes en Treillis STTC (Space Time Treillis Coding) ont été proposés par Tarokh et Alamouti dans des laboratoires de recherche AT & T [61]. Ils combinent le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peuvent être considérés comme une extension

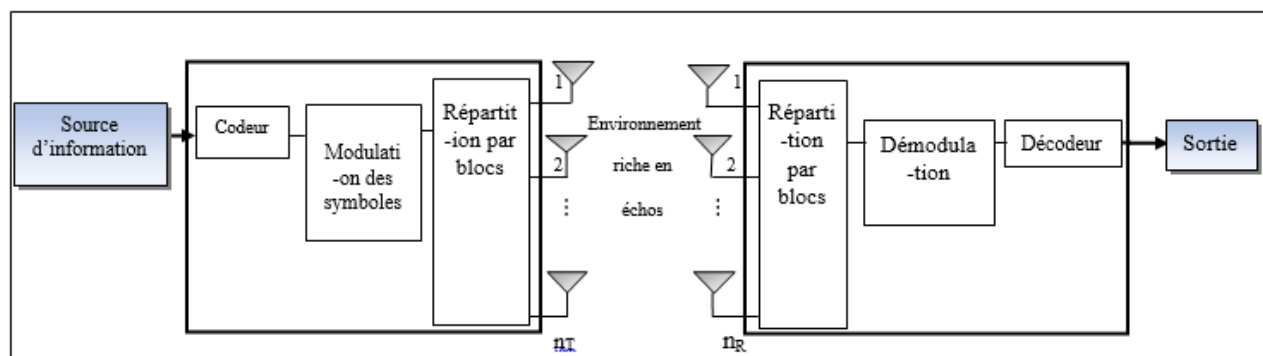


FIGURE A.1 – Architecture d'un système de codage spatio-temporel

des codes en treillis classiques [62] pour les systèmes MIMO. Le principe de ces codes est de créer des relations entre les symboles à la fois dans l'espace et dans le temps. Les codes STTC sont peu utilisés en pratiques vus la complexité de l'algorithme de décodage.

A.1.2 Codes spatio-temporels en bloc (STBC)

En cherchant à résoudre le problème de la complexité de décodage pour CSTT, Alamouti a proposé un schéma simple de diversité d'émission [63], étendu par la suite par Tarokh et al [6]. Les codes en bloc STBC (Space-Time Bloc Coding) sont définis comme une opération de modulation d'un bloc de symboles à la fois dans l'espace et dans le temps, leurs principes consistent à introduire une redondance d'information entre deux antennes d'émission et améliorer ainsi la robustesse pour une même puissance mais sans gagner du débit. Alamouti a présenté son code avec une configuration de deux antennes à l'émission et avec une et deux antennes réceptrices respectivement comme illustré par la figure (I.7). Le codage est fait en prenant en compte les dimensions spatiale et temporelle d'où son nom.

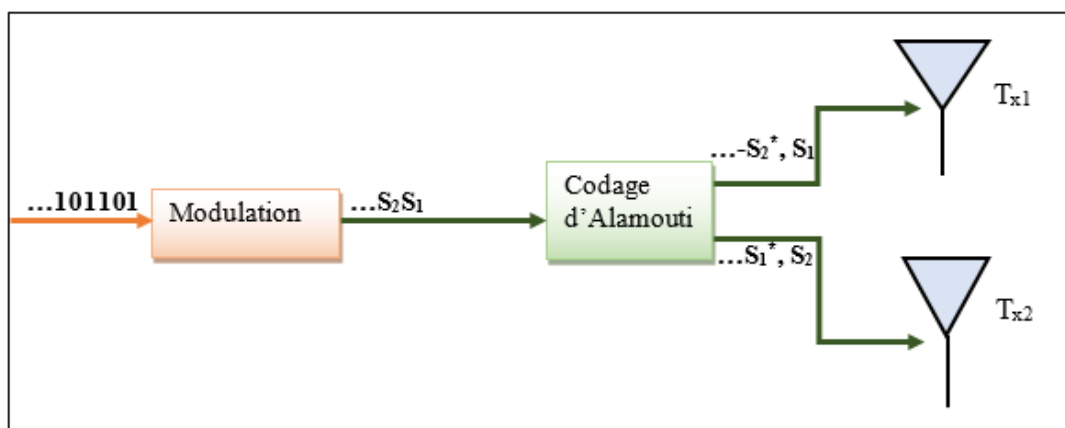


FIGURE A.2 – Principe de codage spatio-temporel d'Alamouti.

A.2 Modélisation des différents canaux du système MIMO

A.2.1 Canal SISO (Single Input Single Output)

Le modèle de canal SISO est représenté dans la figure (I.6). On considère l'équation (I.8) qui est la représentation mathématique du signal reçu après un parcours à travers un canal multi-trajets plus un bruit AWGN (Additive White Gaussian Noise) [64].

$$r(t) = s(t) * h(\tau, t) + b(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) \cdot s(t - \tau) d\tau + b(t) \quad (\text{A.1})$$

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} . Alors le signal SISO reçu devient :

$$r(t) = s(t) * h(\tau, t) = \int_{-\infty}^{\tau_{max}} h(\tau, t) \cdot s(t - \tau) d\tau \quad (\text{A.2})$$

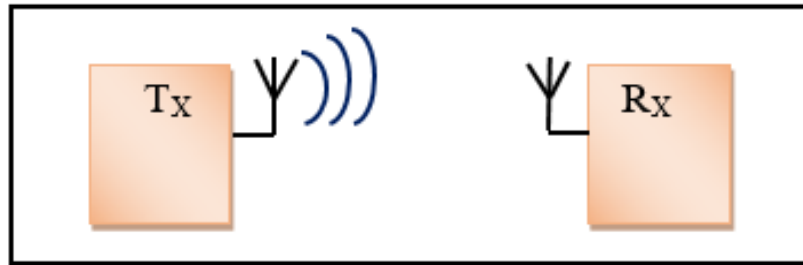


FIGURE A.3 – Le modèle du canal SISO.

A.2.2 Canal SIMO (Single Input Multiple Output)

Le modèle de canal SIMO comporte une antenne d'émission et plusieurs antennes de réception $i \in \{1, 2, \dots, M_R\}$. Ce modèle de canal est représenté dans la figure (I.7). Dans ce cas, le i^{eme} signal reçu est le produit de convolution du signal transmis avec la réponse impulsionnelle du canal du i ème trajets parcouru $h_i(\tau, t)$ [64].

$$r_i(t) = s(t) * h_i(\tau, t) \quad (\text{A.3})$$

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

$$r(t) = [r_1(t), r_2(t), \dots, r_{M_R}(t)] \quad (\text{A.4})$$

$$h(t, \tau) = [h_1(t, \tau), h_2(t, \tau), \dots, h_{M_R}(t, \tau)]^T \quad (\text{A.5})$$

Alors, l'équation (1.10) devient :

$$r(t) = s(t) * h(\tau, t) \quad (\text{A.6})$$

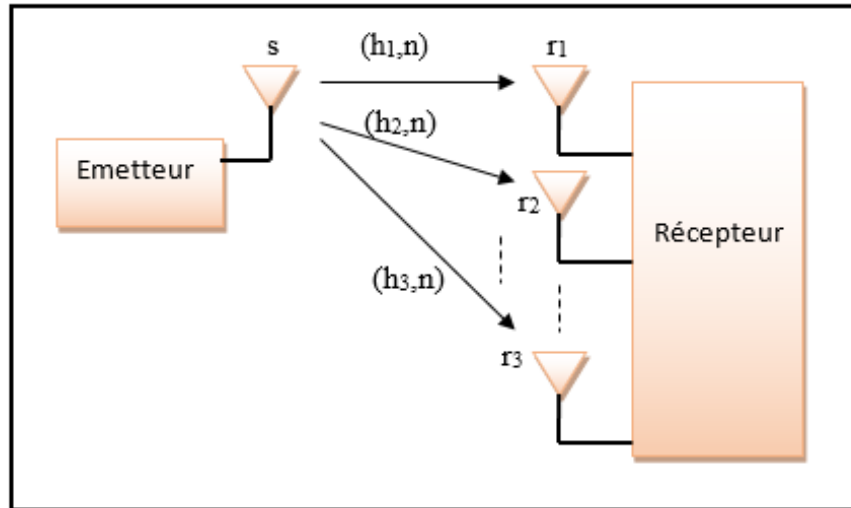


FIGURE A.4 – Le modèle du canal SIMO.

A.2.3 Canal MISO (Multiple Input Single Output)

Le modèle de canal MISO est en principe l'inverse du SIMO, avec plusieurs antennes d'émission $j \in \{1, 2, \dots, M_T\}$ et une seule antenne de réception. La figure (I.8) représente ce modèle. Dans ce cas, le signal reçu est la somme des convolutions de chaque signal transmis avec la réponse impulsionnelle du trajet parcouru $h_j(\tau, t)$ [64].

$$r(t) = \sum_{j=1}^{M_T} s_j(t) * h_j(\tau, t) \quad (\text{A.7})$$

Si on définit les signaux transmis et les réponses impulsionnelles comme des vecteurs de dimensions $M_T * 1$ comme suit :

$$h(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_{M_T}(t)]^T \quad (\text{A.8})$$

$$h(t, \tau) = [h_1(\tau, t), h_2(\tau, t), \dots, h_{M_T}(\tau, t)]^T \quad (\text{A.9})$$

Alors, l'équation (1.14) peut s'écrire :

$$r(t) = s(t) * h(\tau, t) \quad (\text{A.10})$$

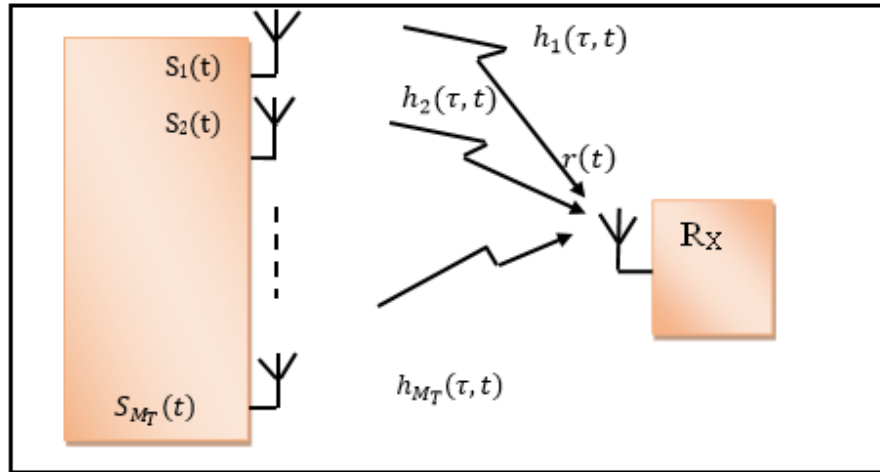


FIGURE A.5 – Le modèle du canal MISO.

A.2.4 Canal MIMO (Multiple Input Multiple Output)

Le modèle du canal MIMO comportant plusieurs antennes d'émission $j \in \{1, 2, \dots, M_T\}$ et plusieurs antennes de réception $i \in \{1, 2, \dots, M_R\}$ est le cas le plus général, il est représenté dans la figure (I.9). Dans ce cas, l' i^{eme} signal reçu est la somme des convolutions de tous les signaux transmis avec les réponses impulsionnelles respectives des trajets parcourus $h_{i,j}(\tau, t)$ [64].

$$r_i(t) = \sum_{j=1}^{M_T} s_j(t) * h_{i,j}(\tau, t) \quad (\text{A.11})$$

Si on définit maintenant toutes les réponses impulsionnelles possibles du canal $H_{i,j}(\tau, t)$, entre chaque j^{eme} antenne d'émission et i^{eme} antenne de réception sous forme d'une matrice de dimension $M_R * M_T$ on obtient :

$$H(\tau, t) = \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,M_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,M_T} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{M_R,1} & h_{M_R,2} & \cdots & h_{M_R,M_T} \end{pmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Alors, on peut écrire l'équation (I.18) sous la forme :

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

où $r(t)$ et $s(t)$ sont définis respectivement dans les équations (I.11) et (I.15).

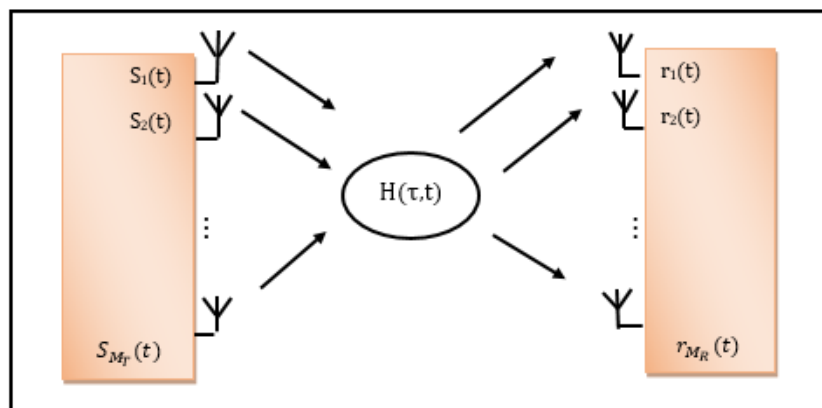


FIGURE A.6 – Le modèle du canal MIMO.

Annexe B

Implémentation numérique d'un signal OFDM

B.1 Implémentation numérique

Grace aux progrès dans les domaines du traitement numérique du signal, La réalisation analogique d'un modulateur OFDM qui est très complexe s'est simplifié par l'utilisation des processus de la transformée de Fourier rapide (FFT) et la transformée inverse (IFFT) qui sont mathématiquement équivalentes à la transformée de Fourier discrète (DFT) et la transformée inverse (IDFT), respectivement, mais plus efficace en terme de réduction de la complexité de calcul à mettre en œuvre [1].

B.1.1 Implantation numérique du modulateur

L'analyse algébrique indique que le signal de sortie $x(t)$ est sous la forme [65] :

$$x(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{2j\pi \frac{K_k t}{T_s}} \quad (\text{B.1})$$

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

$$S_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{2j\pi \frac{K_k n}{N}} \quad (\text{B.2})$$

Les $s(n)$ sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des $x(k)$. En choisissant le nombre de porteuses N , le calcul de la transformée de Fourier inverse se simplifie et peut se calculer par une simple IFFT. Nous obtenons alors le schéma de principe suivant :

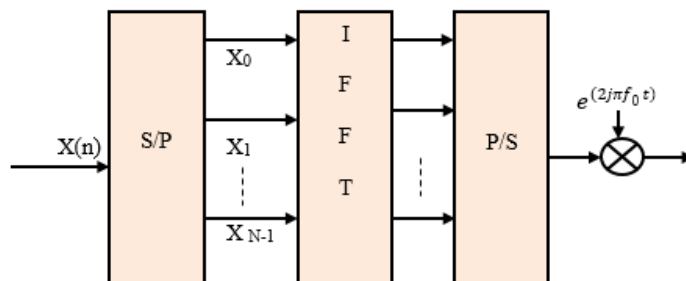


FIGURE B.1 – Modulateur numérique OFDM.

B.1.2 Implantation numérique du démodulateur

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme [65] :

$$z_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k H_k e^{2j\pi \frac{K_n}{N}} \quad (\text{B.3})$$

z_n est la transformée de Fourier discrète inverse de $X_k H_k$ la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier directe discrète. On peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. Nous obtenons alors le schéma de principe suivant :

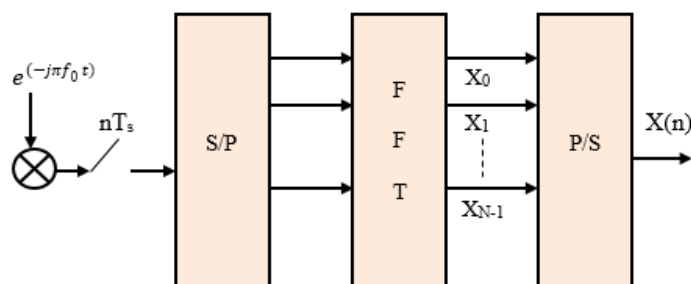


FIGURE B.2 – Démodulateur numérique OFDM.

Annexe C

Les imperfections d'un amplificateur de puissance

C.1 Influence de la non-linéarité de l'amplificateur

La non-linéarité de l'amplificateur ne causerait pas de problème si les signaux d'entrée étaient à enveloppe constante et à faible PAPR comme par exemple dans des signaux GSM. Les systèmes de communication sans fil devront faire face à ce problème de la non-linéarité de l'amplificateur mais avec une difficulté supplémentaire, du fait de la nature spécifique des signaux (signaux multistandards donc très large et à très grande dynamique, c'est-à-dire à fort PAPR).

Si le signal à l'entrée présente des pics de puissance au-delà du point de compression à 1 dB, le signal à la sortie subit donc des distorsions significatives qui sont de plus en plus importantes lorsqu'on s'approche du point de saturation. Les distorsions en bande et hors bande générées par les larges variations du signal d'entrée, causent des interférences et dégradent le taux d'erreur binaire.[2]

Pour modéliser le problème de la non-linéarité, on peut approximer la partie non-linéaire de la caractéristique AM/AM par un polynôme du n ième degré[2] :

$$s(t) = K_1 e(t) + K_2 e^2(t) + \dots + K_n e^n(t) \quad (\text{C.1})$$

avec $e(t)$ le signal d'entrée et $s(t)$ le signal de sortie [2].

- Pour un signal d'entrée :

$$e(t) = A \cos(\omega t) \quad (\text{C.2})$$

On obtient en sortie :

$$s(t) = K_1 \cos(\omega t) + K_2 A^2 \cos^2(\omega t) + \dots + K_n A^n \cos^n(\omega t) \quad (\text{C.3})$$

En linéarisant les puissances du cosinus on trouve :

$$s(t) = K_1 A \cos(\omega t) + (K_2 A^2 / 2)(\cos(2\omega t) + 1) + (K_3 A^3 / 4)(3 \cos(\omega t) + \cos(3\omega t)) \dots \quad (\text{C.4})$$

En développant, on fait apparaître des termes de la forme $Q_p \cos(pt)$, avec $p \in N$, ces termes représentent les harmoniques du signal d'entrée. Nous pouvons les voir dans la représentation schématique du spectre du signal de sortie sur la Figure (B.1).

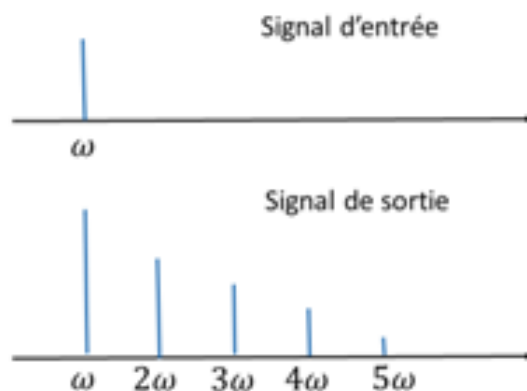


FIGURE C.1 – Comparaison du spectre du signal d'entrée avec celui du signal de sortie

On déduit alors que la non-linéarité engendre des distorsions harmoniques dans le signal de sortie. Le signal résultant ne sera plus sinusoïdal, mais déformé. En prenant un signal d'entrée de la forme :

$$e(t) = A \cos(\omega_1 t) + B \cos(\omega_2 t) \quad (\text{C.5})$$

Le signal de sortie s'écrit alors :

$$s(t) = K_1 A \cos(\omega_1 t) + K_1 B \cos(\omega_2 t) + [K_2 A^2 \cos^2(\omega_2 t) + 2K_2 AB \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) + K_2 B^2 \cos^2(\omega_2 t)] + [K_3 A^3 \cos^3(\omega_1 t) + 23K_3 A^2 B \cos^2(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) + K_3 B^3 \cos^3(\omega_2 t) + 3K_3 AB^2 \cos^2(\omega_1 t) \cos^2(\omega_2 t) + \dots] \quad (\text{C.6})$$

En développant, on fait apparaître des termes de la forme $Q_{p,q} \cos(p\omega_1 t \pm q\omega_2 t)$ avec $p, q \in N$. C'est un produit d'intermodulation qui engendre des distorsions d'intermodulation dans le signal de sortie [2].

Les distorsions non-linéaires de l'AP peuvent modifier de manière irréversible le signal utile. Généralement, la solution la plus simple pour éviter ces distorsions consiste à sur-dimensionner l'AP en appliquant un recul en puissance, en entrée et en sortie, très important à son entrée pour qu'il puisse fonctionner dans sa zone linéaire. Ce recul est utile pour quantifier le surdimensionnement

de l'amplificateur.

C.2 Classes d'amplificateurs de puissance

On distingue deux grandes classes d'amplificateurs de puissance pour les systèmes de télécommunications :

1. L'amplificateur à tubes à onde progressives TOP ou TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier) utilisé surtout dans les transmissions satellitaires, pour générer de fortes puissances.
2. L'amplificateur à semi-conducteur SSPA (Solid State Power Amplifier), utilisé dans les transmissions terrestres par exemple dans le cas de la communication radio mobile, les téléphones portables et la boucle radio.

C.3 Mesure des distorsions

Dans les transmissions multi-porteuses, plusieurs critères pour mesurer la qualité de transmission à l'émission permettent d'évaluer de façon objective la linéarité d'un amplificateur de puissance. Ici, nous donnons les définitions de l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) et de l'EVM (Error Vector Magnitude).

C.3.1 Adjacent Channel Power Ratio (ACPR)

L'amplification non-linéaire des signaux OFDM engendre un étalement de spectre qui se traduit par l'apparition des lobes secondaires dans les bandes adjacentes à la bande utile comme le montre la figure (B.2). Pour quantifier l'interférence générée dans les bandes adjacentes de la bande utile, un paramètre ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) est défini [66], [47]. L'expression de l'ACPR peut être donnée par le rapport entre la puissance dans la bande utile (principale) (BU) et la puissance dans les bandes adjacentes gauche (BA_g) et droite (BA_d) selon l'équation C.7. Ce paramètre doit être aussi bas que possible, car un ACPR élevé indique qu'un étalement spectral significatif s'est produit.

$$ACPR = \frac{P_{main}}{P_{adj}} = \frac{2 \int_{BU} DSP(f) df}{\int_{BA_g} DSP(f) df + \int_{BA_d} DSP(f) df} \quad (C.7)$$

où $DSP(f)$ est la densité spectrale de puissance sur la largeur de bande considérée.

C.3.2 Error Vector Magnitude (EVM)

Dans le domaine temporel, les signaux sont généralement représentés dans le plan cartésien en amplitude et en phase (I,Q) autour de la porteuse principale. I et Q sont les composantes du signal en bande de base. Lors du passage par l'amplificateur, les non-linéarités dégradent le signal émis [46]. Ainsi, l'EVM a été définie, pour mesurer l'impact des non-linéarités sur le signal utile

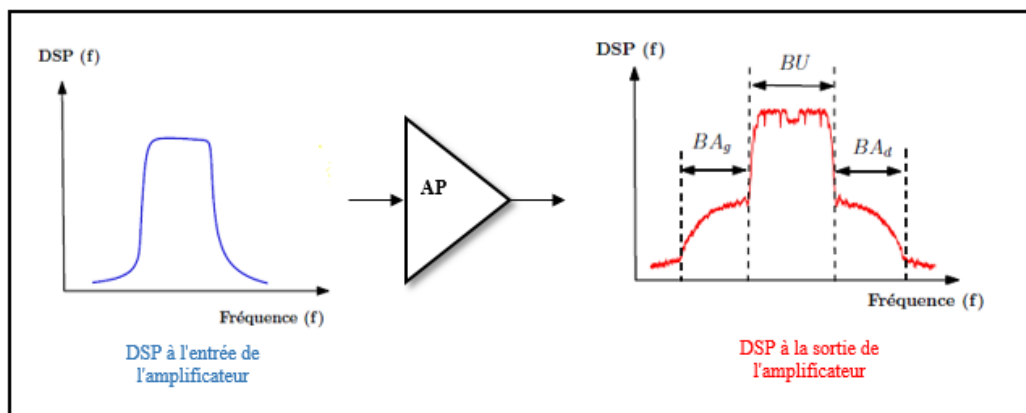


FIGURE C.2 – Calcul de l'ACPR

à l'émission ou à la réception. La figure (B.3) représente la constellation correspondante avant et après le passage par un AP sur une modulation 16-QAM. Le diagramme de constellation est une représentation de tous les symboles numériques constituant le signal dans le plan complexe. La partie imaginaire "Q" de chaque symbole est représentée en fonction de sa partie réelle "I" [47] [66].

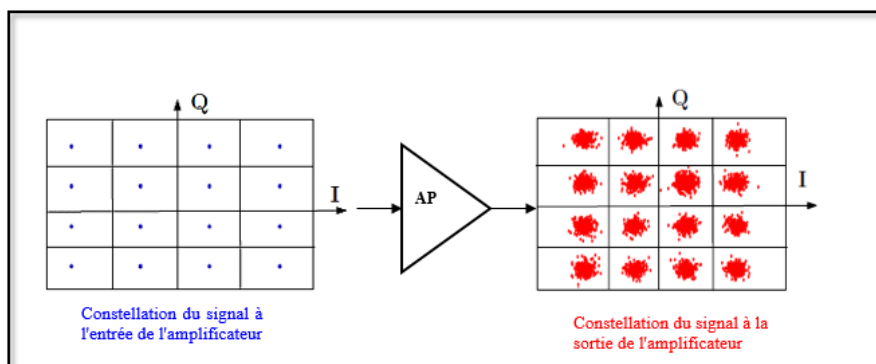


FIGURE C.3 – Effet de la non-linéarité de l'AP sur une constellation 16-QAM.

Nous pouvons observer une dispersion des différents points de la constellation à la sortie de l'amplificateur. Ceci est dû à la non-linéarité introduite par l'amplificateur. L'EVM est un paramètre qui permet également d'évaluer les distorsions appliquées au diagramme de constellation. Il caractérise à la fois les erreurs dues aux fluctuations d'amplitudes et de phase comme illustré à la figure (B.4).

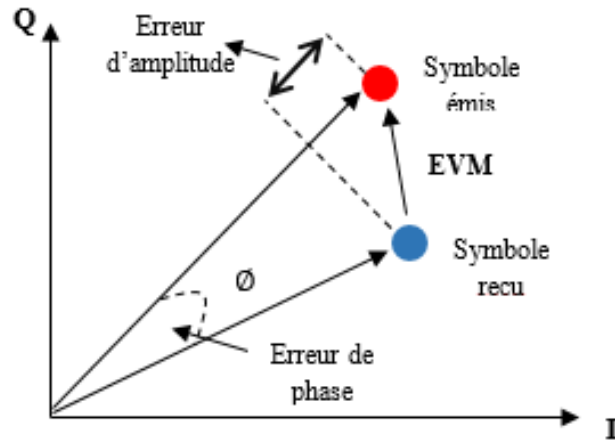


FIGURE C.4 – Définition de la mesure de l'EVM.

Comme la mesure de l'EVM s'effectue sur des signaux en bande de base. Par conséquent, il faut d'abord démoduler le signal OFDM pour récupérer les symboles numériques. Soit Z_n l'ensemble des symboles qui forment le signal mesuré en émission ou en réception et soit S_n l'ensemble des symboles qui constituent le signal de référence idéal. L'EVM est calculé comme suit (équation B.8) :

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_n |Z_n - S_n|^2}{\sum_n |S_n|^2}} \quad (C.8)$$

RÉSUMÉ

Le multiplexage par répartition orthogonale en fréquence (OFDM) est l'une des techniques de modulation largement utilisée pour les systèmes de communication. Il offre un débit de données élevé, une efficacité spectrale, une robustesse à l'évanouissement sur plusieurs trajets, une conception de récepteur simple, etc. Mais, il souffre d'un rapport de puissance crête sur la puissance moyenne (PAPR) élevé qui provoque une distorsion du signal dans la bande et une repousse spectrale hors bande en réduction significative de l'efficacité énergétique lors du passage à travers un amplificateur de puissance non linéaire. Dans ce mémoire, une méthode simple de réduction, d'écrêtage et de filtrage PAPR est étudiée et implémentée. Les effets de l'écrêtage et du filtrage sur les performances du signal OFDM tels que la densité spectrale de puissance, le PAPR et le taux d'erreur sur les bits ont été étudiés par des simulations Matlab.

Mots clés : OFDM ; MIMO ; PAPR ; écrêtage et filtrage.

ABSTRACT

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is one of the widely and actually used modulation techniques for nonlinear communication systems. It offers high data rate, spectral efficiency, robustness to multi path fading, simple receiver design, etc. But, it suffers from high peak-to-average power ratio (PAPR) which causes inband signal distortion and out of band spectral regrowth and results in significant reduction in power efficiency when passed through a nonlinear power amplifier. In this paper, a simple method of PAPR reduction, clipping and filtering is investigated and implemented. Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM signal such as power spectral density, PAPR, and bit-error rate has been investigated through Matlab simulations.

Key words : OFDM ; MIMO ; PAPR ; clipping and filtering.