

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 Guelma



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'électronique et Télécommunications

THÈSE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
DOCTORAT EN SCIENCE

Filière : Génie Electrique

Présentée par

IKNI Samir

Intitulée

**Contribution à l'Etude et au Développement de Techniques Avancées
de Modulations Multiporteuses pour les futurs Systèmes
de communication sans fil.**

Soutenue le : 08/07/2019

Devant le Jury composé de :

Mr. HAMDI Rachid	Professeur	Univ. de 8 Mai 1945 Guelma	Président
Mr. REDADAA Salah	Professeur	Univ. de 8 Mai 1945 Guelma	Rapporteur
Mr. MESSAI Abderraouf	Professeur	Université Constantine 1	Examineur
Mr. ARIS Skander	Maître de Conférences 'A'	Université Constantine 1	Examineur

Année Universitaire : 2018-2019

Remerciements

- ✚ Ma reconnaissance s'adresse, en premier lieu, à mon directeur de thèse Monsieur Salah Redadaa, Professeur à l'université 8 mai 1945 Guelma, pour m'avoir confié le sujet de cette thèse qu'il a dirigé avec intérêt et pour les conseils précieux qui m'a donnés tout au long de ces années de recherche. Je le remercie vivement pour ses encouragements qui m'ont permis de finir ma mission en respectant mon calendrier.
- ✚ Je tiens à remercier Monsieur HAMDI Rachid, Professeur à l'université de Guelma, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de ma soutenance.
- ✚ Je remercie Monsieur Sofiane CHERIF, Professeur à l'école SUP'COM, à Tunisie, pour son excellent accueil à l'école pendant quatre stages de formation. Je le remercie chaleureusement pour les conseils précieux qui m'a donnés et son suivi durant mes stages.
- ✚ J'adresse mes remerciements également à Monsieur MESSAI Abderraouf, Professeur à l'université de Constantine 1, et Monsieur ARIS Skander, Maître de Conférence 'A' à l'université de Constantine 1, pour m'avoir fait l'honneur de bien vouloir juger ce travail.
- ✚ J'exprime ma profonde gratitude à messieurs, NEJI Youssef, Monsieur ZAYANI Rafik et Mme NAJJAR Leila, Professeurs à l'école SUP'COM, pour leurs conseils et leurs encouragements pendant mes stages au sup'com de Tunis.
- ✚ Mes remerciements vont aussi à l'Université 8 mai 1945 Guelma, ainsi qu'au Département d'Electronique et Télécommunications pour leur investissement dans ma formation. J'adresse mes remerciements à mes chers collègues au sein du département ELN et TLC notamment Moussa Sedraoui, Djamel Abed et Fayçal Boulsina.
- ✚ Rien n'aurait été possible sans le soutien de ma mère, ma famille et mes proches, merci à tous...

IKNI Samir

Résumé

Les exigences des applications de communications sans fil et mobiles actuelles en termes de débit et de fiabilité augmentent sans cesse. Les schémas de modulations multi-porteuses constituent un choix approprié pour répondre à ces exigences. Bien que le multiplexage par répartition de fréquences orthogonales (OFDM) soit la technique de modulation la plus répandue, elle présente diverses limitations pour les applications de cinquième génération. Une nouvelle approche basée sur les bancs de filtres peut constituer une alternative appropriée à l'OFDM. Cette technique se caractérise non seulement par un filtre prototype bien localisé en temps et en fréquence, mais également par un débit binaire plus élevé, car aucun préfixe cyclique n'est utilisé. Malheureusement, ces deux techniques de modulation souffrent d'un rapport de puissance crête-à-moyenne (PAPR) élevé. En fait, en présence d'un amplificateur à haute puissance non linéaire, le signal multi-porteuse subit de fortes distorsions.

Pour compenser la non-linéarité de l'amplificateur et augmenter son efficacité énergétique, deux approches sont proposées dans la littérature : (a) techniques de réduction du PAPR et (b) techniques de linéarisation des amplificateurs. Les deux approches sont conçues et optimisées séparément. Certains travaux portent sur leur utilisation conjointe, en particulier pour le signal OFDM. Notre travail s'inscrit dans le cadre du premier thème.

Dans cette thèse, nous avons abordé deux objectifs principaux : (a) la présentation et l'évaluation des performances de la nouvelle technique de modulation et (b) une nouvelle technique de réduction des PAPR est proposée.

Les résultats de simulation confirment que la modulation basée sur les bancs de filtres est très performante et que la technique proposée pour réduire le PAPR est très efficace et moins complexe.

Mots clés

Modulation Multiporteuses à base de bancs de filtres (FBMC); Modulation d'amplitude en Quadrature décalée (OQAM); Rapport de puissance moyenne à crête (PAPR); Transformée discrète par norme glissante (DSNT); Modulation Multiporteuses (MCM); Systèmes 5G

Abstract

The requirements of today's wireless and mobile communication applications in terms of throughput and reliability are constantly increasing. Multicarrier modulation schemes are an appropriate choice to meet these requirements. Although orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is the most common modulation technique, it has some limitations for 5th generation applications. A new approach based on filter bank may be an appropriate alternative to the OFDM. This technique is characterized not only by a prototype filter that is well localized in time and frequency, but also by a higher throughput, as no cyclic prefixes are needed. Unfortunately, these two modulation techniques suffer from a high peak-to-average power ratio (PAPR). Thus, in the presence of a high power non-linear amplifier, the multi-carrier signal is subject to high distortions.

To compensate for the amplifier's non-linearity and increase its energy efficiency, two approaches are proposed in the literature: (a) PAPR reduction techniques and (b) amplifier linearization techniques. The two approaches are designed and optimized separately. Some work deals with their joint use especially for OFDM signal. Our work is in accordance with the first topic.

In this thesis we have dealt with two main objectives: (a) presentation and performance evaluation of the new modulation technique and (b) a new technique for PAPR reduction is proposed.

The simulation results confirm that the modulation based on the filter bank have high performance and that the proposed technique to reduce the PAPR is very effective and less complex.

Keywords

Filter-Bank Multi-Carriers (FBMC); Offset-QAM (OQAM); Peak to Average Power Ratio (PAPR); Discrete Sliding Norm Transform (DSNT); Multi-Carrier Modulation (MCM); 5G Systems

المخلص:

إن المتطلبات الحديثة للاتصالات اللاسلكية والمحمولة تزداد أكثر فأكثر خصوصاً من حيث سرعة التدفق و الجودة. لأجل هذا، وضعت مخططات التشكيل متعدد الموجات الحاملة كحل انطباق لهذه المتطلبات. فبالرغم من أن تقنية OFDM والتي هي إحدى التقنيات الأكثر استعمالاً وانتشاراً، إلا أن لها نقائص جعلتها غير مناسبة للتطبيقات المستقبلية للجيل الخامس. من أجل هذا، فإن التقنية الحديثة المبنية على مجموعة مراحح يمكن أن تكون بديلاً مناسباً عن OFDM.

إن هذه التقنية الحديثة لا تتميز فقط بمشاحها النموذجي الذي يكون جد محدد في الزمن و التردد، ولكننا نجدها كذلك تتميز بتدفق ذو القيمة العالية للمعلومات وذلك راجع لعدم حاجتها إلى خاصية البادئة الدورية. بالرغم من ذلك فإن نسبة الاستطاعة القصوى إلى القيمة الوسطى (PAPR) لهذين النوعين من التشكيل، جد عالية. وعليه، فإنه في ظل وجود مضخم الاستطاعة العالي الغير خطي، تتعرض هاتان الإشارتان إلى تشوه شديد.

من أجل التحسين من فعالية المضخم غير الخطي تم اقتراح نوعين من المخططات الأولى هي مخططات للخفض من حدة العامل (PAPR) والثانية هي مخططات تهدف إلى جعل المضخم خطياً. هذين النوعين تم تصميمهما وتحسينهما كل على حده، إلا أن بعض الأعمال العلمية تقترح استعمالهما معاً بالنسبة لإشارة OFDM. يندرج عملنا نحن ضمن النوع الأول.

إن الهدف الأساسي من هذه الأطروحة يتجلى في اقتراح مخطط جديد للخفض من نسبة PAPR للإشارة متعددة المجات الحاملة.

في الأخير، و لتقييم مخططنا المقترح، قمنا بإجراء مقارنة مع تقنيات خفض ال PAPR القديمة. إن النتائج المحصل عليها تثبت أن التقنية الجديدة ذات مصداقية كبيرة وتضمن تدفقاً عالياً كما أن التقنية المقترحة للتقليل من حدة العامل PAPR لديها القدرة على الحد من ديناميكيات التموج العالية للإشارة بالنسبة لمستواها في الإشارة الأصلية.

الكلمات المفتاحية

التشكيل السعوي على التتابع المزاح (OQAM)، التشكيل متعدد الموجة الحاملة القائم على جملة مراحح (FBMC)

المحمولة المستقطعة بالمعيار المنزلق (DSNT)، نسبة القدرة المتوسطة إلى القيمة القصوى (PAPR)

أنظمة الجيل الخامس (5G)، التشكيل متعدد الموجة الحاملة (MCM)

Table des matières

Remerciement.....	iii
Résumé.....	v
Abstract.....	vii
Résumé en arabe.....	ix
Table des matières.....	x
Liste des Figures.....	xiii
Liste des Tableaux.....	xvi
Liste des Abréviations.....	xix
Introduction générale.....	1

CHAPITRE I

I.1. Introduction.....	5
I.2. Propagation à travers les canaux radio.....	5
I.2.1. Propagation des ondes radio.....	6
I.2.1.1. Atténuation de parcours.....	7
I.2.1.2. Propagation par trajets multiples.....	8
I.2.1.3. Masquage (Shadowing).....	8
I.2.1.4. Propagation Doppler.....	9
I.2.2. Sélectivité fréquentielle et sélectivité temporelle du canal de propagation.....	12
I.3. Modélisation du canal de propagation.....	15
I.3.1. Modèle de canal de Rayleigh.....	15
I.3.2. Modèle de canal de Rice.....	18
I.4. Estimation et égalisation du canal radio.....	20
I.5. Approches pour combattre les évanouissements.....	22
I.5.1. Aperçu sur la Modulation Multi-Porteuse.....	22
I.5.2. Techniques de diversité.....	23
I.5.2.1. Diversité temporelle.....	25
I.5.2.2. Diversité fréquentielle.....	26
I.5.2.3. Diversité spatiale.....	27

I.5.3. Techniques de combinaison.....	28
I.5.3.1. Combinaison par sélection (SC)	29
I.5.3.2. Combinaison par gain égal (EGC)	30
I.5.3.3. Combinaison par rapport maximal (MRC)	31
I.5.4. Système MIMO.....	32
I.5.5. Codage spatio-temporel (STBC)	34
I.6. Conclusion.....	37

CHAPITRE II

II.1. Introduction.....	38
II.2. Modulation Multi-porteuse à base de fréquences orthogonales (OFDM).....	39
II.2.1. Principe de base de l'OFDM.....	39
II.2.2. Expression du signal OFDM.....	40
II.2.3. Orthogonalité temporelle et orthogonalité fréquentielle.....	42
II.2.4. L'intervalle de garde.....	44
II.2.5. Chaîne de transmission OFDM.....	45
II.2.6. Avantages et limitations de l'OFDM	46
II.3. Modulation multi-porteuse à base de bancs de filtres FBMC	48
II.3.1. Motivation et choix de la technique FBMC.....	48
II.3.2. Principe de la modulation FBMC/OQAM.....	48
II.3.3. Structure Polyphasée des bancs de filtres.....	52
II.3.4. Forme d'onde et expression du signal FBMC/OQAM.....	55
II.3.5. Filtre Prototypé utilisé dans FBMC/OQAM.....	58
II.3.6. Structure chevauchante de l'FBMC/OQAM.....	63
II.3.7. Avantages et inconvénients de FBMC/OQAM.....	64
II.4. Combinaison des techniques MCM et des systèmes MIMO.....	65
II.5. Conclusion.....	67

CHAPITRE III

III.1. Introduction.....	68
III.2. Généralités sur les Amplificateurs de Puissance.....	69
III.2.1. Caractéristiques de l'amplificateur de puissance.....	69
III.2.2. Effets de la non-linéarité d'amplification sur le signal MCM.....	72
III.2.2.1. Effet sur la constellation du signal MCM.....	73

III.2.2.2. Effet sur les performances en TEB.....	75
III.2.2.3. Effet sur le spectre du signal.....	75
III.2.2.4. Effet sur le signal multi-porteuse dans le domaine temporel.....	76
III.3. Techniques conventionnelles de réduction de PAPR.....	78
III.3.1. Définition du PAPR.....	78
III.3.2. Distribution du PAPR d'un signal MCM.....	79
III.3.3. Critères de performances d'une technique de réduction de PAPR.....	80
III.3.3.1. Gain en réduction.....	80
III.3.3.2. Dégradation du Taux d'Erreur Binaire	81
III.3.3.3. Variation de la puissance moyenne.....	82
III.3.3.4. Perte en débit utile.....	82
III.3.3.5. Complexité de calcul.....	82
III.3.3.6. Rayonnement hors bande.....	82
III.3.4. Techniques de réduction de PAPR conçues pour OFDM.....	83
III.3.4.1. Techniques basées sur le codage.....	83
III.3.4.2. Techniques Probabilistes.....	84
III.3.4.3. Techniques basées sur l'ajout d'un signal.....	88
III.4. Conclusion.....	93
CHAPITRE IV	
IV.1. Introduction.....	94
IV.2. Etat de l'art sur les techniques de réduction de PAPR pour l'FBMC/OQAM.....	95
IV.3. Signal FBMC/OQAM.....	97
IV.4. Chevauchement temporel des signaux FBMC/OQAM.....	98
IV.5. Calcul de PAPR pour le système FBMC/OQAM.....	99
IV.6. Techniques proposée pour réduire le PAPR dans FBMC/OQAM.....	100
IV.6.1. Technique SLM conçue pour FBMC/OQAM.....	100
IV.6.2. Technique TR conçue pour FBMC/OQAM.....	102
IV.6.3. Technique PTS conçue pour FBMC/OQAM.....	103
IV.6.4. Technique ACE/SGP conçue pour FBMC/OQAM.....	104
IV.6.5. Technique proposée pour la réduction de PAPR d'un système FBMC/OQAM	105
IV.6.5.1. Principe général de la technique DSNT L_P -by- N	106
IV.6.5.2. Principe de DSNT L_2 -by-3.....	108
IV.6.5.3. Implémentation numérique de DSNT L_2 -by-3.....	109

IV.6.5.4. Complexité de DSNT L_2 -by-3.....	111
IV.7. Résultats de simulation.....	112
IV.7.1. Environnement des simulations.....	112
IV.7.2. Caractéristiques et performances du système FBMC/OQAM.....	112
IV.7.2.1. la forme du Filtre prototype (PHYDYAS)	112
IV.7.2.2. Spectre de FBMC/OQAM.....	114
IV.7.3. Réduction de PAPR par DSNT L_2 -by-3.....	115
IV.8. Perspectives du travail.....	118
IV.9. Conclusion.....	119
Conclusion générale.....	120
Publications.....	122
Bibliographie.....	123

Liste des Figures

CHAPITRE I

Propagation par trajets multiples dans le canal radio mobile.....	6
Les variations de la puissance reçue en fonction de la distance parcourue.....	9
Modèle équivalent d'un canal de propagation en bande de base.....	10
Réponse impulsionnelle d'un canal variant dans le temps.....	11
Etalement dû à l'effet multi-trajet pour un canal sélectif/non sélectif en fréquence.....	14
Atténuation de puissance d'un canal radio mobile.....	15
Densité de Probabilité du modèle de Rayleigh.....	16
La bande spectrale Doppler.....	17
Densité de Probabilité du modèle de Rice.....	19
Positions des symboles pilotes dans la grille Temps-Fréquence.....	20
Chaîne de transmission dans un canal radio.....	21
La fonction Q	23
Concept de base de la diversité de canal.....	24
Recombinaison de deux signaux de Rayleigh indépendants.....	25
Diversité temporelle et diversité fréquentielle.....	26
Coefficient de corrélation en fonction de la distance de séparation des antennes.....	28
Combinaison par sélection (SC)	29
Combinaison par gain égal (EGC)	31
Combinaison par rapport maximal (MRC)	32
Système MIMO à N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception.....	32
Capacité des systèmes MIMO (2x2) et SISO (1x1)	34
TEB en fonction de RSB pour un système MISO (2x1) codage STBC d'Alamouti.....	36

CHAPITRE II

Gain en efficacité spectrale de l'OFDM par rapport à FDM.....	39
Principe de la Modulation à porteuses multiples.....	40

Principe de l'OFDM côté émetteur.....	40
Orthogonalité temporelle de l'OFDM.....	43
Orthogonalité fréquentielle de l'OFDM.....	43
Intervalle de garde.....	44
Restauration d'orthogonalité par Préfixe Cyclique.....	45
Chaîne de transmission OFDM.....	46
Réponses en fréquence de l'OFDM et de la FBMC/OQAM.....	49
Configuration de l'émetteur d'un système FBMC/OQAM.....	50
Configuration du récepteur d'un système FBMC/OQAM.....	50
Configuration de base d'un système FBMC/OQAM.....	51
Banc de N filtres basé sur le décalage du filtre prototype.....	53
Configuration polyphasée simplifiée du SFB.....	54
Configuration polyphasée simplifiée de l'AFB.....	55
Répartition des symboles FBMC/OQAM et OFDM sur le plan temps-fréquence.....	56
Réponses temporelles des filtres PHYDYAS (FBMC) et rectangulaire (OFDM)	60
Réponse en fréquence et coefficients fréquentiels du filtre PHYDYAS.....	60
Réponses fréquentielles des filtres PHYDYAS (FBMC) et rectangulaire (OFDM)	61
Structure chevauchante de FBMC-OQAM.....	64
Bloc diagramme du système MIMO-OFDM.....	66

CHAPITRE III

Courbe AM/AM d'un Amplificateur de Puissance.....	70
Constellation QAM-16 d'un signal OFDM, $IBO = 0$	73
Constellation QAM-16 d'un signal OFDM, $IBO = 4$	74
Constellation QAM-16 d'un signal OFDM, $IBO = 8$	74
Effet d'amplification ($IBO = 3$ dB) sur le TEB d'un système OFDM.....	75
Influence des non-linéarités de l'HPA sur le spectre du système OFDM.....	76
Amplification d'un signal à PAPR élevé et d'un signal à PAPR réduit	77
PAPR d'un signal MCM OFDM dans le domaine temporel.....	78
Insertion du module de réduction de PAPR dans chaîne de transmission MCM.....	80
Gain en réduction du PAPR à une valeur φ de CCDF.....	81
Principe de la technique de codage en bloc pour réduire le PAPR.....	83
Principe de la technique SLM pour réduire le PAPR.....	85
Principe de partitionnement de la technique PTS.....	86

Principe de la technique PTS pour réduire le PAPR.....	87
Principe de la technique TR pour réduire le PAPR.....	90
Principe de la technique ACE pour réduire le PAPR	92

CHAPITRE IV

Système FBMC/OQAM utilisé dans notre travail, côté émetteur	97
Chevauchement entre les symboles FBMC/OQAM	99
Schéma bloc du système FBMC/OQAM-DSNT proposé.....	106
Réponse fréquentielle du filtre PHYDYAS comparé avec d'autres filtres.....	113
Réponse impulsionnelle du filtre PHYDYAS comparé avec d'autres filtres.....	114
DSP de FBMC/OQAM comparée OFDM, WOLA, UFMC et F-OFDM.....	115
Signal FBMC-OQAM dans le domaine temporel avant DSNT.....	116
Signal FBMC-OQAM dans le domaine temporel après DSNT.....	116
La CCDF vs le PAPR du système FBMC-OQAM avant et après l'application de DSNT.....	117
Performances en TEB du système original FBMC-OQAM-DSNT après codage de canal.....	118

Liste des Tableaux

Coefficients fréquentiels du filtre prototype PHYDYAS	59
Réponse du trans-multiplexeur FBMC en utilisant le filtre PHYDYAS	63
Décision OQAM	63
Complexité de calcul de SLM, PTS et L2-by-3 DSNT	112

Liste des Abréviations

- ❖ ACE (Active Constellation Extension) : extension active de constellation
- ❖ CDMA: (Code Division Multiple Access) accès multiple par répartition de code
- ❖ CFO: (Carrier Frequency Offset) décalage fréquentiel de la porteuse
- ❖ CMT: (Cosine Multi-Tones) multi-tons cosinus
- ❖ DSL: (Digital Subscriber Line) ligne digitale d'abonné
- ❖ AM/AM: (Amplitude/Amplitude) amplitude/amplitude
- ❖ AM/PM: (Amplitude/Phase) amplitude/phase
- ❖ AFB: (Analysis Filter Bank) banc de filtres d'analyse
- ❖ ACPR: (Adjacent Channels Power Ratio) rapport de puissance des canaux adjacents
- ❖ ACI: (Adjacent Channel Interference) interference entre canaux adjacents
- ❖ AWGN: (Additive White Gaussian Noise) bruit additif blanc et gaussien
- ❖ BER: (Bit Error Rate) taux d'erreur binaire
- ❖ CP: (Cyclic Prefix) préfixe cyclique
- ❖ CCDF: (Complementary Cumulative Distribution Function) fonction de distribution cumulative et complémentaire
- ❖ CR: (Clipping Ratio) taux d'écrêtage
- ❖ CMT: (Cosine Modulated Multi-Tones) multi-tons de cosines modulé
- ❖ DSP: (Digital Signal Processing) traitement des signaux numériques
- ❖ DVB: (Digital Video Broadcasting) diffusion de la vidéo digitale
- ❖ DFT: (Discrete Fourier Transform) transformée de Fourier discrète
- ❖ DAB: (Digital Audio Broadcasting) diffusion de l'audio digital
- ❖ DWMT: (Discrete Wavelet Multi-Tones) multi-tons ondelette discrète
- ❖ EGF: (Extended Gaussian Function) fonction gaussienne étendue
- ❖ FBMC: (Filter Bank Multi Carrier) modulation multi-porteuse à base de bancs de filtres.
- ❖ FDM: (Frequency Division Multiplexing) multiplexage par répartition de fréquence
- ❖ FFT: (Fast Fourier Transform) transformée de Fourier rapide

- ❖ FIR: (Finite Impulse Response) réponse impulsionnelle finie
- ❖ FMT: (Filtered Multi-Tones) multi-tons filtrée
- ❖ HPA: (High Power Amplifier) amplificateur à haute puissance
- ❖ IBO: (Input Back Off) recule d'entrée
- ❖ IFFT: (Inverse Fast Fourier Transform) transformée de Fourier Inverse rapide
- ❖ IIR: (Infinite Impulse Response) réponse impulsionnelle infinie
- ❖ ISI: (Inter Symbol Interference) interference entre symboles
- ❖ ICI: (Inter Channel Interference) interference entre canaux
- ❖ IOTA: (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm) algorithme de transformation orthogonale isotrope
- ❖ IBR: (In-Band Radiation) rayonnement dans la bande
- ❖ MIMO: (Multiple Input Multiple Output) multi-entrées multi-sorties
- ❖ MISO: (Multiple Input Single Output) multi-entrées mono-sortie
- ❖ MCM: (Multi Carrier Modulation) modulation multi-porteuse
- ❖ MBO: (Multi-block Joint Optimization) optimization jointe multi-blocs
- ❖ NPR : (Noise Power Ratio) taux de puissance de bruit
- ❖ OBO: (Output Back-Off) recule de sortie
- ❖ OFDM: (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) multiplexage par repartition de frequencies orthogonales
- ❖ OQAM: (Offset Quadrature Amplitude Modulation) modulation d'amplitude en quadrature et décalage
- ❖ OOB: (Out-Of-Band) hors bande
- ❖ OBR: (Out-Of-band Radiation) rayonnement hors bande
- ❖ PAPR: (Peak to Average Power Ratio) rapport de puissance moyenne à crête
- ❖ PTS: (Partial Transmit Sequence) sequence transmise partielle
- ❖ PRCs: (Peak Reduction Carriers) porteuses de réduction des pics
- ❖ P/S: (Parallel to Serial) conversion parallèle-série
- ❖ PPN: (Polyphase Network) réseau polyphasé
- ❖ PAM: (Pulse Amplitude Modulation) modulation d'amplitude d'impulsion
- ❖ PHYDYAS: (PHYSical layer for DYnamic Spectrum Access and Cognitive Radio) couche physique pour accès spectral dynamique et radio cognitive

- ❖ PSD: (Power Spectral Density) densité spectral de puissance
- ❖ PRTs: (Peaks Reduction Tones) tons de réduction de pics
- ❖ QoS: (Quality of Service) qualité de service
- ❖ QPSK: (Quadratic Phase Shift Keeing) déplacement de phase en quadrature
- ❖ QAM: (Quadratic Amplitude Modulation) modulation d'amplitude en quadrature
- ❖ RF: (Radio Frequency) fréquence radio
- ❖ SISO: (Single Input Single Output) mono-entrée mono-sortie
- ❖ SI: (Side Information) information latérale
- ❖ SLM: (Selected Mapping) mappage par sélection
- ❖ SNR: (Signal to Noise Ratio) rapport signal à bruit
- ❖ S/P: (Serial To Parallel) conversion série-parallèle
- ❖ SFB: (Synthesis Filter Bank) banc de filtres de synthèse
- ❖ SMT: (Staggered Modulated Multi-Tones) multi-tons modulée et séparée
- ❖ SoS: (Sum-of-Sinusoids) somme de sinusoides
- ❖ SRRC: (Square Root of Raised Cosine) racine au carré de cosines surélevé
- ❖ SWTR: (Sliding Window Tone Reservation) tons réservés avec fenêtre glissante
- ❖ SGP: (Smart Gradient Project) projet à gradient intelligent
- ❖ TR: (Tone Reservation) tons réservés
- ❖ TI: (Tone Injection) tons injectés
- ❖ WLAN: (Wireless Local Area Network) réseau sans fil à répartition locale
- ❖ WIFI: Wireless Fidelity
- ❖ WIMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access
- ❖ 3GPP: (Third Generation Partenership Project) projet partenaire de troisième génération.

Introduction générale

Les systèmes de communication sans fil actuels ne cessent de demander plus de haut débit, fiabilité, mobilité, efficacité spectrale, très faible latence, évolutivité et flexibilité. Les systèmes de transmission basés sur les modulations multi-porteuses (MCM) répondent au mieux à ces exigences, et permettent en outre de combattre les interférences inter-symboles causés essentiellement par l'évanouissement lié à la propagation par trajets multiples dans le canal radio mobile. Actuellement, l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) constitue l'approche MCM la plus répandue qui a prouvé son succès dans plusieurs standards tels que DVB, HOMEPLUG, DSL, WiFi, WiMAX et LTE. Le franc succès de l'OFDM était la conséquence d'un certain nombre de ses avantages, qui sont [21]:

- Son excellente orthogonalité dans le plan temps-fréquence, ce qui permet une amélioration considérable de l'efficacité spectrale par rapport au multiplexage classique (FDM).
- Sa robustesse aux effets du multi-trajet et sa capacité d'éviter les interférences inter-symboles (ISI) et inter-porteuses (ICI) grâce à l'insertion efficace d'un préfix cyclique (CP).
- Sa simplicité à s'implémenter numériquement grâce aux algorithmes de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) en émission et transformée directe (FFT) en réception.
- Une simple égalisation utilisant un coefficient constant pour chaque sous-porteuse, ce qui permet une complexité considérablement réduite au niveau du récepteur.

Grâce à ces avantages, l'OFDM constituait une solution redoutable jusqu'à nos jours et qui a prouvé son efficacité et sa robustesse dans les applications des télécommunications de 4^{ème} génération.

Malgré ces avantages, l'OFDM a quelques limitations, notamment devant les applications de 5^{ème} génération [5] :

- Tout d'abord, l'ajout du préfixe cyclique cause une perte en efficacité spectrale car ce dernier n'est qu'une redondance d'une partie du symbole déjà transmis, ce qui réduit le débit utile effectif.
- D'autre part, l'utilisation d'un filtre de mise en forme rectangulaire qui sera sur le plan fréquentiel une fonction « Sinc » ayant des lobes secondaires importantes (environ 13 dB entre le lobe principale et celui secondaire), ce qui va donner une mauvaise résolution fréquentielle et nécessite l'utilisation de larges bandes de garde pour absorber les signaux interférents d'autres systèmes occupant les bandes adjacentes. L'ajout de ces bandes de garde constitue une deuxième perte en efficacité spectrale.
- La sensibilité aux asynchronismes entre porteuses adjacentes. En effet, tout décalage fréquentiel (CFO) peut affecter l'orthogonalité entre les sous-porteuses et faire apparaître une forte interférence qui dégrade les performances du système.

Pour pallier aux inconvénients de l'OFDM et satisfaire toutes les demandes susmentionnées, une modulation multi-porteuse à base de banc de filtres employée avec la modulation d'amplitude en quadrature décalée (FBMC/OQAM : Filter Bank Multi-Carrier Offset Quadrature Amplitude Modulation) a été proposée en tant que nouvelle approche alternative pour remplacer la CP-OFDM. En effet, FBMC/OQAM n'a pas besoin du préfixe cyclique, ce qui augmente considérablement l'efficacité spectrale. De plus, FBMC/OQAM autorise l'utilisation d'autres formes de filtre prototype qui sont bien localisées en temps et en fréquence et permettent un meilleur contrôle d'émission hors bande (OOB).

Malheureusement, comme toute autre technique multi-porteuse, FBMC/OQAM souffre d'une forte fluctuation dans l'enveloppe du signal temporel. Ces fluctuations

sont mesurées par le biais du rapport de puissance crête à moyenne PAPR (Peak to Average Power Ratio). En effet, un signal avec un facteur PAPR élevé subit de fortes distorsions de type amplitude-à-amplitude (AM/AM) et amplitude-à-phase (AM/PM) lorsqu'il est amplifié par un amplificateur à haute puissance (HPA) non linéaire. Ces distorsions dégradent grièvement le taux d'erreur binaire (TEB) ce qui limite la performance du système et sa qualité de service.

Pour remédier à ce problème, plusieurs approches ont été proposées dans des récents travaux de recherche afin d'améliorer le rendement énergétique de l'HPA. Ces approches visent deux sujets : (a) linéarisation de l'HPA pour éviter les effets de sa non-linéarité sur le signal, ça ne fera pas l'objet de cette thèse, (b) réduction du PAPR en minimisant l'intensité des fluctuations du signal en entrée de l'HPA, c'est ce que nous avons traité dans cette thèse.

Dans la littérature, quelques techniques de réduction de PAPR ont été initialement conçues pour les systèmes OFDM. Pour appliquer ces techniques directement au système FBMC/OQAM, nous devons conserver une similitude avec l'architecture OFDM. Par conséquent, le système FBMC/OQAM doit être conçu en utilisant la structure polyphasée pour réduire la complexité du système. Dans cette dernière, le modulateur est basé sur une IFFT, tandis que le démodulateur est basé sur une FFT, de sorte que la similitude avec OFDM soit tenue [34]. Cependant, contrairement à la technique OFDM qui utilise une forme d'onde s'étendant sur une seule période de symbole 'T', l'FBMC/OQAM a une réponse impulsionnelle s'étalant sur de nombreuses périodes de symbole 'K.T' (avec $K > 1$). Cela implique que les symboles se chevauchent dans le domaine temporel [53], avec K le facteur de chevauchement. Cette structure chevauchante de FBMC/OQAM doit également être prise en compte. Notre approche proposée a un modèle mathématique spécifique qui est bien adapté à la structure chevauchante de l'FBMC/OQAM.

Dans cette thèse nous avons visé deux gros objectifs. Le premier objectif est d'exposer l'architecture et les performances du système FBMC/OQAM, et le deuxième objectif c'est de proposer une nouvelle technique de réduction de PAPR afin de réduire la dynamique des fluctuations de l'enveloppe du signal multi-porteuse, en considérant la

nature chevauchante de FBMC/OQAM. Ainsi, notre mémoire de thèse suivra le plan suivant :

Dans le premier chapitre nous avons fait une étude des caractéristiques du canal radio mobile et ses différents modèles, puis nous avons expliqué l'architecture des systèmes MCM combinés avec la technologie MIMO (Multiple Input Multiple Output) avec utilisation du codage spatio-temporel d'Alamouti, dans le but de combattre les effets indésirables du canal radio mobile.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté les Modulations Multi-Porteuses en général, puis nous avons exposé les deux techniques CP-OFDM et FBMC/OQAM, leurs architectures, avantages et inconvénients.

Le troisième chapitre est divisé en deux parties : la première est consacrée à l'étude des amplificateurs de puissance, leurs non-linéarités et leurs effets sur le signal MCM. La deuxième partie a été consacrée à la formulation mathématique utilisée pour déterminer l'expression du PAPR pour un signal FBMC/OQAM ainsi que les techniques de réduction de PAPR adaptées au système FBMC/OQAM.

Le quatrième chapitre présente une nouvelle technique proposée pour réduire le PAPR du signal FBMC/OQAM, sa formulation mathématique, son implémentation, et ses avantages. Les résultats de simulation que nous allons présenter vont confirmer la performance du système FBMC/OQAM ainsi que l'efficacité de la technique de réduction de PAPR proposée. Enfin, nous avons tiré des conclusions et proposé des perspectives qui peuvent ouvrir de possibles axes de recherche.

Chapitre I : Etude et modélisation du canal radio mobile / MIMO-STBC

I.1. Introduction

La transmission à haut débit de données représente un défi majeur pour les systèmes de communication sans fil, car ils nécessitent des canaux à large bande. En effet, les canaux radio ont des caractéristiques d'évanouissement sélectif en fréquence qui introduisent des interférences entre les symboles au niveau du récepteur, et ceci à cause de l'effet multi-trajet. Ainsi, les performances d'un système de communication sans fil dépendent principalement de l'environnement du canal radio mobile. Ce dernier ayant des caractéristiques dynamiques et imprévisibles, il rend l'analyse exacte du système de communication sans fil souvent difficile et compliquée [1].

Pour mieux comprendre la communication sur les canaux sans fil utilisant les techniques de modulation multi-porteuses, ce premier chapitre commence par une présentation des caractéristiques de base de l'environnement de propagation radio, suivie d'une modélisation des canaux, puis les différentes méthodes de diversité, et enfin, les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) avec le codage spatio-temporel STBC.

I.2. Propagation à travers les canaux radio

Les communications sans fil présentent deux caractéristiques fondamentales qui la rendent à la fois difficile et intéressante. Ces fonctionnalités ne sont pas aussi importantes dans les communications filaires. Premièrement, la gamme de spectre limitée disponible pour la transmission de données à haut débit. Deuxièmement, la variation du gain de canal due aux effets à petite échelle de la propagation par trajets multiples, ainsi que des effets à grande

échelle tels que l'atténuation due à la distance et le masquage par des obstacles. La maîtrise et la gestion de ces aspects est primordial dans la conception des systèmes de communication sans fil. Dans cette section, nous nous concentrons sur la caractérisation du canal de propagation [2].

I.2.1. Propagation des ondes radio

Dans un canal radio, les signaux de communication sont portés par des ondes électromagnétiques qui se propagent généralement selon trois phénomènes physiques : la réflexion, la diffraction et la diffusion (voir figure I.1). La réflexion est le phénomène physique qui se produit lorsqu'une onde électromagnétique se répercute sur un objet de très grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde, par exemple la surface de la Terre, les bâtiments, etc. La diffraction fait référence à divers phénomènes qui se produisent lorsque le trajet radio entre l'émetteur et le récepteur est obstrué par une surface présentant des irrégularités ou de petites ouvertures. Les ondes secondaires générées par la diffraction sont utiles pour établir un chemin entre l'émetteur et le récepteur, même lorsqu'un chemin en visibilité directe n'est pas présent. La diffusion est le phénomène physique qui force le rayonnement d'une onde électromagnétique à s'écarter d'un chemin rectiligne par un ou plusieurs obstacles de petites dimensions par rapport à la longueur d'onde. En d'autres termes, la propagation d'une onde radioélectrique est un processus complexe et moins prévisible régi par la réflexion, la diffraction et la diffusion, dont l'intensité varie selon les environnements et les instances [3].

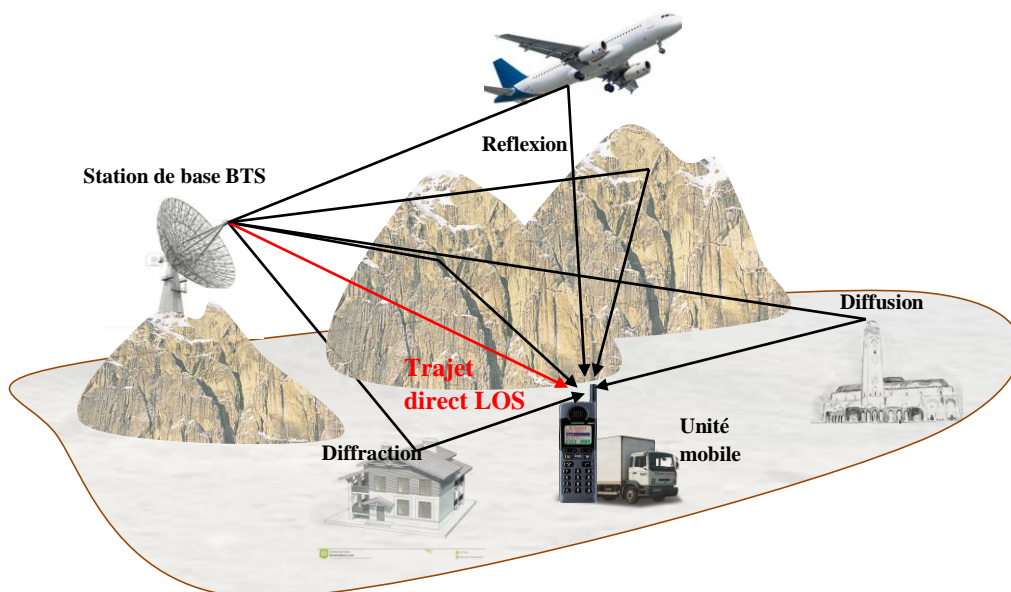


Figure I.1 : Propagation par trajets multiples dans le canal radio mobile

De plus, le canal radio mobile est caractérisé par un autre phénomène appelé évanouissement (Fading en anglais). Il s'agit de la variation de l'amplitude du signal en fonction du temps et de la fréquence. Contrairement au bruit additif en tant que source la plus courante de dégradation du signal, l'évanouissement est une autre source de dégradation du signal qui se caractérise par une perturbation non additive au signal dans le canal radio [1]. Généralement, l'évanouissement peut être dû aux différents effets: affaiblissement de parcours, masquage par des objets, propagation par trajets multiples, et propagation Doppler.

I.2.1.1. Atténuation de parcours

L'atténuation de parcours indique comment la puissance moyenne du signal diminue avec la distance entre l'émetteur et le récepteur. Dans une ligne directe LOS (Line-Of-Sight) en espace libre, la puissance moyenne du signal décroît avec le carré de la distance entre les antennes émettrice et réceptrice, de sorte que la puissance reçue, à une distance d et pour une longueur d'onde λ , diminue exponentiellement avec $\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$.

Ainsi, un canal radio en espace libre qui est caractérisé uniquement par l'affaiblissement du parcours peut être exprimé par l'équation suivante [1]:

$$A_p[dB] = 10 \log\left(\frac{P_e}{P_r}\right) = 10 \log\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \quad (I.1)$$

où P_e , P_r sont, respectivement, les puissances émise et reçue.

Dans un canal où il n'y a souvent aucune ligne directe NLOS (Non-Line-Of-Sight), la puissance du signal décroît avec une puissance n supérieure à deux qui varie, comme indiqué dans [1], entre trois et six et dépend de l'environnement de propagation. L'expression I.1 peut donc être généralisée par :

$$A_{p1}(d)[dB] = A_p(d_0) + 10 \log\left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (I.2)$$

avec, d_0 est une distance de référence à laquelle on a calculé A_p par l'équation I.1.

On peut facilement remarquer que la valeur particulière $n = 2$ correspond à l'affaiblissement en espace libre.

I.2.1.2. Propagation par trajets multiples

La propagation par trajets multiples est une conséquence de réflexion, de diffusion et de diffraction du signal transmis porté par l'onde électromagnétique sur des objets naturels ou artificiels. Ainsi, à l'antenne de réception, plusieurs versions du même signal arrivent sur différents trajets avec des retards, des atténuations et des phases différentes. Lors de la propagation multi-trajet, deux situations de propagation sont généralement distinguées (voir figure I.1 précédente). La première est désignée par le terme NLOS où il n'y a aucune ligne de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. La deuxième situation aura lieu lorsqu'il existe un trajet direct prépondérant LOS [3].

Le signal résultant est alors la somme des signaux reçus sur L_h trajets. Le $l^{ième}$ trajet, $l \in [0, L_h - 1]$, est décrit par un retard τ_l et par un gain complexe noté $h_l(t)$, qui varie plus ou moins rapidement dans le temps. De plus, le bruit additif qui s'ajoute et qui s'agit d'une variable aléatoire complexe gaussienne distribuée, cette composante est appelée Bruit Blanc Gaussien Additif (BBGA ou AWGN en anglais). Dans le domaine temporel, on peut noter ce bruit par une variable complexe $\eta(t)$. Selon ces effets, le signal reçu, en bande de base, dans le domaine temporel s'exprime comme dans [4] par :

$$r(t) = \left\{ \underbrace{\sqrt{A_{p1}}}_{\text{Atténuation de parcours}} \times \underbrace{\left(\sum_{l=0}^{L_h-1} h_l(t) \cdot \delta(t - \tau_l) \right)}_{\text{Composantes des trajets multiples}} \right\} \times s(t) + \underbrace{\eta(t)}_{\text{bruit additif}} \quad (I.3)$$

I.2.1.3. Masquage (Shadowing)

L'effet de masquage résulte de l'obstruction des ondes transmises par des objets (bâtiments, murs, arbres, etc.) le long des trajets d'un signal, ce qui entraîne une atténuation plus ou moins forte de l'énergie du signal. Par rapport aux évanouissements rapides, la constellation du signal ne sera significativement modifiée par l'effet 'Shadowing' que sur de longues distances. La figure I.2 illustre les effets du multi-trajet et du masquage sur la puissance reçue en fonction de la distance parcourue.

La variation de l'intensité du signal due au masquage est appelée évanouissement lent (Slow Fading) et peut être décrite par la distribution log-normale suivante [1]:

$$A_{p2}(d)[dB] = A_p(d_0) + 10 \log \left(\frac{d}{d_0} \right)^n + X_\sigma \quad (I.4)$$

où, X_σ est une variable aléatoire gaussienne avec une moyenne nulle et un écart type σ .

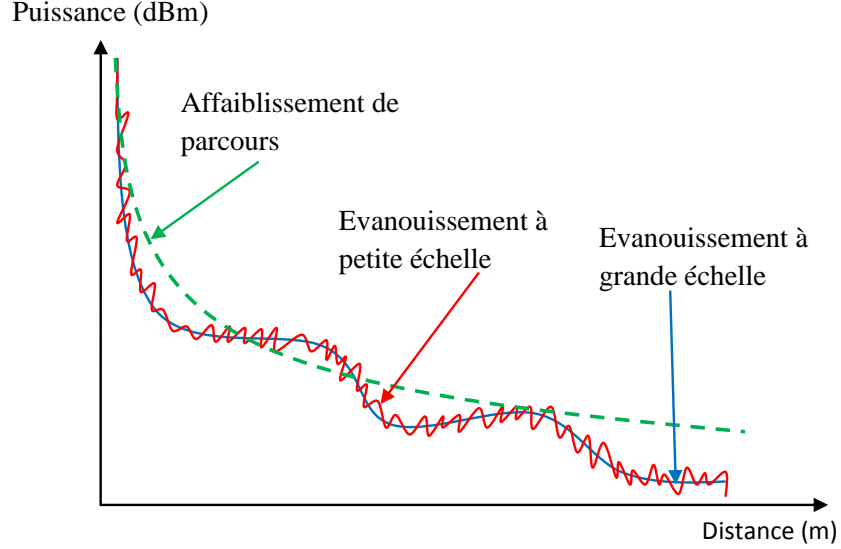


Figure I.2 : Les variations de la puissance reçue en fonction de la distance parcourue

En d'autres termes, ce modèle particulier permet au récepteur situé à la même distance d d'avoir une atténuation de parcours différente, qui varie en fonction de l'effet de masquage aléatoire X_σ . L'expression du signal reçu, en bande de base et en temps continu devient alors :

$$r(t) = \left\{ \underbrace{\sqrt{A_{p1} + X_\sigma}}_{\text{Perte de trajet à une distance } d} \times \underbrace{\left(\sum_{l=0}^{L_h-1} h_l(t) \cdot \delta(t - \tau_l) \right)}_{\text{Effet des trajets multiples}} \right\} \times s(t) + \underbrace{\eta(t)}_{\text{bruit additif}} \quad (I.5)$$

Sur la figure I.3, on a présenté le modèle équivalent d'un canal de propagation en bande de base en illustrant les effets qui affectent le signal le long de son trajet.

I.2.1.4. Propagation Doppler

En plus des effets précédemment cités, si l'émetteur et/ou le récepteur sont en mobilité dans le canal radio, il y aura un autre effet directement lié à la vitesse de déplacement du terminal mobile. C'est ce qu'on appelle communément 'effet Doppler'.

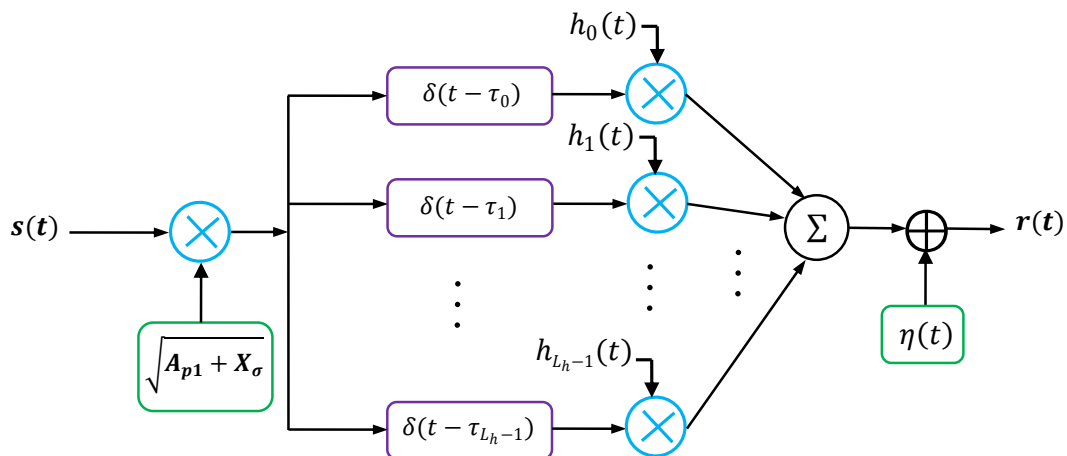


Figure I.3 : Modèle équivalent d'un canal de propagation en bande de base

Les changements dans les phases et les amplitudes des ondes arrivant conduisent à une propagation par trajets multiples variant dans le temps. Même de petits mouvements dans l'ordre de la longueur d'onde peuvent entraîner une superposition d'ondes totalement différente. Lorsque l'intensité du signal varie en raison de la propagation par trajets multiples qui varie à son tour dans le temps, le canal est dit à évanouissement rapide (Fast Fading) ou sélectif dans le temps, ou encore, dispersif dans les fréquences.

Supposons qu'un terminal soit en mouvement avec une vitesse v , transmettant une onde plane de longueur λ suivant la direction indiquée par l'angle θ (voir la figure I.4).

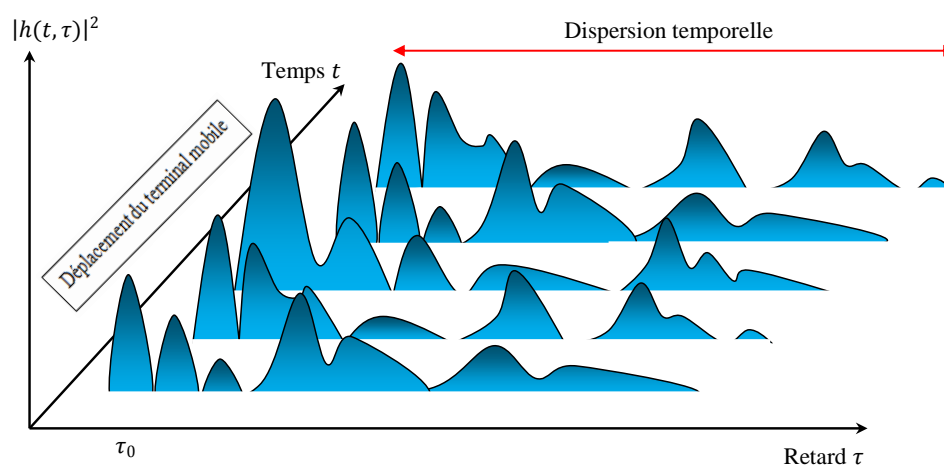


Figure I.4 : Réponse impulsionnelle d'un canal variant dans le temps

Comme le terminal est en mouvement, toutes ses ondes planes arrivant au récepteur subissent un effet Doppler [3]. Soit le signal transmis en bande de base $s(t)$. La version passe bande de ce signal est donnée par :

$$\tilde{s}(t) = \Re[s(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (I.6)$$

où, $\Re[s(t)]$ désigne la partie réelle de $s(t)$. Ce signal se propage à travers un canal à I trajets de propagation ayant chacun un gain différent, un retard différent et un décalage Doppler différent, le signal passe bande reçu peut être représenté par cette expression :

$$\begin{aligned} \tilde{r}(t) &= \Re\left[\sum_{i=1}^I A_i e^{j2\pi(f_c + f_i)(t - \tau_i)} s(t - \tau_i)\right] \\ &= \Re[r(t)e^{j2\pi f_c t}] \end{aligned} \quad (I.7)$$

avec : A_i , τ_i et f_i désignent respectivement : le gain de canal, le retard et la fréquence Doppler pour le $i^{\text{ème}}$ trajet. Ainsi, la fréquence Doppler est donnée par [3] :

$$f_i = f_m \cos\theta_i = \frac{v}{\lambda} \cos\theta_i = \frac{v \cdot f_p \cdot \cos\theta_i}{c} \quad (I.8)$$

où f_m est la valeur maximale de la fréquence Doppler. On constate que cette fréquence Doppler dépend de la vitesse v de déplacement du terminal, la vitesse de lumière $c = 3 \cdot 10^8$ m/s, la fréquence de l'onde porteuse f_p et de l'angle d'incidence de la $i^{\text{ème}}$ onde plane, θ_i . Remarquons que l'enveloppe du signal reçu $r(t)$ dans l'équation I.7 peut être exprimé par :

$$r(t) = \sum_{i=1}^I A_i e^{-j\varphi_i(t)} s(t - \tau_i) \quad (I.9)$$

avec $\varphi_i(t) = 2\pi\{(f_c + f_i)(t - \tau_i)\}$. En se basant sur l'équation I.9, on peut modéliser le canal par un filtre RIF linéaire variant dans le temps ayant la réponse impulsionnelle complexe suivante :

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^I A_i e^{-j\varphi_i(t)} \delta(t - \tau_i) \quad (I.10)$$

où, $\delta(\cdot)$ est la fonction de Dirac. La figure I.4 illustre l'allure de cette variation de canal de propagation dans le temps.

Supposons que la différence de retard de trajet τ_i est très inférieure à la période d'échantillonnage T_s , c'est-à-dire ($\tau_i \ll T_s$), le retard τ_i peut être approximé par $\hat{\tau}$. L'équation I.10 devient alors :

$$h(t, \tau) = h(t)\delta(t - \hat{\tau}) \quad (I.11)$$

où : $h(t) = \sum_{i=1}^I A_i e^{-j\varphi_i(t)}$ représente le gain complexe de canal à l'instant t . Supposons encore que $s(t) = \delta(t)$, le signal reçu passe bande, $\tilde{r}(t)$ peut s'exprimer par :

$$\tilde{r}(t) = \Re[r(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (I.12)$$

avec, $r(t) = h(t) \star s(t) = h(t)$, l'expression I.12 devient alors :

$$\begin{aligned} \tilde{r}(t) &= \Re[\{h_I(t) + jh_Q(t)\}e^{j2\pi f_c t}] \\ &= h_I(t)\cos 2\pi f_c t - h_Q(t)\sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (I.13)$$

où, $h_I(t)$ et $h_Q(t)$ sont les composantes en phase et en quadrature de $h(t)$, respectivement, qui sont données par les deux expressions suivantes :

$$h_I(t) = \sum_{i=1}^I A_i \cos(\varphi_i(t)) \quad (I.14)$$

$$h_Q(t) = \sum_{i=1}^I A_i \sin(\varphi_i(t)) \quad (I.15)$$

D'après le théorème de la limite centrale [5], si le nombre de trajets I est suffisamment large, les composantes $h_I(t)$ et $h_Q(t)$ peuvent être approximées par des variables aléatoires gaussiennes.

I.2.2. Sélectivité fréquentielle et sélectivité temporelle du canal de propagation

Comme cela a été précisé précédemment, les versions du signal émis parviennent au récepteur avec des retards liés à la distance parcourue. Si on observe la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile, par exemple celui de la figure I.4 précédente, il est possible de différencier les différents trajets ainsi que l'amplitude relative à chaque trajet.

La caractérisation des canaux radio mobiles se fait à partir de certains paramètres permettant de quantifier le canal de propagation multi-trajets [6]. Ces paramètres peuvent être distingués comme suit :

a) Le retard moyen ou « mean excess delay » : Il est défini comme étant le retard relatif moyen de l'ensemble de I retards. Il s'écrit comme suit :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^I a_i^2 \tau_i}{\sum_{i=1}^I a_i^2} \quad (I.16)$$

b) Le retard maximal ou « maximum excess delay » : ce retard correspond au dernier rayon ayant une amplitude non négligeable devant le premier trajet. On le note par τ_{max} .

c) L'étalement RMS ou « Root Mean Square delay spread »: il est défini comme étant l'écart type des retards de l'ensemble des trajets. Cet étalement décrit la dispersion d'un signal à travers la propagation multi-trajets en tenant compte des retards de tous les trajets à la réception en se basant sur le premier trajet reçu. Il est donné par l'équation suivante :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (I.17)$$

avec :

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{i=1}^I a_i^2 \tau_i^2}{\sum_{i=1}^I a_i^2} \quad (I.18)$$

Les valeurs typiques de l'étalement RMS sont de l'ordre de nanoseconde dans un milieu 'Indoor' et de microseconde dans un environnement « Outdoor » [6].

Supposons que le signal transmis soit conçu de telle façon que sa période symbole T_s soit supérieure à l'étalement de retard τ_{RMS} du canal à trajets multiples $h(t, \tau)$, cela signifie, sur le plan fréquentiel, que la bande du signal est bien étroite. Autrement dit, tant que T_s est supérieur à τ_{RMS} , le symbole actuel n'affecte pas le symbole suivant, ce qui implique que l'interférence entre symboles (ISI) n'est pas significative (voir la figure I.5). Sur le plan fréquentiel, on peut dire qu'à travers une certaine bande dite 'bande de cohérence', les signaux reçus auront des amplitudes fortement corrélées. Cette bande de cohérence notée par B_c , est une mesure statistique de la bande de fréquence sur laquelle le canal de propagation peut être considéré comme « plat ». Un canal plat peut être défini si la bande de fréquence d'un signal envoyé est inférieure à la bande de cohérence. Dans ce cas le canal est considéré comme étant non sélectif en fréquence, le cas contraire, est celui d'un canal sélectif en fréquence [1].

Pour résumer, un signal transmis est soumis à un évanouissement non sélectif en fréquence dans les conditions suivantes:

$$T_s \gg \tau_{RMS} \quad \Leftrightarrow \quad B_s \ll B_c \quad (I.19)$$

où, B_s et T_s sont, respectivement, la largeur de bande et la période de symbole du signal transmis.

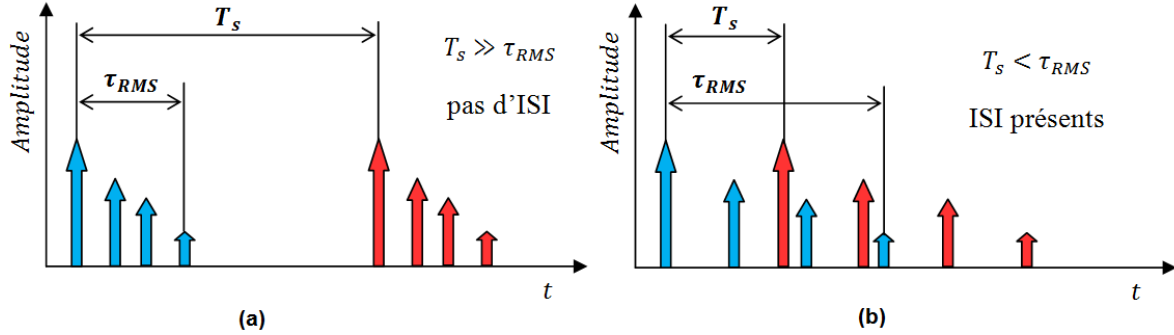


Figure I.5 : Etalement dû à l'effet multi-trajet :

(a) : Canal non sélectif en fréquence, (b) : Canal sélectif en fréquence

Il est important de noter qu'il n'y a pas de relation exacte entre l'étalement temporel du signal et la bande de cohérence, mais elles sont inversement proportionnelles, cela est exprimé par :

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{RMS}} \quad (I.20)$$

Dans le domaine temporel, si l'émetteur et/ou le récepteur sont en mobilité, le canal est variable dans le temps en raison de l'effet Doppler. Par conséquent, le filtre RIF représentant un tel canal aura des coefficients qui varient dans le temps. La rapidité de ces variations est plus grande si l'émetteur et/ou le récepteur se déplacent rapidement. Ces variations sont quantifiées par ce qu'on appelle le 'temps de cohérence' T_c . Ainsi, pour pouvoir dire qu'un canal de propagation est considéré comme invariant dans le temps pendant une durée T , il faut vérifier $T \ll T_c$. Par conséquent, deux signaux séparés par un temps supérieur à T_c font l'expérience de deux canaux de propagation différents. Cet effet s'appelle la sélectivité temporelle du canal.

La sélectivité du canal de propagation est donc la combinaison de la sélectivité temporelle et de la sélectivité fréquentielle. Afin de visualiser cet effet, l'atténuation de puissance d'un canal en bande de base d'un équipement utilisateur se déplaçant à 50 km / h et une fréquence porteuse $f_p = 6 \text{ GHz}$ est donnée sur la figure I.6 [4].

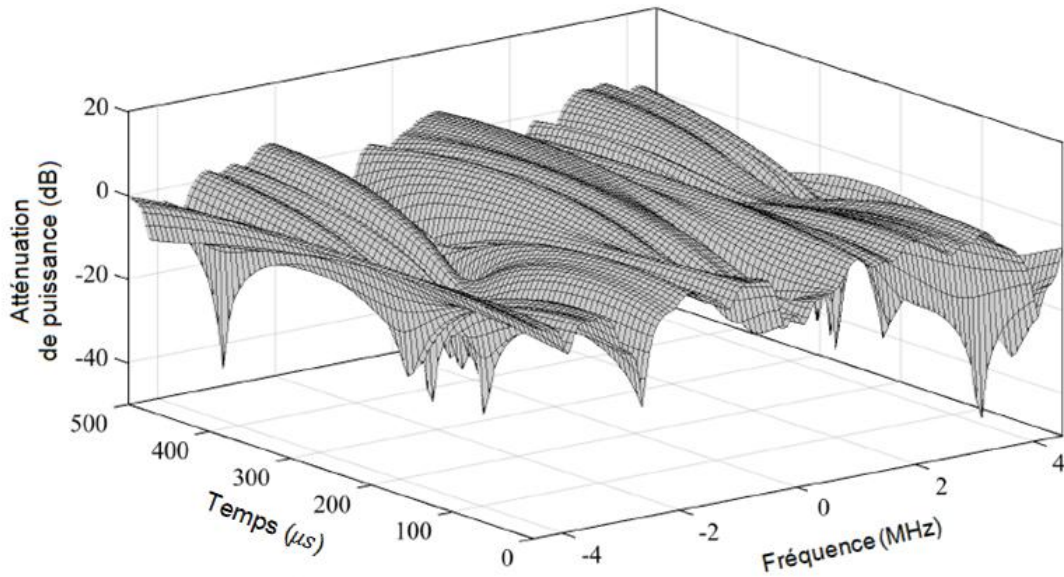


Figure I.6 : Atténuation de puissance d'un canal radio mobile.

I.3. Modélisation du canal de propagation

Comme nous avons mentionné précédemment, le signal qui atteint le récepteur n'est qu'une résultante de plusieurs versions qui peuvent s'ajouter de manière constructive ou destructive. Ceci donne lieu à des évanouissements profonds dépendant de la phase de chacun de ces signaux élémentaires. Puisque l'amplitude du signal reçu fluctue d'une façon aléatoire et très rapide sur des distances très courtes, une représentation statistique du canal s'impose. Dans les paragraphes suivants nous présentons les deux modèles de distribution statistique les plus utilisés, à savoir le modèle de Rayleigh et celui de Rice.

I.3.1. Modèle de canal de Rayleigh

Le modèle de canal à évanouissements de Rayleigh est un modèle de canal statistique utilisé pour simuler un canal à trajets multiples n'ayant pas un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, le signal complexe reçu est constitué d'un grand nombre de trajets indirects (NLOS) ayant des amplitudes et des phases aléatoires, indépendantes et uniformément distribuées. Prenons l'équation I.10 d'un canal à L_h trajets, avec des retards τ_l fixes et des coefficients $h_l(t)$ comme des variables aléatoires. En suivant le modèle de canal à évanouissements de Rayleigh, la $l^{ième}$ composante multitrajet $h_l(t)$ peut être définie comme dans [2] et [7] par :

$$h_l(t) = \sqrt{A_{p1}^l} \times \frac{h_l^{(1)}(t) + jh_l^{(2)}(t)}{\sqrt{2}} \quad (I.21)$$

où : A_{p1}^l est la valeur moyenne de $|h_l(t)|^2$, $h_l^{(1)}(t)$ et $h_l^{(2)}(t)$ sont deux variables aléatoires réelles et indépendantes. Si en plus on a de l'effet Doppler, ces deux composantes seraient variables dans le temps. A un instant t donné, ces deux variables suivent une loi de distribution normale. Pour le modèle de Rayleigh, l'amplitude de la $l^{i\text{ème}}$ composante $|h_l(t)|$ est une distribution de Rayleigh ayant la fonction de densité de probabilité (PDF) suivante :

$$p_{|h_l|}(x) = \frac{2x}{A_{p1}^l} \exp\left(-\frac{x^2}{A_{p1}^l}\right) \quad (I.22)$$

La fonction de densité de probabilité (PDF) de Rayleigh est illustrée dans la figure I.7 [4].

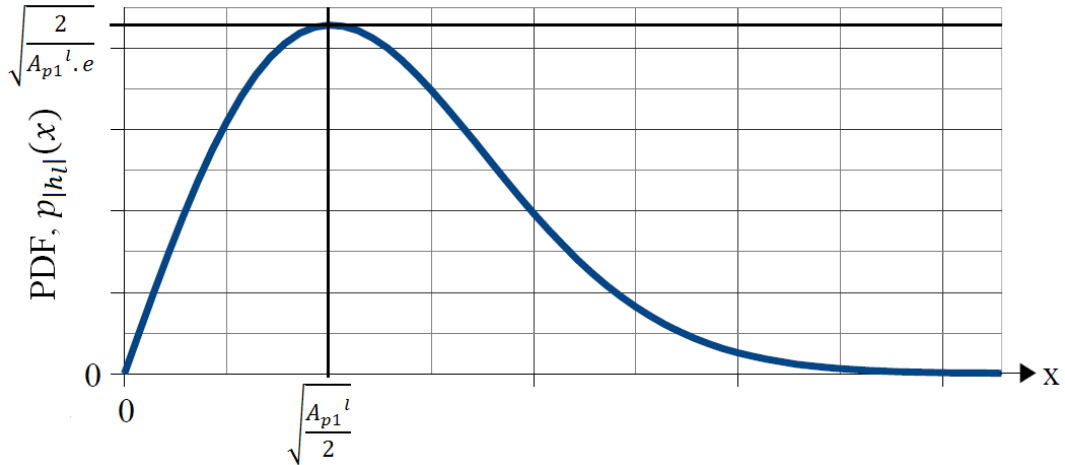


Figure I.7 : Densité de Probabilité du modèle de Rayleigh

On définit la fonction d'autocorrélation $\Gamma_l(\tau)$ comme suit :

$$\Gamma_l(\tau) = E[h_l(t) \cdot h_l^*(t - \tau)] \quad (I.23)$$

Les variations statistiques de $h_l(t)$ dans le domaine temporel suivent la densité spectrale de puissance Doppler $S_l(f)$, qui peut être déterminée par la transformée de Fourier de $\Gamma_l(\tau)$:

$$S_l(f) = TF[\Gamma_l(\tau)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \Gamma_l(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (I.24)$$

L'expression de la DSP Doppler est donnée dans [2] et [7] par :

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_{max}^D \sqrt{1 - (f/f_{max}^D)^2}} & \text{si } |f| < f_{max}^D \\ 0 & \text{si } |f| \geq f_{max}^D \end{cases} \quad (I.25)$$

où, f_{max}^D est la fréquence Doppler maximale. Ce spectre Doppler est illustré par la figure I.8.

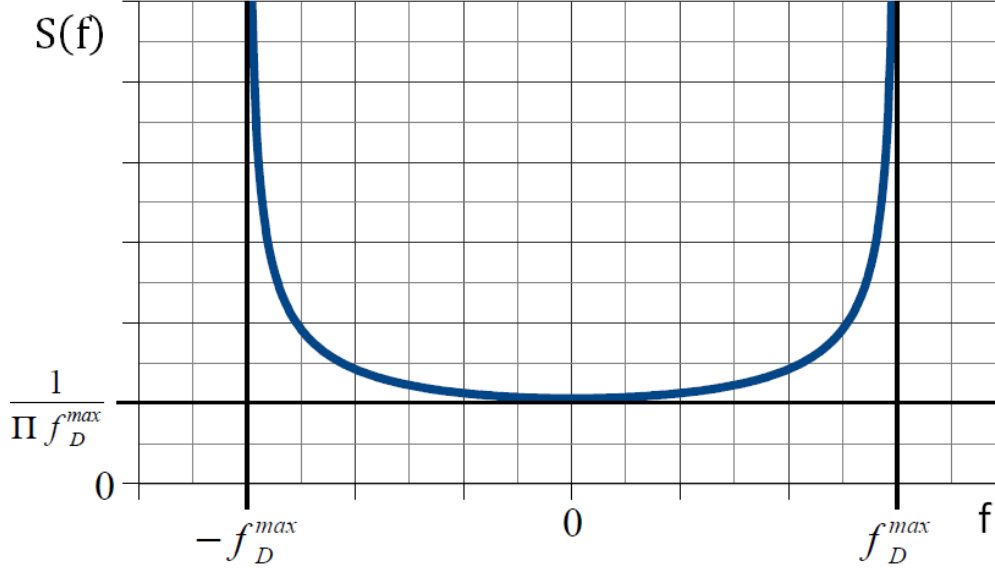


Figure I.8 : La bande spectrale Doppler

Le modèle de Rayleigh donné par l'équation I.21 est sous une forme continue qui ne peut pas s'implémenter sur une plateforme numérique pour simulation. Pour ce fait, une forme discrète de ce modèle est employée. Il s'agit de la méthode de représentation par somme-de-sinusoïde SoS (Sum-of-Sinusoids), proposée dans [8]. En utilisant cette méthode, les variables $h_l^{(1)}(t)$ et $h_l^{(2)}(t)$ dans l'équation I.21 seront définies par :

$$h_l^{(i)}(t) = \sqrt{\frac{2}{N_l}} \sum_{n=1}^{N_l} \cos(2\pi f_{l,n}^{(i)} t + \varphi_{l,n}^{(i)}) \quad (I.26)$$

Avec, N_l est le nombre de sinusoides considérés pour le $l^{ième}$ trajet, $\varphi_{l,n}^{(i)}$ est une variable aléatoire uniformément distribuée sur l'intervalle $]0, 2\pi]$ et les fréquences $f_{l,n}^{(i)}$ sont définies par :

$$f_{l,n}^{(i)} = f_{max}^D \cos \left[\frac{\pi}{2N_l} \left(n - \frac{1}{2} \right) + (-1)^{i-1} \frac{\pi}{4N_l} \frac{l}{L_h + 2} \right] \quad (I.27)$$

I.3.2. Modèle de canal de Rice

Dans d'autres situations, certains composants de diffusion sont beaucoup plus puissants que la plupart d'autres composants. Généralement, la composante de diffusion prépondérante correspond à la composante de visibilité directe (LOS), tandis que tous les autres composants sont des composants sans visibilité directe (NLOS) [1]. Dans cette situation, le modèle de canal à évanouissements de Rice est plus convenable. De la même façon, nous prenons l'équation I.10 d'un canal radio ayant L_h trajets, avec des retards τ_l supposés constants et des coefficients $h_l(t)$ comme des variables stochastiques.

Les variations de $h_l(t)$ dans le domaine temporel sont causées par deux types d'effet Doppler, un étalement et un décalage [9]. Suivant le modèle de canal à évanouissements de Rice, la $l^{\text{ième}}$ composante multi-trajet $h_l(t)$ peut être représentée par deux parties comme suit :

$$h_l(t) = \tilde{h}_l(t) + \check{h}_l(t) \quad (I.28)$$

où, $\tilde{h}_l(t)$ et $\check{h}_l(t)$ représentent la composante due à l'étalement Doppler et celle due au décalage Doppler, respectivement. La composante due à l'étalement Doppler est définie comme dans [9] par :

$$\tilde{h}_l(t) = \sqrt{\tilde{A}_{p1}^l} \times \frac{\tilde{h}_l^{(1)}(t) + j\tilde{h}_l^{(2)}(t)}{\sqrt{2}} \quad (I.29)$$

où : \tilde{A}_{p1}^l est la valeur moyenne de $|\tilde{h}_l(t)|^2$, $\tilde{h}_l^{(1)}(t)$ et $\tilde{h}_l^{(2)}(t)$ sont deux variables aléatoires réelles et indépendantes définies comme dans la partie précédente. Tandis que la composante due au décalage Doppler est définie par :

$$\check{h}_l(t) = \sqrt{\check{A}_{p1}^l} \times \exp[j(2\pi f_D^d t + \varphi)], \quad \text{pour } f_D^d \in [0, f_{max}^D] \quad (I.30)$$

où : \check{A}_{p1}^l est la valeur moyenne de $|\check{h}_l(t)|^2$, φ la phase initiale, et f_D^d est la fréquence de décalage Doppler qui dépend des vitesses de déplacement de l'émetteur et de récepteur et de la distance relative entre eux. Comme dans [4] la puissance moyenne totale de $h_l(t)$ est égale à :

$$A_{p1}^l = E[|h_l(t)|^2] = \tilde{A}_{p1}^l + \check{A}_{p1}^l \quad (I.31)$$

où \tilde{A}_{p1}^l et \check{A}_{p1}^l sont les puissances moyennes de la composante due à l'étalement Doppler et celle de la composante due au décalage Doppler, respectivement. Le rapport entre ces deux puissances, noté K_h , est le facteur de Rice, soit : $K_h = \check{A}_{p1}^l / \tilde{A}_{p1}^l$, on peut donc écrire :

$$\begin{cases} \tilde{A}_{p1}^l = \frac{1}{K_h + 1} A_{p1}^l \\ \check{A}_{p1}^l = \frac{K_h}{K_h + 1} A_{p1}^l \end{cases} \quad (I.32)$$

A un instant t donné, les variables $\tilde{h}_l^{(1)}(t)$ et $\tilde{h}_l^{(2)}(t)$ suivent une loi de distribution normale comme pour le modèle de canal à évanouissements de Rayleigh. Par conséquent, l'amplitude de la $l^{\text{ième}}$ composante suit une distribution de Rice ayant la fonction de densité de probabilité suivante :

$$p_{|h_l|}(x) = \frac{2(K_h + 1)x}{A_{p1}^l} \exp\left(-K_h - \frac{(K_h + 1)x^2}{A_{p1}^l}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K_h(K_h + 1)}{A_{p1}^l}} x\right) \quad (I.33)$$

avec : I_0 est la fonction de Bessel modifiée du premier type d'ordre zéro. Cette fonction de densité de probabilité est illustrée à la figure I.9, pour différentes valeurs de K_h .

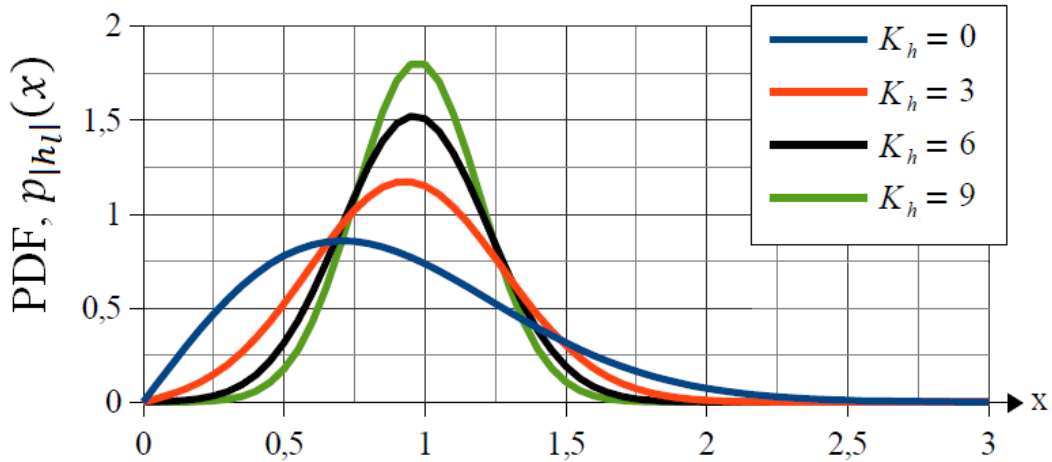


Figure I.9 : Densité de Probabilité du modèle de Rice

On constate de cette figure que, si K_h augmente, l'amplitude de la composante multi-trajet devient moins fluctuante et tend vers $\sqrt{A_{p1}^l}$. Par contre, lorsque $K_h = 0$, la composante multi-trajet suit une distribution de Rayleigh.

I.4. Estimation et égalisation du canal radio

L'estimation du canal joue un rôle primordial dans un système de transmission. Par exemple, dans les applications de communication 4G-LTE (Long Term Evolution), l'estimation de canal radio permet d'augmenter la capacité des systèmes d'accès multiple par division de fréquence orthogonale (OFDMA) en améliorant les performances du système en termes de Taux d'Erreur Binaire (TEB). Pour faciliter l'estimation des caractéristiques du canal, l'émetteur utilise des signaux de référence spécifiques à la cellule radio (on les appelle aussi les symboles pilotes) insérés à la fois dans le temps et dans la fréquence. Ces symboles pilotes fournissent une estimation du canal à des emplacements donnés dans une sous-trame. Par interpolation, il est possible d'estimer le canal sur un nombre arbitraire de sous-trames.

Prenons comme exemple, le système LTE, les symboles pilotes ont des positions dans une sous-trame en fonction du numéro d'identification de la cellule Node-B et de l'antenne d'émission qui est en train d'être utilisée, comme indiqué dans la figure I.10.

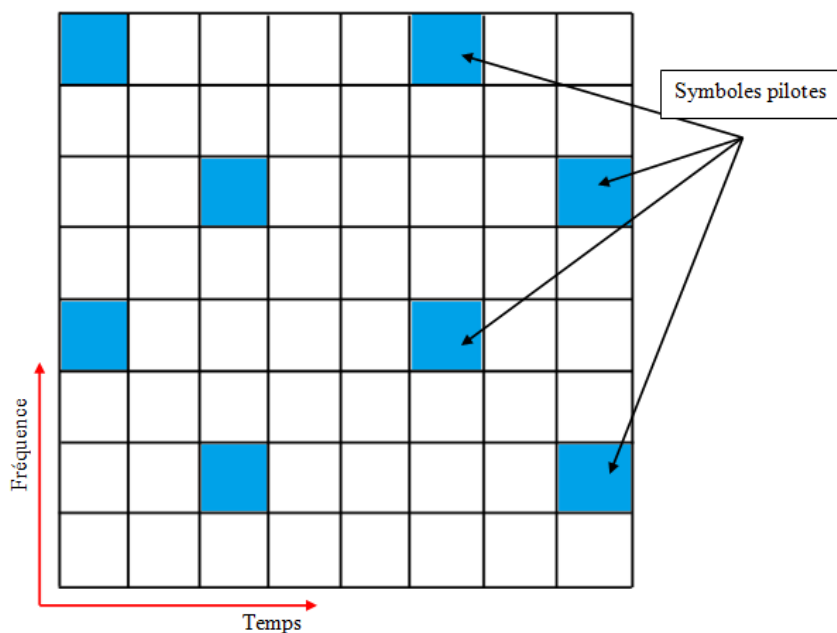


Figure I.10 : Positions des symboles pilotes dans la grille Temps-Fréquence

Les positions uniques des pilotes garantissent qu'ils ne s'interfèrent pas les uns avec les autres et peuvent être utilisés pour fournir une estimation fiable des gains complexes attribués à chaque sous-canal dans le canal de propagation [10]. La chaîne de transmission radio et le modèle de canal de propagation sont illustrés dans la figure I.11.

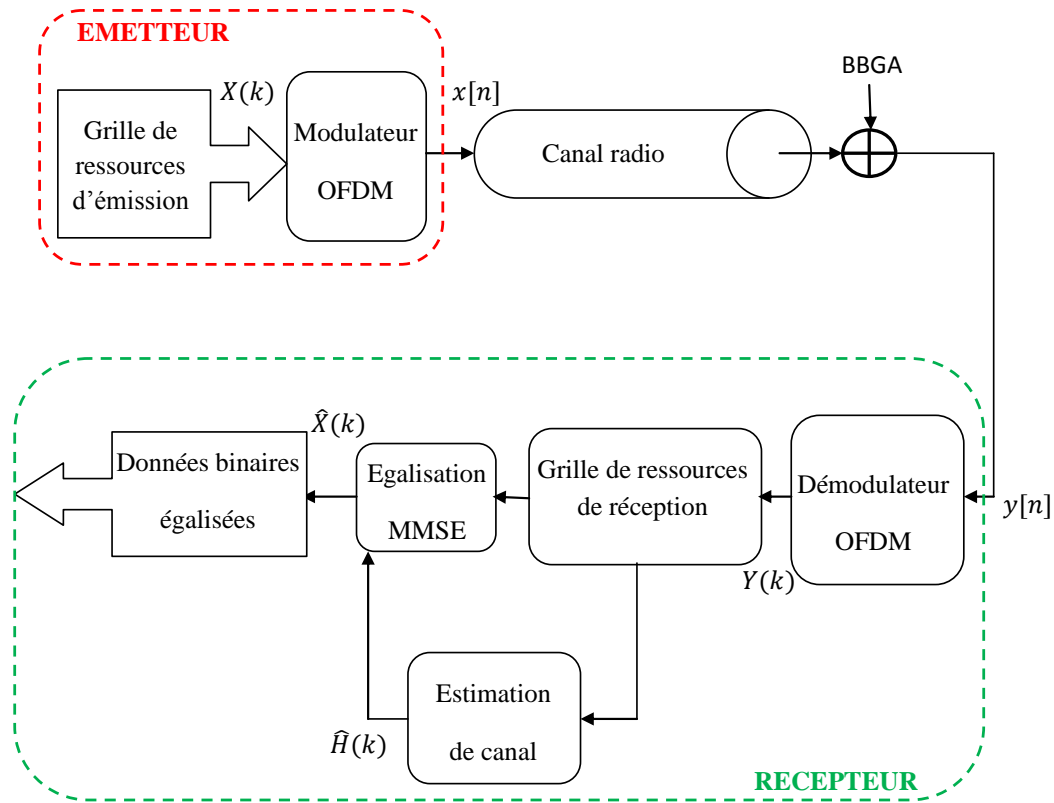


Figure I.11 : Chaîne de transmission dans un canal radio

Dans le côté émetteur, les signaux binaires, dans le bloc « Grille de ressources d'émission » sont préparés par les opérations de codage de source, codage de canal, entrelacement et modulation QAM, puis ils seront modulés par le modulateur OFDM (IFFT), amplifiés et passés à travers le modèle de canal de propagation (à bruit blanc gaussien additif). Une fois arrivés au récepteur, les signaux sont démodulés par le modulateur OFDM (FFT), puis passés au bloc « Grille de ressources de réception » pour subir les opérations inverses de décodage et démodulation. Les signaux à ce niveau sont affectés par les gains complexes de canal et le bruit additif. En utilisant des symboles pilotes connus, un égaliseur (MMSE) est en mesure d'annuler les effets du canal et de réduire le bruit additif sur la grille de ressources de réception.

La première étape pour déterminer l'estimation par les moindres carrés consiste à extraire les symboles pilotes de leurs emplacements connus dans la sous-trame reçue. Comme les valeurs de ces symboles pilotes sont connues, la réponse du canal à ces emplacements peut être déterminée par le biais de l'estimation des moindres carrés. Cette estimation est obtenue en divisant les symboles pilotes reçus par leurs valeurs attendues, soit donc :

$$Y(k) = H(k)X(k) + \eta \quad (I.34)$$

où : $Y(k)$ est la valeur du symbole complexe reçu, $X(k)$ est la valeur du symbole complexe transmis, $H(k)$ est le gain complexe de canal, et η est un bruit blanc gaussien additif (AWGN). En particulier, si le symbole pilote $X_p(k)$ est envoyé dans une cellule, une estimation instantanée du canal $\hat{H}_p(k)$ pour cette cellule peut être calculée par :

$$\hat{H}_p(k) = \frac{Y_p(k)}{X_p(k)} = H_p(k) + \eta \quad (I.35)$$

I.5. Approches pour combattre les évanouissements

Comme nous avons déjà vu dans la section précédente, les signaux radio des trajets multiples subissent plusieurs phénomènes de propagation pendant leurs transmissions. La source principale de ces problèmes est la sélectivité temporelle et fréquentielle des canaux radio. Cette dernière provoque des évanouissements profonds et dégrade les performances des systèmes de communication. Pour combattre les effets des évanouissements, nous présentons dans ce mémoire deux approches très efficaces : la première consiste à utiliser les modulations multi-porteuses (MCM), qui sera détaillée dans le deuxième chapitre, et la deuxième approche basée sur les techniques de diversité (MIMO). Ainsi, la combinaison des deux approches (MCM et MIMO) permet de fournir des débits binaires très élevés et une grande robustesse contre les effets du canal radio mobile, grâce aux avantages des deux approches [1][11].

I.5.1. Aperçu sur la Modulation Multi-Porteuse

Une modulation à porteuses multiples distribue les informations sur plusieurs sous-porteuses à bande étroite afin de former un signal à large bande. Ce procédé permet de diviser le canal de propagation à large bande en plusieurs canaux de propagation à bandes étroites. Dans un système bien dimensionné, chacun de ces canaux de propagation à bande étroite est considéré comme non sélectif dans les domaines temporel et fréquentiel. Ainsi, une modulation multi-porteuse présente une grande robustesse vis-à-vis de la sélectivité temporelle et fréquentielle du canal de propagation. C'est pourquoi les modulations multi-porteuses sont largement utilisées dans les systèmes à large bande actuels.

I.5.2. Techniques de diversité

Considérons un canal avec un seul trajet non sélectif en fréquence de gain h constant et un affaiblissement de parcours égale à 1, avec un terme de bruit blanc gaussien additif η , le signal reçu est donc donné par l'expression suivante :

$$r = h.s + \eta \quad (I.36)$$

La probabilité d'erreur binaire pour la modulation QPSK est donnée par :

$$p_{eb} = Q(\sqrt{|h|^2 \cdot RSB}) \quad (I.37)$$

où : RSB est le rapport signal à bruit, et Q est la fonction statistique définie comme dans [7] par :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (I.38)$$

La figure I.12 montre la courbe de la fonction Q .

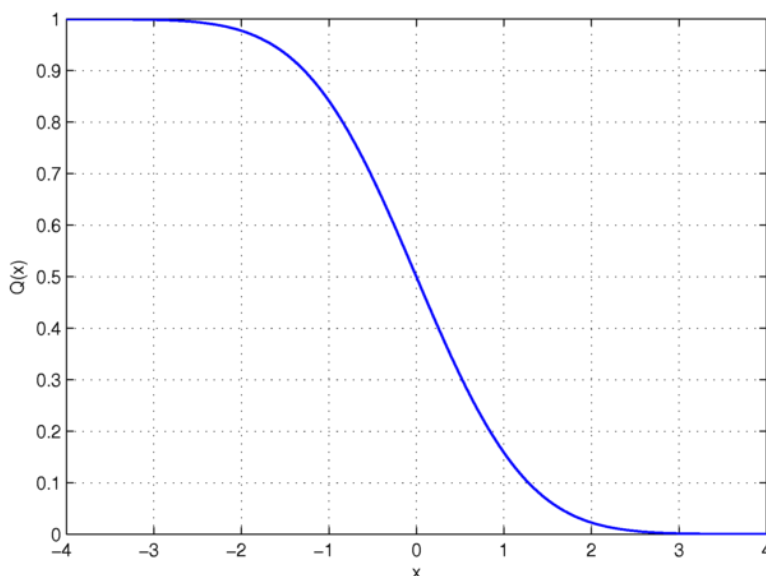


Figure I.12 : La fonction Q

Puisque la fonction $Q(x)$ est strictement décroissante, la probabilité p_{eb} (de l'expression I.37) décroît également si l'un des deux paramètres : $|h|^2$ ou RSB augmente. Or, le RSB ne peut pas être augmenté autant que nous le voulons, car la puissance transmise doit être limitée pour des raisons coexistence d'autres systèmes [5]. Tandis que $|h|^2$ est aléatoire dépendant des conditions du canal de propagation. Lorsque ce dernier présente des évanouissements profonds, la probabilité d'erreur devient importante. Une solution naturelle pour améliorer les performances consiste à faire en sorte que les symboles de données empruntent plusieurs trajets, chacun s'affaiblissant de façon indépendante, garantissant ainsi une communication

fiable tant qu'il existe au moins un trajet saint (à faible atténuation). C'est donc la technique de diversité qui peut améliorer considérablement les performances sur les canaux à évanouissements [2].

Le concept de base de la diversité est que le récepteur doit disposer de plusieurs versions du signal transmis, chaque version étant reçue par un canal indépendant, comme illustré à la figure I.13.

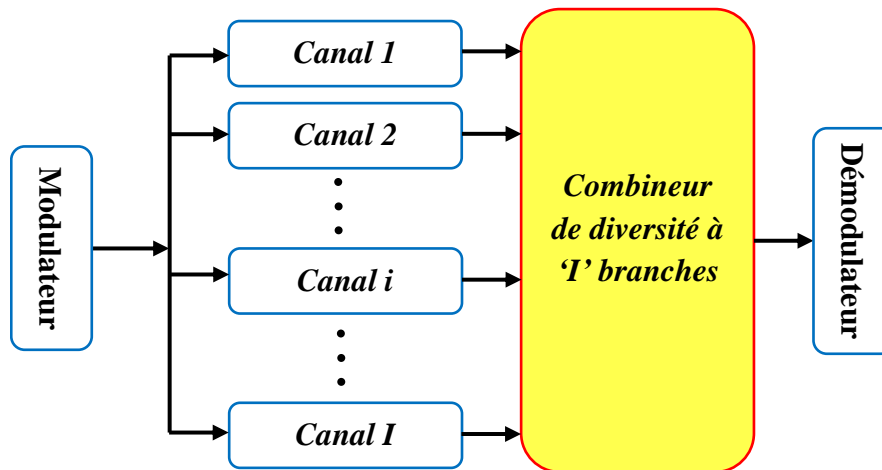


Figure I.13 : Concept de base de la diversité de canal

Chacun des canaux de la figure I.13, plus le circuit récepteur correspondant, est appelée une branche et les sorties des canaux sont traitées et acheminées vers le démodulateur par ce qu'on appelle un combineur à diversité (le terme en anglais est 'Combiner') qui sera décrit dans une prochaine section.

Le but de cette architecture est illustré dans la figure I.14, qui montre la recombinaison de deux signaux de Rayleigh indépendants (en bleu et en rouge). Nous constatons que le signal obtenu (en vert) par combinaison des deux signaux, selon la sélection du meilleur RSB, subit moins d'évanouissements par rapport à un signal reçu par une seule branche. Une autre motivation de la diversité consiste à améliorer la disponibilité du système pour les mobiles à faible mobilité ou stationnaire, qui autrement resteraient parfois bloqués dans une atténuation profonde pendant une longue période, même si la puissance moyenne locale est suffisante pour un fonctionnement fiable.

Deux critères principales sont considérés pour avoir un bon gain de diversité : l'évanouissement dans un canal devrait être non corrélé par rapport aux autres canaux et la puissance moyenne disponible dans chaque canal devrait être quasi identique [12]. En effet, si la corrélation est trop élevée, des évanouissements profonds dans les branches se produiront

simultanément. Si, en revanche, les branches ont une faible corrélation mais des puissances moyennes très différentes, alors le signal dans une branche plus faible peut ne pas être utile même s'il est moins atténué que les autres branches [13].

Plusieurs techniques de diversité sont envisageables pour pallier au problème des évanouissements. Les trois grandes familles de diversité utilisées en communications numériques sont : la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale.

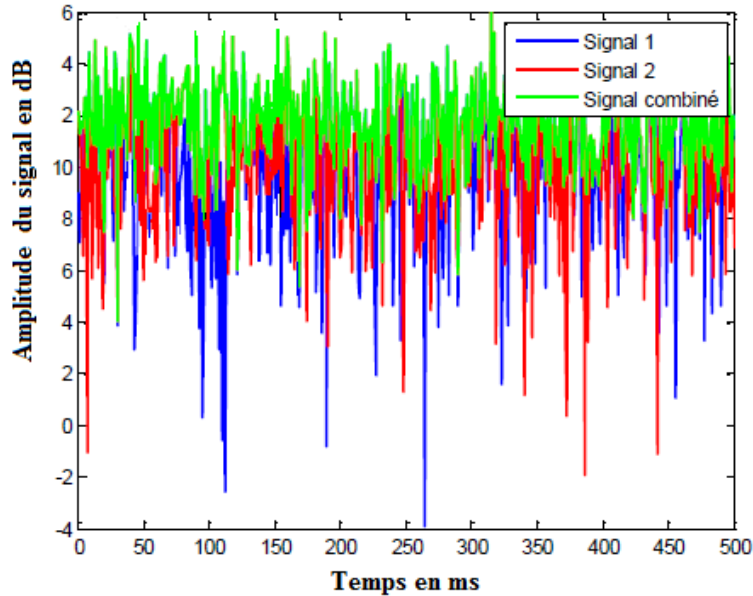


Figure I.14 : Recombinaison de deux signaux de Rayleigh indépendants

I.5.2.1. Diversité temporelle

La diversité temporelle peut être obtenue à partir d'une seule antenne en transmettant le même signal plusieurs fois, espacés suffisamment de temps que les évanouissements du canal soient décorrélés. Supposons qu'à l'instant t_1 on transmet un signal d'information, le même signal sera transmis à l'instant t_2 après un intervalle de temps ΔT qui soit supérieur au temps de cohérence du canal de propagation, soit : $t_2 = t_1 + \Delta T$, avec, $\Delta T > T_c$. En satisfaisant cette dernière condition, on peut profiter de la sélectivité temporelle, la figure I.15 montre ce processus (en bleu).

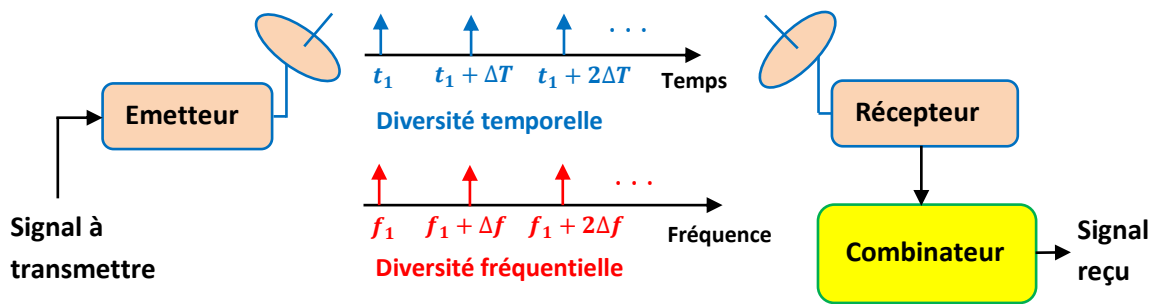


Figure I.15 : Diversité temporelle et diversité fréquentielle

Dans les milieux à évanouissements rapides (environnements sélectifs en temps), la vitesse est énorme, et la diversité temporelle serait efficace pour remédier à cette grande mobilité. Cependant, pour les milieux à évanouissements lents (fixes ou à faibles vitesses), elle devient inefficace, car elle réduit la capacité du système et introduit des retards de transmission. Néanmoins, ce principe est appliqué pour améliorer l'efficacité des techniques de modulation codée, qui utilisent l'entrelacement pour répartir les erreurs sur des blocs, permettant ainsi un meilleur potentiel de correction d'erreur [2].

I.5.2.2. Diversité fréquentielle

Dans les canaux à large bande, deux composantes de fréquence espacées de Δf , plus large que la largeur de bande de cohérence B_c , subissent des évanouissements non corrélés, offrant un autre moyen d'obtenir une diversité. Rappelons que la bande de cohérence est l'espace fréquentiel minimal entre deux fréquences affectées d'évanouissements indépendants. Dans la diversité fréquentielle, si un signal est transmis sur une fréquence f_1 , le même signal sera répété sur la fréquence $f_2 = f_1 + \Delta f$, avec $\Delta f > B_c$. Cette dernière condition nous permet d'exploiter la sélectivité fréquentielle, ceci est illustré sur la même figure I.15 (en rouge).

Cette méthode n'est pas en général efficace en termes de bande passante, car plusieurs fréquences sont demandées inutilement (pour des informations redondantes). Cependant, si le canal est très sélectif en fréquence, la diversité fréquentielle est exploitée en résolvant les composantes du canal multi-trajet à des retards différents en utilisant une structure de récepteur approprié, comme par exemple le corrélateur RAKE pour les systèmes à accès multiple par répartition en code CDMA (Code Division Multiple Access) [14].

I.5.2.3. Diversité spatiale

La diversité spatiale consiste à utiliser plusieurs antennes en émission et/ou en réception séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence qui correspond à la distance minimale garantissant des évanouissements indépendants, c'est-à-dire pour que les phases relatives des contributions multi-trajets soient largement différentes. Cette distance dépend de l'environnement de diffusion local autour des antennes ainsi que de la fréquence porteuse.

Les performances des systèmes à diversité spatiale peuvent être évaluées à partir de deux paramètres : le coefficient de corrélation et le gain de diversité.

Coefficient de corrélation : il est fortement lié aux angles d'incidence des trajets multiples. Dans le cas où les angles d'incidence sont uniformément distribués sur $[0, 2\pi]$ (sur un plan 2D), le coefficient de corrélation pour une distance d s'exprime à partir de la fonction de Bessel d'ordre zéro, $J_0(x)$ comme suit [13] :

$$\rho(d) = J_0\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \quad (I.39)$$

où : λ est la longueur d'onde et d la distance de séparation entre les antennes. Et dans le cas où les angles d'incidence sont uniformément distribués dans tout l'espace (3D), le coefficient de corrélation peut être décrit par la fonction sinus cardinal comme suit [15]:

$$\rho(d) \cong \frac{\sin(2\pi d/\lambda)}{2\pi d/\lambda} \quad (I.40)$$

La Figure I.16 représente les variations des coefficients de corrélation en fonction de la distance de séparation entre les antennes suivant les équations I.39 (en bleu) et I.40 (en rouge). D'après cette figure, le coefficient de corrélation s'annule pour la première fois quand la distance d entre les antennes est égale à 0.4λ en 2D et 0.5λ en 3D.

Gain de diversité : il est défini comme étant l'amélioration du RSB moyen de plusieurs signaux combinés par rapport au RSB correspondant à la meilleure branche du système multi-antennaire de diversité. Ce paramètre permet d'évaluer l'efficacité de la technique de diversité. Le gain de diversité peut donc être défini comme la différence entre le niveau de TEB des branches combinées et le niveau de TEB d'une branche de référence (meilleure branche) à une probabilité d'obtenir un TEB en réception inférieur à un certain seuil.

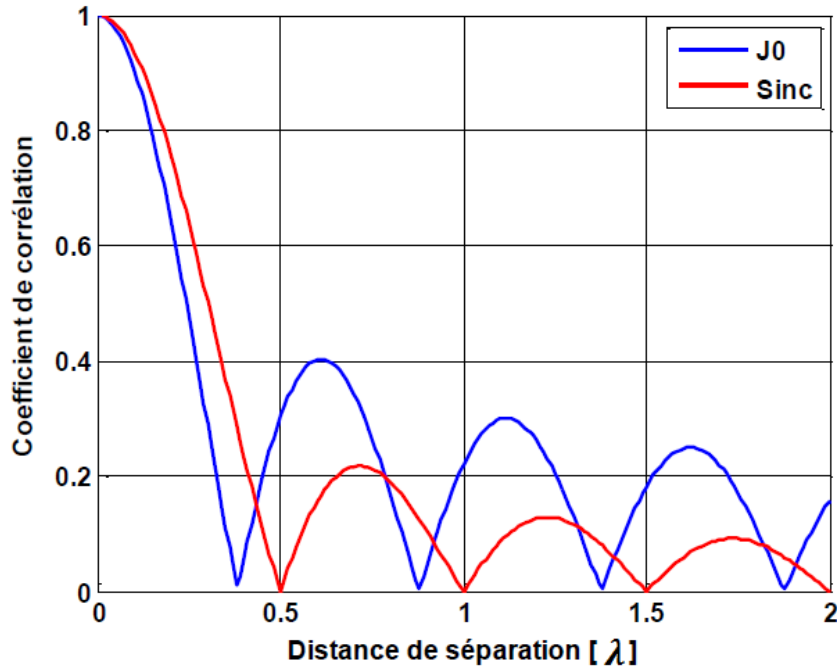


Figure I.16 : Coefficient de corrélation en fonction de la distance de séparation des antennes

Notons par γ le RSB instantané et par Γ le RSB moyen. La Fonction de Densité Cumulative CDF (Cumulative Density Function) d'un canal de Rayleigh est la probabilité d'avoir le RSB en dessous d'une certaine valeur x . Elle est donnée comme dans [16] par :

$$Prob(\gamma < x) = 1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}} \quad (I.41)$$

Dans la référence [17], le gain de diversité est exprimé par :

$$G_{div} = \frac{Prob_{(cmb)}}{Prob_{(ref)}} \quad (I.42)$$

où : $Prob_{(cmb)}$ est le niveau de puissance après combinaison et $Prob_{(ref)}$ est le niveau de puissance de la branche choisie comme référence. Ces deux puissances doivent être prises pour un même niveau de CDF.

Dans la pratique, le gain de diversité est toujours fonction de l'efficacité totale de chaque antenne, qui doit donc être prise en compte. En supposant que toutes les antennes du système aient une efficacité identique ε_{TOT} , l'expression du gain de diversité devient alors :

$$G'_{div} = G_{div} \times \varepsilon_{TOT} \quad (I.43)$$

I.5.3. Techniques de combinaison

Les répliques du signal d'information arrivent au récepteur avec des phases différentes. La sommation directe peut être effectuée d'une façon destructive ce qui donne en sortie un signal

à faible puissance moyenne (faible RSB). Pour pouvoir combiner les signaux arrivant au récepteur de manière constructive et donc améliorer le niveau du signal résultant, trois techniques principales ont été conçues : combinaison par sélection (SC : Selection Combining), combinaison par gain égal (EGC : Equal-Gain Combining) et combinaison par rapport maximal (MRC : Maximum Ratio Combining).

I.5.3.1. Combinaison par sélection (SC)

C'est la technique la plus simple et la moins performante. Elle consiste à choisir le signal ayant la puissance maximale ou le meilleur RSB parmi tous les signaux indépendants arrivant aux récepteurs. Comme le montre la figure I.17, le système comporte N antennes de réception ou branches de réception. Le signal reçu sur la $i^{\text{ème}}$ branche (par le $i^{\text{ème}}$ récepteur) peut s'écrire :

$$r_i(t) = h_i(t).s(t) + \eta_i(t) \quad (I.44)$$

avec : $s(t)$ est le signal transmis, $h_i(t)$ la réponse impulsionnelle du canal ($i^{\text{ème}}$ trajet), et $\eta_i(t)$ est le bruit correspondant.

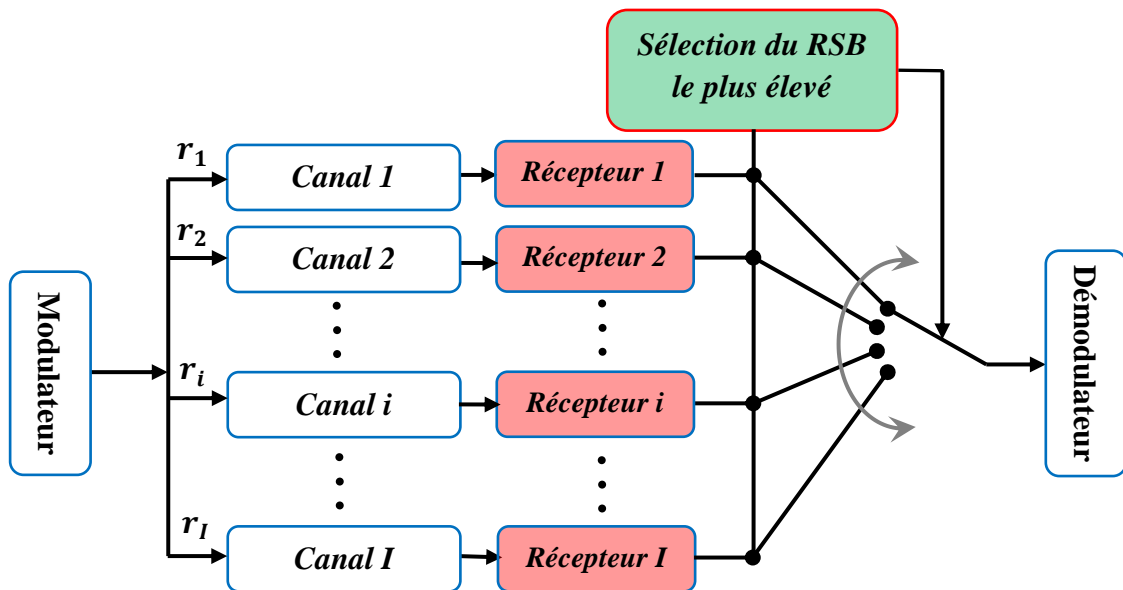


Figure I.17 : Combinaison par sélection (SC)

Le signal combiné de sortie $y(t)$ est représenté par :

$$y(t) = \sum_{i=1}^I w_i^* r_i(t) \quad (I.45)$$

où : w_i^* est le conjugué du coefficient de pondération. Ces deux dernières expressions peuvent s'écrire sous forme matricielle (en gras) comme suit [16]:

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{r}(t) \quad (I.46)$$

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{h}(t).s(t) + \boldsymbol{\eta}(t) \quad (I.47)$$

où :

$\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_I]^T$, $\mathbf{h}(t) = [h_1(t), h_2(t), \dots, h_I(t)]^T$, $\boldsymbol{\eta}(t) = [\eta_1(t), \eta_2(t), \dots, \eta_I(t)]^T$, l'indice H désigne la transposée conjuguée d'une matrice, et T sa transposée.

Supposons que w_k est la pondération de la branche pour laquelle le RSB vérifie : $\gamma_k \geq \gamma_i$, avec : γ_k représente le RSB de la branche sélectionnée d'indice k , et γ_i le RSB de la $i^{\text{ème}}$ branche. Ainsi, la combinaison par sélection (SC) applique les pondérations suivantes :

$$w_i = \begin{cases} 1 & \text{si } k = i \\ 0 & \text{si } k \neq i \end{cases} \quad \text{pour } i = 1, 2, \dots, I \quad (I.48)$$

I.5.3.2. Combinaison par gain égal (EGC)

Contrairement à la technique précédente qui sélectionne le signal d'une seule branche à chaque instant, la technique par gain égal utilise les signaux de toutes les branches pour former le signal combiné. Comme ces signaux sont déphasés les uns par rapport aux autres, il faut les rendre en phase avant d'être sommés. Il faut donc multiplier les signaux de toutes les branches par des phaseurs complexes ayant des phases négatives ($-\varphi_i$), où φ_i est la phase du canal correspondant à la $i^{\text{ème}}$ branche comme l'illustre la figure I.18.

Les coefficients de pondération w_i dans ce cas sont exprimés par [16] :

$$w_i = e^{-j\varphi_i} \quad (I.49)$$

Par conséquent, les signaux pondérés seront en phase et le signal combiné aura un RSB instantané bien amélioré. Par exemple, dans le cas de 2 branches seulement, le RSB à la sortie du combineur est donné par [13] :

$$\begin{aligned} \gamma_c &= \frac{(r_1 + r_2)^2}{4\sigma_b^2} \\ &= \frac{\gamma_1 + \gamma_2 + 2\sqrt{\gamma_1\gamma_2}}{2} \end{aligned} \quad (I.50)$$

où : σ_b^2 est la puissance de bruit sur chaque branche. Dans le cas particulier où les canaux ont des puissances instantanées égales, soit $\gamma_c = 2\gamma_1 = 2\gamma_2$, on obtient un gain de 3 dB.

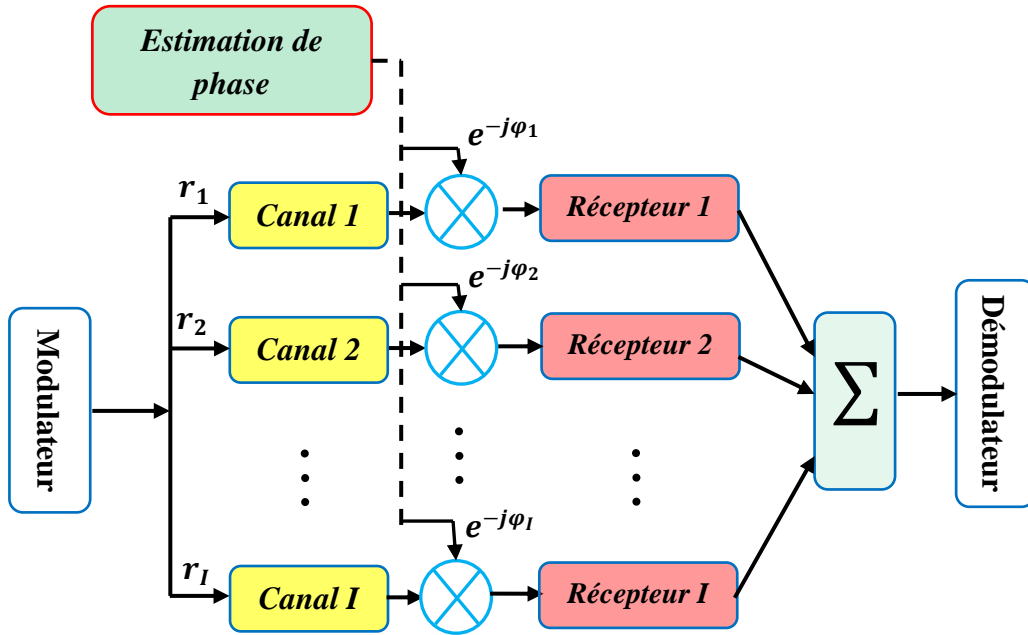


Figure I.18 : Combinaison par gain égal (EGC)

I.5.3.3. Combinaison par rapport maximal (MRC)

Dans la combinaison dite à gain égal, il peut parfois arriver que l'une des branches ait un RSB considérablement inférieur aux autres. Puisque la pondération est égale sur toutes les branches, après sommation, le RSB global peut être réduit à une valeur relativement faible. Une meilleure approche consisterait à attribuer une pondération plus faible aux branches à faible RSB. La combinaison par rapport maximum (MRC) est la méthode qui permet de choisir les poids de branches d'une manière optimale pour maximiser le RSB en sortie (voir figure I.19). La pondération optimale pour la branche i est donnée par :

$$w_i = \frac{h_i^*}{\sigma_b^2} \quad (I.51)$$

Cela permet à la pondération de suivre l'évolution de la puissance de bruit (σ_b^2) entre les différentes branches.

Le RSB assuré par cette technique est donné dans [16] par :

$$\gamma_c = \frac{(\sum_{i=1}^I r_i^2)^2}{\sigma_b^2 \sum_{i=1}^I r_i^2} \quad (I.52)$$

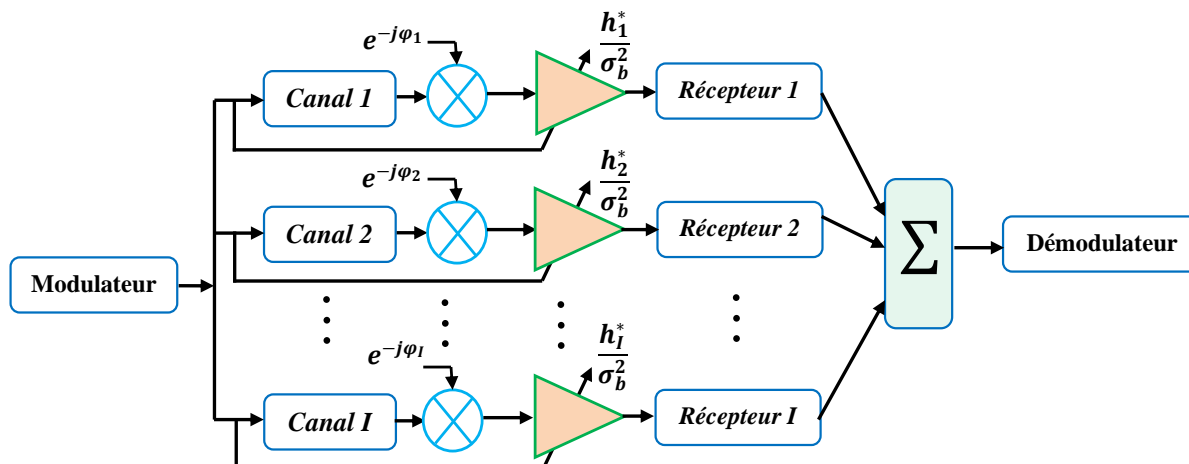


Figure I.19 : Combinaison par rapport maximal (MRC)

I.5.4. Système MIMO

La technologie ‘MIMO’ (Multiple Input Multiple Output) est largement utilisée dans les communications numériques pour combattre les effets des interférences dus aux multi-trajets [1]. Elle permet aussi d’augmenter la capacité des systèmes conventionnels sans avoir besoin d’augmenter la puissance émise et la largeur de bande passante.

Dans un système MIMO, chaque antenne émettrice devient une source d’information différente pour les antennes de réception. La figure I.20 montre un système de transmission MIMO qui comprend N_t antennes en émission et N_r antennes en réception.

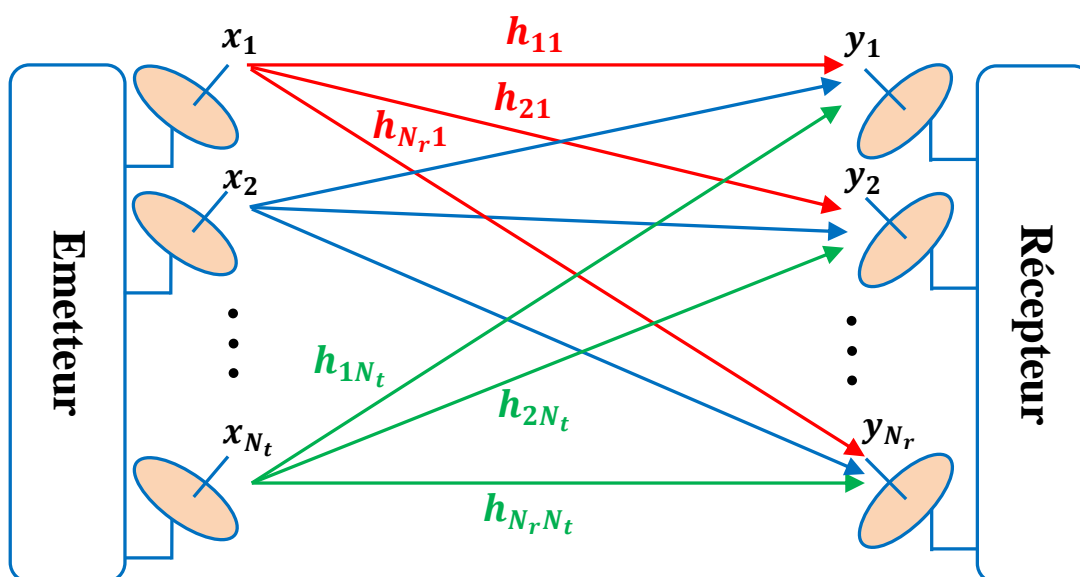


Figure I.20 : Système MIMO à N_t antennes d’émission et N_r antennes de réception

En se basant sur la figure I.20, les évanouissements des différents trajets seront représentés par les éléments h_{ji} de la matrice H suivante :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & \cdots & h_{1N_t}(t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1}(t) & \cdots & h_{N_rN_t}(t) \end{bmatrix} \quad (I.53)$$

A la réception, le signal reçu par la $j^{\text{ième}}$ antenne de réception est exprimé par :

$$r_j(t) = \sum_{i=1}^{N_t} h_{j,i} s_i(t) + \eta_j(t), \quad j = 1, 2, \dots, N_r \quad (I.54)$$

où η_j un bruit additif. Si on prend tous les trajets, on peut écrire sous une forme matricielle :

$$\mathbf{r}(t) = H\mathbf{s}(t) + \boldsymbol{\eta}(t) \quad (I.55)$$

avec :

- $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_{N_t}(t)]^T$ les signaux émis par les N_t antennes d'émission.
- $\mathbf{r}(t) = [r_1(t), r_2(t), \dots, r_{N_r}(t)]^T$ les signaux reçus par les N_r antennes de réception.
- H est la matrice canal dont les éléments sont les coefficients complexes du canal.
- $\boldsymbol{\eta}(t)$ est le vecteur bruit blanc additif gaussien de dimension $(N_r \times 1)$.

Comme le montre l'équation I.55, plusieurs répliques du signal de données codées dans l'espace et dans le temps peuvent être envoyées simultanément à travers les différentes antennes. Ces signaux subissent différents effets de canal, permettant ainsi une récupération plus fiable que dans le cas d'un seul signal reçu SISO (Single Input Single Output). Cette caractéristique clé est connue sous le nom de diversité spatiale. De plus, si différents signaux sont transmis à travers chaque antenne, la capacité de canal et l'efficacité spectrale de sa bande passante peuvent être grandement améliorées par le biais du multiplexage spatial. En effet, pour un système SISO avec une seule antenne au niveau de l'émetteur et du récepteur, la capacité de canal C_{11} est donnée par :

$$C_{11} = W \cdot \log_2(1 + \gamma|h^2|) \quad [bit/s] \quad (I.56)$$

où : W est la bande passante du canal SISO, γ est le RSB au niveau de l'antenne de réception et h le gain de canal.

Tandis que pour un système MIMO avec N_t antennes en émission et N_r antennes en réception, la capacité du canal est calculée comme dans [6] par :

$$C_{N_r N_t} = W \cdot \log_2 \left(\det \left(I + \frac{\gamma}{N_t} H H^H \right) \right) \quad [\text{bit/s}] \quad (I.57)$$

où : I est la matrice d'identité de dimension $N_t \times N_r$, γ est le rapport signal à bruit, H est la matrice des coefficients du canal donnée par l'expression I.53, H^H désigne la matrice transposée conjuguée et $\det(\cdot)$ le déterminant d'une matrice.

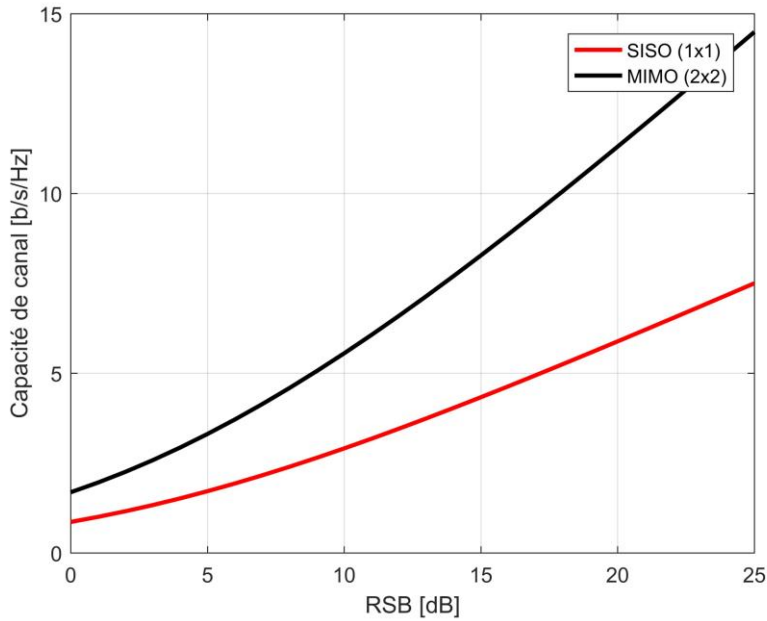


Figure I.21 : Capacité des systèmes MIMO (2 x 2) et SISO (1 x 1)

La figure I.21 montre le gain en capacité assuré par un système MIMO (avec $N_t = 2, N_r = 2$) par rapport au système conventionnel SISO ($N_t = 1, N_r = 1$). On y constate que la capacité du canal SISO a été presque doublée dans le système MIMO 2x2. Une meilleure capacité de canal est alors obtenue grâce aux canaux créés par le système multi-antennaire offrant la possibilité de transmettre sur plusieurs modes spatiaux, et augmentant ainsi le débit sans utiliser de fréquence supplémentaire.

I.5.5. Codage spatio-temporel (STBC)

Dans les systèmes MIMO, on utilise généralement un codage approprié permettant de garantir un gain de diversité spatiale pour améliorer la qualité de transmission. Un exemple pratique largement utilisé est celui du codage en bloc spatio-temporel d'Alamouti [18] ou STBC pour (Space Time Bloc Coding en anglo-saxon). Il est défini par une matrice génératrice G , à L lignes et N_t colonnes, de la forme suivante :

$$G = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & \dots & g_{1N_t} \\ g_{21} & g_{22} & \dots & g_{2N_t} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{L1} & g_{L2} & \dots & g_{LN_t} \end{bmatrix} \quad (I.58)$$

Dans laquelle les éléments g_{ji} sont les symboles du signal. En employant N_t antennes d'émission, chaque ligne de G est composée de N_t symboles est transmise sur les N_t antennes dans un créneau temporel. Ainsi, la première ligne de N_t symboles est transmise sur les N_t antennes dans le premier intervalle de temps, la deuxième ligne de N_t symboles est transmise sur les N_t antennes dans le deuxième intervalle de temps, et ainsi de suite.

Le premier codage STBC a été proposé par S.M. Alamouti dans [18] pour un système à deux antennes d'émission et une seule antenne de réception. La matrice génératrice de l'expression I.58 est donnée pour un tel cas particulier comme suit [5]:

$$G = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (I.59)$$

où s_1 et s_2 sont deux symboles de données. Dans le premier intervalle de temps, $\frac{s_1}{\sqrt{2}}$ est transmis sur la première antenne, tandis que $\frac{s_2}{\sqrt{2}}$ est transmis sur la deuxième. Pendant le deuxième intervalle de temps, la première antenne transmet $\frac{-s_2^*}{\sqrt{2}}$ et la deuxième transmet $\frac{s_1^*}{\sqrt{2}}$.

Le débit symbole pour le code Alamouti est toujours égale à '1' car deux symboles, $\frac{s_1}{\sqrt{2}}$ et $\frac{s_2}{\sqrt{2}}$, sont transmis dans deux intervalles de temps.

La matrice H dans ce cas est la suivante:

$$H = [h_{11} \quad h_{12}] \quad (I.60)$$

Pour le décodage STBC à la réception, on suppose que le canal est non sélectif en fréquence, ce qui signifie que la matrice H est constante pendant les deux intervalles de temps. Le signal reçu dans les deux intervalles de temps est :

$$\begin{cases} r_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(h_{11}s_1 + h_{12}s_2) + \eta_1 \\ r_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(-h_{11}s_2^* + h_{12}s_1^*) + \eta_2 \end{cases} \quad (I.61)$$

où η_1 et η_2 sont des bruits gaussiens non corrélés à valeurs complexes, à symétrie circulaire et à moyenne zéro, avec une variance σ^2 . Soit sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \underbrace{\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \end{bmatrix}}_H \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2^* \end{bmatrix} \quad (I.62)$$

où : H est une matrice orthogonale vérifiant la relation : $H^H H = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2) I_2$.

Enfin, en utilisant le combineur MRC vu précédemment, les symboles estimés \hat{s}_1 et \hat{s}_2 sont obtenues par :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} &= \frac{\sqrt{2}}{|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2} \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{12} \\ h_{12}^* & -h_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta'_1 \\ \eta'_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.63)$$

avec :

$$\begin{bmatrix} \eta'_1 \\ \eta'_2 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2} \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{12} \\ h_{12}^* & -h_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2^* \end{bmatrix} \quad (I.64)$$

La figure I.22 représente une comparaison entre un système à trajet unique SISO (Single Input Single Output) (1x1) et un système utilisant le codage STBC d'Alamouti (2x1), en termes de performance de TEB.

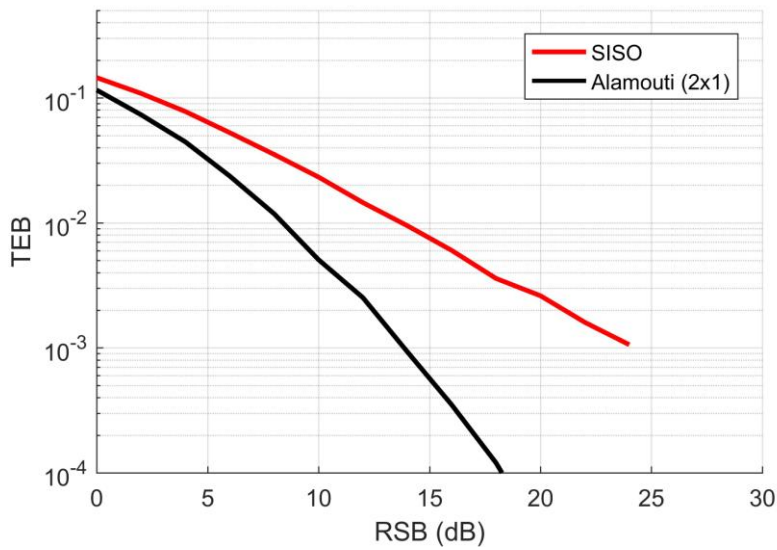


Figure I.22 : TEB en fonction de RSB pour un système MISO (2x1) avec le codage STBC d'Alamouti comparé à un système SISO (1x1)

Les coefficients de canal sont totalement non corrélés et les symboles sont modulés par une modulation QPSK. Nous constatons qu'en utilisant le codage STBC, la performance en TEB s'améliore par rapport à celle du système SISO conventionnel.

Le code STBC d'Alamouti décrit ci-dessus peut être généralisé pour des systèmes à plusieurs antennes d'émission et de réception ($N_t \geq 2, N_r \geq 2$). Dans ce cas, les deux matrices H et G auront des formes plus étendues comme expliqué dans [19].

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons commencé par étudier la propagation à travers le canal radio en expliquant ses caractéristiques et ses effets qui affectent les signaux de communications. La formulation mathématique du canal a été présentée et les deux modèles statistiques du canal ont été montrés, à savoir : le modèle de Rayleigh dans un environnement (NLOS) et celui de Rice qui tient compte d'une ligne à visibilité directe (LOS).

Ensuite, on a abordé deux approches pour combattre les évanouissements profonds du canal à savoir les techniques de modulation multi-porteuses (MCM), et les techniques de diversité, notamment la diversité spatiale ou diversité d'antennes qui permet d'améliorer considérablement la puissance du signal reçu (donc le RSB en réception). Dans ce but, nous avons exposé brièvement quelques méthodes de combinaison des signaux au niveau de la réception, qui peuvent améliorer le débit de transmission des informations. D'autre part, deux paramètres de diversité ont été cités dans le but d'évaluer les performances des systèmes à diversité à savoir le coefficient de corrélation et le gain de diversité.

Pour bien assimiler la diversité d'antennes, nous avons présenté la technologie MIMO utilisée dernièrement dans presque tous les systèmes de communication pour augmenter la capacité du canal radio et la qualité de transmission. Ensuite, on a expliqué le principe du codage STBC d'Alamouti utilisé généralement dans les systèmes MIMO. Ce codage est très employé au niveau de la réception pour avoir un gain de diversité spatiale.

Chapitre II : Modulations multi-porteuses à fréquences orthogonales et à bancs de filtres

II.1. Introduction

Les systèmes de communications numériques traditionnels ont été basés sur la modulation mono-porteuse. Dans la théorie comme dans la pratique, lorsqu'on veut augmenter le débit d'une transmission, on doit diminuer la durée de symbole des données. Cependant, d'après ce qu'on a vu au premier chapitre, la présence d'un canal multi-trajet a comme effet d'introduire des interférences inter-symboles (ISI), ce qui nécessite à la réception une égalisation très compliquée [20]. Ainsi, les modulations multi-porteuses (MCM) ont été proposées en tant que solutions alternatives afin de combattre l'effet multi-trajet. En effet, l'idée de base des techniques multi-porteuses consiste à subdiviser un flux de données à très haut débit en 'N' flux élémentaires à un débit très bas qui sont transmis sur N sous-porteuses orthogonales. Le principal avantage est que même si les spectres des sous-porteuses se chevauchent, les signaux n'interfèrent pas entre eux grâce à la propriété d'orthogonalité [21]. De plus, le grand nombre de sous-porteuses N doit assurer que la bande de chaque sous-canal soit plus petite que la bande de cohérence du canal de propagation. Ceci est équivalent à dire que l'étalement maximal des retards liés à l'effet multi-trajet du canal radio, est nettement inférieur à la période symbole T. Ainsi, chaque sous-canal devient non sélectif en fréquence et subira un évanouissement plat. Dans un tel canal qui est dit aussi « sans mémoire », les interférences entre symboles (ISI) seront très négligeables [1].

Différentes techniques de modulation multi-porteuses ont été proposées dans la littérature, parmi lesquelles l'OFDM qui est basée sur les fréquences orthogonales et l'FBMC qui est basée sur les bancs de filtres. Dans ce chapitre, on va présenter ces deux techniques MCM en expliquant leurs principes et leurs avantages et inconvénients.

II.2. Modulation Multi-porteuse à base de fréquences orthogonales (OFDM)

Le concept de modulation OFDM est très similaire à la technique conventionnelle du multiplexage par répartition en fréquence (FDM). Cependant, OFDM utilise des sous-porteuses mutuellement orthogonales et étroitement espacées, ce qui lui permet d'assurer une efficacité spectrale bien améliorée de l'ordre de 50 % voire plus, par rapport au système traditionnel FDM comme le montre la figure II.1.

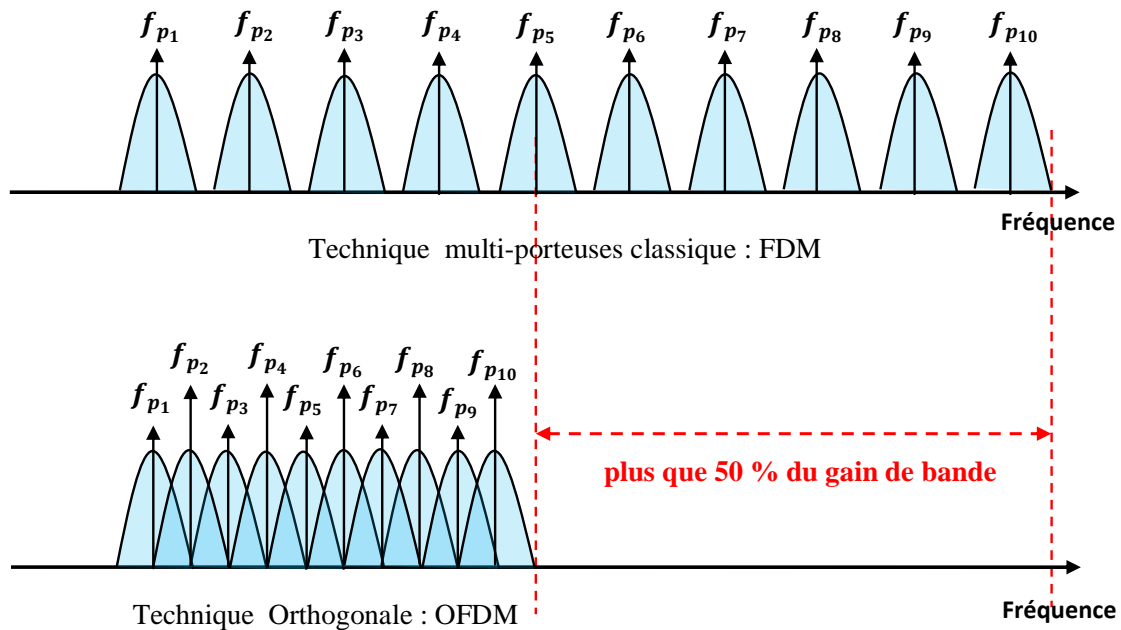


Figure II.1 : Gain en efficacité spectrale de l'OFDM par rapport à FDM

II.2.1. Principe de base de l'OFDM

L'OFDM consiste à diviser un flux à haut débit en un certain nombre de flux à faible débit, puis les transmettre en parallèle à l'aide de plusieurs sous-porteuses orthogonales (transmission en parallèle). Ainsi, les N symboles à transmettre qui étaient auparavant transmis consécutivement à un débit élevé de $1/T_s$, vont être émis simultanément sur N sous-porteuses modulés à bas débit $1/T$, avec $T = NT_s$. Ainsi, chacune des N données sont transmises par un symbole de durée T au lieu de $T_s = T/N$. La figure II.2 illustre cette idée de base des modulations à porteuses multiples en général. La durée d'un symbole est donc multipliée par un facteur N dont le bon choix doit permettre de minimiser l'ISI tout en conservant le débit de la modulation mono-porteuse initiale de $1/T_s$. Dans le domaine temporel, le signal obtenu se décompose en symboles de durée T résultant de la superposition

de N signaux sinusoïdaux de fréquences différentes (ayant une allure aléatoire). La longueur de symbole OFDM dans le standard 4G-LTE est de $66,7 \mu\text{s}$ [22].

Dans le domaine fréquentiel, les distorsions du signal introduites par le canal seront limitées car chaque sous-bande sera suffisamment étroite pour pouvoir considérer le canal comme localement plat. OFDM peut donc être vue soit comme une technique de modulation ou une technique de multiplexage [20] [23].

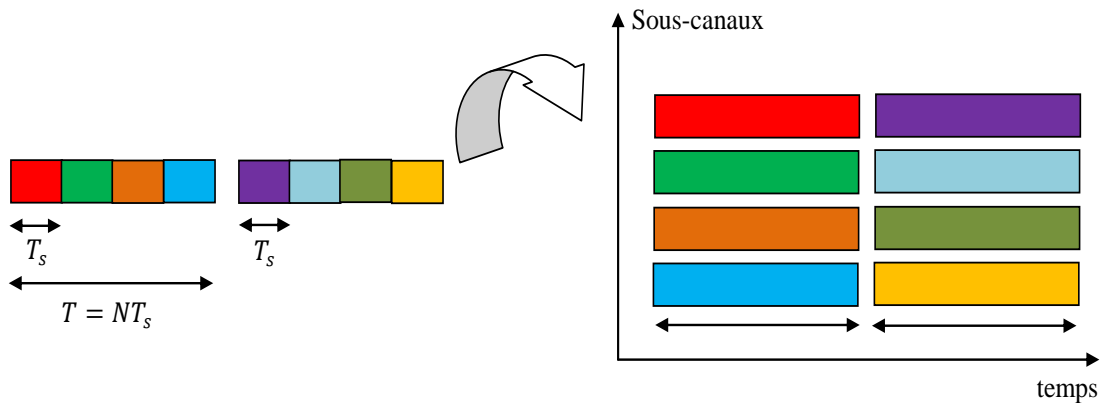


Figure II.2 : Principe de la Modulation à porteuses multiples

II.2.2. Expression du signal OFDM

Le schéma de principe de l'OFDM est représenté dans la figure II.3 suivante :

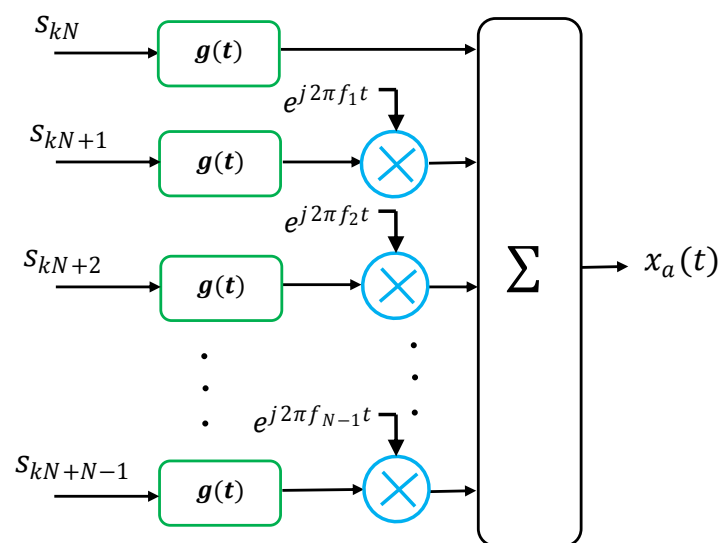


Figure II.3 : Principe de l'OFDM côté émetteur

Comme nous venons de le voir sur la figure II.3, le signal OFDM se compose de N sous-porteuses de fréquences $f_k = f_0 + k\Delta_f, k \in [0, \dots, N - 1]$ qui sont rigoureusement espacées de Δ_f et sont utilisées pour la transmission en parallèle de N symboles. Ces symboles, notés s_{kN+i} , sont des éléments complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation donnée comme par exemple le QAM. $g(t)$ est la fonction de mise en forme qui est une fonction porte pour l'OFDM. L'expression du signal OFDM généré durant l'intervalle $[0, T]$ est donnée par :

$$x_a(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_k s_{kN+i} g(t - kT) \exp(j2\pi f_i t), \quad \text{avec } f_i = i\Delta_f \quad (II.1)$$

Que l'on peut réécrire come suit :

$$x_a(t) = \sum_k g(t - kT) \sum_{i=0}^{N-1} s_{kN+i} \exp(j2\pi i\Delta_f t) \quad (II.2)$$

avec : $\sum_{i=0}^{N-1} s_{kN+i} \exp(j2\pi i\Delta_f t)$ représente le symbole OFDM que l'on peut noter par S_k , et s_{kN+i} est le symbole de donnée sur la $i^{\text{ème}}$ porteuse du $k^{\text{ème}}$ bloc. Remarquons la ressemblance de ce terme à une Transformée de Fourier Discrète Inverse (DFT⁻¹). L'expression du signal transmis peut donc s'écrire par :

$$x_a(t) = \sum_k S_k g(t - kT) \quad (II.3)$$

Le signal OFDM peut être donc facilement généré en utilisant une Transformée de Fourier Discrète Inverse (IDFT) qui représente le modulateur au niveau de l'émetteur. A la réception, la démodulation est réalisée par l'outil de Transformée de Fourier Discrète (DFT) qui sera appliquée sur les échantillons reçus pour récupérer les symboles émis.

Par conséquent, l'implémentation de l'OFDM (voir figure II.4) est devenu beaucoup plus simple grâce à l'outil de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) qui représente le modulateur au niveau de l'émetteur, ainsi que la transformée de Fourier rapide (FFT) qui représente le démodulateur au niveau du récepteur [24].

Pour la mise en œuvre numérique, il faut passer à la forme discrète du signal. Le signal peut être échantillonné à la période $T_s = T/N$ et donc au rythme N fois l'espacement entre sous porteuses, sans qu'il n'y ait de repliement de spectre. En prenant en considération les égalités suivantes :

$$\begin{cases} f_i = i\Delta_f = i \frac{1}{T} \\ t = nT_s ; \end{cases} \Rightarrow f_i t = \frac{in}{N} \quad (II.4)$$

L'expression du signal transmis dans le domaine discret sera donc :

$$x_a(n) = \sum_k \sum_{i=0}^{N-1} s_{kN+i} g(n - kN) \exp\left(j2\pi \frac{in}{N}\right) \quad (II.5)$$

Notons que les algorithmes de transformée de Fourier rapide directe (FFT) et inverse (IFFT) permettent une implémentation efficace de DFT et IDFT, respectivement.

II.2.3. Orthogonalité temporelle et orthogonalité fréquentielle

Pour maintenir une haute efficacité spectrale, l'OFDM effectue un multiplexage fréquentiel dans lequel les spectres des sous-porteuses se recouvrent sans qu'il n'y ait perte d'information en s'assurant que celles-ci forment une base de fonctions orthogonales [22].

Les contraintes d'orthogonalité sont définies d'un point de vue temporel et fréquentiel.

En posant $\varphi_{k,i}(t) = g(t - kT) \exp(j2\pi i \Delta_f t)$, l'équation II.5 peut s'écrire :

$$x_a(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=0}^{N-1} s_{kN+i} \varphi_{k,i}(t) \quad (II.6)$$

où : $\varphi_{k,i}(t)$ représente la forme d'onde du signal transmis.

Dans un canal parfait, le signal reçu est : $y(t) = x_a(t)$. L'estimation des symboles est réalisée par le produit scalaire entre $y(t)$ et la forme d'onde du récepteur, soit $\psi_{k,i}(t)$:

$$\tilde{s}_{kN+i} = \langle y(t), \psi_{k,i}(t) \rangle = \int y(t) \psi_{k,i}^*(t) dt \quad (II.7)$$

où : $\psi_{k,i}(t) = h(t - kT) \exp(j2\pi i \Delta_f t)$ et $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal. Ainsi, la reconstruction des symboles transmis est assurée grâce à la condition d'orthogonalité suivante :

$$\langle \varphi_{l,m}(t), \psi_{k,i}(t) \rangle = \int \varphi_{l,m}(t) \psi_{k,i}^*(t) dt = \delta_{l,k} \delta_{m,i} \quad (II.8)$$

avec : $\delta_{l,k}$ désigne le symbole de Kronecker défini par :

$$\delta_{l,k} = \begin{cases} 1 & \text{si } l = k \\ 0 & \text{si } l \neq k \end{cases} \quad (II.9)$$

Suivant le choix de $g(t)$ et de Δ_f , le résultat du produit scalaire de l'équation II.8 entraîne une orthogonalité en temps (indices l et k) et en fréquence (indices m et i).

L'orthogonalité temporelle est assurée par une fonction porte qui est choisie pour sa simplicité de mise en œuvre. Elle consiste en un fenêtrage rectangulaire des symboles OFDM :

$$g(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (II.10)$$

Dans la figure II.4, l'orthogonalité temporelle peut être visualisée dans une seule durée de symbole OFDM, par un nombre entier de périodes de chacune des sous-porteuses [22].

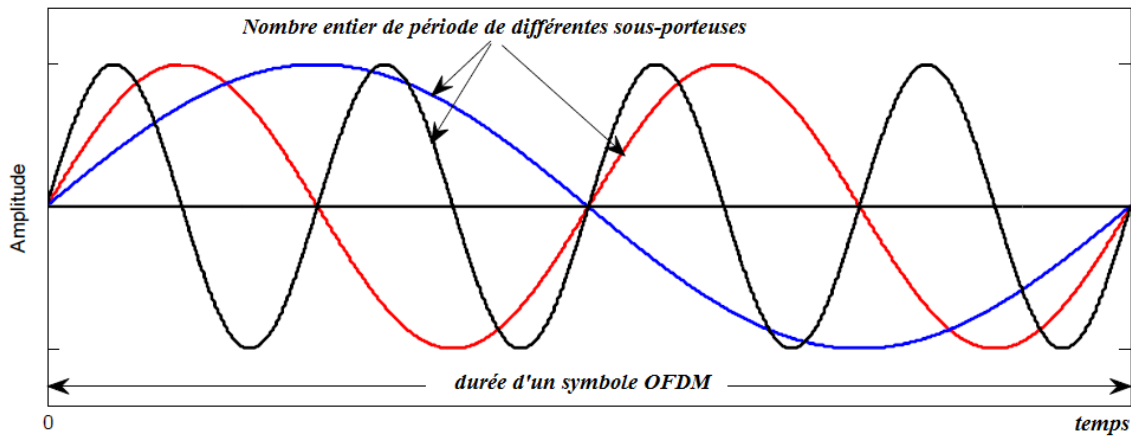


Figure II.4 : Orthogonalité temporelle de l'OFDM

L'orthogonalité fréquentielle, quant à elle, est assurée par un dimensionnement rigoureusement défini de Δ_f et dépend fortement du choix de la fonction de mise en forme $g(t)$ utilisée. Cet espacement Δ_f entre les sous-porteuses est égale à :

$$\Delta_f = \frac{1}{T} \tag{II. 11}$$

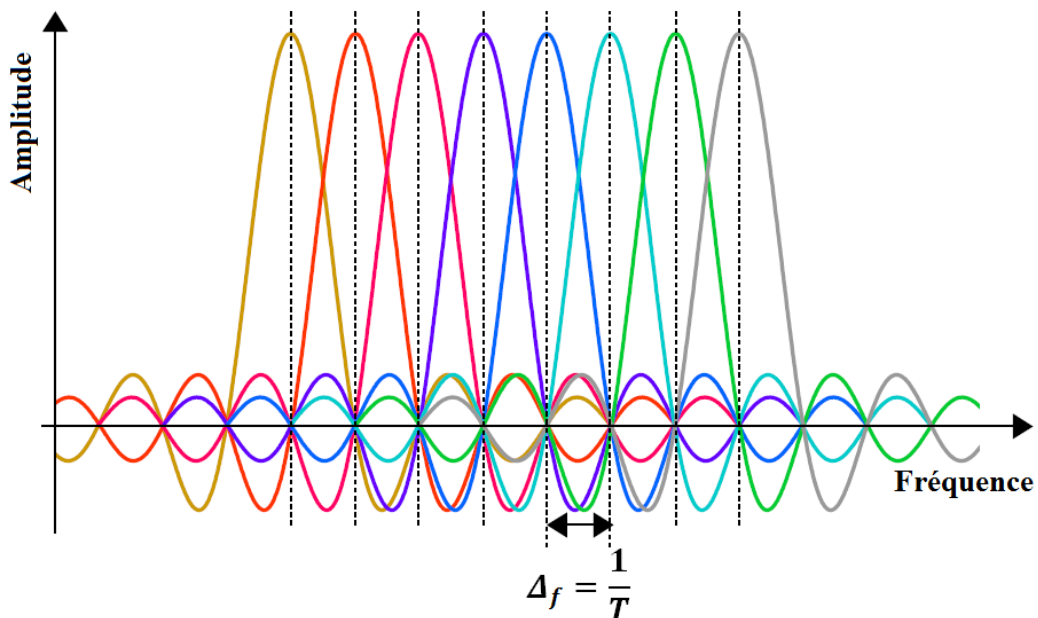


Figure II.5 : Orthogonalité fréquentielle de l'OFDM

Dans la figure II.5 on constate qu'en raison de la condition d'orthogonalité fréquentielle, le pic de chaque sous-porteuse coïncide avec le zéro des autres sous-porteuses, éliminant ainsi les effets des interférences [24].

II.2.4. L'intervalle de garde

D'après ce qu'on a vu au premier chapitre, dans le cas d'un canal radio mobile, en plus de l'effet multi-trajet, les signaux de communication seront affectés par une autre source d'évanouissement connue par « effet Doppler ». Il s'agit d'une variation de la fréquence liée à la mobilité du récepteur et/ou de l'émetteur [1].

L'augmentation de la durée symbole T par l'accroissement du nombre de sous-porteuses N était une bonne solution pour réduire l'ISI. Cependant, la durée T de chaque symbole OFDM doit rester bien inférieure au temps de cohérence du canal et donc l'annulation totale de l'ISI par cette méthode n'est pas réalisable. Une solution consiste à sacrifier une partie de l'énergie émise en ajoutant à chaque symbole OFDM un intervalle de garde dont la durée T_g est plus longue que l'étalement maximal des retards τ_{max} de la réponse impulsionnelle du canal, et ce pour pouvoir absorber les ISI résiduelles [25], soit $T_g \geq \tau_{max}$ (voir Fig. II.6).

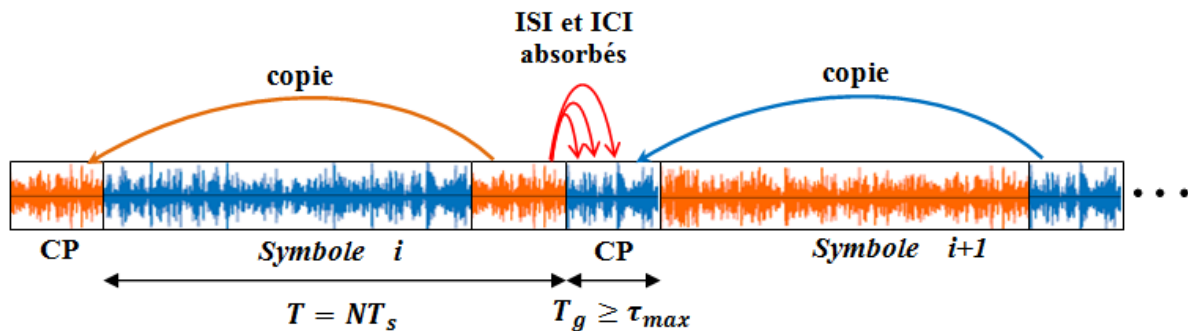


Figure II.6 : Intervalle de garde

Dans le cas d'une propagation à travers un canal dispersif en temps, il ne sera pas possible de recevoir un nombre entier de périodes durant la fenêtre temporelle T pour les trajets retardés, ce qui se traduit par une perte d'orthogonalité entre les sous porteuses. Sur une fréquence porteuse donnée, une sinusoïde retardée ne sera présente dans la fenêtre d'intégration FFT que sur une durée $T_r < T$, ce qui revient à effectuer le fenêtrage sur une durée réduite T_r . Or, la réduction de la durée du fenêtrage implique tout naturellement (dans le domaine fréquentiel)

une augmentation de la largeur des sinus cardinaux ($1/T_r > 1/T$) dont la conséquence est la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses conduisant ainsi à l'apparition d'ICI [20].

Pour pallier à ce problème, une version très efficace de l'intervalle de garde est utilisée. Il s'agit de ce qu'on appelle communément le Préfixe Cyclique (CP) dont la durée est comprise entre 1/4 et 1/32 de la durée du symbole [5], et il consiste en une copie de la dernière partie du symbole OFDM qui sera rattachée à son début et qui va permettre de conserver un nombre entier de cycles pendant la fenêtre d'intégration T , et de ce fait, assurer l'orthogonalité entre les sous-porteuses limitant ainsi l'ICI (voir figure II.7). La longueur standard du CP dans le standard LTE est fixée à 4,69 μ s, ce qui permet au système de tolérer des variations de trajectoire allant jusqu'à 1,4 km [22] sur des trajets indirects.

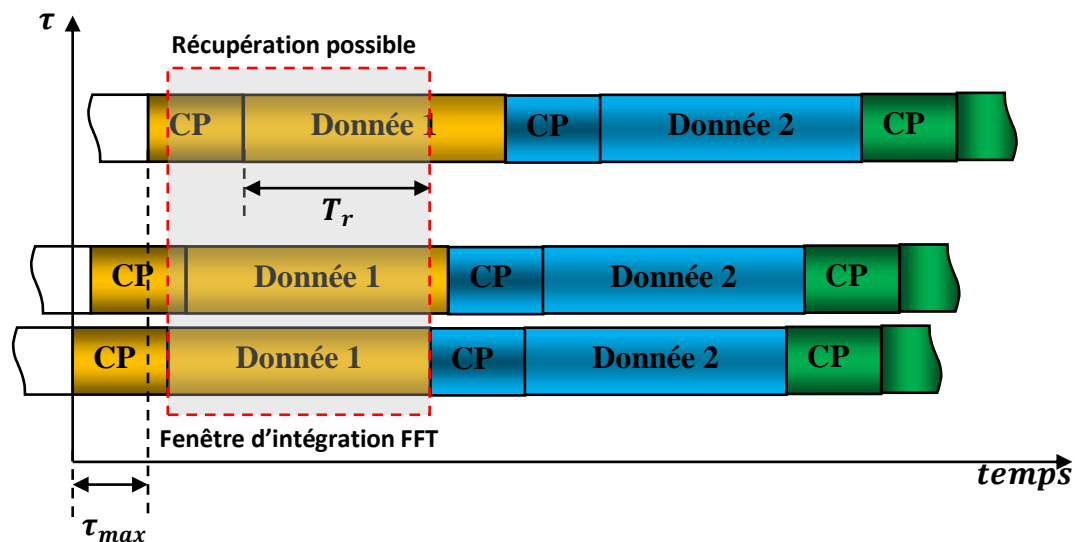


Figure II.7 : Restauration d'orthogonalité par Préfixe Cyclique

II.2.5. Chaîne de transmission OFDM

La figure II.8 montre la chaîne de transmission d'un système OFDM. En émission, on voit bien tout le processus cité avant pour transmettre les données à travers le canal radio mobile. A la réception, tout le processus est inversé pour récupérer les données transmises. Le CP qui peut contenir de l'ISI est enlevé et le symbole OFDM est remis au démodulateur. Celui-ci effectue une transformée de Fourier (FFT) qui transpose les symboles OFDM du domaine temporel au domaine fréquentiel. En raison des distorsions induites par le canal de transmission, celui-ci doit être corrigé par une égalisation à la réception qui consiste en une pondération inverse sur chaque sous-porteuse pour compenser les effets du canal. Les

coefficients de pondération sont obtenus grâce aux symboles pilotes, qui sont des valeurs constantes insérées sur certains points à l'entrée de l'IFFT et qui doivent être connues au niveau du récepteur (voir §I.4 du 1^{ier} chapitre). C'est grâce au CP qu'on puisse considérer ces coefficients comme des valeurs constantes et donc réduire considérablement l'égalisation [34]. L'égalisation est effectuée dans le domaine fréquentiel. Il existe différentes techniques d'égalisation, les plus utilisées étant les techniques de forçage à zéro (ZF), les moindres carrés (MMSE) et la détection par maximum de vraisemblance (ML) [5].

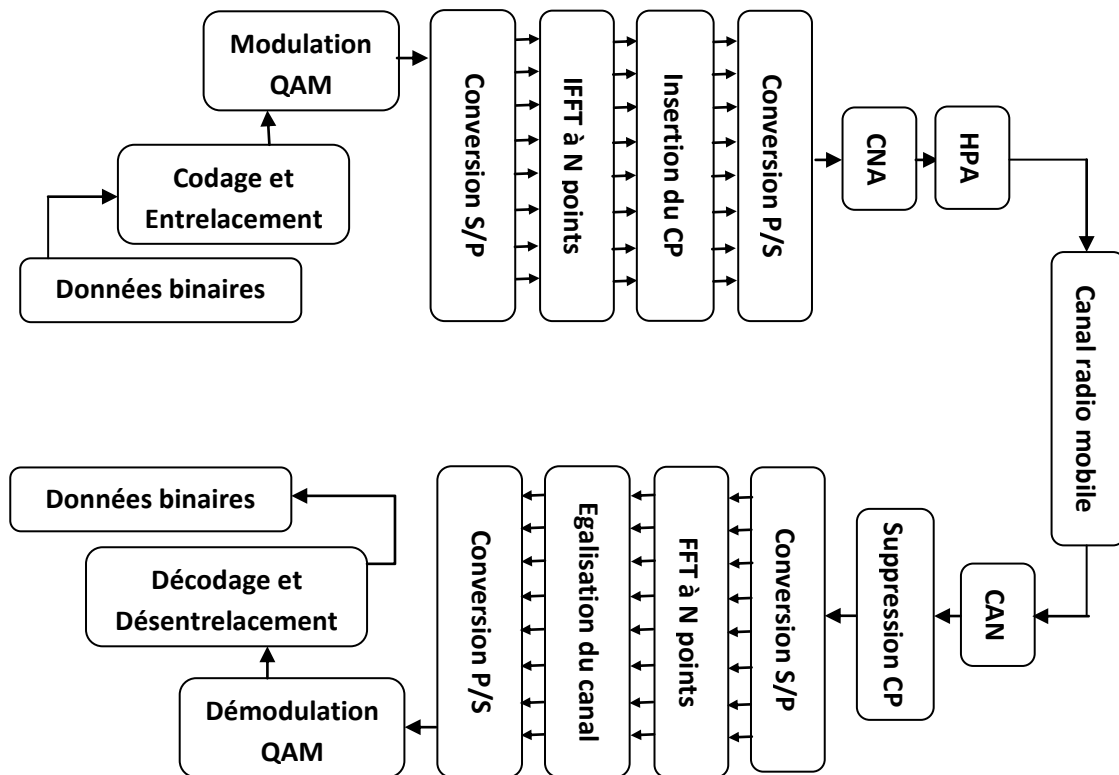


Figure II.8 : Chaîne de transmission OFDM

II.2.6. Avantages et limitations de l'OFDM

L'utilisation massive de l'OFDM s'explique par le grand nombre d'avantages qui caractérisent une telle technique de modulation. Elle constitue, en fait, une solution efficace pour combattre, à une certaine limite, les effets des trajets multiples et de variation temporelle du canal de transmission (Doppler). C'est ce que justifie son utilisation, jusqu'aux nos jours, dans de nombreuses technologies actuelles, y compris ceux de la 4G des télécommunications. Certains des points positifs de l'OFDM sont mentionnés ci-dessous [26]:

- C'est un moyen efficace pour combattre les effets des trajets multiples qui provoquent des interférences entre symboles (ISI) grâce à l'insertion du préfixe cyclique (CP), et la sélectivité fréquentielle du canal grâce à la réduction de la bande des sous-bandes.
- Encombrement spectral optimal par rapport aux autres techniques multi-porteuses Conventionnelles grâce à la condition d'orthogonalité.
- Coût faible et implémentation facile et efficace de la modulation et démodulation grâce à l'outil de transformée de Fourier rapide (FFT) et son inverse (IFFT).
- Robustesse face aux bruits impulsifs.
- Egalisation simple et optimale grâce à l'ajout du CP.

En dépit de la multitude et de l'importance de ses avantages, OFDM présente plusieurs limitations envers les futures applications 5G, notamment les points suivants :

- Le signal OFDM souffre d'un facteur PAPR (Peak to Average Power Ratio) élevé qui mesure les fluctuations de son enveloppe. Un PAPR élevé cause de fortes distorsions au signal et nécessite un système capable de prendre en charge une puissance de signal instantanée bien supérieure à la puissance moyenne du signal, ce qui nécessite une faible efficacité énergétique.
- La perte en efficacité spectrale suite à l'utilisation du préfixe cyclique qui est, en fait, une redondance d'information.
- Son filtre de mise en forme rectangulaire qui a un spectre à lobes secondaires extrêmement élevés et donc un débordement hors bande important, nécessitant de larges bandes de garde. Ceci représente une autre perte d'efficacité spectrale.
- Exigence d'une synchronisation rigoureuse, et sensibilité au décalage temporel qui génère des interférences entre les sous canaux et dégrade les performances du système.
- Sensibilité aux décalages fréquentiels (CFO) pouvant affecter l'orthogonalité entre sous-porteuses et donc causer des interférences entre canaux (ICI).

C'est pour cette raison que des chercheurs ont été incité à traité ces limitations avec une importance supplémentaire, en proposant, d'une part, des versions améliorées de l'OFDM, comme par exemple : GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing) [27], Lapped-OFDM [28], WF-OFDM (Windowing and Filtering OFDM) [29], BF-OFDM (Block Filtered OFDM) [30], Optimized OFDM [31], et d'autre part, des techniques de nature différente comme des solutions alternatives à l'OFDM, notamment, FBMC (Filter Bank Multi-Carrier) [32], UFMC (Universal Filtred Multicarrier) [33].

II.3. Modulation multi-porteuse à base de bancs de filtres FBMC

Pour satisfaire les exigences des futures applications, plusieurs approches multi-porteuses ont été proposées comme candidates à remplacer l'OFDM dans le standard 5G à venir. Parmi ces techniques alternatives, celles basées sur les bancs de filtres qu'on peut juger comme les plus puissantes et avantageuses [34]. Il existe principalement trois techniques multi-porteuses à base de bancs de filtres qui ont été étudiées dans la littérature, à savoir : la multi-tons filtrée (FMT) [35] [36], la multi-tons décalée (SMT) [37] [38] et la multi-tons modulée par cosinus (CMT) [39] [40].

II.3.1. Motivation et choix de la technique FBMC/OQAM

Dans ce qui suit, nous justifions notre choix sur la modulation FBMC/OQAM parmi plusieurs autres techniques multi-porteuses candidates de la 5^{ème} génération de communication sans fil. Dans cette thèse, nous avons choisi de travailler sur la technique FBMC/OQAM (reconnue aussi par SMT), proposée dans la référence [41]. En effet, d'après la référence [34], cette technique est la plus répandue et la plus considérée dans la littérature. Notons que cette classe est essentiellement équivalente à OFDM/OQAM [37] ou encore MDFT [42]). De plus, la technique FBMC/OQAM peut traiter la sélectivité de fréquence de canal sans aucune exigence de préfixe cyclique (CP), ce qui améliore son efficacité spectrale. D'autre part, FBMC/OQAM utilise une autre forme d'impulsion bien localisée en temps et en fréquence ce qui réduit considérablement les fuites hors bande (OOB), donnant encore un autre gain en efficacité spectrale. La figure II.9 représente une comparaison entre OFDM et FBMC/OQAM en termes de réponse fréquentielle du filtre PHYDYAS. Ainsi, dans la référence [43], les performances de FMT, CMT et FBMC/OQAM sont comparées, pour un filtre de longueur donnée et un nombre donné de sous-porteuses, la conclusion révèle que parmi les trois techniques, la SMT (FBMC/OQAM) présente la plus forte atténuation dans la bande.

II.3.2. Principe de la modulation FBMC/OQAM

FBMC/OQAM, comme toute technique de modulation multi-porteuse, divise le canal de fréquence global en un ensemble de sous-canaux de largeur de bande inversement proportionnelle au nombre de sous-canaux. Si le nombre de ces derniers est suffisamment élevé, la bande passante de chacun d'eux sera suffisamment petite, c'est-à-dire inférieure à la bande de cohérence du canal et on pourra supposer qu'elle est approximativement plate [44].

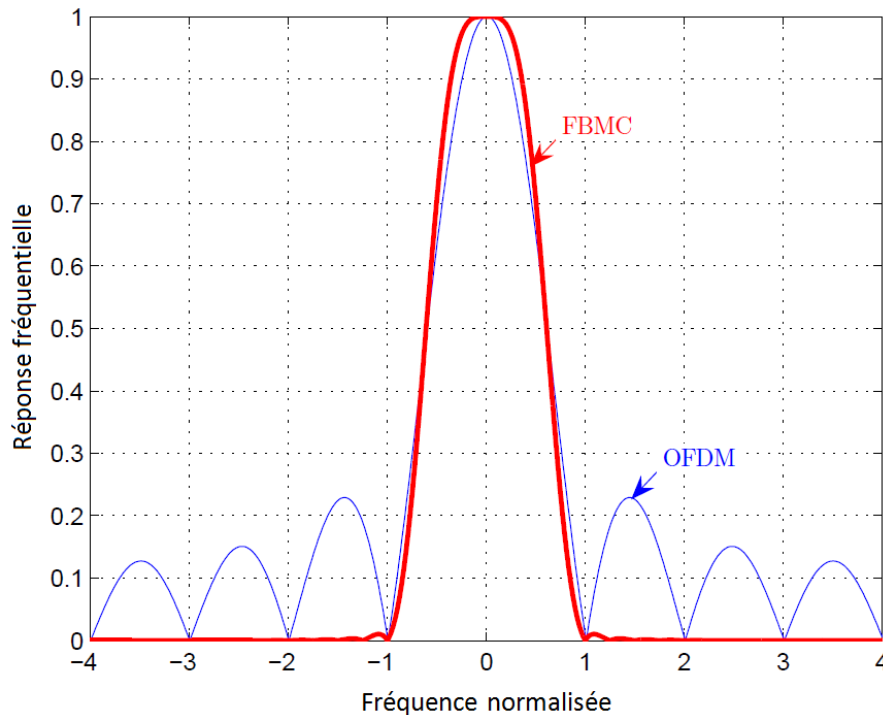


Figure II.9 : Réponses en fréquence de l'OFDM et de la FBMC/OQAM

Dans la figure II.10, le flux de données à haut débit est divisé en N flux de données à faible débit parallèles qui sera par la suite transmis sur N sous-porteuses très proches les unes des autres, avec un espacement de fréquence régulier $\Delta f = 1/T$ (avec T est la période de symbole). La première spécificité d'un système FBMC/OQAM est qu'il transmet des symboles OQAM au lieu des symboles QAM conventionnels [37]. Il s'agit d'une simple conversion complexe-réelle en mettant un décalage d'une demi-période symbole $T/2$ entre la partie réelle (en phase) et la partie imaginaire (en quadrature) d'un symbole QAM donné, pourvu que si le retard est introduit dans la partie imaginaire sur une sous-porteuses " m ", c'est la partie réelle sur la sous-porteuse suivante " $m + 1$ " qui sera retardée. La seconde spécificité est que la forme du filtre d'émission utilisé est différente de la fonction porte de l'OFDM et s'étalant sur plusieurs symboles multi-porteuse. Plusieurs formes d'onde ont été proposées dans la littérature dont la plus avantageuse est celle proposée par Bellanger dans [32] et qui est adoptée par le projet européen PHYDYAS.

Les figures II.10-11 montrent les configurations de base de l'émetteur et du récepteur d'un système FBMC/OQAM, respectivement.

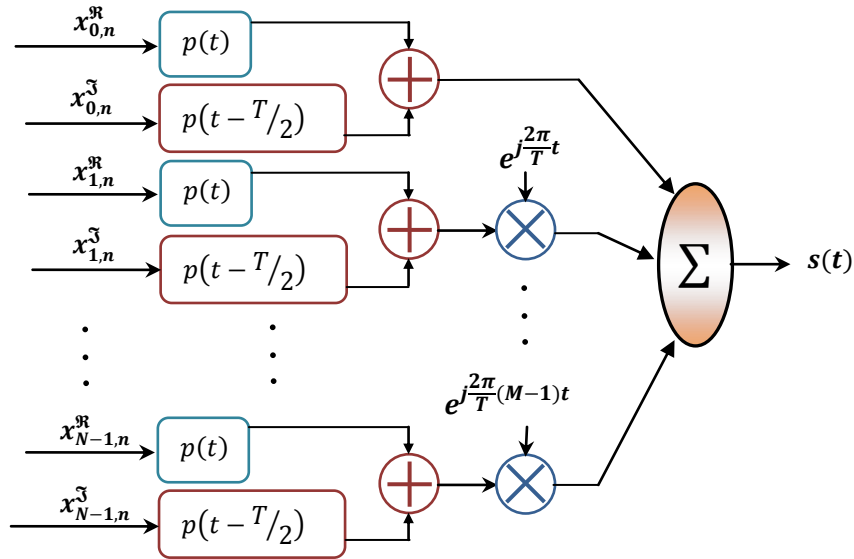


Figure II.10 : Configuration de l'émetteur d'un système FBMC/OQAM

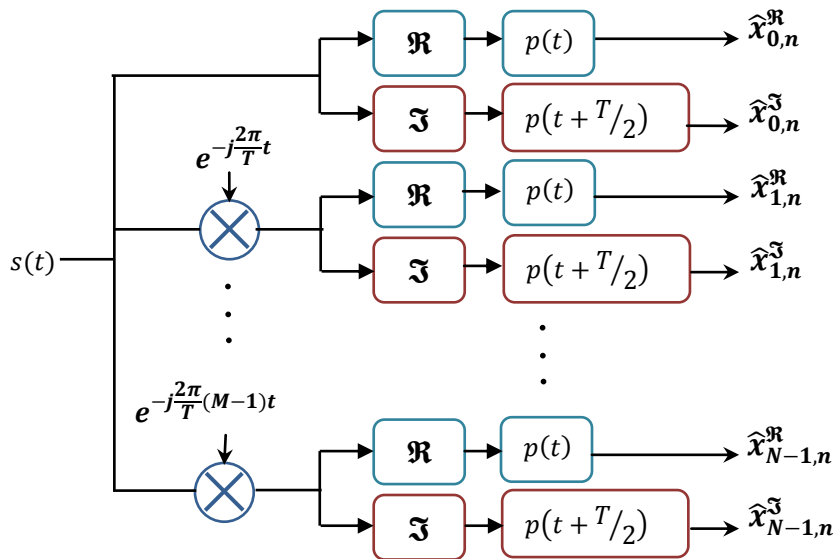


Figure II.11 : Configuration du récepteur d'un système FBMC/OQAM

Les différents filtres $p(t)$ sont mis en parallèle pour construire ce qu'on appelle un banc de filtres. Selon la référence [34], ces filtres doivent être caractérisés par les propriétés suivantes:

- Ils sont tous des versions décalées en fréquence d'un même filtre prototype.
- Ils ont la même bande passante que le filtre prototype et divisent la largeur de bande de canal disponible de manière égale.

- Les bancs de filtres à réponse impulsionnelle finie (RIF) sont utilisés au lieu de leurs homologues à réponse impulsionnelle infinie (RII) car les filtres RIF sont toujours stables et ils sont relativement faciles à concevoir et à mettre en œuvre.
- Les filtres prototypes à phase linéaire sont utilisés et, par conséquent, le délai système global résultant dépend uniquement de l'ordre du filtre prototype.

Dans la figure II.12 nous avons présenté la structure globale de ce qu'on appelle transmultiplexeur (émetteur/récepteur) du système FBMC/OQAM. Les principaux blocs de traitement dans cette représentation sont : le prétraitement OQAM, le banc de filtres de synthèse (SFB), le banc de filtres d'analyse (AFB) et le post-traitement OQAM. Les bancs de filtres de synthèse et d'analyse sont naturellement les composants clés dans cette configuration.

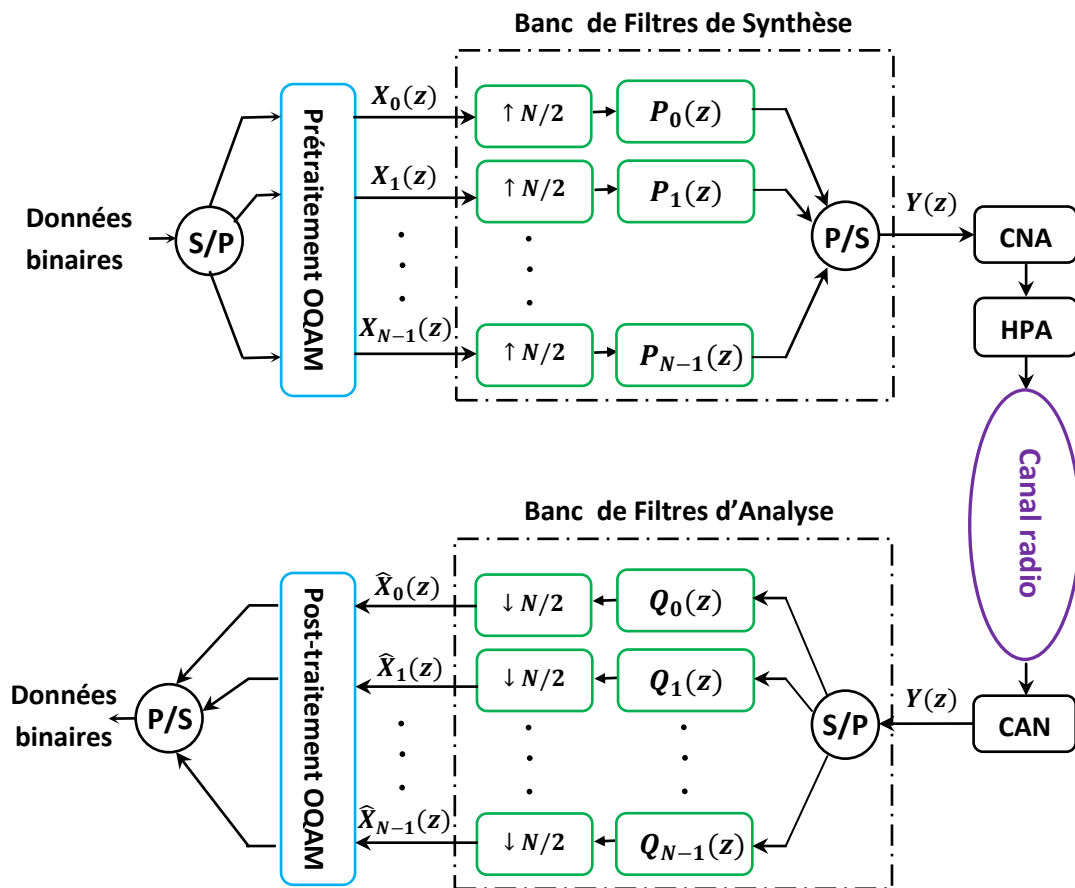


Figure II.12 : Configuration de base d'un système FBMC/OQAM

Le bloc de prétraitement réalise la conversion des symboles complexes QAM en des symboles réels OQAM. Dans ce bloc, les parties réelle et imaginaire d'un symbole complexe sont séparées pour former deux nouveaux symboles. L'ordre de ces nouveaux symboles dépend du numéro de la sous-porteuse, c'est-à-dire que la conversion est différente pour les sous-

porteuses paires et impaires. Il s'agit d'alterner le décalage de $T/2$ entre la partie réelle et la partie imaginaire selon le numéro de sous-porteuse. Par conséquence, les signaux d'entrée, après le prétraitement OQAM, seront purement réels ou imaginaires [34]. De même, au côté récepteur, le bloc post-traitement effectue la conversion inverse pour restituer les symboles complexes d'origine à partir des symboles réels.

Le banc de filtres de synthèse (SFB), placé en émission, comprend tous les filtres de transmission parallèles, tandis que le banc de filtres d'analyse (AFB), placé en réception, comprend les filtres adaptés de réception, afin de récupérer les données transmises. Ainsi, SFB et AFB implémentent respectivement le modulateur et le démodulateur du système FBMC/OQAM.

Comme illustré sur la figure II.12, l'SFB a une forme directe composée de ' N ' sur-échantillonneurs et de ' N ' filtres de synthèse. Ainsi, les signaux d'entrée, $X_i(z)$ sont d'abord sur-échantillonnés par un facteur de $N/2$, puis filtrés avec les filtres $P_i(z)$ de synthèse. Ainsi, le signal de sortie du SFB, $Y(z)$ est formé lorsque tous les sous-signaux sont sommés. De même, un AFB sous sa forme directe est construit à l'aide de ' N ' filtres d'analyse et de ' N ' sous-échantillonneurs. Le signal d'entrée $Y(z)$ est d'abord filtré par les filtres $Q_i(z)$ d'analyse, qui sont identiques à ceux de synthèse, et les signaux résultants seront sous-échantillonnés par un facteur de $N/2$, pour restituer les signaux de sortie estimés $\hat{X}_i(z)$.

II.3.3. Structure Polyphasée des bancs de filtres

L'implémentation directe de la configuration de la figure II.12 n'est pas très efficace pour les applications pratiques car les opérations de filtrage sont effectuées à un taux d'échantillonnage très élevé [34], ce qui implique une complexité énorme et beaucoup de calculs inutiles. Heureusement, on peut reformuler cette configuration de banc de filtres en une forme dite polyphasée, plus simple et plus efficace [45]. Le principal avantage de cette forme est qu'elle offre une énorme simplification car les opérations de filtrage seront effectuées à faible taux d'échantillonnage et aucun calcul inutile ne sera impliqué.

Selon cette théorie, un banc de filtres peut être implémenté dans la pratique par un réseau polyphasé PPN (Poly Phase Network), associé avec une transformée de Fourier rapide (FFT) [34]. Considérons un filtre $P(z)$ de réponse impulsionnelle finie (FIR) et de nombre de coefficients : $L = KN$, défini par :

$$P(z) = \sum_{l=0}^{L-1} p[l] z^{-l} \quad (II. 12)$$

avec K est le facteur de recouvrement qui sera défini par la suite. On peut décomposer ce filtre en N filtres élémentaires comme suit :

$$\begin{aligned}
 P(z) &= \sum_{l=0}^{L-1} p[l] z^{-l} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} p[kN + n] z^{-(kN+n)} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{k=0}^{K-1} p[kN + n] z^{-kN} \right] z^{-n} \tag{II.13}
 \end{aligned}$$

D'où, la structure du réseau polyphasée PPN du filtre $P(z)$ est donnée par l'expression suivante :

$$P(z) = \sum_{n=0}^{N-1} C_n [z^N] z^{-n} \tag{II.14}$$

où, $C_n [z^N] = \sum_{k=0}^{K-1} p[kN + n] z^{-kN}$ sont les composants polyphasés.

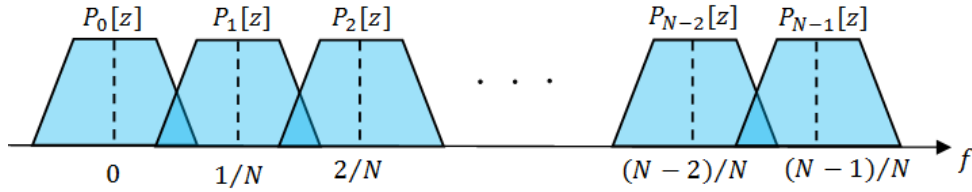


Figure II.13 : Banc de N filtres basé sur le décalage du filtre prototype

Considérons $P_i(z)$ la version décalée dans le domaine fréquentiel par i/N du filtre $P(z)$, soit :

$$P_i(z) = \sum_{l=0}^{L-1} p[l] e^{j \frac{2\pi}{N} il} z^{-l} \tag{II.15}$$

En utilisant l'expression du PPN (équation II.14), $P_i(z)$ devient :

$$\begin{aligned}
 P_i(z) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} p[kN + n] e^{j \frac{2\pi}{N} i(kN+n)} z^{-kN+n} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} ni} C_n [z^N] z^{-n} \tag{II.16}
 \end{aligned}$$

En prenant tous les décalages multiples de $1/N$ comme indiqué à la Fig. II.13, nous pouvons exprimer le banc de N filtres par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P_0(z) \\ P_1(z) \\ \vdots \\ P_{N-1}(z) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & w^{-1} & \dots & w^{-(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & w^{-(N-1)} & \dots & w^{-(N-1)^2} \end{bmatrix}}_{IDFT_N} \underbrace{\begin{bmatrix} C_0[z^N] \\ z^{-1}C_1[z^N] \\ \vdots \\ z^{-(N-1)}C_{N-1}[z^N] \end{bmatrix}}_{PPN} \quad (II.17)$$

où, $w = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ et une matrice carrée qui représente la matrice de transformée de Fourier discrète inverse d'ordre N .

Pour éviter d'effectuer les opérations de filtrage à un taux d'échantillonnage élevé, comme cité avant, on va utiliser les égalités à plusieurs niveaux, également appelées "identités nobles" expliquées dans la référence [21], ce qui rend la mise en œuvre plus efficace et moins complexe. En utilisant ces identités avec l'équation II.17, on peut aboutir à la structure polyphasée du banc de filtres de synthèse (SFB) comme illustré sur la figure II.14. Les signaux d'entrée $x_i[n]$ passent par une IDFT d'ordre N avant d'être filtrés par les composants polyphasés $C_n[z^N]$, puis sur-échantillonnés par un facteur de N , ensuite passent par une chaîne de retards. Les figures II.14-15 montrent les configurations polyphasées du SFB et de l'AFB, respectivement.

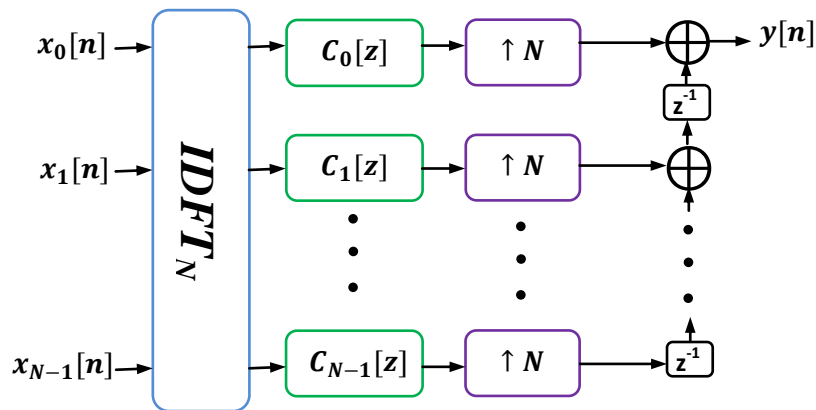


Figure II.14 : Configuration polyphasée simplifiée du SFB

De même, l'implémentation polyphasée de l'AFB qui représente une structure duale du banc de filtres de synthèse précédemment vue, et est donc exprimé de manière similaire par :

$$\begin{bmatrix} Q_0(z) \\ Q_{-1}(z) \\ \vdots \\ Q_{-(N-1)}(z) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & w & \dots & w^{(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & w^{(N-1)} & \dots & w^{(N-1)^2} \end{bmatrix}}_{DFT_N} \underbrace{\begin{bmatrix} C_0[z^N] \\ z^{-1}C_1[z^N] \\ \vdots \\ z^{-(N-1)}C_{N-1}[z^N] \end{bmatrix}}_{PPN} \quad (II.18)$$

où, $w = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ et la matrice carrée représentant la matrice de transformée de Fourier discrète d'ordre N . Le signal d'entrée $y[n]$ passe par une chaîne de retard, puis sous-échantillonné par

un facteur de N , ensuite il sera filtré par les composants polyphasés $C_n[z^N]$. Cette opération de filtrage est suivie, cette fois-ci, par une DFT d'ordre N .

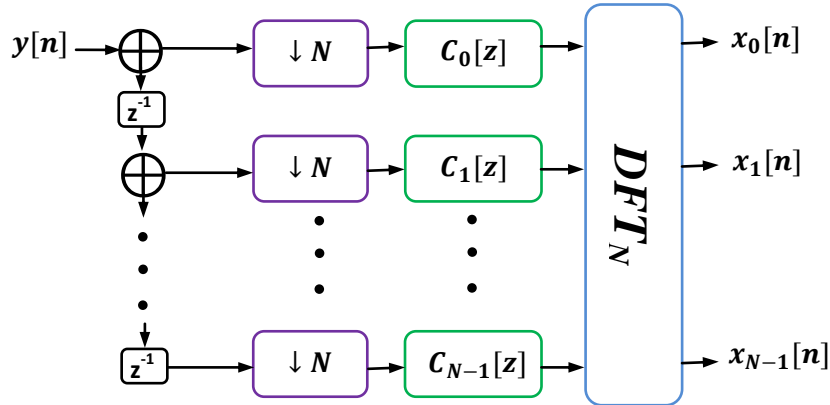


Figure II.15 : Configuration polyphasée simplifiée de l'AFB

II.3.4. Forme d'onde et expression du signal FBMC/OQAM

Dans la section précédente nous avons vu que l'FBMC utilise une autre forme d'impulsion différente de celle rectangulaire de l'OFDM, et qui soit bien localisée en temps et en fréquence. Par ailleurs, l'ajout du préfixe cyclique entraîne une perte d'efficacité spectrale (c.à.d. une densité de symbole $\rho < 1$). Donc, on doit choisir une forme d'onde qui assure une densité de symbole égale à '1'. Cependant, il est théoriquement prouvé par le théorème de Balian-Low [46], qu'il n'est pas possible d'obtenir une fonction prototype bien localisée en temps et en fréquence qui satisfait à la fois la condition d'orthogonalité et une densité de symboles égale à '1'. Dans [41], l'auteur a montré qu'en introduisant un décalage de l'ordre de moitié de la période symbole ($T/2$) entre les composantes en phase et en quadrature des symboles QAM, il est possible d'obtenir un espacement fréquentiel supplémentaire entre les canaux de sous-porteuse adjacentes tout en pouvant récupérer les informations.

En revanche, pour atteindre ces objectifs, nous devons relâcher la condition d'orthogonalité complexe et se contenter de l'orthogonalité réelle [5]. De ce fait, pour pouvoir récupérer les données du côté récepteur, les données transmises doivent être des valeurs purement réelles (ou purement imaginaires) choisies dans une constellation réelle PAM au lieu d'une constellation complexe QAM. La modulation d'amplitude en quadrature décalée (OQAM) est utilisée à cette fin. Pour maintenir le même débit de données souhaité, nous devons choisir

une densité de symboles de deux symboles à valeurs réelles (équivalant à un symbole à valeurs complexes) par point sur le plan temps-fréquence [38]. La figure II.16 présente la répartition des symboles des modulations OFDM et FBMC/OQAM sur le plan temps-fréquence (T-F). Pour les symboles OQAM, on constate que chaque symbole purement réel est entouré par des symboles purement imaginaires, que ce soit sur les deux porteuses adjacentes ou sur les deux blocs adjacents.

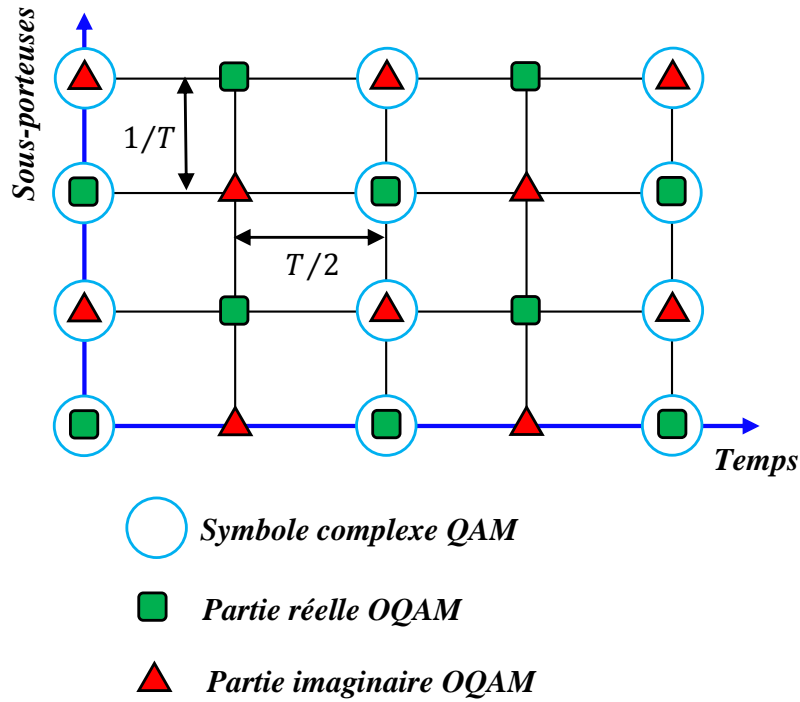


Figure II.16 : Répartition des symboles FBMC/OQAM et OFDM sur le plan T-F

Supposons qu'à l'entrée du système on a les symboles complexes suivants :

$$x_{m,n} = x_{m,n}^I + jx_{m,n}^Q \quad (II.19)$$

où $x_{m,n}^I$ et $x_{m,n}^Q$ sont les parties réelle et imaginaire du $n^{\text{ième}}$ symbole sur la $m^{\text{ième}}$ sous-porteuse, respectivement. Le signal continu en bande de base à transmettre est donné par l'expression suivante [37]:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} [x_{2m,n}^I p(t - nT) + jx_{2m,n}^Q p(t - nT - T/2)] e^{j\frac{2\pi}{T}(2m)t} + [x_{2m+1,n}^I p(t - nT - T/2) + jx_{2m+1,n}^Q p(t - nT)] e^{j\frac{2\pi}{T}(2m+1)t} \quad (II.20)$$

où $p(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre prototype et le nombre de sous-porteuses est supposé un nombre pair, puissance de 2, soit : $N = 2M$. Pour arranger et simplifier l'expression (II.20), nous admettons les notations suivantes :

$$\begin{cases} a_{2m,2n} = x_{2m,n}^I \\ a_{2m,2n+1} = x_{2m,n}^Q \\ a_{2m+1,2n} = x_{2m+1,n}^Q \\ a_{2m+1,2n+1} = x_{2m+1,n}^I \end{cases} \quad (II.21)$$

En conséquence, le signal FBMC/OQAM transmis, en temps continu et en bande de base aura l'expression suivante [37]:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} p\left(t - n\frac{T}{2}\right) e^{j\frac{2\pi}{T}mt} e^{j\varphi_{m,n}} \quad (II.22)$$

où : $a_{m,n}$ est un symbole réel transmis à l'instant nT sur la porteuse m , et le terme $\varphi_{m,n}$ représente la phase, et est donnée par :

$$\varphi_{m,n} = \frac{\pi}{2}(m+n) - \pi(mn) \quad (II.23)$$

L'équation (II.22) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} \gamma_{m,n}(t) \quad (II.24)$$

avec : $\gamma_{m,n}(t)$ représente la version décalée en temps et en fréquence du filtre prototype $p(t)$ qui a l'expression :

$$\gamma_{m,n}(t) = p\left(t - n\frac{T}{2}\right) e^{j\frac{2\pi}{T}mt} e^{j\varphi_{m,n}} \quad (II.25)$$

Dans notre travail, nous nous intéressons au filtre prototype PHYDYAS proposé par M. Bellanger dans [32].

Cependant, l'expression II.24 représente la forme du signal FBMC/OQAM à temps continu, pour l'implémenter sur machine numérique on doit utiliser sa forme à temps discret. Comme dans [47], la forme discrète du signal FBMC/OQAM est donnée par :

$$s[k] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} g[k - nM/2] e^{j\frac{2\pi}{M}mk} e^{j\varphi_{m,n}} \quad (II.26)$$

où :

$g[k]$ est le filtre prototype à temps discret qui prend des valeur dans le domaine réel.

II.3.5. Filtre Prototype utilisé dans FBMC/OQAM

Contrairement à l'OFDM, la technique FBMC/OQAM n'exige aucun intervalle de garde. Elle offre en outre la possibilité d'utiliser différents filtres prototypes bien localisés en temps et en fréquence, permettant un contrôle bien meilleur de l'émission hors bande (OOB) [34].

Le filtre prototype est un élément clé des bancs de filtres modulés complexes car tous les filtres de synthèse et d'analyse (SFB et AFB) sont des versions décalées en fréquence de la réponse en fréquence du même filtre prototype passe-bas correspondant. En ce sens, la qualité du système de banc de filtres dépend principalement des propriétés de ce filtre prototype [34]. Comparé à l'OFDM qui est très liée à son prototype rectangulaire, FBMC fait preuve de beaucoup de souplesse dans la conception des filtres prototypes. La contrainte de base à garantir est que lors de la transmission de données, le filtre doit satisfaire le critère de Nyquist pour éviter les ISI. Le filtre prototype est sélectionné pour être un filtre RIF, symétrique, à valeur réelle et causale avec une sélectivité en fréquence élevée [34]. Dans la référence [48], des filtres prototypes bien connus dans la littérature ont été représentés mathématiquement et des compromis ont été faits.

Egalement, Y. Medjahdi dans sa thèse de doctorat [21], a présenté des filtres bien reconnus, tels que le filtre rectangulaire, la racine carrée de cosinus élevé (SRRC), la fonction gaussienne étendue (EGF), l'algorithme de transformation isotrope orthogonale (IOTA) et le filtre (PHYDYAS). Dans ce qui suit, nous allons élaborer la forme d'onde du filtre PHYDYAS et ses caractéristiques, puisque c'est celle considérée dans nos travaux de recherche ainsi que dans les résultats de simulations du dernier chapitre.

➤ *Filtre Prototype PHYDYAS*

La transmission numérique est basée sur la théorie de Nyquist qui stipule que la réponse impulsionnelle du filtre de transmission doit passer par l'axe des abscisses à tous les multiples entiers de la période symbole [7]. Le filtre PHYDYAS a été conçu par M. Bellanger, en se basant sur la technique dite d'échantillonnage fréquentiel [49]. Il a été considéré comme le filtre prototype de référence du projet européen PHYDYAS [34]. Les formules analytiques permettant de calculer les coefficients de ce filtre offrent un large choix de paramètres principaux : le nombre de sous-canaux N , le facteur de recouvrement K et le facteur d'arrondi α , par fois dit de retombée (Roll-Off). Par exemple, le facteur de recouvrement K , qui désigne le nombre de symboles qui se recouvrent dans le domaine temporel, peut prendre plusieurs valeurs possibles $K \in \{2, 3, 4, 5\}$. Le facteur d'arrondi α , qui indique la manière

dont les sous-porteuses interagissent les unes avec les autres, peut également prendre plusieurs valeurs, $\alpha \in \{0, 1, 2, 3\}$.

Dans la conception du filtre PHYDYAS, on a pris $\alpha = 1$, ce qui donne des bandes de transition d'un sous-canal qui se terminent au centre des sous-canaux adjacents. Cela signifie que seules les sous-porteuses immédiatement adjacentes se chevauchent de manière significative les unes avec les autres [21]. Le facteur de recouvrement K est fixé à 4, comme étant la meilleure valeur suggérée dans les références [32][37].

La réponse impulsionnelle du filtre prototype PHYDYAS, pour un coefficient de recouvrement $K = 4$, est donnée dans [50] par l'équation :

$$p(t) = P_0 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} P_k \cos\left(\pi \frac{kt}{2T}\right); \quad \text{pour } t \in [0, 4T] \quad (II.27)$$

Les coefficients P_k sont symétriques (i.e. $P_k = P_{-k}$) pour garantir que le filtre soit à valeurs réelles et satisfasse le critère de Nyquist, tels que $P_0 = 1$, $P_1 = 0.971960$, $P_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $P_3 = \sqrt{1 - P_1^2}$ et $P_k = 0$ pour $k > 3$. Leurs valeurs numériques sont données pour différentes valeurs de K dans le tableau II.1 suivant :

Tableau II.1 : Coefficients fréquentiels du filtre prototype PHYDYAS [32]

K	P_0	P_1	P_2	P_3
2	1	$\sqrt{2}/2$	-	-
3	1	0.911438	0.411438	-
4	1	0.971960	$\sqrt{2}/2$	0.235147

La réponse temporelle du filtre prototype PHYDYAS est illustrée dans la figure II.17 pour un coefficient de chevauchement $K = 4$. Dans le domaine fréquentiel, la réponse en fréquence continue du filtre PHYDYAS est obtenue à partir des coefficients fréquentiels, donnés dans le tableau II.1, par interpolation du signal échantillonné [51], ce qui donne :

$$P(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} P_k \frac{\sin(\pi(f - k/NK)NK)}{NK \sin(\pi(f - k/NK))} \quad (II.28)$$

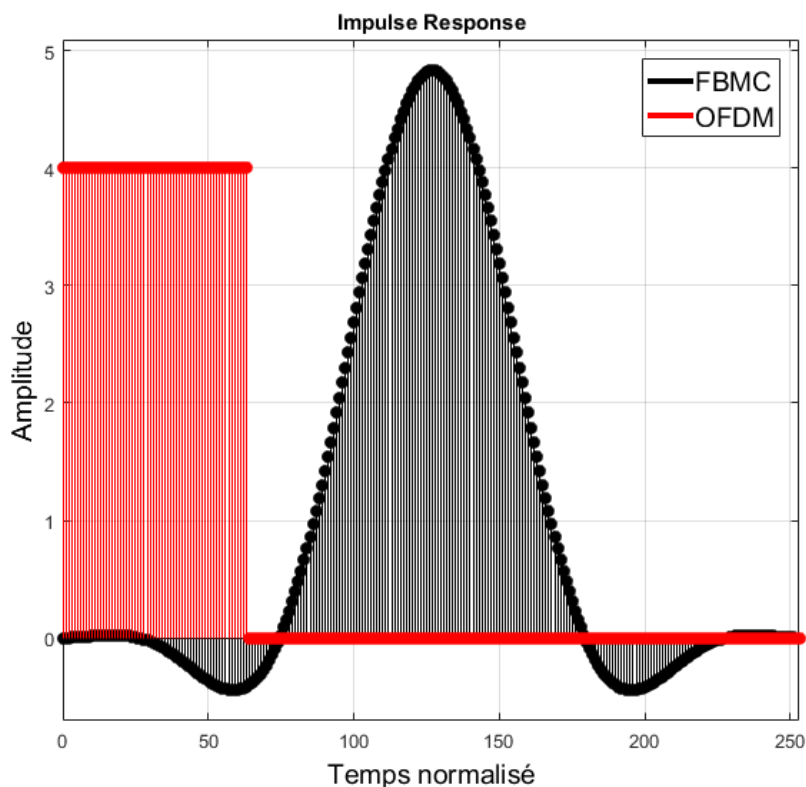


Figure II.17 : Réponses temporelles des filtres PHYDYAS (FBMC) et rectangulaire (OFDM)

La figure II.18 illustre la réponse en fréquence du filtre PHYDYAS ainsi que les coefficients fréquentiels du tableau II.1. On constate que les ondulations hors bande sont presque nulles et on obtient un filtre hautement sélectif en fréquence.

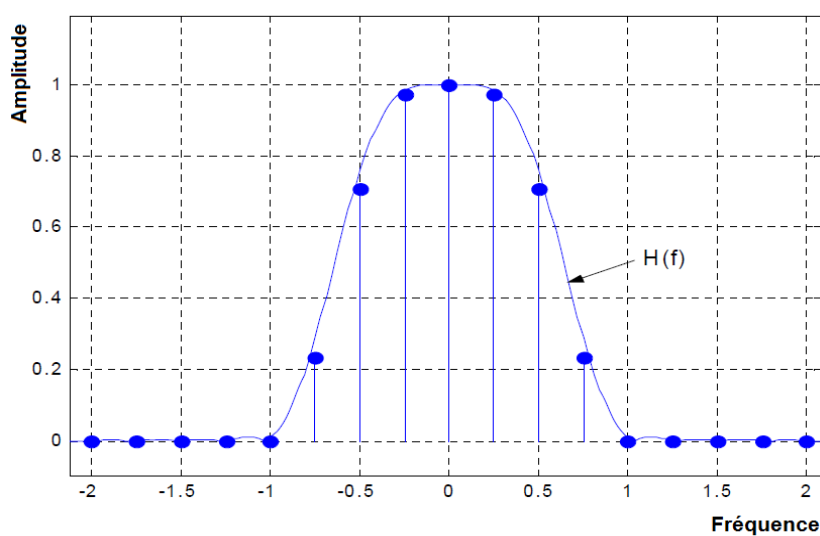


Figure II.18 : Réponse en fréquence et coefficients fréquentiels du filtre PHYDYAS pour $K=4$

Le filtre présente une forte atténuation sur les deux côtés de sa bande passante (ce qu'on appelle en anglo-saxon STOP-BAND), et ceci grâce à ces lobes latéraux qui sont presque nulles. La figure II.19 présente une comparaison entre le filtre PHYDYAS et le filtre rectangulaire de l'OFDM.

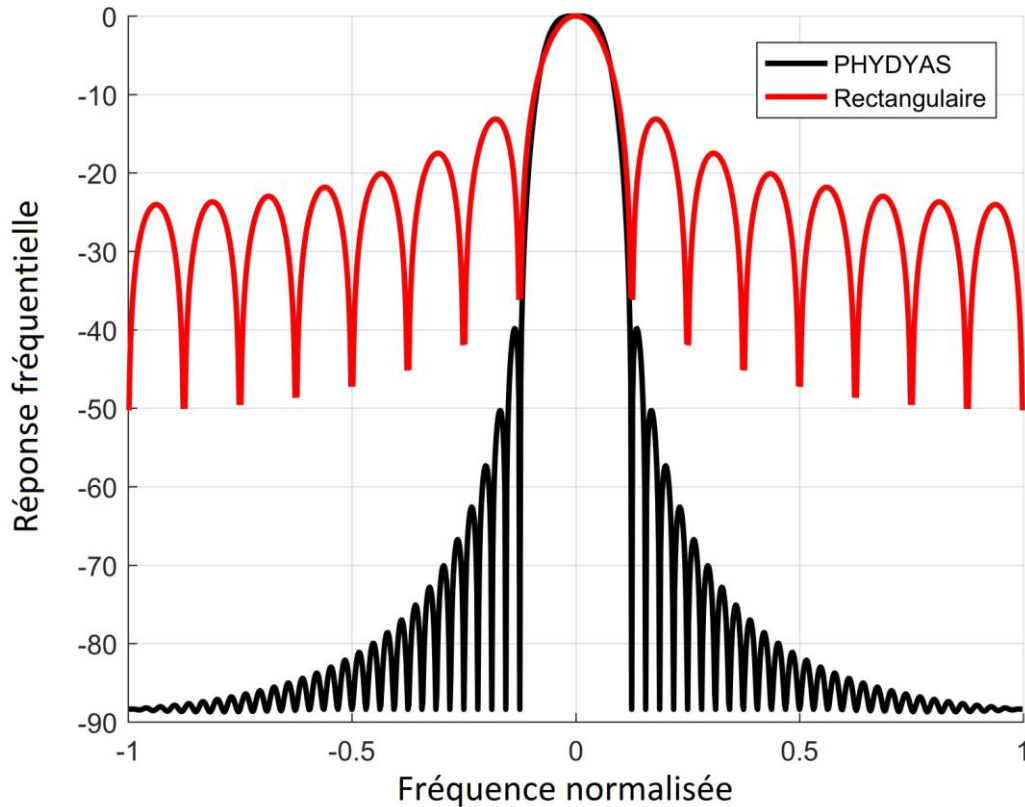


Figure II.19 : Réponses fréquentielles des filtres PHYDYAS (FBMC) et rectangulaire (OFDM)

Pour extraire l'expression du signal reçu, on suppose que le signal émis $s(t)$ se propage dans un canal multi-trajets sélectif en fréquence. Comme on a vu au premier chapitre, la réponse impulsionnelle d'un tel canal est donnée par :

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i \delta\left(t - \frac{\tau_i}{N} T\right) \quad (II.29)$$

où $\tau_0 < \tau_1 < \dots < \tau_{L-1} < \tau_{max}$, et τ_{max} est l'étalement maximum des retards provoqués par le canal, et est normalisé par la période d'échantillonnage T/N , et h_i sont les gains complexes des trajets multiples du canal radio, qui sont au nombre de L et sont supposés indépendants les uns des autres.

L'expression du signal reçu, continu et en bande de base peut être obtenue par la convolution entre le signal transmis et la réponse impulsionnelle du canal, soit :

$$r(t) = h(t) * s(t) \quad (II.30)$$

En remplaçant les expressions (II.22) et (II.29) dans (II.30), on obtient :

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{i=0}^{L-1} h_i \delta\left(t - \frac{\tau_i}{N} T\right) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} p\left(t - n \frac{T}{2}\right) e^{j \frac{2\pi}{T} m t} e^{j \varphi_{m,n}} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{j \varphi_{m,n}} \sum_{i=0}^{L-1} h_i p\left(t - n \frac{T}{2} - \frac{\tau_i}{N} T\right) e^{j \frac{2\pi}{T} m \left(t - \frac{\tau_i}{N} T\right)} \end{aligned} \quad (II.31)$$

Le filtre prototype PHYDYAS a été bien optimisé pour offrir une sélectivité maximale en fréquence et minimiser l'interférence totale générée par la structure du banc de filtres [52]. Par conséquent, il occupe une bande de fréquence très inférieure à la bande de cohérence du canal ($B_c = 1/\tau_{max}$) [24], donc on peut admettre que :

$$p\left(t - n \frac{T}{2} - \frac{\tau}{N} T\right) \simeq p\left(t - n \frac{T}{2}\right) \quad \text{pour } \tau \in [0, \tau_{max}] \quad (II.32)$$

En conséquence, l'équation (II.31) devient :

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{j \varphi_{m,n}} p\left(t - n \frac{T}{2}\right) e^{j \frac{2\pi}{T} m t} \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-j \frac{2\pi}{N} m \tau_i} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{j \varphi_{m,n}} p\left(t - n \frac{T}{2}\right) e^{j \frac{2\pi}{T} m t} H_m \end{aligned} \quad (II.33)$$

où, $H_m = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-j \frac{2\pi}{N} m \tau_i}$ est le gain complexe du canal à la sous-porteuse m .

A la réception, la détection du symbole en sortie du démodulateur à un instant n_0 et sur une sous-porteuse m_0 est effectuée par le produit scalaire entre le signal reçu $r(t)$ et la forme d'onde à la réception qui est identique à celle en émission $\gamma_{m_0, n_0}(t)$, soit :

$$y_{m_0, n_0} = \int_{-\infty}^{+\infty} \gamma_{m_0, n_0}^*(t) r(t) dt \quad (II.34)$$

avec $\gamma_{m_0, n_0}^*(t)$ est le complexe conjugué de $\gamma_{m_0, n_0}(t)$.

D'après la référence [47], en se basant sur la condition d'orthogonalité réelle des bancs de filtres, ainsi que du fait que le filtre prototype est bien localisé en temps et fréquence, le terme qui représente les interférences sera purement imaginaire, comme illustré sur le tableau (II.2) suivant :

Tableau II.2 : Réponse du trans-multiplexeur FBMC en utilisant le filtre PHYDYAS

	$n_0 - 3$	$n_0 - 2$	$n_0 - 1$	n_0	$n_0 + 1$	$n_0 + 2$	$n_0 + 3$
$m_0 - 1$	$0.043 j$	$0.125 j$	$0.206 j$	$0.239 j$	$0.206 j$	$0.125 j$	$0.043 j$
m_0	$-0.067 j$	0	$-0.564 j$	1	$0.564 j$	0	$0.067 j$
$m_0 + 1$	$0.043 j$	$-0.125 j$	$0.206 j$	$-0.239 j$	$0.206 j$	$-0.125 j$	$0.043 j$

Par conséquent, pour reconstruire d'une manière parfaite le symbole transmis a_{m_0, n_0} nous prenons la partie réelle (décision OQAM) du symbole démodulé y_{m_0, n_0} , puisque la partie imaginaire ne contient que des interférences intrinsèques. Le tableau II.3 nous montre comment les interférences inter-symboles (ISI) et inter-canaux (ICI) sont totalement éliminées après décision OQAM sur les symboles reçus.

Tableau II.3 : Décision OQAM

	$n_0 - 3$	$n_0 - 2$	$n_0 - 1$	n_0	$n_0 + 1$	$n_0 + 2$	$n_0 + 3$
$m_0 - 1$	0	0	0	0	0	0	0
m_0	0	0	0	1	0	0	0
$m_0 + 1$	0	0	0	0	0	0	0

II.3.6. Structure chevauchante de l'FBMC/OQAM

Contrairement à l'OFDM, le signal FBMC/OQAM est caractérisé par un chevauchement temporel entre ses symboles. Afin d'élucider cette structure chevauchante de l'FBMC/OQAM, il est nécessaire de connaître le profil de puissance moyenne du signal transmis, défini par :

$$P_{moy} [s(t)] = \mathbb{E}[|s(t)|^2] \quad (II. 35)$$

où $\mathbb{E}[\cdot]$ est l'opérateur d'espérance mathématique. En raison de leur nature dispersée dans le temps, les parties réelle et imaginaire d'un symbole FBMC/OQAM ont un décalage entre elles de $T/2$ et chacune d'elles s'étend sur une durée de $4T$, qui est directement liée à la longueur de la réponse impulsionnelle $p(t)$ [53]. Dans la référence [54], l'auteur a présenté une figure illustrant le profil de puissance moyenne pour FBMC/OQAM dans laquelle on observe qu'une grande partie de l'énergie d'un symbole FBMC/OQAM se situe dans les deux symboles qui le suivent plutôt que dans son propre intervalle de période comme c'est le cas pour OFDM.

La technique FBMC/OQAM présente donc un double chevauchement : dans le domaine fréquentiel, on a un chevauchement spectral des sous-porteuses, avec un espacement de $1/T$ pour garder l'orthogonalité fréquentielle, et dans le domaine temporel, on a aussi un chevauchement entre les symboles avec un décalage de $T/2$ entre les parties réelles et les parties imaginaires. En contrepartie, on ne peut pas garder une orthogonalité temporelle complexe, elle est restreinte donc sur la partie réelle. Pour assurer le même débit symbole on transmet un symbole réel (PAM) chaque demi-période ($T/2$). Ce double chevauchement permet d'améliorer l'efficacité spectrale d'une manière considérable. La figure II.20 illustre ce double chevauchement du signal FBMC/OQAM.

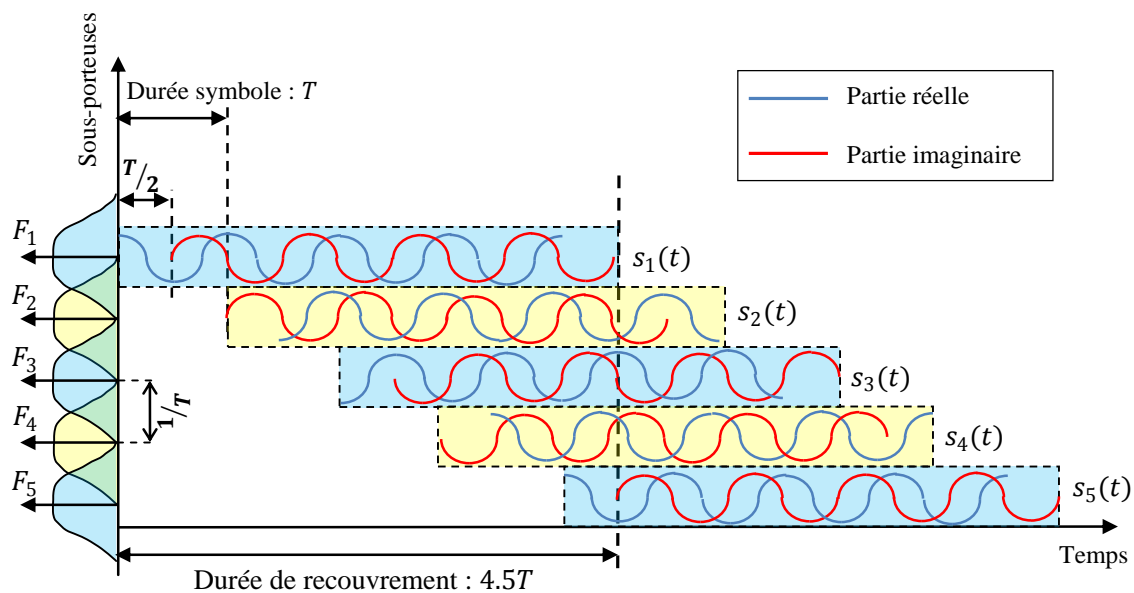


Figure II.20 : Structure chevauchante de FBMC/OQAM

II.3.7. Avantages et inconvénients de FBMC/OQAM

La technique de modulation FBMC/OQAM offre plusieurs avantages par rapport à la modulation OFDM. Parmi ces avantages, nous pouvons citer :

- Sa structure chevauchante permet de combattre les ISI sans exiger aucun préfixe cyclique (CP), ce qui améliore l'efficacité spectrale par rapport à l'OFDM.
- Son filtre prototype utilisé est beaucoup plus sélectif en fréquence avec une remontées spectrales hors bande beaucoup plus faibles ce qui constitue un autre gain en efficacité spectrale par rapport à l'OFDM.

- Son immunité contre les décalages en temps ou en fréquences grâce à la forme d'onde utilisée ayant un niveau de lobes secondaires très faible par rapport à celui de l'OFDM.

Malheureusement, comme toute autre technique multi-porteuse, FBMC/OQAM présente un inconvénient majeur : elle ne convient pas à la liaison montante des appareils mobiles en raison de son rapport de puissance crête-à-moyenne (PAPR) élevé. Avec ce PAPR élevé, des amplificateurs de puissance hautement linéaires sont nécessaires pour éviter une distorsion excessive du signal. Pour fonctionner dans leur région linéaire, ces amplificateurs doivent être protégés de leur puissance de crête, ce qui entraîne une faible efficacité énergétique (rapport entre la puissance transmise et la puissance continue dissipée), ce qui impose une charge importante aux terminaux portables [55]. Ainsi, en présence d'un amplificateur à haute puissance (HPA) non linéaire, un signal avec un facteur PAPR élevé subit de fortes distorsions de type amplitude-à-amplitude (AM/AM) et amplitude-à-phase (AM/PM). Ces distorsions dégradent grièvement le taux d'erreur binaire (TEB) et affecte la qualité de service (QoS) du système [53].

Pour remédier au problème de PAPR, plusieurs techniques de réduction ont été proposées dans des récents travaux de recherche afin d'améliorer le rendement énergétique de l'HPA. Dans le chapitre suivant, différentes techniques de réduction de PAPR seront étudiées.

II.4. Combinaison des techniques MCM et des systèmes MIMO

La combinaison des techniques de modulation multi-porteuses (MCM) et des systèmes multi-antennaires (MIMO) peut offrir des performances excellentes et des débits de données très élevés. Ceci est certainement possible car MIMO peut augmenter la capacité et la diversité, tandis que MCM peut atténuer les effets néfastes liés aux évanouissements du canal radio mobile [56].

Dans un système MIMO-OFDM par exemple, l'émetteur duplique le même traitement pour générer le signal OFDM sur chaque antenne d'émission. Reprenons l'équation II.1 de la première section, le $k^{ième}$ bloc \mathbf{s}_k^i de N échantillons de données complexes, qui est tiré uniformément d'une constellation QAM, est utilisé pour moduler les N sous-porteuses orthogonales pendant le $k^{ième}$ symbole OFDM de la $i^{ième}$ antenne d'émission, soit :

$$\mathbf{s}_k^i = [s_{k,0}^i, s_{k,1}^i, \dots, s_{k,N-1}^i], \quad i = 1, 2, \dots, N_t \quad (II.36)$$

Les symboles de données modulent les N sous-porteuses en utilisant des IFFT à N -points pour produire le symbole temporel $\tilde{\mathbf{s}}_k^i = [\tilde{s}_{k,0}^i, \tilde{s}_{k,1}^i, \dots, \tilde{s}_{k,N-1}^i]$ par l'équation suivante :

$$\tilde{s}_k^i = \mathbf{W} \cdot s_k^i \quad (II.37)$$

où : \mathbf{W} est la matrice IFFT vue précédemment dans l'équation II.17.

Ensuite, un intervalle de garde temporel (CP) de N_g échantillons est inséré au début de chaque symbole OFDM de longueur totale $N_s = N + N_g$. Les symboles concaténés en série sont ensuite convertis dans le domaine analogique, puis modulés pour être dans une bande fréquentielle centrée autour d'une fréquence porteuse f_p , et finalement transmis sur la $i^{\text{ième}}$ antenne. Un schéma synoptique simplifié du système MIMO-OFDM est présenté dans la Figure II.21, où le codeur et le décodeur spatio-temporels sont insérés respectivement au début du modulateur OFDM et à la fin du démodulateur OFDM.

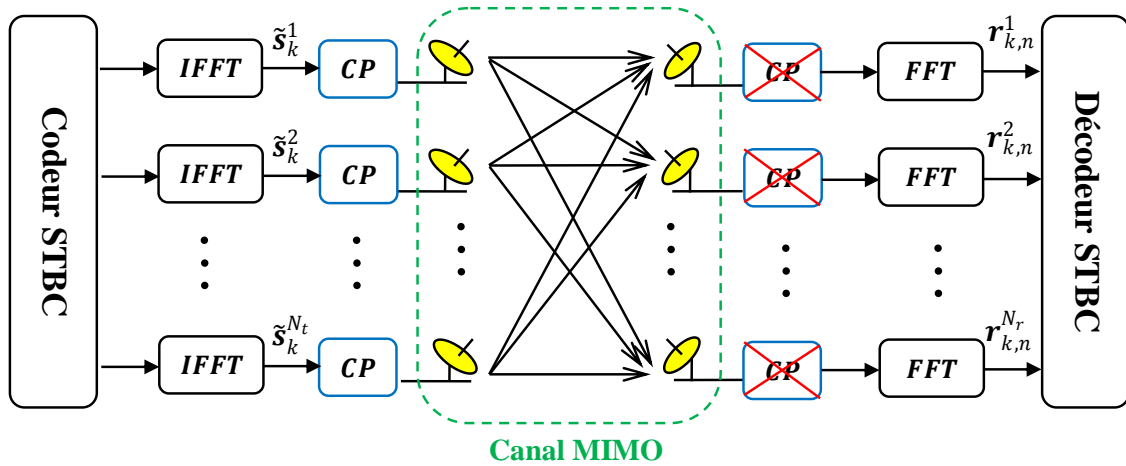


Figure II.21 : Bloc diagramme du système MIMO-OFDM

A chaque antenne de réception, une superposition de signaux de toutes les antennes d'émission N_t est reçue puis convertie en bande de base par une FFT. Le signal de chaque antenne de réception au $n^{\text{ième}}$ sous-canal du $k^{\text{ième}}$ bloc OFDM peut s'exprimer par :

$$\mathbf{r}_{k,n}^j = \sum_{i=1}^{N_t} h_{k,n}^{(j,i)} s_{k,n}^{(i)} + \eta_{k,n}^{(j)} \quad (II.38)$$

où $h_{k,n}^{(j,i)}$ représente la réponse en fréquence du canal au $n^{\text{ième}}$ sous-canal du $k^{\text{ième}}$ bloc OFDM correspondant à la $i^{\text{ième}}$ antenne d'émission et à la $j^{\text{ième}}$ antenne de réception, $s_{k,n}^{(i)}$ correspond au signal envoyé depuis la $i^{\text{ième}}$ antenne d'émission et $\eta_{k,n}^{(j)}$ désigne un bruit AWGN au niveau de la $j^{\text{ième}}$ antenne de réception.

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les concepts de base de deux techniques multi-porteuses. La première technique est l'OFDM qui est basée sur l'orthogonalité entre les sous-porteuses, assurant donc la séparation des sous canaux à la réception malgré le chevauchement fréquentiel, ce qui améliore considérablement l'efficacité spectrale. L'utilisation du préfixe cyclique (CP) permet à l'OFDM d'absorber les interférences causées par l'effet multi-trajet du canal radio, par conséquent, l'égalisation devient plus simple avec des coefficients scalaires au niveau de chaque sous-canal. Grâce à ses avantages, OFDM est largement utilisée dans différentes technologies jusqu'à nos jours. Néanmoins, l'OFDM présente quelques limitations devant les exigences des applications 5G. Ces inconvénients sont principalement liés à la forme rectangulaire du filtre prototype utilisé.

La seconde technique, quant à elle, est basée sur les bancs de filtres en utilisant une autre forme de filtre prototype et en faisant appel à la méthode OQAM pour assurer une meilleure localisation en temps et en fréquence par rapport à l'OFDM. Grâce à ses avantages, FBMC/OQAM constitue donc une puissante alternative à l'OFDM pour satisfaire les exigences des applications 5G. Ses avantages sont principalement, l'amélioration de l'efficacité spectrale et la robustesse contre les asynchronismes fréquentiels et les déphasages temporels.

Enfin, pour améliorer davantage l'efficacité spectrale, on peut utiliser conjointement les techniques MCM (OFDM, FBMC, ou autres) avec les systèmes MIMO (multi-antennaires) ce qui permet d'améliorer à la fois la capacité du système et la qualité de service en bénéficiant des avantages des deux approches.

Chapitre III : Techniques de réduction de PAPR essentiellement conçues pour OFDM

III.1. Introduction

Dans tout système de communication sans fil, le signal issu de l'émetteur doit être amplifié par un amplificateur à haute puissance HPA (High Power Amplifier) afin de compenser l'atténuation causée par l'espace libre de propagation (voir §I.2 du 1^{er} chapitre) et d'avoir l'énergie nécessaire pour atteindre le récepteur. L'amplificateur de puissance est sensé opérer dans une région proche de sa zone de saturation, afin d'optimiser son efficacité énergétique et obtenir le maximum de puissance. Malheureusement, c'est dans cette zone que se présente la non-linéarité de l'HPA, qui est une source de distorsions (intermodulation, remontée spectrale, etc..) des signaux à transmettre [26]. Comme on l'a constaté dans le chapitre II (§II.2.6 et §II.3.7), le signal émis à partir d'un système basé sur une modulation multi-porteuse (telle que OFDM ou FBMC) présente de fortes fluctuations dans son enveloppe. Ces fluctuations se mesurent dans la pratique par le rapport de puissance crête-à-moyenne noté par le terme « PAPR ». Vu la non-linéarité que présente l'HPA, le signal ayant un PAPR élevé subit des distorsions néfastes. Une solution simple pour résoudre ce problème de non-linéarité consiste à réduire la puissance de signal moyenne de manière à ce que les pics restent dans la zone linéaire de l'HPA. Une deuxième solution, serait d'utiliser un HPA à grand gain d'amplification afin d'étendre la zone linéaire. Cependant, ces deux techniques ne sont pas des solutions efficaces et rentables de point de vue énergétique. C'est pour cette raison que des techniques de réduction de PAPR ont été largement étudiées dans la littérature. Dans ce chapitre, on présente dans un premier temps quelques caractéristiques de l'HPA qui sont liées à son comportement non linéaire, ensuite, quelques techniques conventionnelles de réduction de PAPR réalisées principalement pour l'OFDM, ont été exhibées.

III.2. Généralités sur les Amplificateurs de Puissance

Un amplificateur à haute puissance (HPA) est un dispositif électronique qui permet de convertir un signal d'entrée de faible puissance en un signal de sortie de puissance élevée. La puissance de sortie requise dépend de la distance entre l'émetteur et le récepteur. C'est un élément indispensable dans la chaîne de transmission qui a une influence majeure sur tout le système de transmission en termes de puissance, de performance et de distorsion. Son rôle est de compenser la perte entre l'émetteur et le récepteur de manière à obtenir un gain constant sur toute la plage dynamique ou le spectre de fréquence. En ce qui concerne la consommation, l'amplificateur de puissance est l'élément qui consomme la plus grande partie de l'énergie par rapport à tous les éléments de l'émetteur [57]. Il est donc important de le faire fonctionner avec la plus grande efficacité énergétique possible, notamment pour les terminaux mobiles où la consommation est un facteur déterminant de leur autonomie.

III.2.1. Caractéristiques de l'amplificateur de puissance

Les caractéristiques ou encore fonctions de transfert de l'amplificateur représentent les relations entrée-sortie de l'amplificateur. Ainsi, la caractéristique AM/AM (Amplitude à Amplitude) traduit la relation entre l'amplitude de la tension de sortie en fonction de celle d'entrée. Tandis que la caractéristique AM/PM (Amplitude à Phase) représente la variation de la phase de la tension de sortie en fonction de l'amplitude de la tension d'entrée.

Pour déterminer la relation entre la puissance d'entrée, la puissance utilisée par l'amplificateur et la puissance de sortie du signal nous allons considérer le graphe de la figure III.1 qui donne la relation entrée-sortie AM/AM appelée caractéristique de transfert ou fonction de transfert AM/AM. La courbe de cette figure dépend beaucoup de la conception de l'amplificateur de puissance [58]. Il est facile de constater que cette courbe est d'abord linéaire, puis pour des puissances plus grandes de l'entrée, la sortie n'est plus proportionnelle à la puissance d'entrée (non-linéarité) et ensuite la sortie tend vers une valeur limite (saturation). Cette courbe peut donc être divisée en trois zones définissant ainsi trois paramètres caractéristiques importants :

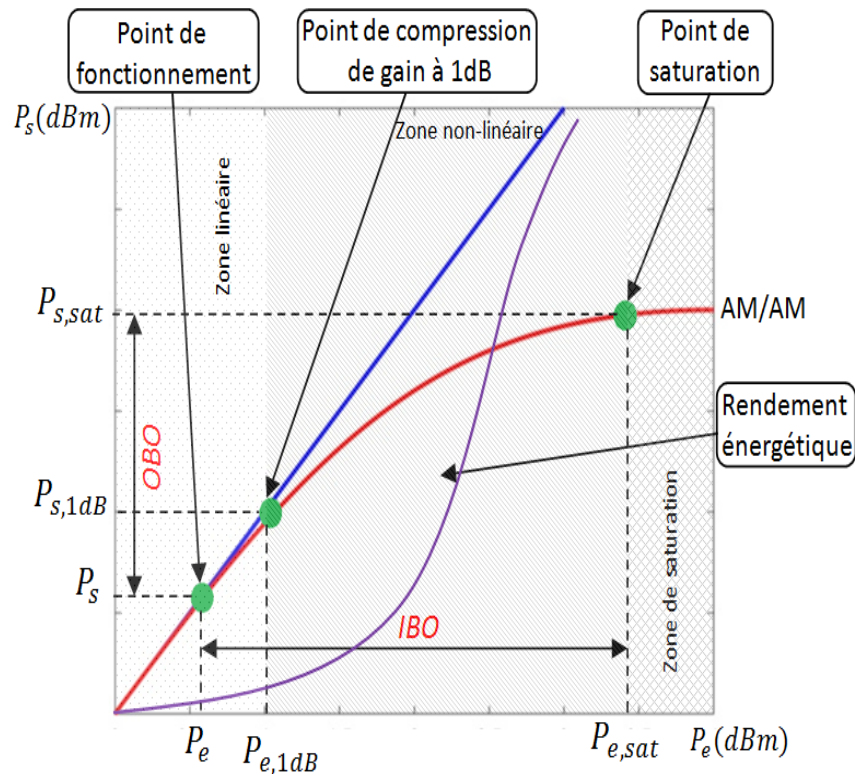


Figure III.1 : Courbe AM/AM d'un Amplificateur de Puissance et caractéristiques de l'HPA

- Gain d'amplification : dans la zone linéaire, l'amplificateur a un comportement très proche d'un système linéaire. La puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée avec un gain supérieur à 1. Dans cette zone, les puissances d'entrées sont faibles et les distorsions produites sont quasiment inexistantes.
- Point de compression : dans la zone non linéaire, la sortie n'est déjà plus proportionnelle à la puissance d'entrée. La courbe commence à s'incurver par rapport à la droite linéaire, c'est la plage de non-linéarité. Des distorsions du signal commencent à apparaître et sont de plus en plus importantes. Le point de compression de gain à 1 dB correspond à la puissance de sortie pour laquelle le gain d'amplification s'écarte de 1 dB par rapport au gain linéaire.
- Puissance de saturation : dans la zone de saturation, la puissance de sortie est quasi constante quelle que soit la puissance d'entrée. On parle alors de puissance de saturation notée par P_{sat} .

Selon la zone d'amplification, le signal obtenu à la sortie de l'amplificateur sera plus ou moins affecté par les distorsions. On cherchera toujours à se rapprocher du point de

compression tout en restant dans la zone linéaire pour éviter les distorsions et maximiser le rendement de l'amplificateur [59].

Pour éviter ou du moins diminuer les effets néfastes dus à la non-linéarité de l'amplificateur, on est souvent amené à surdimensionner l'amplificateur ou en d'autre terme à prendre un certain recul pour être dans la zone linéaire ou proche de cette zone. Ce recul se fait en général par rapport au point de compression à 1 dB ou par rapport à la puissance de saturation [60]. Deux grandeurs sont alors à définir, à savoir le recul d'entrée (IBO : Input Back Off) et le recul de sortie (OBO : Output Back Off) pour quantifier le surdimensionnement de l'amplificateur. Pour cela, on note par P_e la puissance d'entrée du signal MCM, P_s la puissance de sortie, $P_{e,1dB}$ la puissance d'entrée au point de compression de 1 dB, $P_{s,1dB}$ la puissance de sortie correspondante, $P_{e,sat}$ la puissance d'entrée au point de saturation et $P_{s,sat}$ la puissance de sortie correspondante. Le paramètre *IBO*, exprimé généralement en dB, correspond au rapport entre la puissance de saturation et la puissance d'entrée du signal MCM [59], comme indiqué par l'équation suivante :

$$IBO = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{e,sat}}{P_e} \right), [dB] \quad (III.1)$$

que l'on peut exprimer autrement par :

$$IBO = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{e,1dB}}{P_e} \right), [dB] \quad (III.2)$$

De même, le paramètre *OBO* est défini comme étant le rapport entre la puissance de saturation ou la puissance de sortie au point de compression 1 dB et la puissance moyenne de sortie du signal MCM, soit :

$$OBO = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{s,sat}}{P_s} \right), [dB] \quad (III.3)$$

$$OBO = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{s,1dB}}{P_s} \right), [dB] \quad (III.4)$$

De la Figure III.1 on remarque que le surdimensionnement de l'amplificateur de puissance entraîne un fonctionnement non efficace en termes de consommation d'énergie de l'amplificateur de puissance. En effet, on remarque que plus le recul de puissance *IBO* est grand, plus l'amplificateur fonctionnera dans sa zone linéaire qui est la zone où le rendement énergétique de l'amplificateur est faible (courbe en violet).

L'*IBO* et l'*OBO* sont donc des paramètres caractérisant la zone de la fonction de transfert AM/AM de l'amplificateur dans laquelle il fonctionne. A partir des relations ci-dessus, on peut constater que plus l'*IBO* et/ou l'*OBO* sont faibles, plus on s'approche de la zone de

saturation de l'amplificateur et on aura donc des distorsions, et plus ils sont élevés, plus l'amplificateur devient surdimensionné par rapport au signal amplifié, ce qui entraîne une distorsion minimale du signal. Ainsi, afin d'éviter la non-linéarité de l'HPA, les systèmes doivent fonctionner à des valeurs importantes de ces deux paramètres [57]. En contrepartie, le rendement devient plus faible pour ces valeurs élevées de ces deux paramètres, d'où un compromis doit être fait entre linéarité et efficacité.

D'une manière similaire, la caractéristique amplitude-phase (AM/PM) est la mesure de la conversion AM/PM de l'amplificateur HPA, qui montre le déphasage de la tension de sortie en fonction de l'amplitude de la tension d'entrée. La caractéristique AM/PM a une allure à peu près similaire à celle d'AM/AM qui présente également une zone de non-linéarité. Il s'agit d'un paramètre critique car un écart de phase non souhaité entraîne une dégradation du signal analogique ou une augmentation du Taux d'Erreur Binaire (TEB) dans les systèmes numériques. Bien qu'il soit facile de mesurer le TEB d'un système de communication numérique, cette mesure seule ne vous aide pas à comprendre les causes sous-jacentes des erreurs de bits. Il est important de quantifier la conversion AM/PM dans les systèmes de communication [53].

Un autre paramètre qui caractérise l'amplificateur de puissance c'est son rendement, qui est le rapport entre la puissance de sortie et la puissance consommée par l'amplificateur. Le rendement est donné donc par l'équation :

$$\eta[\%] = \frac{P_s}{P_c} \quad (III.5)$$

où, P_s est la puissance moyenne de sortie et P_c est la puissance moyenne consommée par l'amplificateur.

Concernant la modélisation des amplificateurs de puissance, trois modèles comportementaux sont présentés dans les références [57][53][26][58] où ils sont classés selon qu'ils sont capables de prendre en compte les effets mémoire ou non.

III.2.2. Effets de la non-linéarité d'amplification sur le signal MCM

Pour une utilisation efficace du spectre disponible, les systèmes de transmission numériques actuels font recours à des modulations multi-porteuses avec un grand nombre d'états. Cependant, ces modulations sont très sensibles à la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. Ceci est en raison de la nature spécifique des signaux générés qui sont à très haute dynamique. De ce fait, de fortes distorsions affectent les signaux MCM et provoquent des effets néfastes sur la qualité de transmission. Parmi ces effets indésirables on peut citer :

III.2.2.1. Effet sur la constellation du signal MCM

Un premier effet qui affecte la qualité de transmission serait l'effet sur la constellation du signal. La figure III.3 montre un exemple de constellation QAM-16 d'un signal OFDM avant de passer dans l'HPA (points rouges) et après amplification avec un paramètre $IBO = 0 \text{ dB}$, (points bleus). Les figures III.4-5 illustrent les effets des non-linéarités sur la constellation QAM-16 d'un signal OFDM, qui sont causés par un HPA ayant un $IBO = 4 \text{ dB}$, puis, un $IBO = 8 \text{ dB}$, respectivement.

Etant donné que l'HPA introduit des distorsions AM/AM sur le signal de sortie, l'impact sur la constellation de ce signal OFDM est marqué par une dispersion des symboles. Cela va augmenter la probabilité d'erreur (TEB) et dégrader la qualité de service du système de transmission.

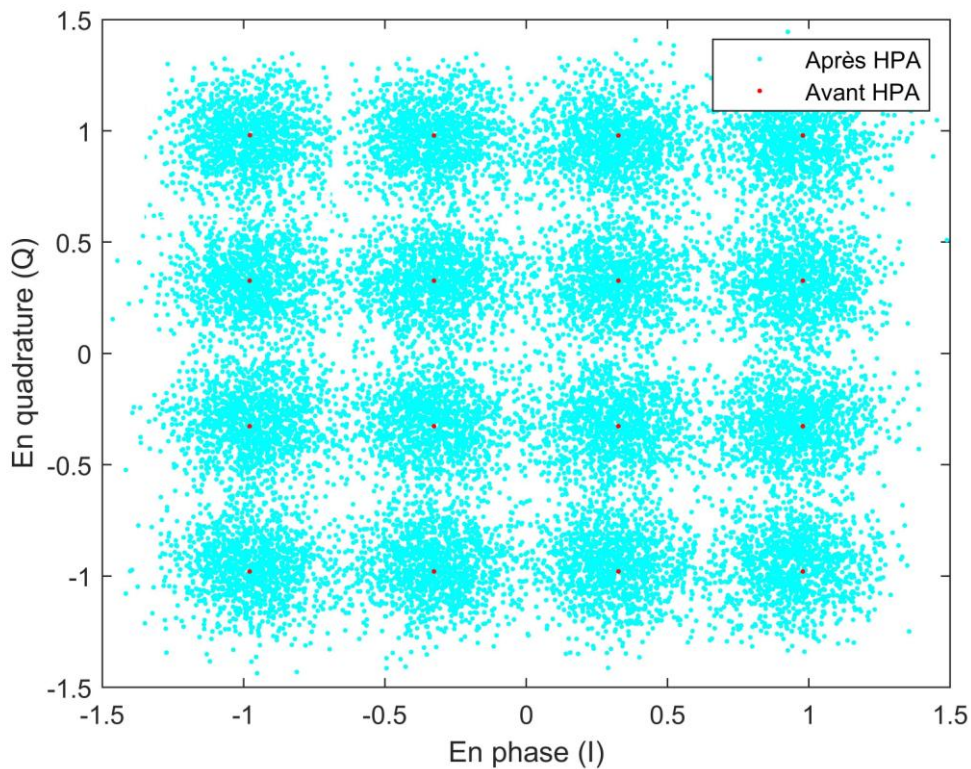


Figure III.3 : Constellation QAM-16 d'un signal OFDM, $IBO = 0 \text{ dB}$

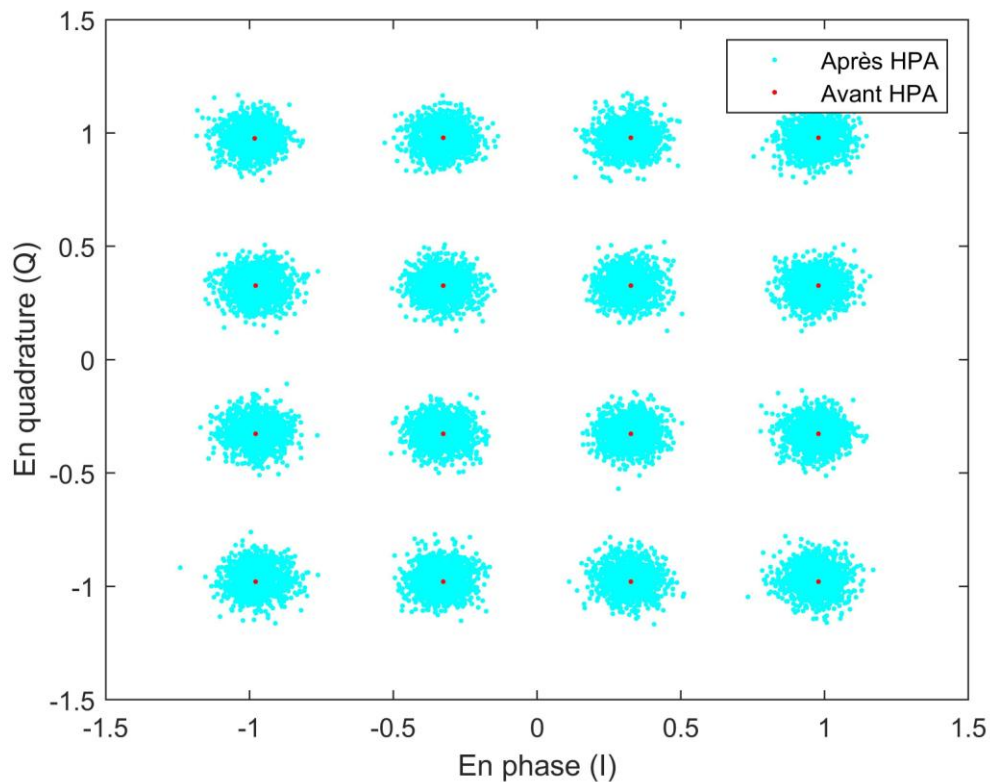


Figure III.4 : Constellation QAM-16 d'un signal OFDM, $IBO = 4 \text{ dB}$

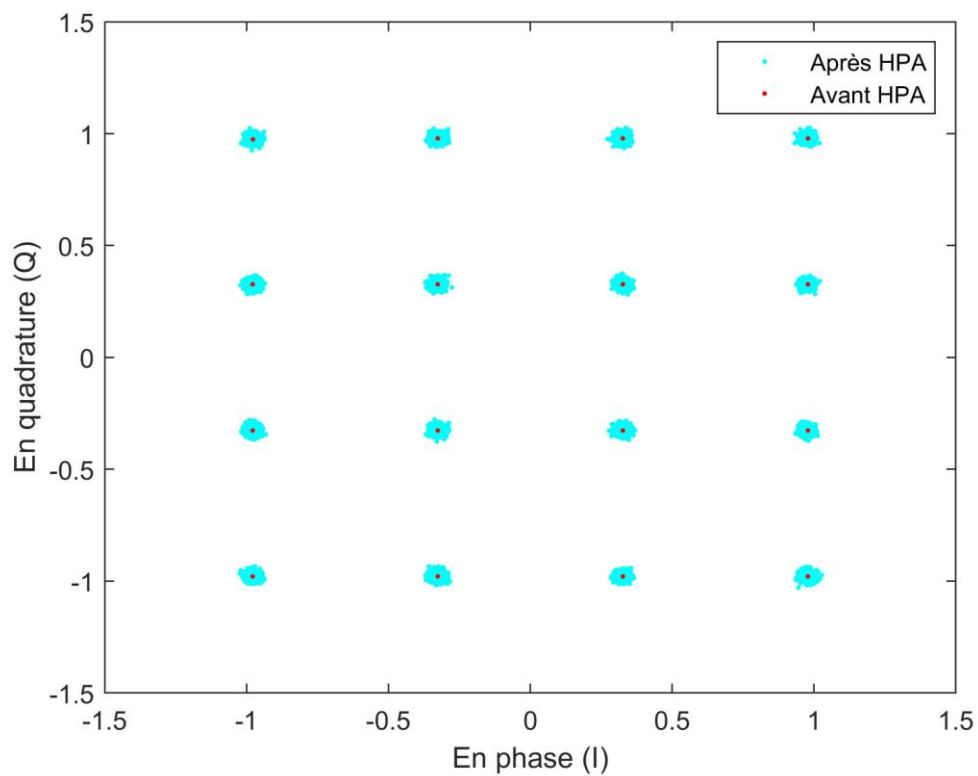


Figure III.5 : Constellation QAM-16 d'un signal OFDM, $IBO = 8 \text{ dB}$

III.2.2.2. Effet sur les performances en TEB

Un deuxième effet de la non-linéarité de l'HPA serait l'augmentation du taux d'erreurs binaires (TEB). Cette dégradation est inévitablement engendrée par l'effet sur la constellation des symboles, précédemment vu.

La figure III.6 montre les performances évaluées par TEB en fonction du Rapport Signal à Bruit (RSB) calculé pour un signal OFDM avant HPA (en rouge) et après HPA pour une faible valeur d'IBO égale à 3dB (en noir). On peut clairement observer une dégradation des performances en TEB après passage dans l'amplificateur. Cette dégradation est naturellement causée par la non-linéarité de l'HPA.

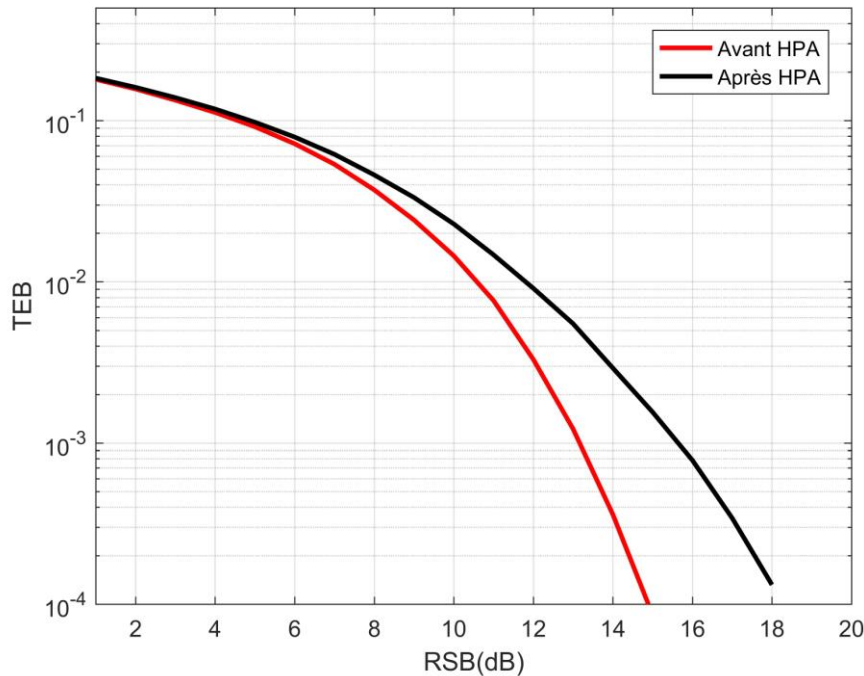


Figure III.6 : Effet d'amplification ($IBO = 3 \text{ dB}$) sur le TEB d'un système OFDM

III.2.2.3. Effet sur le spectre du signal

L'influence de la caractéristique non linéaire de l'HPA sur les signaux multi-porteuses est également marquée par une remontée au niveau de la densité spectrale de puissance (PSD). Cela conduit à l'interférence avec d'autres signaux dans les canaux voisins. Le facteur de mérite qui mesure le brouillage avec les canaux adjacents est présenté par le rapport de puissance des canaux adjacents ACPR (Adjacent Channels Power Ratio), défini dans [61]. Dans la figure III.7, nous avons tracé la DSP d'un système OFDM pour différentes valeurs

d'IBO afin de voir l'impact de l'amplification non-linéaire sur le spectre du signal. Les faibles valeurs d'IBO signifient que l'amplificateur de puissance fonctionne dans les limites de sa région de saturation. C'est dans cette zone que les signaux subissent le plus de distorsions, ce qui explique que le débordement spectral devient de plus en plus important lorsqu'on se rapproche de la zone de non-linéarité (diminution d'IBO).

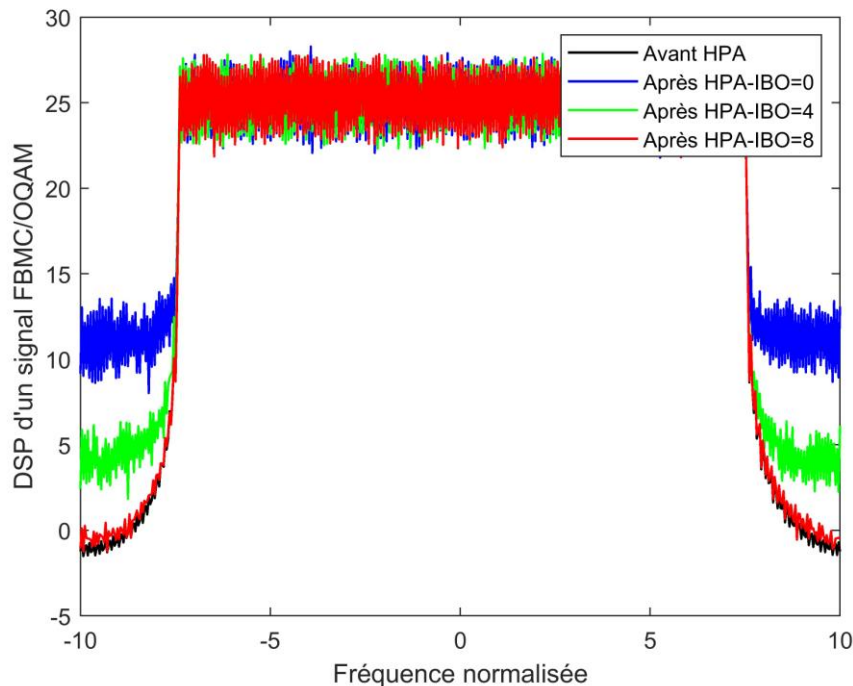


Figure III.7 : Influence des non-linéarités de l'HPA sur le spectre du système OFDM, pour différentes valeurs d'IBO

III.2.2.4. Effet sur le signal multi-porteuse dans le domaine temporel

Tout signal MCM est obtenu en agrégeant un grand nombre 'N' de signaux indépendants modulés sur un ensemble de sous-canaux de largeurs de bande équivalentes. En se basant sur le théorème de la limite centrale, les échantillons de sortie du domaine temporel sont approximativement gaussiens et sont répartis avec une moyenne nulle. Cela signifie que le signal MCM présente une très grande fluctuation d'enveloppe communément reconnue dans la littérature par le terme PAPR [58]. De plus, d'après la figure III.1, afin de garantir un rendement énergétique supérieur, les amplificateurs de puissance doivent fonctionner à des valeurs faibles d'IBO.

La figure III.8 montre deux signaux dont un présente des fluctuations élevées tandis que l'autre est à faibles fluctuations. Les deux signaux sont appliqués à l'entrée du même

amplificateur HPA. On peut constater que le signal à faibles fluctuations subit une amplification quasi linéaire tandis que le signal à fluctuations élevées subit plus de distorsions. On peut donc conclure qu'en réduisant les fluctuations du signal d'entrée on peut réduire les effets causés par la non-linéarité de l'amplificateur. Cela permet alors d'exploiter l'HPA à la frontière de la zone de non-linéarité, soit la zone pour laquelle l'efficacité énergétique est supérieure.

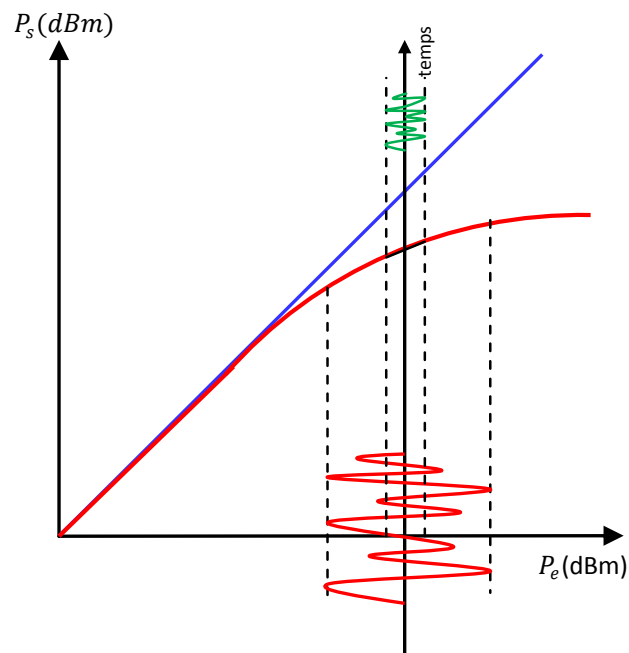


Figure III.8 : Amplification d'un signal à PAPR élevé et d'un signal à PAPR réduit

En conséquence, les performances d'un signal à PAPR élevé seront affectées de deux manières : une distorsion dans la bande affectant le signal (TEB dégradé) et un effet hors bande apparaissant comme une remontée de DSP [26]. Deux approches se présentent pour réduire ou corriger les effets non-linéaires de l'AP. La première approche est basée sur la réduction de PAPR du signal avant d'atteindre l'amplificateur de puissance. Alors que la deuxième approche est basée sur la linéarisation des caractéristiques de conversions de l'HPA et ça ne fera pas l'objet de cette thèse. Pour les lecteurs intéressés, les références [26][57] traitent des sujets dans ce contexte.

III.3. Techniques conventionnelles de réduction de PAPR

III.3.1. Définition du PAPR

La notion de PAPR est très importante dans les systèmes de communications. Il est directement lié à la consommation énergétique des amplificateurs de puissance dans les émetteurs radio mobiles [22]. C'est une variable aléatoire, qui est un paramètre pratique utilisé comme indicateur du risque de distorsion du signal par l'amplification non linéaire (HPA).

Par définition, le PAPR d'un signal OFDM $s(t)$ à temps continu, est le rapport entre la puissance maximale de ce signal et sa puissance moyenne pendant une période $[0, T[$. La figure III.9 montre un signal OFDM dans le domaine temporel illustrant le PAPR comme étant le rapport entre la valeur maximale et la moyenne du signal.

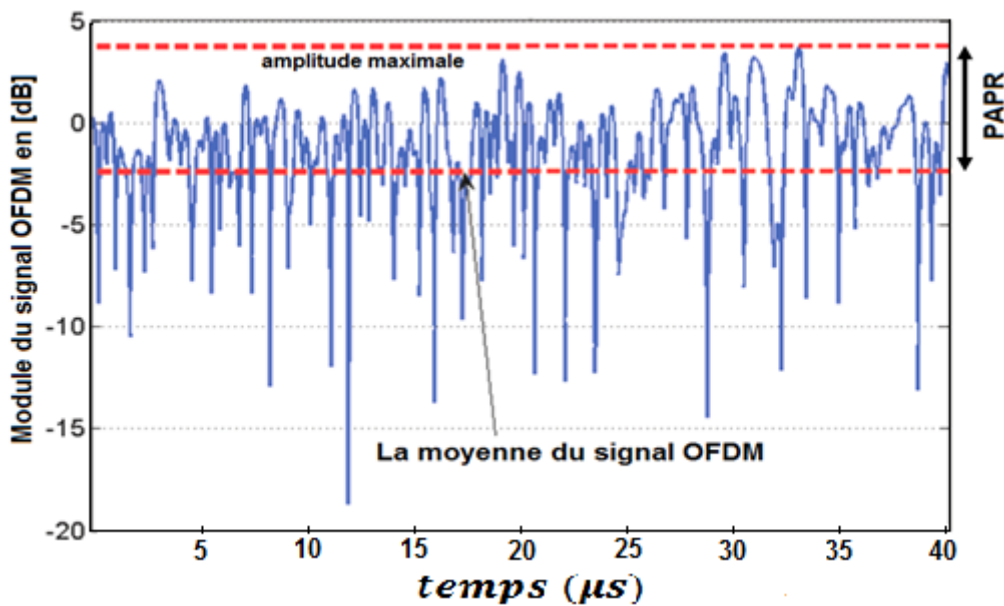


Figure III.9 : PAPR d'un signal MCM OFDM dans le domaine temporel

En se basant sur sa définition, le PAPR peut être exprimé comme dans [57] par :

$$\text{PAPR}_{(s)} = \frac{\max_{t \in [0, T[} (|s(t)|^2)}{E[|s(t)|^2]} \quad (III.6)$$

où, $E[.]$ désigne l'espérance mathématique, $E[|s(t)|^2]$ puissance moyenne du signal $s(t)$ et T la période d'un symbole OFDM.

Pour le cas discret où $s[n]$ est le signal OFDM à transmettre, le PAPR peut être calculé à partir du signal OFDM sur-échantillonné par un facteur L par l'équation :

$$\text{PAPR}_{[s]} = \frac{\max_{n \in [0, LN-1]} (|s[n]|^2)}{E[|s[n]|^2]} \quad (\text{III.7})$$

L'équation (III.7) indique que le PAPR varie proportionnellement avec le nombre de sous-porteuses N . Le sur-échantillonnage est pratiquement nécessaire dans le signal OFDM discret. Il consiste à ajouter $(L - 1)/N$ zéros dans le domaine fréquentiel, ce qui correspond à un sur-échantillonnage dans le domaine temporel où une IFFT à LN -points sera calculée. Le suréchantillonnage a pour but d'éviter le repliement du spectre. Par conséquent, la valeur du PAPR du signal OFDM va augmenter exponentiellement avec le nombre de sous-porteuses [22].

Un autre paramètre ayant une influence sur les valeurs de PAPR est la taille de la constellation [58]. Le PAPR augmente proportionnellement au nombre de points de constellations, par exemple un PAPR d'un signal modulé par QAM-16 serait supérieur à celui d'un signal modulé par QAM-4.

III.3.2. Distribution du PAPR d'un signal MCM

D'après la section précédente, on a constaté que tout signal MCM présente un PAPR élevé. Pour un tel signal, on ne peut pas garantir une amplification rentable et efficace car il contient des valeurs pics qui seront amplifiées d'une façon non-linéaire. Pour cela, différentes techniques de réduction de PAPR ont été proposées dans la littérature, afin d'attaquer l'amplificateur avec un signal à faible fluctuation autour de sa moyenne. Pour évaluer la puissance de ces techniques on aura besoin d'un outil mathématique tel que la fonction de distribution cumulative complémentaire (CCDF), comme étant l'outil communément utilisé dans la littérature pour évaluer le PAPR, elle est donnée par :

$$\text{CCDF} = \Pr\{\text{PAPR} \geq \gamma\} \quad (\text{III.8})$$

Elle exprime la probabilité pour que le PAPR d'un certain bloc de données dépasse un seuil prédéfini, γ . Une des formules de la CCDF de PAPR pour un signal OFDM x continu en bande de base est proposée dans la référence [58] par l'expression suivante :

$$\text{CCDF}(\gamma) \simeq 1 - (1 - e^{-\gamma})^{2.8N} \quad (\text{III.9})$$

La même référence [58] explique différentes formules pour approcher la CCDF.

Un PAPR calculé par la formule III.9 ne reflète cependant pas la réalité, car des pics d'amplitude pourraient être ignorés. Pour avoir une meilleure estimation des fluctuations du signal, il faudrait encore plus d'échantillons du signal, donc un facteur de sur-échantillonnage plus grand, c'est le cas par exemple d'un signal OFDM sur-échantionné ou aussi un signal FBMC/OQAM qui exige naturellement un sur-échantillonnage (voir la section §II.3.2 du

deuxième chapitre). Pour des facteurs de sur-échantillonnage supérieurs à 4, on retrouve également dans la littérature des approximations de la CCDF de PAPR. Nous prendrons comme exemple, celle proposée dans [62] par la relation suivante :

$$\Pr\{\text{PAPR}_{[x]} \geq \gamma\} \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^{\tau_2 N^\mu} \quad (\text{III.10})$$

où, $\tau_2 = \left(\frac{5.12}{\sqrt{e}}\right)^\mu e^{-0.5704}$, et $\mu = 1.07$ est une constante déterminée par simulation.

III.3.3. Critères de performances d'une technique de réduction de PAPR

Avant de détailler certaines techniques de réduction de PAPR, il semble pertinent de définir les différents critères de mérite qui vont nous permettre d'évaluer les performances d'une technique de réduction de PAPR, afin d'améliorer les performances de l'HPA.

Considérons le schéma simplifié de la figure III.10 d'une chaîne de transmission intégrant un module de réduction du PAPR.

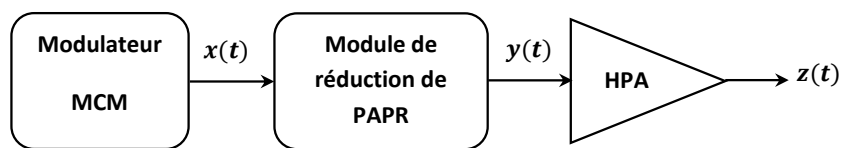


Figure III.10 : Insertion du module de réduction de PAPR dans chaîne de transmission MCM

Ces critères consistent en le taux de réduction, la dégradation du TEB, la variation de la puissance moyenne, la complexité de calcul, la perte de débit de données et le rayonnement hors bande. Chacun de ces critères est brièvement décrit dans les paragraphes qui suivent.

III.3.3.1. Gain en réduction

Le taux de réduction ou encore le gain en réduction est le critère le plus déterminant pour choisir une technique de réduction de PAPR. Nous devons faire attention au fait que certaines techniques de réduction de PAPR réduisent les fluctuations de l'enveloppe tout en engendrant d'autres effets indésirables [57]. A titre d'exemple, la technique d'écrêtage d'amplitude (clipping) qui supprime des pics élevés du signal dans le domaine temporel, ce qui engendre un rayonnement hors bande et une distorsion dans la bande. Pour illustrer la mesure de performance en réduction de PAPR d'une méthode, considérons le schéma de la figure III.11.

Les PAPR des signaux $x(t)$ et $y(t)$ sont définis comme suit :

$$PAPR_x = \frac{\max_{t \in [0, T]} (|x(t)|^2)}{E[|x(t)|^2]} \quad (III. 11)$$

$$PAPR_y = \frac{\max_{t \in [0, T]} (|y(t)|^2)}{E[|y(t)|^2]} \quad (III. 12)$$

$PAPR_x$ et $PAPR_y$ sont des variables aléatoires dont les CCDF sont tracées sur la figure III.11.

On note par $\Delta_{PAPR}(\phi)$, le gain en réduction de PAPR à une valeur ϕ donnée de la CCDF que l'on peut définir par :

$$\Delta_{PAPR}(\phi) = PAPR_x(\phi) - PAPR_y(\phi), \quad [dB] \quad (III. 13)$$

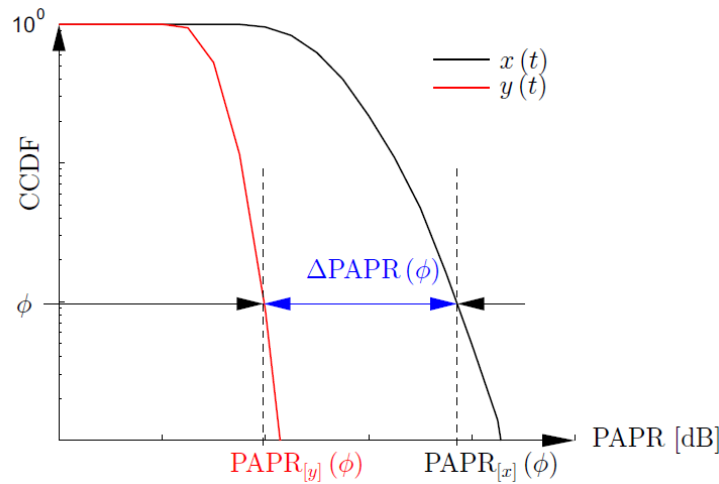


Figure III.11 : Gain en réduction du PAPR à une valeur ϕ de CCDF

Le gain de réduction est exprimé en décibel et peut également s'exprimer en pourcentage (%) en tant que rapport entre deux valeurs réelles de PAPR.

III.3.3.2. Dégradation du Taux d'Erreur Binaire

Le taux d'erreur binaire (TEB) est généralement mesuré au niveau de la réception. Le TEB est lié au facteur d'augmentation de la puissance du signal transmis. Dans certaines techniques telles que 'SeLective Mapping' (SLM) et 'Partial Transmission Sequence' (PTS), qui nécessitent une information complémentaire latérale SI (Side Information), lorsque le SI est reçu avec erreur, le bloc de données entier peut être endommagé, entraînant donc une dégradation en termes de TEB. D'autres techniques, comme 'Active Constellation Extension'

(ACE), qui nécessitent une augmentation de la puissance du signal émis, peuvent avoir un TEB dégradé si la puissance du signal d'émission est maintenue inchangée.

III.3.3.3. Variation de la puissance moyenne

L'augmentation moyenne de la puissance du signal émis est un autre critère à prendre en compte lors de la sélection d'une technique de réduction. Pour certaines techniques, la réduction de PAPR s'accompagne soit d'une diminution soit d'une augmentation de la puissance moyenne du signal à transmettre. Par exemple, dans un contexte de "clipping" [74], la puissance moyenne du signal à transmettre est réduite tandis que dans un contexte de "Tone Reservation" [63] ou de "Active Constellation Extension" [64], la puissance moyenne du signal à transmettre est augmentée.

III.3.3.4. Perte en débit utile

Si, par exemple, le récepteur a besoin d'une information complémentaire 'SI' pour pouvoir rendre l'opération de réduction du PAPR transparente pour la démodulation, cette transmission d'information représente une perte en débit utile, puisqu'elle sera véhiculée dans la même bande des informations. C'est le cas par exemple de la technique "Selective Mapping" (SLM) [65].

III.3.3.5. Complexité de calcul

La complexité de calcul est étroitement liée au nombre d'itérations de l'algorithme de réduction du PAPR. Par exemple, la technique TR traditionnelle fonctionne mieux lorsque le nombre d'itérations est plus grand. Tandis que la technique SLM donne de bonnes performances lorsque le nombre de codes utilisés pour générer un ensemble de versions du signal d'origine est également plus grand. Cependant, la plupart des techniques complexes offrent la meilleure capacité de réduction de PAPR. On doit donc faire un compromis entre la complexité et le taux de réduction [57].

III.3.3.6. Rayonnement hors bande

Lorsque le signal MCM est amplifié par un HPA non linéaire, les fluctuations élevées de l'enveloppe du signal vont contenir des pics énormes qui passeront dans la zone de saturation. Ceci va provoquer un rayonnement dans la bande et hors bande (IBR et OBR respectivement).

L'IBR entraîne une augmentation de TEB, ce qui dégrade les performances du système. Tandis que l'OBR entraîne des interférences entre canaux adjacents (ACI).

III.3.4. Techniques de réduction de PAPR conçues pour OFDM

Les techniques de réduction de PAPR qui seront présentées dans ce chapitre sont réalisées spécialement pour OFDM. Elles peuvent être classifiées en deux classes principales, suivant quelles soient avec ou sans distorsion. Une autre classification suivant leur principe de fonctionnement nous permet de distinguer les trois catégories suivantes :

- Techniques basées sur le codage telles que 'Reed Muller' [66] et 'Block Coding' [103],
- Techniques probabilistes telles que 'SLM' [67] et 'PTS' [68],
- Techniques basées sur l'ajout d'un signal de suppression de pics, telles que 'Clipping' [69], 'ACE' [70] et 'TR' [71].

Dans les sous-sections suivantes, nous présenterons quelques techniques de réduction de PAPR suivant ces trois catégories.

III.3.4.1. Techniques basées sur le codage

Une des techniques de réduction basée sur le codage est celle de 'Reed Muller'. La réduction du PAPR par code Reed-Muller est basée sur les séquences complémentaires. L'objectif est d'insérer un code correcteur d'erreur, avant l'IFFT (modulateur OFDM), générant des séquences complémentaires et apportant un gain de codage, mais aussi, assurant un PAPR constant de 3 dB quelque soit le nombre de sous-porteuses N.

Une autre technique de codage est celle basée sur le codage en bloc, dont l'objectif est de réduire le PAPR en corrigeant les erreurs de transmission. La figure III.12 illustre le principe de cette technique.

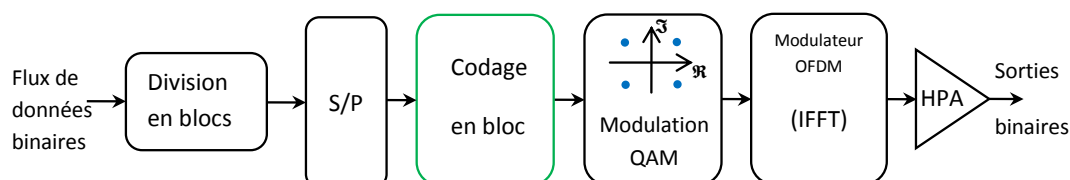


Figure III.12 : Principe de la technique de codage en bloc pour réduire le PAPR

Dans cette technique, le flux de données d'entrée est examiné par bloc. Chaque bloc est codé selon un code prédéfini, ce qui conduit à un ensemble de mots de code. Parmi ces derniers, seuls qui minimisent le PAPR du signal transmis seront sélectionnés. Par contre, les mots de code produisant un PAPR élevé seront supprimés.

Prenons par exemple $N = 4$ sous-porteuses modulées par une modulation BPSK, il y a donc $2^4 = 16$ séquences possibles. 4 d'entre elles ont un PAPR de 6 dB, 4 ont un PAPR de 3.7 dB et les 8 restantes ont un PAPR de 2.5 dB. L'idée est alors de ne transmettre que les 8 séquences ayant un faible PAPR. Ces 8 séquences peuvent donc être codées sur 3 bit. Chacune des mots de 3 bits est associée à une séquence de 4 bits d'information (parce que nos symboles sont issus d'une modulation BPSK, c'est-à-dire un ordre de modulation $M = 2^1 = 2$). Cette association permet de réduire le PAPR de 6 à 2.5 dB. Ces résultats sont basés sur une recherche exhaustive de tous les mots possibles puis du calcul de leurs PAPR associés.

La réduction du PAPR par codage en bloc a deux inconvénients majeurs : le premier réside dans le calcul du PAPR de chacune des séquences, ce qui peut devenir très long et presque irréalisable lorsque le nombre de sous-porteuses N devient important ; le deuxième vient de l'association entre les mots d'information et les mots de code qui nécessite une gestion de tables de correspondance pour le codage et le décodage [58].

III.3.4.2. Techniques Probabilistes

Dans cette catégorie on va étudier les deux techniques les plus reconnues : Selective Mapping (SLM) et Partial Transmit Sequence (PTS) :

- **La technique 'Selective Mapping' (SLM)**

L'idée de base de cette technique de réduction de PAPR est bien similaire à celle basée sur le codage par bloc. Tout d'abord, le flux de données d'entrée est divisé en blocs de longueur N . Ensuite, à partir de chaque bloc et sur la base d'un processus de reproduction rotationnelle, plusieurs versions indépendantes seront générées. Finalement, le PAPR est calculé pour toutes ces versions et celui dont le plus faible PAPR sera choisi pour la transmission.

La technique SLM tire profit du fait que le PAPR d'un signal OFDM dépend fortement du déphasage dans son domaine fréquentiel. Tout d'abord, nous générons aléatoirement U vecteurs complexes de rotation de phase $\phi^{(u)}$, pour $0 \leq u \leq U - 1$, de longueur N chacun, soit :

$$\phi^{(u)} = \begin{cases} (1, \dots, 1)^t & \text{pour } u = 0, \\ (\phi_0^{(u)}, \dots, \phi_{N-1}^{(u)})^t & \text{pour } 1 \leq u \leq U - 1 \end{cases} \quad (III.14)$$

avec, $\phi_k^{(u)}$ est le $k^{\text{ième}}$ vecteur de $\phi^{(u)}$ qui peut être défini par :

$$\phi_k^{(u)} = e^{j\varphi_k^{(u)}} \in \mathbb{C}, \quad 0 \leq u \leq U - 1, \quad 0 \leq k \leq N - 1 \quad (III.15)$$

où, $\varphi_k^{(u)}$ est un vecteur de longueur U dont les éléments sont des phases uniformément distribuée entre 0 et 2π .

Le vecteur symbole OFDM dans le domaine fréquentiel est $\mathbb{X} = \{X_k\}, k = 0, \dots, N - 1$, avec N tons (porteuses), est soumis à une rotation de phase par U vecteurs de rotation de phase $\{\phi^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$ de taille N . Donc l'opération est la suivante :

$$\mathbb{X}^{(u)} = \mathbb{X} \odot \phi^{(u)}, \quad 0 \leq u \leq U - 1 \quad (III.16)$$

où, \odot désigne une multiplication point-à-point par sous-porteuse. Les séquences $\{\mathbb{X}^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$ sont des versions déphasées de \mathbb{X} et donc portent la même information et possèdent une constellation identique à celle de \mathbb{X} . En appliquant l'opération *IFFT* sur $\{\mathbb{X}^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$, nous obtenons les U versions du signal dans le domaine temporel $\{x^{(u)}(t)\}_{u=0}^{U-1}$. L'objectif du problème d'optimisation est d'identifier le signal $x^{(u_{min})}(t)$ ayant le plus faible PAPR, afin que :

$$u_{min} = \arg \min_{0 \leq u \leq U-1} [PAPR_{x^{(u)}(t)}] \quad (III.17)$$

Pour que la récupération des données au niveau du récepteur soit possible, l'index de séquence u_{min} sélectionnée est transmis sous forme d'information latérale SI (Side Information). Notons que cette opération d'envoi de SI n'a aucun impact sur le TEB [53].

La figure III.13 illustre le schéma de principe de SLM. Il ressort clairement de cette figure que le nombre requis de blocs IFFT est égal au nombre de versions déphasées du signal, cela entraîne une complexité relativement importante.

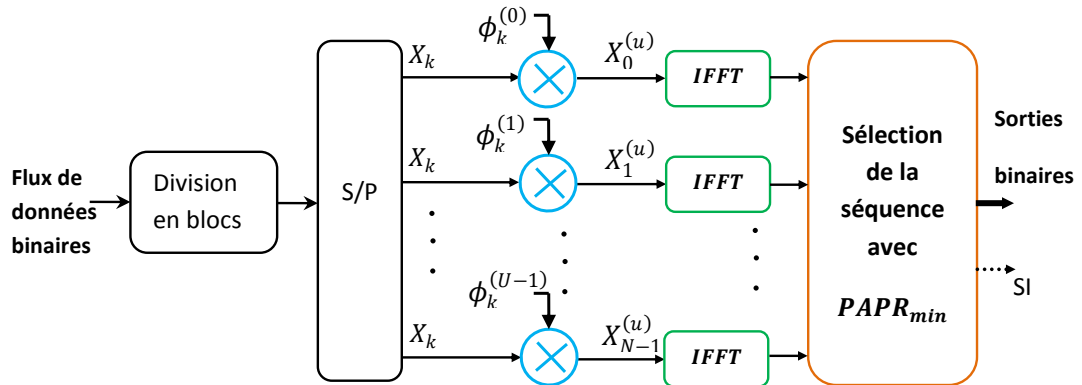


Figure III.13 : Principe de la technique SLM pour réduire le PAPR

D'après [57], les performances en TEB de SLM s'améliorent lorsque le nombre de séquences de phases U augmente. Cependant, lorsque U augmente, le nombre de bits requis comme SI augmente également, d'où, un nombre de $(\log_2 U)bits$ doit être transmis pour représenter l'SI ce qui entraîne une diminution du débit de données car elle est transmise dans la bande utile des données. Pour pallier à ce problème, de nombreuses versions améliorées du SLM ont été proposées dans la littérature. Par exemple dans [67], les auteurs ont proposé un schéma de gestion aveugle des ressources sonores qui facilite une réduction conjointe du PAPR et un décodage des données indépendamment du besoin de transmission ni d'estimation de SI.

- **La technique 'Partial Transmit Sequence' (PTS)**

PTS est une technique probabiliste de réduction de PAPR proposée en 1997 par S.H Muller et J.B Huber [72], qui peut être considéré comme une version améliorée de SLM. L'idée de cette méthode est de tronquer le train des N porteuses en V blocs de N/V porteuses. Une porteuse utilisée dans un bloc particulier sera éteinte dans tous les autres. La figure III.14 montre une partition en sous-bloc d'un bloc de $N = 256$ en $V = 4$ sous-blocs.

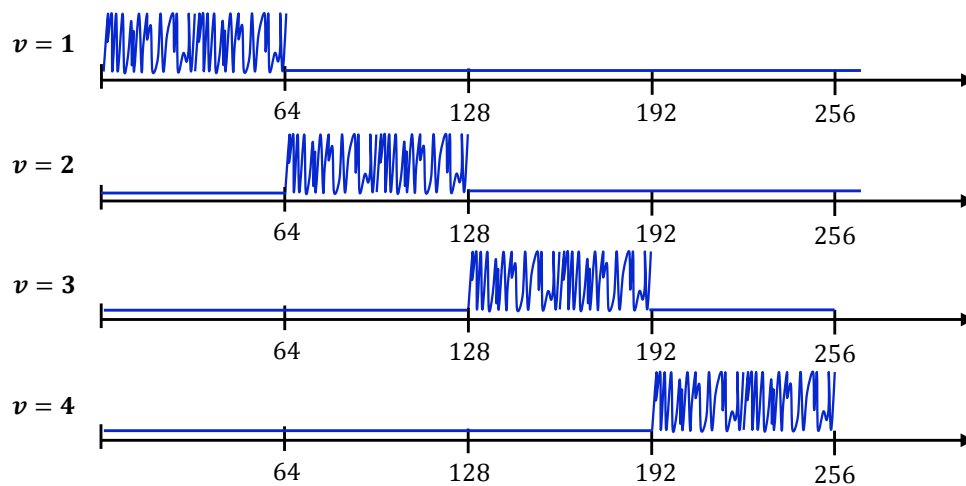


Figure III.14 : Principe de partitionnement de la technique PTS, pour $V = 4$ sous-blocs

Une fois les N/V blocs formés, on applique le même raisonnement qu'en SLM. Un vecteur $\phi^{(v)} = \{\phi_k^{(v)}\}, v = 1, \dots, V$ sera multiplié par chacun des V blocs après IDFT pour former le signal final dont le PAPR est le plus faible. La figure III.15 clarifie le principe de réduction de PTS.

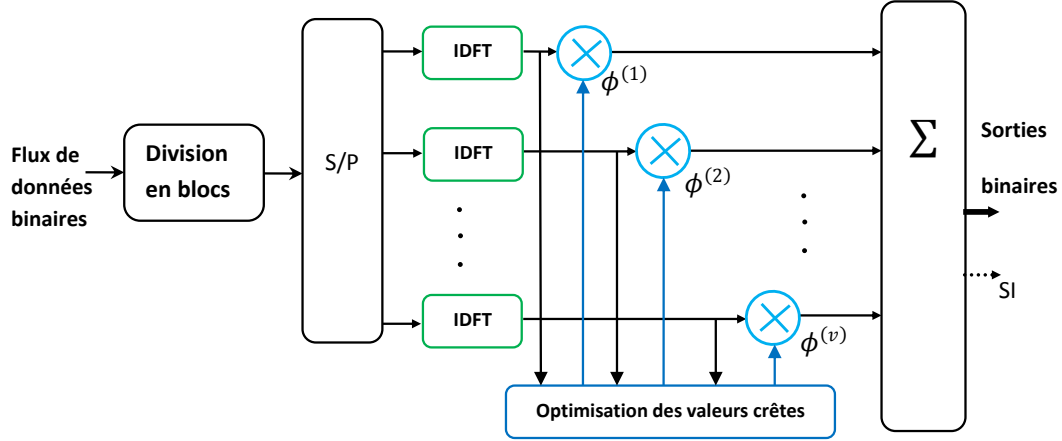


Figure III.15 : Principe de la technique PTS pour réduire le PAPR

Comme illustré dans cette figure, le symbole OFDM fréquentiel X de N porteuses est tronqué en V sous-blocs disjoints $X^{(v)}$ de N/V porteuses tel que : $X = \sum_{v=1}^V X^{(v)}$.

A chaque sous-blocs disjoints $X^{(v)}$, on applique un décalage de phase et le nouveau symbole OFDM fréquentiel s'écrit :

$$X = \sum_{v=1}^V X^{(v)} \phi^{(v)} \quad (III. 18)$$

avec, $\phi^{(v)} = e^{j\phi^{(v)}}$ et $v = 1, \dots, V$.

Pour obtenir le signal OFDM dans le domaine temporel, noté x , on applique l'IDFT :

$$x(t) = IDFT \left(\sum_{v=1}^V X^{(v)} \phi^{(v)} \right) = \sum_{v=1}^V \phi^{(v)} \cdot IDFT(X^{(v)}) = \sum_{v=1}^V \phi^{(v)} \cdot x^{(v)} \quad (III. 19)$$

où, $x^{(v)}$ est la transformée de Fourier discrète inverse de $X^{(v)}$.

Ensuite, on effectue une optimisation du vecteur de décalage de phase $\Phi^{(v)}$ de la manière suivante :

$$\Phi^{(v)} = \{\phi^{(v)}\} = \arg \min_{\phi^{(v)}} \left\{ \max_n \sum_{v=1}^V \phi^{(v)} \cdot x^{(v)} \right\}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (III. 20)$$

En termes de capacité de réduction de PAPR, la PTS est plus performante que l'SLM [57]. Cependant, à l'instar de SLM, PTS présente une grande complexité en raison du nombre de blocs IDFT nécessaires. De plus, trouver la combinaison optimale de séquence de phases conduisant au PAPR le plus faible, est un facteur supplémentaire qui augmente la complexité de la technique. Semblable à la technique SLM, PTS doit transmettre un SI qui va permettre de récupérer les données au niveau du récepteur.

III.3.4.3. Techniques basées sur l'ajout d'un signal

Les Techniques d'ajout de signal consistent à ajouter un signal correcteur en temps ou en fréquence au signal d'origine de telle sorte que le signal résultant ait un PAPR plus faible que le signal d'origine [73].

La différence entre ces techniques réside dans la façon dont on génère le signal correcteur de suppression de crête. Dans ce qui suit nous présenterons trois techniques de réduction de PAPR appartenant à cette classe.

- **La technique d'écrêtage 'Clipping'**

Cette technique a été proposée dès le début de la mise en œuvre de l'OFDM terrestre (DVB-T), dans les années 90 [74]. Cette technique est très simple à comprendre, car il s'agit, à l'aide d'un écrêtage de l'amplitude du signal à un seuil prédéterminé de diminuer l'amplitude maximale du signal au niveau de ce seuil. Cela a donc pour effet de diminuer la variation de puissance du signal et donc diminuer sa sensibilité aux non linéarités de l'amplificateur de puissance.

La méthode consiste donc à écrêter le signal suivant la loi décrite par l'équation (III.21) où E représente le seuil d'écrêtage :

$$f(x) = \begin{cases} x & \text{si } |x| \leq E \\ E e^{j\phi(x)} & \text{si } |x| > E \end{cases} \quad (III. 21)$$

où $f(x)$ est le signal résultant et $\phi(x)$ est la phase du signal x .

On définit le rapport d'écrêtage (CR) comme étant le rapport entre le niveau d'écrêtage E et la valeur quadratique moyenne (V_{rms}^{ofdm}) du signal OFDM en question, soit :

$$CR = \frac{E}{V_{rms}^{ofdm}} \quad (III. 22)$$

L'écrêtage peut être réalisé en bande de base ainsi que sur fréquence porteuse [75].

Généralement, l'écrêtage est effectué au niveau de l'émetteur. Le récepteur doit donc estimer l'écrêtage survenu et compenser le symbole OFDM reçu. Il faut donc estimer deux paramètres: l'emplacement et la taille de l'écrêtage. Cependant, il est difficile d'obtenir cette information. Par conséquent, ce procédé introduit à la fois une distorsion dans la bande et un rayonnement hors bande dans les signaux OFDM, ce qui dégrade les performances du système, y compris le TEB et l'efficacité spectrale. Le filtrage peut réduire le rayonnement hors bande après écrêtage bien qu'il ne puisse pas réduire la distorsion dans la bande. Cependant, l'écrêtage peut provoquer une certaine repousse maximale, de sorte que le signal après écrêtage et filtrage dépasse le niveau d'écrêtage à certains points [76].

Cette technique, comme toutes les techniques de “distorsions”, présente les inconvénients suivants [58]:

- (a) Les produits d’intermodulation générés par la non-linéarité de la fonction d’écèlement vont retomber aussi dans la bande utile du signal générant un bruit d’intermodulation qui ne sera pas éliminé par un simple filtrage. De très nombreux travaux, [77][79], se sont intéressés aux moyens possibles pour diminuer ce bruit généré dans la bande. En général, ils utilisent le fait que le bruit a une structure particulière, ce qui permet de mettre en œuvre, à la réception, des techniques de soustraction du bruit.
- (b) L’écèlement provoque également un rayonnement hors bande, qui impose des signaux de brouillage hors bande aux canaux adjacents. Le rayonnement hors bande peut être traité par un filtre sélectif en fréquence situé juste après l’écèlement. Ce filtre est nécessaire pour diminuer l’ACPR (Adjacent Channel Power Ratio), qui mesure la remontée des lobes secondaires [75].
- (c) Le filtrage après écèlement peut réduire le rayonnement hors bande au détriment de la repousse maximale. Le signal après l’opération de filtrage peut dépasser le niveau d’écèlement spécifié pour l’opération d’écèlement. Pour réduire le pic de repousse, une opération d’écèlement et de filtrage répétée peut être utilisée pour obtenir un PAPR souhaitable à un coût lié à une augmentation de la complexité de calcul [75].

- **La technique ‘Tone Reservation’ (TR)**

La technique Tone Reservation a été proposée pour la première fois en 1998 par J.Tellado [78]. L’idée principale de cette méthode de réduction est de réserver un ensemble de sous-porteuses (appelées encore tons) qui ne vont pas porter de l’information. Ces sous-porteuses réservées sont appelées : tons de réduction de pics (PRT) et ont la possibilité de transporter le signal de correction qui permet de diminuer la dynamique de l’enveloppe du signal MCM. Ce signal de correction peut être facilement calculé à l’émission et retiré à la réception [57]. Le schéma synoptique de la technique TR est présenté dans la figure III.16. Cette technique limite le vecteur portant des données et le vecteur d’annulation de crête à deux sous-espaces de fréquence disjoints.

Le gain de réduction du PAPR dépend d’un certain nombre de paramètres, tels que le nombre de tons réservés (les PRT). Plus le nombre de PRT est grand, plus le gain devient important. Cependant, avec un nombre faible de sous-porteuses N , lorsque le nombre de PRT est

important, ceci peut entraîner une réduction du débit de données car il peut nécessiter une partie non négligeable de la bande passante disponible.

La localisation des PRT est un deuxième facteur qui influe sur la performance de la TR. Si les PRT sont choisis de manière aléatoire ou contiguë, leurs emplacements ont une incidence sur le taux de réduction du PAPR. De plus, le seuil d'écrêtage peut être considéré comme un paramètre important lors de l'évaluation de la TR [53].

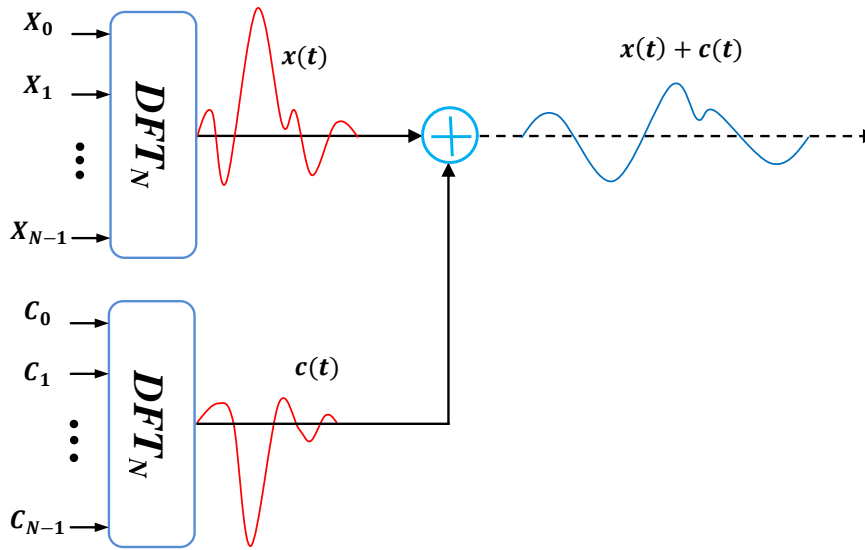


Figure III.16 : Principe de la technique TR pour réduire le PAPR

Comme illustré dans la figure III.16, le principe de la TR est le suivant :

Soit $X = [X_0, \dots, X_{N-1}]$ le vecteur symbole fréquentiel de données à partir duquel est généré le signal OFDM et soit $C = [C_0, \dots, C_{N-1}]$ le vecteur signal correcteur pour réduire le PAPR.

Posons $R = \{i_0, \dots, i_{N_R-1}\}$ l'ensemble des indices des sous-porteuses réservées à la réduction du PAPR (N_R est le nombre de porteuses nulles avec $N_R \ll N$). Ainsi, le vecteur à émettre devient : $X + C$.

Les vecteurs X et C sont choisis de telle façon qu'ils soient orthogonaux, c'est-à-dire : $X_k \cdot C_k = 0$, $k = 1, \dots, N - 1$, et vérifient la relation suivante :

$$X_k + C_k = \begin{cases} C_k, & k \in R \\ X_k, & k \notin R \end{cases} \quad (III.23)$$

Par suite, le signal temporel résultant peut s'écrire :

$$y = x + c = IFFT(X + C) \quad (III.24)$$

Le PAPR du signal résultant à émettre s'écrit alors :

$$\text{PAPR}_{[y]} = \frac{\max_{k \in [0, N[} (|x_k + c_k|^2)}{E[|x_k + c_k|^2]} \quad (\text{III. 25})$$

L'objectif de la TR est de réduire le PAPR sans toutefois augmenter la puissance moyenne transmise. Cela se traduit alors par :

$$\min_c \left[\frac{\max_{k \in [0, N[} (|x_k + c_k|^2)}{E[|x_k|^2]} \right] \quad (\text{III. 26})$$

Puisque le dénominateur n'est pas fonction du signal correcteur c , le problème de minimisation du PAPR est équivalent alors à la relation :

$$\begin{aligned} \min_c \max_{k \in [0, N[} (|x_k + c_k|^2) &= \min_c \|x + c\|_\infty^2 \\ &= \min_c \|\text{IFFT}(X + C)\|_\infty^2 \end{aligned} \quad (\text{III. 27})$$

où, $\|x + c\|$ est la norme du vecteur $x + c$.

- **La technique Active Constellation Extension**

La technique 'Active Constellation Extension' a été proposée pour la première fois par A. Gatherer et M. Polley dans [80] pour réduire le PAPR des signaux MCM. Contrairement à la technique précédente 'TR' qui consiste à réserver un nombre de sous-porteuses du signal OFDM sur lesquelles est transmis le 'signal correcteur', l'ACE utilise les sous-porteuses de données, elles même, pour transmettre le "signal de réduction de PAPR". Pour éviter une quelconque dégradation du TEB, l'ACE fait étendre les points extérieurs de la constellation en dehors de la constellation d'origine de manière à réduire le PAPR. Il s'agit de modifier l'amplitude et la phase des tons externes de la constellation de manière à minimiser le PAPR sans réduire la distance minimale des points de la constellation entre eux [58].

Une telle modification de la constellation est représentée à la figure III.17 pour une constellation QAM-16. Si le point de constellation est reconnu en tant que point de coin (encadré en rouge dans la figure), un tel point peut être déplacé dans le quart du plan en dehors de ses valeurs nominales. S'il s'agit d'un point se trouvant sur le bord (encadré en noir dans la figure), il peut être déplacé le long des rayons vers l'extérieur de la constellation. De plus, afin de préserver la distance minimale entre les symboles de constellation, les points intérieurs restent inchangés (à l'intérieur du cercle vert dans la figure).

Récemment, de nombreuses recherches ont porté sur l'utilisation de l'ACE pour réduire le PAPR du signal OFDM. Dans [81], les auteurs ont proposé un algorithme basé sur la technique d'écrêtage et de filtrage pour l'implémentation de l'ACE.

Dans [82], un nouvel algorithme ACE avec contrôle d'écrêtage adaptatif a été proposé. L'objectif principal de cet algorithme est d'atteindre le PAPR minimal lorsque le niveau d'écrêtage cible se trouve au-dessous d'une valeur optimale initialement inconnue, qui ne peut être obtenue avec la technique ACE basée sur l'écrêtage classique. Ainsi, dans [83], les auteurs proposent l'implémentation de l'ACE par le biais de l'algorithme SGP 'Smart Gradient-Projet'. L'algorithme SGP permet de converger plus rapidement, cependant, il dégrade légèrement le TEB.

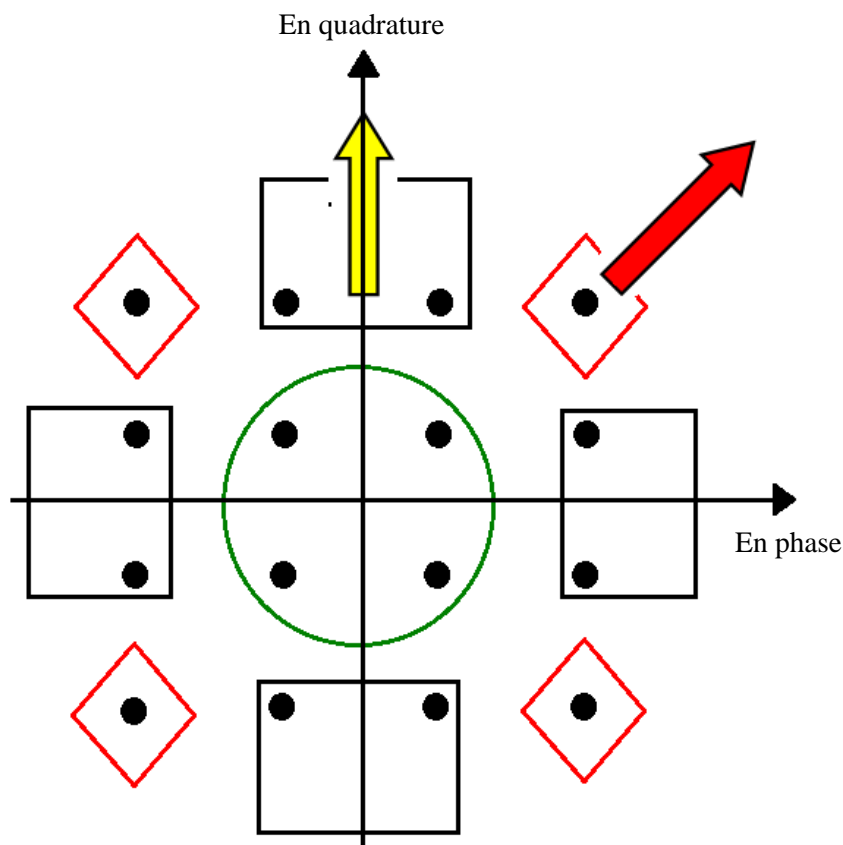


Figure III.17 : Principe de la technique ACE pour réduire le PAPR d'un signal FBMC/OQAM, avec QAM-16

La technique ACE sous toutes ses variantes a deux principaux inconvénients [58]:

- (a) Elle a des performances de réduction de PAPR très faibles pour des modulations à grands nombres d'états.
- (b) Le second inconvénient de la technique ACE est qu'elle augmente la puissance moyenne du signal à transmettre.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes caractéristiques d'un amplificateur de puissance (HPA) non linéaire, à savoir le rendement énergétique, le recul d'entrée IBO et le recul de sortie OBO. Puis, nous avons étudié les effets de ces deux derniers paramètres sur la performance en TEB, la constellation et sur le spectre du signal MCM à PAPR élevé. Dans une deuxième partie de ce chapitre, nous avons étudié le problème de PAPR élevé dans les systèmes basés sur les modulations MCM qui provoque des distorsions dans la bande et hors bande du signal utile. Dans un premier temps, nous avons donné la définition du PAPR, sa distribution et les critères approuvés pour les techniques de réduction de PAPR. Puis dans un deuxième temps, nous avons présenté les différentes techniques conventionnelles de réduction de PAPR qui sont les plus utilisées dans la littérature. Nous avons mis en évidence leurs principes et formulations mathématiques, ainsi que leurs avantages et inconvénients.

Le quatrième chapitre est consacré à notre contribution scientifique qui consiste à évaluer les performances de la technique FBMC par rapport à l'OFDM, et aussi de proposer une nouvelle technique de réduction de PAPR adaptée au système FBMC/OQAM.

Chapitre IV : Nouvelle technique de Réduction de PAPR pour le système FBMC/OQAM

IV.1. Introduction

Comme tout système multi-porteuse (MCM), FBMC/OQAM présente un facteur PAPR très élevé. Ce dernier détériore le signal en présence d'un amplificateur (HPA) non linéaire ce qui conduit à une repousse spectrale. Par conséquent, la propriété de localisation fréquentielle de l'FBMC/OQAM ne sera donc plus valable dans les systèmes de communication à PAPR élevé. Comme mentionné dans le chapitre III, plusieurs techniques ont été proposées pour réduire le PAPR dans les systèmes basés sur les modulations MCM. Cependant, ces techniques ont été essentiellement créées pour les signaux OFDM qui sont caractérisés par une orthogonalité complexe entre leurs symboles. De plus, avec une forme d'onde rectangulaire s'étalant sur une seule période de symbole T , les symboles OFDM sont indépendants et ne se chevauchent pas dans le domaine temporel [84]. Ce n'est pas le cas pour les signaux FBMC/OQAM. En fait, le filtre prototype utilisé dans cette nouvelle technique a une forme différente que celle de l'OFDM et sa longueur est fonction d'un facteur dit de recouvrement K multiplié par la période de symbole T , soit $L = KT$, avec $K > 1$, (dans le cas d'OFDM, $K = 1$). Par conséquent, tout symbole FBMC/OQAM se chevauche avec les K symboles suivants et les K symboles précédents. Vu cette nature différente de l'FBMC/OQAM, les techniques traditionnelles de réduction de PAPR ne peuvent s'appliquer d'une façon directe qu'après un certain traitement d'adaptation [53]. D'après la référence [85], ceci serait possible si on maintient une compatibilité avec l'architecture OFDM. Pour y parvenir, le système FBMC/OQAM doit être reformulé sous une structure polyphasée moins complexe, dans laquelle, le banc de filtres de synthèse (SFB) est basé sur une IDFT, tandis que le banc de filtres d'analyse (AFB) est basé sur une DFT [34]. C'est dans ce domaine de recherche que se situe notre travail.

IV.2. Etat de l'art sur les techniques de réduction de PAPR pour l'FBMC/OQAM

Récemment, plusieurs travaux ont étudié le problème de PAPR dans les systèmes FBMC/OQAM. Dans [86] Shixian Lu *et al* ont développé un nouveau schéma appelé « sliding window tone reservation (SW-TR) » en utilisant les tons de réduction de crête (PRT) de certains blocs de données consécutifs pour annuler les crêtes maximales dans une fenêtre. Le débordement hors bande éventuellement provoqué est également contrôlé par le chevauchement entre les fenêtres glissantes.

Dans [85], les auteurs proposent une méthode 'SLM' avec chevauchement (Overlapped-SLM) qui est une extension de l'SLM classique en tenant compte de la nature de chevauchement temporel des signaux FBMC/OQAM.

Nan Shi et Shouming Wei dans [87] ont suggéré une amélioration de la technique « Partial Transmit Sequences (PTS) », en optimisant les facteurs de pondération et en prenant en compte le chevauchement temporel inhérent au système FBMC/OQAM. En fait, un vecteur de rotation contenant les facteurs de pondération est optimisé en choisissant un vecteur qui minimise le plus possible le PAPR. De plus, en introduisant la propriété de chevauchement, l'approche donne de meilleurs résultats que la PTS traditionnelle en termes de réduction de PAPR.

Usman Rahim *et al* ont présenté dans [88] une étude comparative entre deux techniques de réduction de PAPR principalement conçues pour OFDM et appliquées directement à FBMC-4PAM. La première méthode est basée uniquement sur la technique de 'Clipping' utilisant un seuil prédéfini, tandis que la seconde applique la technique de fenêtrage avec différentes fenêtres après l'écrêtage. Les effets sur la repousse spectrale et les performances de TEB étaient très similaires à la fois dans les modèles OFDM et FBMC/OQAM.

Dans [89], N. van der Neut *et al.* ont proposé une nouvelle technique qui est en fait une évolution de la méthode dite « Smart-Gradient Project Active Constellation Extension (SGP-ACE) » appliquée à un ensemble de symboles FBMC/OQAM contigus pour compenser l'effet de chevauchement temporel. Cette technique surpasse celle classique de 2,6 dB en termes de réduction de PAPR.

S. Krishna *et al.* ont proposé dans [54] un nouveau diagramme appelé « Dispersive Tone Reservation (DTR) » qui améliore l'efficacité de la technique TR traditionnelle appliquée à l'OFDM. Cette technique utilise un algorithme itératif, dans lequel la structure chevauchante de l'FBMC/OQAM est prise en considération.

Une autre solution a été proposée par M. Laabidi *et al.* dans [90], qui est un diagramme hybride pertinent résultant de la fusion de deux techniques classiques: ACE-SGP et TR, afin d'assurer une meilleure performance par rapport à chacune d'elles séparée. La structure chevauchante de l'FBMC/OQAM a été considérée dans son algorithme. Le même groupe a également d'autres travaux dans ce sujet, ils ont proposé dans [85] une nouvelle variante appelée « Multi-Blocks Selective Mapping (MB-SLM) » qui a assuré une légère amélioration en termes de réduction de PAPR. Les mêmes auteurs ont aussi proposé dans [91] une nouvelle variante qui est une extension de la technique TR classique.

Han Wang *et al.* dans [92] ont proposé une technique hybride appelée « TR-PTS » qui tire profit du chevauchement temporel des symboles FBMC/OQAM. Ensuite, la proposition a été étendue sur de nombreux blocs pour obtenir un gain de 0.2 dB en réduction de PAPR.

Dans [93], Amnart H. *et al.* ont proposé une méthode PTS modifiée pour réduire le PAPR dans l'FBMC/OQAM. Cette méthode utilise les caractéristiques spéciales de la sortie IFFT dans le signal temporel, où la valeur de PAPR est modifiée cycliquement en fonction d'un modèle de données d'entrée, ce qui améliore le taux de réduction de PAPR.

Ji-Hyun Moon *et al.* ont proposé dans [94] une nouvelle technique appelée « Selected Data Utilization (SDU) » basée sur la technique PTS, qui tamponne les blocs de données pour tenir compte de la nature chevauchante des symboles FBMC/OQAM, puis optimise le bloc de données sélectionné dans chaque segment pour minimiser le PAPR maximum de tous les segments en utilisant un algorithme itératif. Cette technique a permis une amélioration d'environ 3 dB en réduction de PAPR.

Le principal inconvénient de toutes les techniques susmentionnées est la nécessité de transmettre une information latérale 'SI' (Side Information) au récepteur pour être en mesure de décoder les informations correctement. Par conséquent, si une SI est reçue avec erreur, tout le bloc de données correspondant va être perdu, ce qui entraîne une dégradation de TEB.

Dans ce chapitre nous proposons une nouvelle technique permettant de réduire considérablement le PAPR et qui s'adapte bien avec la structure chevauchante de l'FBMC/OQAM. De plus, elle n'exige aucune sorte d'information latérale à envoyer au récepteur. Cette technique est basée sur la transformée discrète de norme glissante (en anglais : Discrete Sliding Norm Transform), abrégée sous l'acronyme DSNT, en tant que traitement sérial après IDFT (post-IFFT).

IV.3. Signal FBMC/OQAM

La technique FBMC/OQAM est récemment proposée pour surpasser les limitations de l'OFDM dans les applications 5G que nous avons signalées dans le chapitre II (§II.2.6).

L'architecture générale du système FBMC/OQAM qu'on a utilisé dans notre travail est illustrée dans la figure IV.1, où on n'a présenté que le côté émetteur car le côté récepteur est exactement similaire avec des opérations inverses.

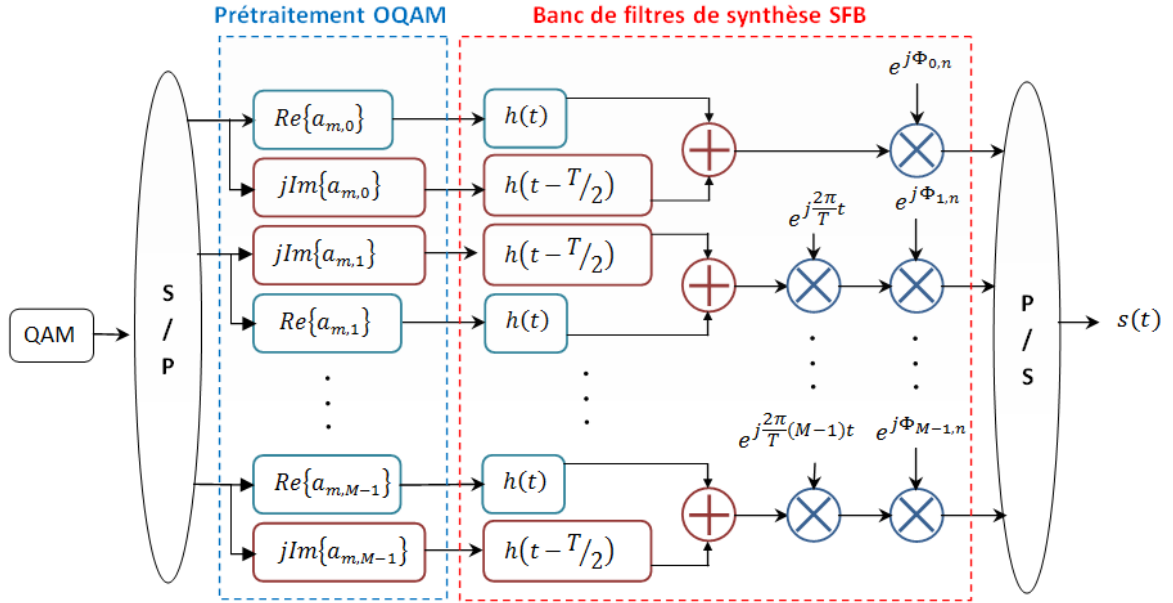


Figure IV.1 : Système FBMC/OQAM utilisé dans notre travail, côté émetteur

Dans nos simulations, nous allons considérer un filtre prototype très recommandée, conçu par la technique d'échantillonnage fréquentielle et proposé par M. Bellanger dans [32] comme étant une nouvelle forme d'onde utilisée par la suite dans le projet européen PHYDYAS.

Comme préciser dans [34] le nombre de filtres M est un nombre pair qui doit être choisi comme une puissance de 2 afin d'assurer une implémentation efficace (FFT). Dans les figures de simulations qui suivent, on a pris $M = 256$ ou bien 512. Sur chacune des M branches on multiplie le signal par une fonction de modulation appropriée puis par un terme de déphasage qui nous garantit la condition d'orthogonalité réelle entre les différentes sous porteuses. Enfin, l'agrégation de tous les signaux va produire le signal de sortie $s(t)$. Comme mentionné précédemment dans le chapitre II, le signal en temps continu, en bande de base, transmis par le système FBMC/OQAM est présenté par l'équation suivante :

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} \Gamma_{m,n}(t) \quad (IV.1)$$

avec :

$$\Gamma_{m,n}(t) = h(t - n\frac{T}{2})e^{j\frac{2\pi}{T}mt} e^{j\phi_{n,m}} \quad (IV.2)$$

où : le terme $\Gamma_{m,n}(t)$ représente les versions décalées en temps et en fréquence du filtre prototype $h(t)$. Le terme $\phi_{n,m}$ introduit des déphasages de $\pm \pi/2$ entre les symboles transmis pour assurer l'orthogonalité dans la partie réelle des symboles [5]. A la réception, le démodulateur est constitué de M filtres adaptés de synthèse qui sont également des versions décalées en temps et en fréquence du même filtre prototype $h(t)$ de PHYDYAS. Le signal démodulé y_{m_0,n_0} à la sous-porteuse m_0 , à l'instant n_0 , et en présence d'un canal parfait, est obtenu par le produit scalaire entre le signal reçu $r(t)$ (égal à $s(t)$ dans ce cas) et le filtre adapté décalé à la fréquence m_0 et à l'instant n_0 , d'où l'expression suivante :

$$\begin{aligned} y_{m_0,n_0} &= \langle s(t), \Gamma_{m_0,n_0}(t) \rangle \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \Gamma_{m_0,n_0}^*(t) dt \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} \int_{-\infty}^{+\infty} \Gamma_{m_0,n_0}(t) \Gamma_{m,n}^*(t) dt \\ &= a_{m_0,n_0} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} \sum_{\substack{m \\ (m,n) \neq (m_0,n_0)}} \int_{-\infty}^{+\infty} \Gamma_{m,n}(t) \Gamma_{m_0,n_0}^*(t) dt \end{aligned} \quad (IV.3)$$

où, Γ_{m_0,n_0}^* est le conjugué complexe de Γ_{m_0,n_0} .

IV.4. Chevauchement temporel des signaux FBMC/OQAM

Le filtre prototype PHYDYAS utilisé dans notre système s'étend sur une longueur égale à quatre fois la durée d'un symbole, soit $L_p = 4T$ (4 étant la valeur du facteur de recouvrement, K). Cette longueur du filtre entraîne un chevauchement entre les symboles FBMC/OQAM adjacents [54]. Puisque les symboles OQAM sont décalés entre eux par $T/2$, ceci implique que chaque symbole se chevauche avec les quatre précédents et les quatre suivants symboles, donc le chevauchement temporel affecte huit symboles consécutifs. La figure IV.2 montre huit symboles consécutifs qui se chevauchent dans le domaine temporel.

Dans la figure IV.2, nous pouvons observer que chaque symbole FBMC/OQAM s'étend sur $4.5T$, c'est à cause de l'utilisation des symboles OQAM. Par exemple, si on prend le symbole $sym_5(t)$ (marqué en vert), il est clair qu'il couvre quatre périodes et demi (en commençant à $4T$ et se terminant à $8.5T$). On peut aussi remarquer que la longueur du signal

de sortie correspondant à la transmission de huit symboles après le filtrage est égale à : $11.5T$. Pour généraliser, on peut dire que n'importe quel bloc de huit symboles de données s'étale sur un intervalle de : $[0, (8 - 1 + 4 + 0.5)T]$, que l'on peut généraliser par : $[0, (Q - 1 + K + 0.5)T]$, où : Q est le nombre des symboles qui se chevauchent et K le facteur de recouvrement.

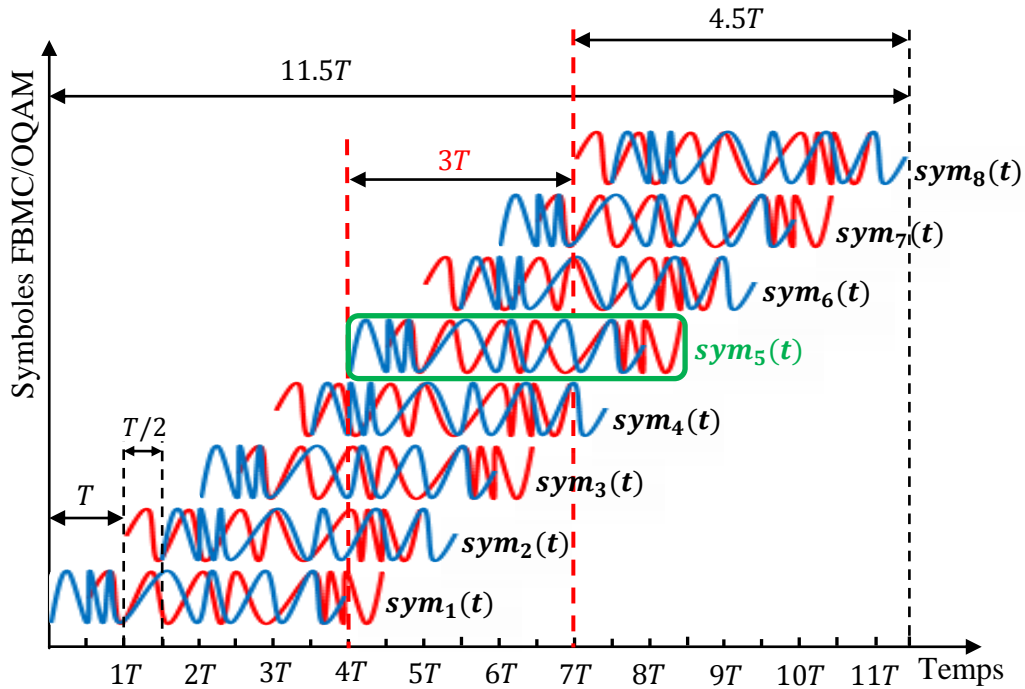


Figure IV.2 : Chevauchement entre les symboles FBMC/OQAM

Le PAPR doit donc être calculé symbole par symbole, et pour chaque symbole nous devons prendre en compte son chevauchement avec les quatre qui le précèdent [57].

IV.5. Calcul de PAPR pour le système FBMC/OQAM

Comme déjà défini dans le chapitre III, le PAPR d'un signal OFDM est le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne du signal pendant un intervalle de période $[0, T]$. Puisque le débit symbole est préservé que ce soit pour OFDM ou pour FBMC/OQAM (envoi d'un symbole dans chaque période T), nous maintiendrons la même définition du PAPR pour FBMC/OQAM, avec la seule différence qui réside dans la période sur laquelle il est calculé [57]. D'après la figure II.17 du chapitre II, on constate bien que la grande partie d'énergie d'un symbole FBMC/OQAM se situe dans les deux périodes symbole suivants, ceci est dû au chevauchement temporel susmentionné. Sur la base de cette conclusion, on va calculer le PAPR au niveau du symbole $sym_5(t)$ de la figure IV.2, sur une période de $3T$ au lieu de T

(période délimitée par les deux lignes rouges de la figure IV.2), l'état transitoire du signal étant négligé. Ainsi, le PAPR au niveau du symbole $sym_5(t)$ peut être défini par l'expression suivante :

$$PAPR_{T_5}^{sym_5(t)} = \frac{\max_{t \in T_5} |sym_5(t)|^2}{\frac{1}{T_5} \int_{T_5} |sym_5(t)|^2 \cdot dt} \quad (IV.4)$$

avec : $T_5 = [4T, 4T + 3T]$.

L'expression IV.4 représente la valeur instantanée du PAPR (à l'instant t) au niveau d'un symbole FBMC/OQAM en tenant compte de la structure chevauchante de cette technique. Pour calculer le PAPR d'un signal composé de plusieurs symboles, on fait la moyenne sur le nombre de symboles. Soit L le nombre total de symboles qui se chevauchent, le PAPR global est défini donc par :

$$PAPR = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \frac{\max_{t \in T_l} |sym_l(t)|^2}{\frac{1}{T_l} \int_{T_l} |sym_l(t)|^2 \cdot dt} \quad (IV.5)$$

avec : $T_l = [(l-1)T, (l-1)T + 3T]$, est la période de chevauchement.

IV.6. Techniques proposée pour réduire le PAPR dans FBMC/OQAM

Dans cette section, nous exposons quelques techniques de réduction de PAPR dans un système FBMC/OQAM à savoir SLM, TR, PTS et ACE-SGP. Ensuite, nous présentons notre technique proposée (DSNT), afin de pouvoir comparer ses performances avec des techniques conventionnelles proposées dans des travaux passés.

IV.6.1. Technique SLM conçue pour FBMC/OQAM

Dans [53] les auteurs ont proposé une technique appelée DSLM adaptée au système FBMC/OQAM, où chaque vecteur de symbole d'entrée sym_n est soumis à une rotation de phase avec U différents vecteurs d'entrée pour aboutir à : $\{sym_n^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$. Afin de trouver la rotation optimale pour tout symbole FBMC/OQAM, le chevauchement de ses quatre symboles précédents est pris en considération. Pour cela, DSLM suit l'algorithme suivant :

Etape 1- Initialisation : génération de N vecteurs symboles complexes d'entrée, soient $\{sym_n\}_{n=0}^{N-1}$, ainsi que U vecteurs de rotation de phase $\{\phi^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$ de longueur M chacun.

Etape 2- Rotation de phase : le $n^{ième}$ vecteur symbole d'entrée sym_n est soumis à une rotation de phase avec U différents vecteurs de rotation de phase $\{\phi^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$ ce qui donne :

$$sym_n^{(u)} = sym_n \cdot \phi^{(u)}, \quad 0 \leq u \leq U - 1 \quad (IV.6)$$

Etape 3- Modulation FBMC/OQAM : effectuer la modulation FBMC/OQAM sur tous les composants du $n^{i\grave{e}me}$ vecteur symbole d'entrée, soit :

$$sym_n^{(u)}(t) = \underbrace{\sum_{n'=0}^{2n-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{n',m}^{(u_{min}^n)} p\left(t - n' \frac{T}{2}\right) e^{j\frac{2\pi}{T}mt} e^{j\varphi_{n',m}}}_{\text{symboles précédents chevauchants}} + \underbrace{\sum_{n'=2n}^{2n+1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{n',m}^{(u)} p\left(t - n' \frac{T}{2}\right) e^{j\frac{2\pi}{T}mt} e^{j\varphi_{n',m}}}_{\text{symbole actuel}} \quad (IV.7)$$

Etape 4- Calcul du PAPR partiel : calculer le PAPR partiel de $sym_n^{(u)}(t)$ sur l'intervalle $T_0 = [nT + T_a, nT + T_b]$ qui est un intervalle arbitraire dans l'intervalle $[nT, nT + 4.5T]$ par l'expression :

$$PAPR_{T_0}^{(u)} = \frac{\max_{t \in T_0} |sym_n^{(u)}(t)|^2}{\frac{1}{T_0} \int_{T_0} |sym_n^{(u)}(t)|^2 \cdot dt} \quad (IV.8)$$

avec : $T_a \geq 0$ et $T_b < 4.5T$

Etape 5- Sélection : parmi les $PAPR_{T_0}^{(u)}$, on choisit l'indice u du signal ayant le PAPR minimum, par le critère suivant :

$$u_{min}^n = \arg \min_{0 \leq u \leq U-1} [PAPR_{sym_n^{(u)}(t)}], \quad t \in T_0 \quad (IV.9)$$

Le choix de l'intervalle T_0 lors du calcul partiel du PAPR joue un rôle essentiel dans l'amélioration des performances de réduction des pics.

Etape 6- Mise-à-jour : on met à jour le vecteur de symbole d'entrée qui se chevauche actuellement :

$$sym_n^{(u_{min}^n)} = sym_n \cdot \phi^{(u_{min}^n)} \quad (IV.10)$$

Le symbole d'entrée qui a été soumis à une rotation avec $\phi^{(u_{min}^n)}$ est considéré comme étant optimal.

Etape 7- Incrémentation : incrémenter la valeur de n par 1 et aller à l'étape 2.

L'algorithme doit être suivi jusqu'à atteindre la fin du signal (le dernier symbole). Cet algorithme se déroule d'une façon itérative permettant une amélioration du PAPR calculé à chaque cycle de boucle. Ainsi, sur un nombre important d'itération on abouti à une formule qui prend en compte la structure chevauchante du signal et ça permet donc une considérable réduction de PAPR [53].

IV.6.2. Technique TR conçue pour FBMC/OQAM

Dans [54] et [57], les auteurs ont proposé une technique TR de réduction de PAPR adaptée pour le système FBMC/OQAM en tenant compte de sa nature chevauchante. Le fonctionnement de cette technique suit les étapes de l'algorithme suivant :

Etape 1 : initialiser le signal FBMC/OQAM dans le domaine temporel : $s_n^i = |s_n^i|e^{j\theta_n}$ ainsi que la valeur du nombre d'itération 'Itr' ;

Etape 2 : dans le régime stable du signal FBMC/OQAM, déterminer l'échantillon E^i d'amplitude maximale et son emplacement n_{max} par :

$$\begin{cases} E^i = \max |s_n^i| \\ n_{max} = \operatorname{argmax} |s_n^i| \end{cases} \quad (IV.11)$$

où : $n \in [L_g + 1: (N_{sym} - 1)M]$, L_g est la longueur du filtre, M nombre des sous porteuses, et N_{sym} le nombre de symboles FBMC/OQAM à transmettre ;

Etape 3 : écrêter s_n en utilisant un seuil prédéfini A , pour obtenir le signal écrêté r_n suivant :

$$r_n = \begin{cases} s_n^i, & |s_n^i| \leq A \\ Ae^{j\theta_n}, & |s_n^i| > A \end{cases} \quad (IV.12)$$

Etape 4 : calculer la portion écrêtée du signal par :

$$c_{ecr} = r_n - s_n^i \quad (IV.13)$$

Etape 5 : démoduler le signal d'écrêtage c_{ecr} pour obtenir C_{ecr} ;

Etape 6 : garder uniquement les composants de C_{ecr} qui figurent dans les positions PRT et forcer le reste à zéro ;

Etape 7 : moduler le C_{ecr} résultant pour obtenir le signal de correction c ;

Etape 8 : calculer le nouveau signal FBMC/OQAM dans le domaine temporel par :

$$s_n^{i+1} = s_n^i + c_m \quad (IV.14)$$

où : $n \in [(K + 1)M: N_{sym} M]$ et $m \in [(K + 4)M: (N_{sym} - 1)M + L_g]$

L'algorithme doit se déroulé jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de valeur à écrêter ou que le nombre d'itérations 'Itr' expire.

IV.6.3. Technique PTS conçue pour FBMC/OQAM

La technique PTS classique a été adaptée pour le système FBMC/OQAM dans [95], [87] et [93]. Les blocs de données X sont divisés en U sous-blocs $X(u)$, avec $u = 1, 2, \dots, U$.

Chaque bloc ne partage aucune porteuse et chaque porteuse ne peut choisir qu'un seul sous-bloc, les données des autres sous-blocs à la position correspondante sont mises à zéro. Puis introduire le vecteur de pondération p pour faire des rotations aux sous-blocs. Dans le domaine fréquentiel on aura :

$$X = \sum_{u=1}^U p^{(u)} X^{(u)} \quad (IV.15)$$

Soit $x^{(u)}$ l'IDFT de $X^{(u)}$, on aura donc dans le domaine temporel :

$$x = \sum_{u=1}^U p^{(u)} x^{(u)} \quad (IV.16)$$

L'idée de PTS est de trouver un vecteur de rotation approprié p pour réduire le PAPR de x comme suit :

$$p = \arg \min_p \left(\max \left| \sum_{u=1}^U p^{(u)} x^{(u)} \right| \right) \quad (IV.17)$$

Maintenant, on doit prendre en compte le chevauchement du système FBMC/OQAM à M sous-porteuses. La longueur de chaque symbole est KM , avec $K = 4$ c'est le facteur de recouvrement. On considère le chevauchement de chaque symbole avec ses $K - 1$ symboles précédents, car ils vont subir le PAPR en même temps. Notons x_p la partie de chevauchement du symbole actuel x_k avec les $K - 1$ symboles précédents, ce qui signifie :

$$x_p = \sum_{i=3M}^{4M-1} x_{k-3}(i) + \sum_{i=2M}^{4M-1} x_{k-2}(i) + \sum_{i=M}^{4M-1} x_{k-1}(i) \quad (IV.18)$$

En fait, x_p est la partie du signal qui chevauche le symbole actuel.

L'équation IV.17 doit être modifiée et devient donc :

$$p = \arg \min_p \left(\max \left| x_p + \sum_{u=1}^U p^{(u)} x^{(u)} \right| \right) \quad (IV.19)$$

Par ce traitement qui prend en considération le chevauchement interne du signal FBMC/OQAM, cette technique assure un gain de réduction comparable à celui assuré par la technique classique appliquée sur un signal OFDM [95].

IV.6.4. Technique ACE/SGP conçue pour FBMC/OQAM

Dans la référence [89] les auteurs ont proposé une version de l'ACE/SGP adaptée à la modulation FBMC/OQAM. L'implémentation de cette méthode est réalisée suivant un

algorithme qui prend en compte le chevauchement des symboles constituant le signal FBMC/OQAM. Les étapes de cet algorithme sont :

Etape 1 : initialiser le signal FBMC/OQAM dans le domaine temporel : $s_n^i = |s_n^i|e^{j\theta_n}$;

Etape 2 : dans le régime stable du signal FBMC/OQAM, déterminer l'échantillon E^i ayant l'amplitude la plus grande ainsi que sa position n_{max} par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} E^i = \max |s_n^i| \\ n_{max} = \operatorname{argmax} |s_n^i| \end{cases} \quad (IV.20)$$

où : $n \in [L_g + 1: (N_{sym} - 1)M]$, L_g est la longueur du filtre, M nombre des sous porteuses, et N_{sym} le nombre de symboles FBMC/OQAM à transmettre ;

Etape 3 : écrêter s_n par un certain seuil prédéfini A , pour obtenir le signal écrêté r_n suivant :

$$r_n = \begin{cases} s_n^i, & |s_n^i| \leq A \\ Ae^{j\theta_n}, & |s_n^i| > A \end{cases} \quad (IV.21)$$

Etape 4 : calculer la partie écrêtée du signal par l'expression :

$$c_{ecr} = r_n - s_n^i \quad (IV.22)$$

Etape 5 : démoduler le signal d'écrêtage c_{ecr} pour avoir C_{ecr} ;

Etape 6 : respecter la contrainte ACE en ne conservant que les composants de C_{ecr} qui se trouvent dans des directions d'extension adéquates pour les constellations d'un sous-canal donné, et fixer toutes les directions restantes à zéro pour conserver la distance minimale entre les points de constellation.

Etape 7 : moduler le C_{ecr} résultant pour obtenir le signal correcteur c ;

Etape 8 : déterminer la taille minimale du pas $\mu_{min}^{(i)}$ par l'expression :

$$\mu_{min}^{(i)} = \min_n \left[\frac{E^i - |s_n^i|}{C_{proj}^{(n)} - C_{proj}^{(n_{max})}} \right] \quad (IV.23)$$

où : $C_{proj}^{(n)}$ est la projection de chaque échantillon c_n^i suivant l'angle de phase de s_n^i , qui se calcule par : $C_{proj}^{(n)} = \frac{|\Re(s_n^i c_n^{i*})|}{|s_n^i|}$.

Etape 9 : calculer le nouveau signal temporel FBMC/OQAM mis à l'échelle par le signal correcteur c , comme suit :

$$s_n^{i+1} = s_n^i + \mu_{min}^{(i)} c_m \quad (IV.24)$$

où : $n \in [(K + 1)M: N_{sym} M]$ et $m \in [(K + 4)M: (N_{sym} - 1)M + L_g]$

L'algorithme doit être répété jusqu'à ce qu'on atteigne le PAPR acceptable ou que le nombre maximal d'itérations expire.

Cette technique peut atteindre une réduction de PAPR de 4 dB juste pour un nombre d'itération égale à 2, un gain qui peut s'améliorer pour un nombre d'itération plus important [57].

IV.6.5. Technique proposée pour la réduction de PAPR d'un système FBMC/OQAM

La technique basée sur la transformé à norme glissante discrète DSNT (Discrete Sliding Norm Transform) est l'une des techniques utilisées pour réduire le PAPR des signaux à porteuses multiples. Dans [96], les auteurs ont proposé cette technique pour un système OFDM à découpage asymétrique pour les communications optiques, dans lequel une réduction de PAPR d'environ 50% a été atteinte. De même dans [97], la technique DSNT est utilisée pour la réduction de PAPR dans un système basé sur l'OFDM.

Dans la figure IV.3, nous présentons notre schéma bloc qu'on a proposé en vue de réduire le PAPR dans un système FBMC/OQAM.

Dans ce schéma, qu'on a appelé FBMC/OQAM-DSNT, en émission, les données binaires sont modulées dans le bloc « QAM Mod », puis modulées en FBMC/OQAM par le banc de filtres de synthèse (SFB). Le bloc « PPN » désigne la structure de réseau polyphasé appelée aussi la forme de 'type 1' du banc de filtres de synthèse qu'on a utilisé pour éviter des calculs inutiles et donc réduire la complexité du système globale. Ensuite, le bloc DSNT est placé juste après le bloc P/S (Parallel-to-Serial) pour revenir à la forme série du signal, car la technique DSNT fonctionne en série [96]. Ceci permet d'avoir des signaux à faible fluctuations (PAPR réduit) afin de ne pas saturer l'Amplificateur à Haute Puissance (HPA). Le bloc « DAC » s'agit d'un convertisseur numérique-vers-analogique qui est indispensable car le HPA est un composant analogique.

A la réception, on doit effectuer le traitement inverse qui consiste en : la conversion analogique-vers-numérique puis le bloc $DSNT^{-1}$ qui réalise la transformation inverse de DSNT, il est placé juste avant le bloc S/P (Serial-to-Parallel). Ensuite, le bloc PPN^{-1} donnant la forme moins complexe du banc de filtres d'analyse (AFB) réalisant la démodulation FBMC/OQAM, puis le bloc « QAM Démod » qui démodule le signal pour récupérer les données binaires transmises.

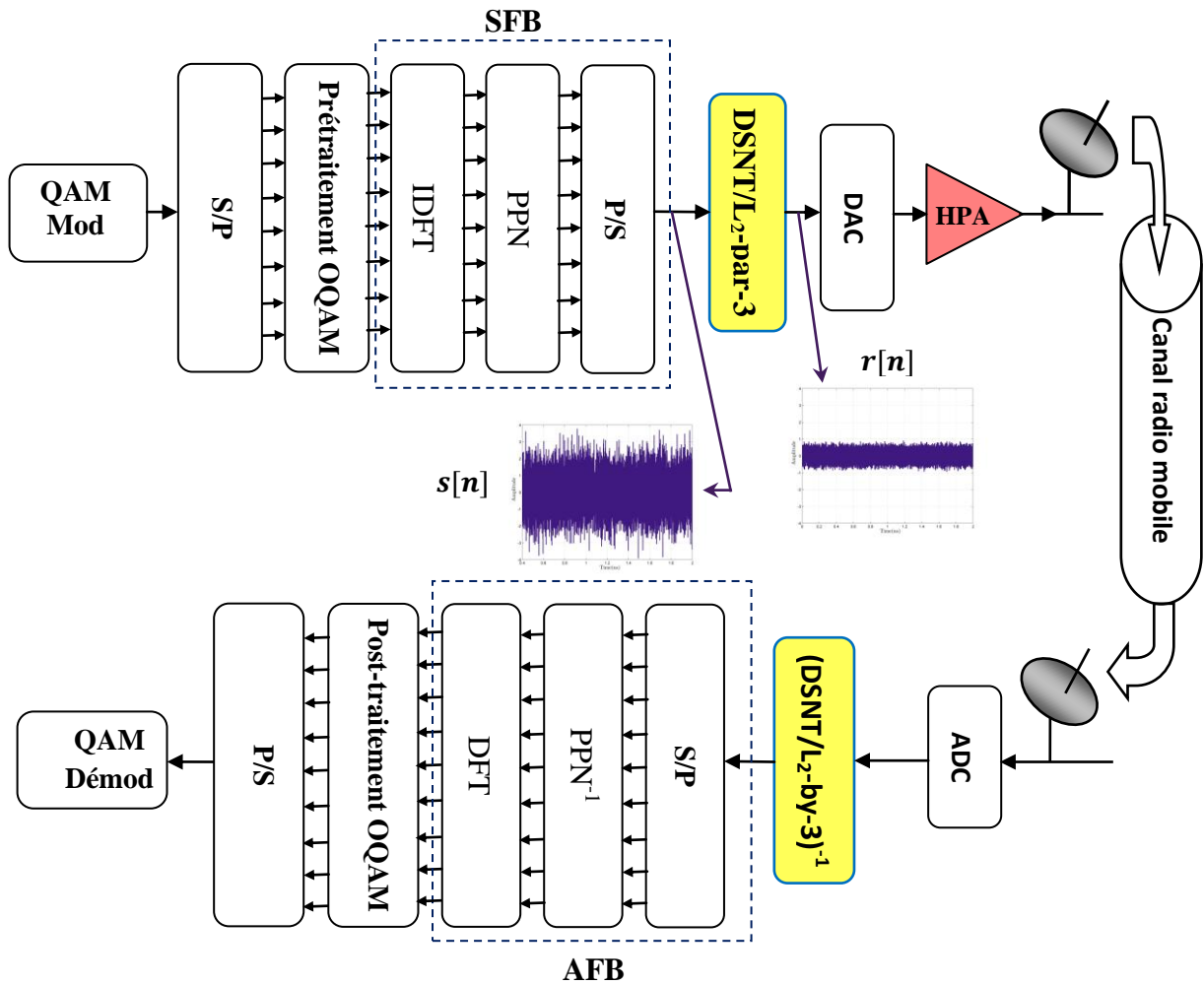


Figure IV.3 : Schéma bloc du système FBMC/OOAM-DSNT proposé

IV.6.5.1. Principe général de la technique DSNT L_P -by- N

La technique DSNT est facilement implémentée à la fois du côté émetteur et du côté récepteur et peut être appliquée à des signaux de toute longueur. Dans ce qui suit, on va définir d'une façon générale la technique dite « DSNT ».

Soit \mathbf{x} un vecteur de données réelles avec N échantillons, $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$. La P ème norme de \mathbf{x} est définie par :

$$\|\mathbf{x}\|_p = \left(\sum_{k=0}^{N-1} x_k^p \right)^{1/p}, \quad p \geq 1 \quad (IV.25)$$

La transformation $\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{y}$, basée sur la P ème norme en utilisant une fenêtre de glissement de N échantillons, est donnée par la relation suivante :

$$x_n \rightarrow y_n = \frac{x_n}{\sqrt[2]{\sum_{k=0}^{N-1} x_k^2}}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (IV.26)$$

Dans notre travail on va s'intéresser par le cas particulier avec $P = 2$, la transformation est dite alors de norme L_2 , et on la note par :

$$\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{y} = L_2 \mathbf{x} \quad (IV.27)$$

Les échantillons du vecteur \mathbf{y} se calculent par l'expression suivante :

$$y_n = \begin{cases} x_0, & n = 0 \\ \frac{x_n}{\sqrt{\sum_{k=0}^n x_k^2}}, & n = 1, 2, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (IV.28)$$

C'est une transformation non-linéaire discrète de norme L_2 à une fenêtre glissante de N échantillons, d'où son nom : « $DSNT L_2 - by - N$ ». Elle est composée de deux parties : pour l'échantillon d'indice $n = 0$, et pour les échantillons des indices restants ($n = 1, 2, \dots, N - 1$). La valeur x_0 est une valeur initiale du signal, calculée séparément des autres valeurs, elle est définie par :

$$x_0 = \|\mathbf{x}\|_2 = \sqrt{x_0^2 + x_1^2 + \dots + x_{N-1}^2} \quad (IV.29)$$

Notons que la transformation s'effectue échantillon-par-échantillon.

La technique $DSNT L_2 - by - N$ est réversible et la reconstruction du vecteur \mathbf{x} à partir de \mathbf{y} est donc possible en utilisant la formule récursive suivante [97] :

$$x_n = y_n \cdot \sqrt{\frac{1}{1 - y_n^2} \sum_{k=0}^{n-1} x_k^2}, \quad n = 1, 2, \dots, N - 1 \quad (IV.30)$$

Par conséquent, pour reconstruire \mathbf{x} , on doit supposer que la première composante de la transformation est $x_0 = y_0$, ce qui conduit à la transformation suivante :

$$\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T \rightarrow L_2 \mathbf{x} = \mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T \quad (IV.31)$$

La transformation point-à-point peut aussi être définie par le transfert de l'énergie totale du signal à la première composante, soit :

$$\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T \rightarrow \mathbf{y} = [\|\mathbf{x}\|_2, y_1, \dots, y_{N-1}]^T \quad (IV.32)$$

Dans ce cas, le vecteur original peut être reconstruit en commençant par $n = N - 1$. En effet, la valeur originale de la dernière composante du vecteur est calculée par :

$$x_{N-1} = y_{N-1} \cdot y_0 = y_{N-1} \cdot \|\mathbf{x}\|_2 \quad (IV.33)$$

Pour calculer les échantillons restants, on doit d'abord réécrire l'équation IV.28 comme suit :

$$x_n \rightarrow y_n = \frac{x_n}{\sqrt{y_0^2 - [x_{N-1}^2 + x_{N-2}^2 + \dots + x_{n+1}^2]}}, \quad n = 1, 2, \dots, N - 1 \quad (IV.34)$$

Les échantillons x_0, x_1, \dots, x_{N-1} de la transformation inverse peuvent donc être calculés par la formule récursive suivante :

$$x_n = y_n \sqrt{y_0^2 - [x_{N-1}^2 + x_{N-2}^2 + \dots + x_{n+1}^2]}, \quad n = N-2, N-3, \dots, 2, 1 \quad (IV.35)$$

en prenant comme valeur initiale :

$$x_0 = \sqrt{y_0^2 - [y_{N-1}^2 - y_{N-2}^2 - \dots - y_1^2]} \quad (IV.36)$$

IV.6.5.2. Principe de DSNT L_2 -par-3

La technique *DSNT L_2 - par - 3* constitue un cas particulier de la transformation susmentionnée. C'est la technique qu'on a utilisée pour réduire les fluctuations du signal FBMC/OQAM. Elle est basée sur la norme L_2 avec une fenêtre glissante de '3' échantillons voisins.

Soit le vecteur réel $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$ avec une longueur de N échantillons, qui constitue le signal FBMC/OQAM à transmettre (voir la figure IV.3). Ce signal étant la sortie d'un système à modulation multi-porteuse, il présente un PAPR très élevé. Pour réduire le PAPR de ce signal, le vecteur \mathbf{x} à la sortie du modulateur FBMC/OQAM peut être transformé en un autre vecteur réel $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T$ en utilisant une normalisation variable glissante sur trois échantillons successifs, x_{n-1}, x_n et x_{n+1} comme suit :

$$\|x_{n-1}, x_n, x_{n+1}\|_2 = \sqrt{x_{(n-1)_N}^2 + x_{(n)_N}^2 + x_{(n+1)_N}^2 + \alpha}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (IV.37)$$

où : $(.)_N$ désigne modulo N pour les indices des échantillons du signal d'entrée. Pour $n = 0$, $x_{n-1} = x_{N-1}$. De même, pour $n = N-1$, $x_{n+1} = x_0$. Par conséquent, x_0 est converti par x_{N-1}, x_0 et x_1 , tandis que x_{N-1} sera converti par x_{N-2}, x_{N-1} et x_0 , sous une forme circulaire.

Le paramètre α , permet d'ajuster le PAPR de la sortie de transformation. C'est-à-dire que la même entrée est transformée en sortie avec différentes valeurs de PAPR suivant la valeur de α . D'après [97], pour garantir une meilleure puissance moyenne de transmission, on prend des valeurs de α entre 0,4 et 0,7, par contre, pour avoir un taux maximum de réduction on prend $\alpha = 0$. La transformée est donc définie par [97] :

$$y_n = \frac{x_{(n)_N}}{\sqrt{x_{(n-1)_N}^2 + x_{(n)_N}^2 + x_{(n+1)_N}^2 + \alpha}} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (IV.38)$$

Pour rétablir le signal original au niveau de la réception, *DSNT L_2 - par - 3* est une fonction réversible, et la reconstruction du vecteur \mathbf{x} à partir de \mathbf{y} est possible via une formule inverse notée par : $(DSNT L_2 - par - 3)^{-1}$.

Par définition de la transformée, on peut admettre que : $sign(x_n) = sign(y_n)$, $\forall n \in [0, N - 1]$, et $y_n = 0$ si et seulement si $x_n = 0$. On va supposer dans un premier temps que tous les $y_n \neq 0$. L'application de *DSNT* $L_2 - par - 3$ sur le vecteur \mathbf{x} (de longueur N), constitue un système d'équations linéaires à N inconnus qui sont les carrés de x_n . D'après la référence [97], le vecteur \mathbf{x} peut être reconstruit en résolvant ce système d'équations qui peuvent s'écrire sous une forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \lambda_0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & \lambda_1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \lambda_2 & 1 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 1 & \lambda_{N-2} & 1 \\ 1 & 0 & \lambda_2 & 0 & 1 & \lambda_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0^2 \\ x_1^2 \\ x_2^2 \\ \vdots \\ x_{N-2}^2 \\ x_{N-1}^2 \end{bmatrix} = 0 \quad (IV.39)$$

où : $\lambda_n = 1 - \frac{1}{y_n^2}$. Le système d'équations IV.39 est de forme $AX = 0$, où, A est une matrice de type tri-diagonale périodique. Le signal original x_n peut donc être reconstruit par une expression simplifiée donnée dans [97] par :

$$x_n = (\sqrt{x_n^2})sign(y_n) \quad (IV.40)$$

La transformée *DSNT* $L_2 - par - 3$ est appliquée sur le signal FBMC/OQAM après l'opération de IDFT pour réduire les fluctuations de ce signal. L'avantage de la technique proposée par rapport à beaucoup d'autres approches susmentionnées est qu'elle n'exige pas d'information latérale à transmettre au récepteur. En effet, c'est juste un traitement appliqué sur le signal transmis, et à la réception on applique le traitement inverse sur le signal reçu. De plus, vu son traitement qui s'effectue échantillon par échantillon et d'une manière séquentielle sur une fenêtre de glissement de seulement trois échantillons, ainsi qu'elle opère après IDFT (domaine temporel) et après le bloc P/S (sommation), la technique proposée peut tenir en considération le chevauchement interne entre les symboles FBMC/OQAM dans le calcul du PAPR, ce qui lui permet un taux de réduction plus important.

IV.6.5.3. Implémentation numérique de DSNT L_2 -by-3

L'implémentation numérique de cette technique nécessite d'utiliser la forme échantillonnée du signal FBMC/OQAM (équation II.22 du chapitre II), ainsi d'étudier le signal sur une durée limitée. En émission, le bloc *DSNT* $L_2 - par - 3$ est inséré juste après la sommation des signaux pour diminuer les fluctuations du signal résultant. Ce bloc fonctionne suivant l'algorithme ci-dessous :

Etape 1 : Initialiser un compteur $j = 0$; puis, entrer le signal à transmettre x_n , soit :

$$x_n = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k \in \mathbb{Z}} a_{m,k} g_{m,k}[n] \quad (IV.41)$$

avec : $g_{m,k}[n] = a_{m,k} g[n - kM/2] e^{j\frac{2\pi}{M}m n} e^{j\varphi_{m,k}}$ est le banc de M filtres de synthèse décalés en temps et en fréquence, et $n = 1, \dots, N$;

Etape 2 : déterminer le vecteur p_1 de trois échantillons successifs suivant :

$$p_1 = [x_N, x_1, x_2] \quad (IV.42)$$

Etape 3 : calculer la norme de métrique 2 du vecteur p_1 par :

$$N_{p_1} = \sqrt{x_N^2 + x_1^2 + x_2^2} \quad (IV.43)$$

Etape 4 : déterminer la première valeur du signal de sortie par :

$$y_1 = x_1/N_{p_1} \quad (IV.44)$$

Etape 5 : déterminer le vecteur p_N de trois échantillons successifs suivant :

$$p_N = [x_{N-1}, x_N, x_1] \quad (IV.45)$$

Etape 6 : calculer la norme de métrique 2 du vecteur p_N par :

$$N_{p_N} = \sqrt{x_{N-1}^2 + x_N^2 + x_1^2} \quad (IV.46)$$

Etape 7 : déterminer la dernière valeur du signal de sortie par :

$$y_N = x_N/N_{p_N} \quad (IV.47)$$

Etape 8 : pour $i = j + 2$, déterminer le vecteur p_i de trois échantillons successifs suivant :

$$p_i = [x_{i-1}, x_i, x_{i+1}] \quad (IV.48)$$

Etape 9 : calculer la norme de métrique 2 du vecteur p_i par :

$$N_{p_i} = \sqrt{x_{i-1}^2 + x_i^2 + x_{i+1}^2} \quad (IV.49)$$

Etape 10 : déterminer la $i^{\text{ième}}$ valeur du signal de sortie par :

$$y_i = x_i/N_{p_i} \quad (IV.50)$$

Etape 11 : si $i < N - 1$, incrémenter j et aller à l'étape 8, sinon sortir de la boucle, fin d'algorithme.

A la réception, on doit revenir au signal original en appliquant le traitement inverse, ceci est assuré par le bloc $(DSNT L_2 - par - 3)^{-1}$ visible dans la figure IV.3. Cette opération s'effectue en suivant les étapes de l'algorithme ci-dessous :

Etape 1 : Initialiser un compteur $i = 0$; puis, entrer le signal estimé à l'entrée du récepteur, soit :

$$\hat{y}_n = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k \in \mathbb{Z}} \hat{a}_{m,k} f_{m,k}[n] \quad (IV.51)$$

avec : $f_{m,k}[n] = \hat{a}_{m,k} f[n - kM/2] e^{j \frac{2\pi}{M} m n} e^{j \varphi_{m,k}}$ est le banc de M filtres d'analyse décalés en temps et en fréquence, et $n = 1, \dots, N$;

Etape 2 : pour tout $\hat{y}_n[i] = 0$, faire $x_n[i] = 0$, et incrémenter i .

Etape 3 : garder le signe de x_n par l'expression :

$$Abs[i] = \sqrt{x_n[i]^2} \quad (IV.52)$$

Etape 4 : pour tout $y_n[i] \neq 0$ faire :

$$x_n[i] = Abs[i] \times sign(y_n[i]), \quad i = 0, 1, \dots, N \quad (IV.53)$$

L'algorithme doit être répété jusqu'à la fin du signal (dernier symbole de données).

IV.6.5.4. Complexité de DSNT L₂-by-3

La complexité de calcul est un problème important qui détermine la puissance consommée par le processeur de la machine numérique. Par conséquent, il est important d'analyser la complexité de calcul des mécanismes ajoutés pour réduire le PAPR. Généralement, les techniques de réduction de PAPR pour FBMC/OQAM ont un ordre de complexité relativement élevé en raison de la nature chevauchante de FBMC. En effet, la modification des symboles discrets afin de réduire le PAPR nécessitent un traitement de signal supplémentaire [89]. D'après [97], L₂-by-3 nécessite : '3' opérations de multiplication, '3' additions, '1' racine carrée et '1' division, et toutes ces opérations sont réelles, effectuées pour chaque échantillon du signal d'entrée. La racine carrée est effectuée en utilisant le développement en série de Taylor, ce qui nécessite 11 multiplications et 5 additions. Tandis que pour la division, elle exige 8 multiplications et 5 additions. Au total, on a donc 22 multiplications et 13 opérations d'addition. En FBMC/OQAM, on a transmission des deux parties, réelles et imaginaires du signal d'entrée, avec un décalage de $T/2$ entre elles, la complexité totale par échantillon est donc de 44 multiplications et de 26 additions. De plus, on doit tenir compte du suréchantillonnage qui aura lieu au niveau du SFB, que l'on va prendre égale à $L/2$, où L est le nombre de sous-porteuses.

Pour évaluer la complexité de calcul de la technique proposée, le tableau IV.1 illustre les différentes complexités des techniques citées auparavant (SLM [53], PTS [95]), ainsi que celle de la technique proposée (DSNT L₂-par-3), où le nombre d'opérations réelles de multiplication et d'addition est considéré.

Tableau IV.1: Complexité de calcul de SLM, PTS et L₂-by-3 DSNT

<i>Technique</i>	<i>Nombre de multiplications et d'additions réelles</i>
SLM	$M.N.U[(1/2).log_2(N) + d + 5]$
PTS	$M.N[(1/2).log_2(N/V+4V+dVW)+d(1-1/M)W^{2V}]$
L₂-by-3 DSNT	$70.M.N.(L/2)$

où :

- ✓ Pour SLM : M est le nombre de symboles, U est le nombre de vecteurs de rotation, N désigne le nombre de points IFFT, et d , une constante qui représente le nombre d'intervalles de symboles successifs pris en compte dans le calcul.
- ✓ Pour PTS, W est le nombre de phases candidates pour un bloc parmi lesquelles on peut choisir. V représente le nombre de séquences partielles (sous-blocs).
- ✓ Pour L₂-by-3 DSNT, M est le nombre de symboles, N : désigne le nombre de points IFFT, et L facteur de suréchantillonnage.

IV.7. Résultats de simulation

IV.7.1. Environnement des simulations

Dans cette section, nous allons présenter des figures de simulation pour voir les performances obtenues avec le système FBMC/OQAM, en utilisant le filtre PHYDYAS avec une longueur égale à $KN - 1$, où $K = 4$ est le facteur de recouvrement et $N = 256$ ou 512 est le nombre de sous-porteuses (que ce soit pour OFDM ou pour FBMC/OQAM). D'autres simulations seront présentées pour confirmer l'efficacité de la technique de réduction de PAPR proposée (DSNT L₂ - par - 3). Le signal est échantillonné à une période $T_e = 100$ ns, puis modulé par la modulation QAM - 4 ou QAM - 16. Pour des raisons de simplicité, on a considéré un canal de type AWGN que l'on suppose parfaitement connu par le récepteur.

IV.7.2. Caractéristiques et performances du système FBMC/OQAM

IV.7.2.1. la forme du Filtre prototype (PHYDYAS)

Comme mentionné dans le chapitre II, le filtre prototype PHYDYAS a été conçu en utilisant la technique d'échantillonnage fréquentielle [49]. Les critères de réalisation ont été judicieusement choisis et strictement respectés afin de concevoir une forme de filtre bien localisée sur le plan temps-fréquence. En fait, le principal avantage de l'FBMC/OQAM vient de l'utilisation de ce filtre de forme excellente. En effet, la réponse en fréquence de ce filtre

présente des lobes secondaires beaucoup plus réduits par rapport à plusieurs d'autres filtres bien connus notamment, rectangulaire (de l'OFDM), la racine de cosinus surélevé (Root Raised Cosine), et le filtre Hermite. Pour évaluer cette propriété, nous avons tracé la réponse fréquentielle du filtre PHYDYAS superposée sur celles des filtres précités, dans la figure IV.4. Par conséquent, avec ces lobes assez infimes, FBMC/OQAM n'a pas besoin de mettre des bandes de gardes très larges comme dans le cas du filtre rectangulaire de l'OFDM, ce qui constitue un considérable gain en efficacité spectrale [98]. En outre, le lobe principal est bien localisé de sorte qu'il soit inférieur à la bande de cohérence du canal de propagation, ce qui permet de combattre efficacement le problème du multi-trajet dans un canal très sélectif en fréquence (ISI). Cette dernière propriété justifie également le non besoin du préfixe cyclique, ce qui améliore davantage l'efficacité spectrale et permet des débits importants.

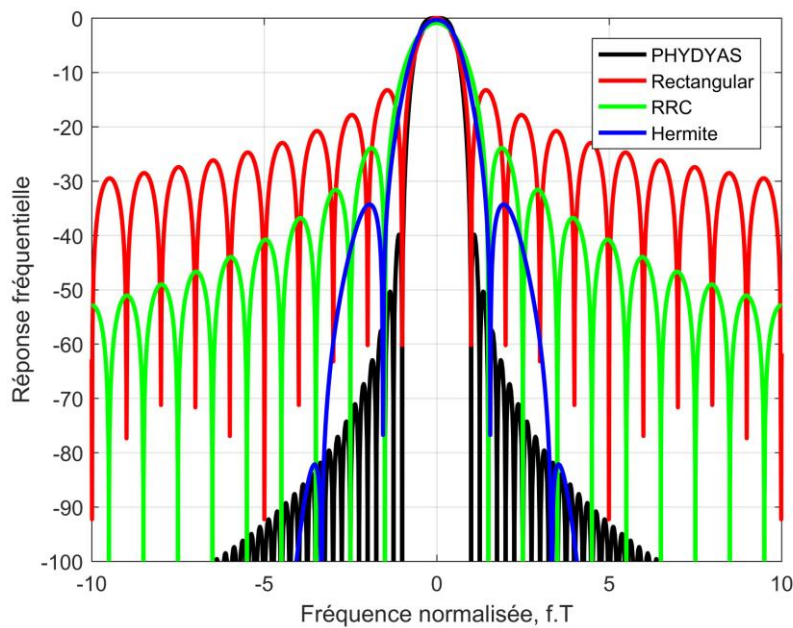


Figure IV.4 : Réponse fréquentielle du filtre PHYDYAS comparé avec d'autres filtres.

Dans le domaine temporel, le lobe principal du filtre PHYDYAS est également bien localisé de sorte qu'il soit inférieur au temps de cohérence du canal de propagation, comme illustré dans la figure IV.5. Par conséquent, FBMC/OQAM présente une robustesse contre les décalages fréquentiels (CFO) qui peuvent se produire lors de la transmission dans un canal très variant dans le temps (avec un effet Doppler important) [99].

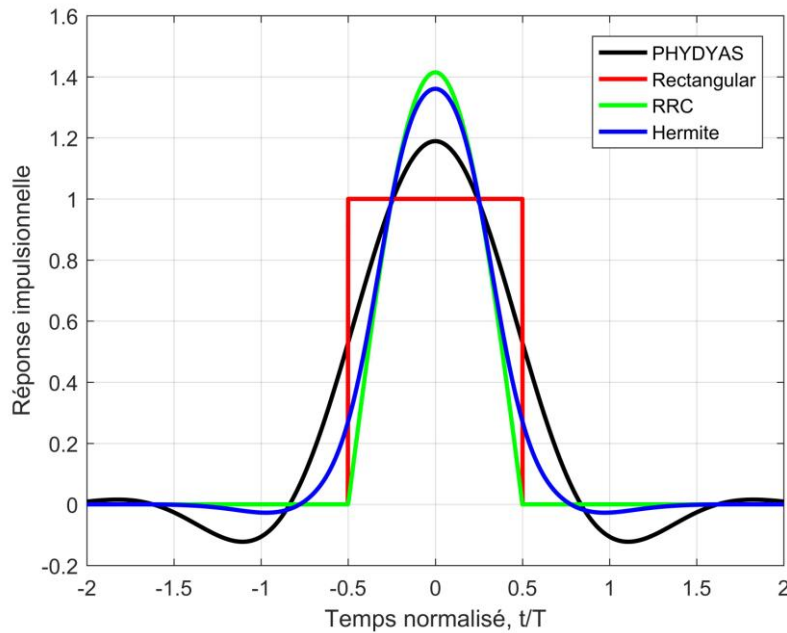


Figure IV.5 : Réponse impulsionnelle du filtre PHYDYAS comparé avec d'autres filtres.

IV.7.2.2. Spectre de FBMC/OQAM

L'un des principaux inconvénients de l'OFDM est qu'elle utilise une forme d'onde rectangulaire n'étant pas localisée dans le domaine fréquentiel, ce qui entraîne de fortes émissions hors bande (OOB), comme illustré dans la figure IV.4. De plus, elle utilise le préfixe cyclique (CP) qui simplifie l'égalisation dans les canaux sélectifs en fréquence mais réduit également l'efficacité spectrale.

Trois puissantes techniques ont été proposées pour réduire le débordement hors bande (OOB), à savoir : la technique OFDM 'fenêtrée', appelée aussi WOLA (Weighted OverLap and Add) [100], la technique OFDM 'universelle filtrée', appelée aussi UFMC (Universal Filtered Multi-Carrier) [101], et la technique OFDM 'filtrée' (filtered-OFDM) [102]. Dans la figure IV.6, nous avons tracé la Densité Spectrale de puissance (DSP) de la technique FBMC/OQAM superposée sur celles des techniques susmentionnées. On constate que WOLA, F-OFDM et UFMC peuvent réduire les émissions hors bande élevées, par rapport à OFDM, cependant, leurs taux de réduction est beaucoup plus faible par rapport à FBMC/OQAM.

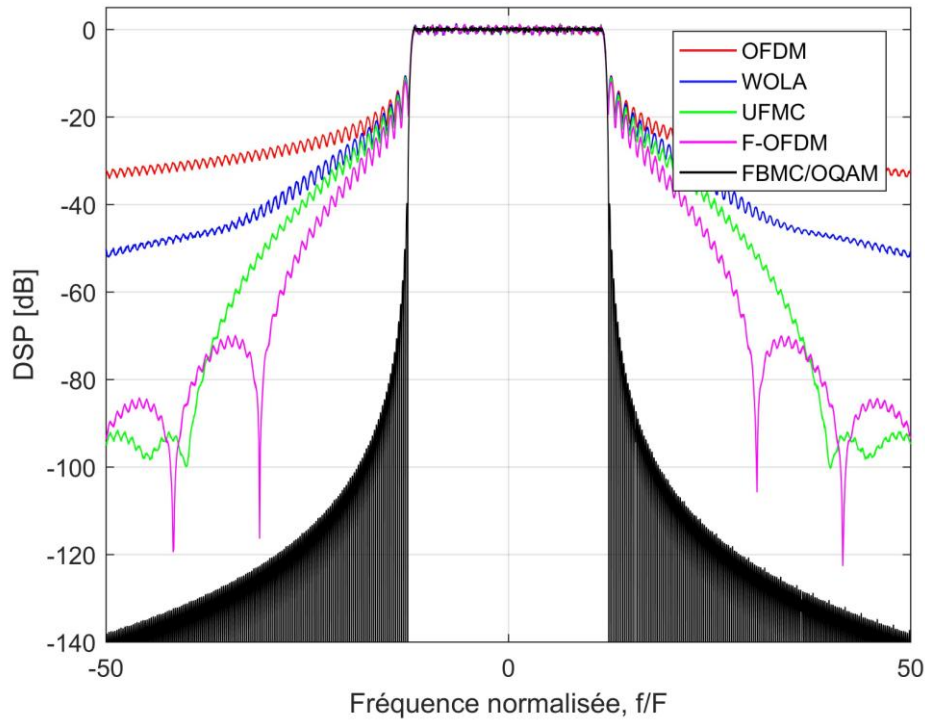


Figure IV.6 : DSP de FBMC/OQAM comparée à celles des techniques OFDM, WOLA, UFMC et F-OFDM, nombre de sous porteuses $M=256$.

IV.7.3. Réduction de PAPR par DSNT L_2 -by-3

En se basant sur l'algorithme de cette technique (cité dans la section §IV.6.5.3), on a pu tracer le signal temporel FBMC/OQAM de sortie, avant et après le bloc de transformation DSNT, comme illustré dans les figures IV.7 et IV.8, respectivement. En comparant les deux figures, on peut voir clairement que l'insertion du bloc DSNT a réduit considérablement la dynamique des fluctuations instantanées du signal original FMBC/OQAM (suppression des valeurs pics). Ainsi, le signal à l'entrée de l'amplificateur HPA aura un faible facteur PAPR.

Pour évaluer l'efficacité de notre technique en termes de réduction de PAPR, nous avons utilisé le moyen communément utilisé, la fonction CCDF. Dans la figure IV.9, nous avons tracé la CCDF en fonction de PAPR du signal FBMC/OQAM original, à PAPR réduit par « Partial Transmit Sequence », à PAPR réduit par « Tone Reservation » et à PAPR réduit par DSNT- L_2 -by-3.

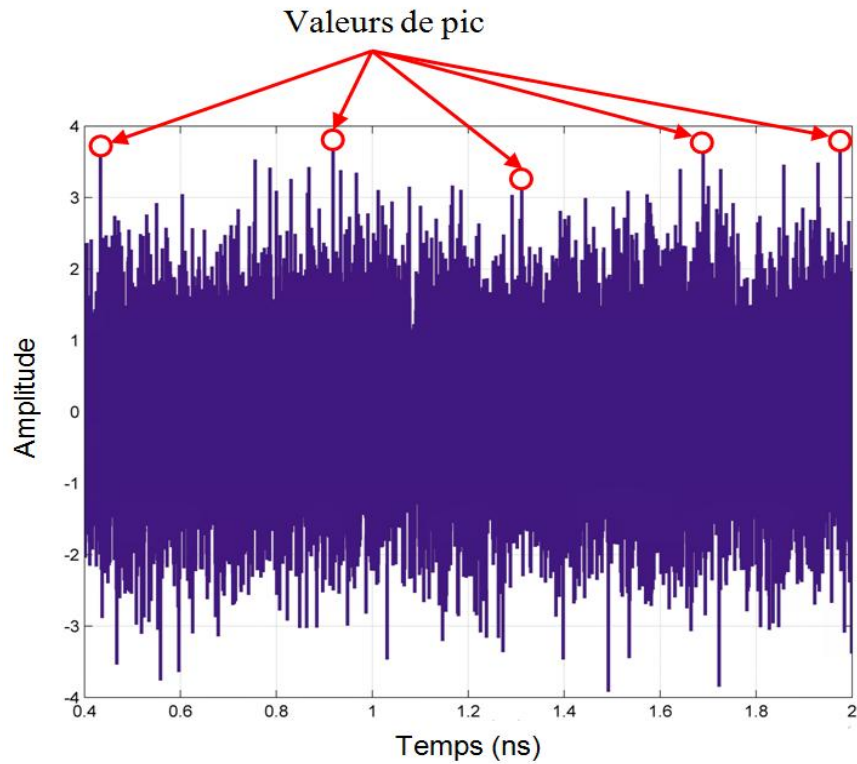


Figure IV.7: Signal FBMC/OQAM dans le domaine temporel avant DSNT, nombre de sous porteuses $M=512$

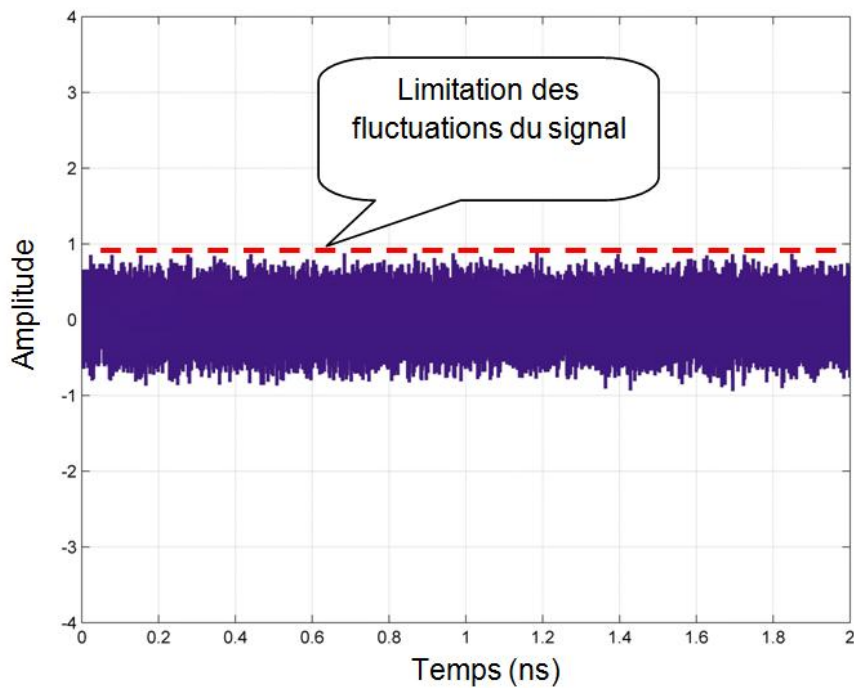


Figure IV.8 : Signal FBMC/OQAM dans le domaine temporel après DSNT, nombre de sous porteuses $M=512$

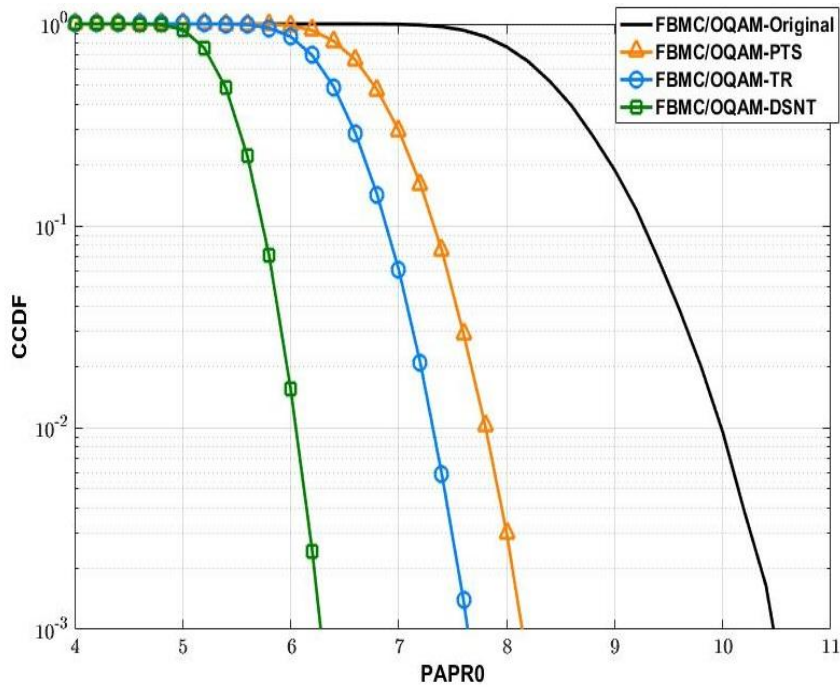


Figure IV.9 : La CCDF vs le PAPR du système FBMC/OQAM avant et après l'application de DSNT, comparé avec les techniques PTS et TR, nombre de sous porteuses $M=256$.

En observant les différentes courbes, nous remarquons que la technique DSNT permet de réduire le PAPR d'environ 4,2 dB par rapport au signal FBMC/OQAM original, ce qui équivaut à 40% du PAPR original. Cela peut être considéré comme une réduction considérable par rapport aux techniques classiques, PTS et TR. En effet, la réduction par TR est d'environ 2,9 dB, ce qui équivaut à 27,6%, tandis que la PTS réduit le PAPR d'environ 2,3 dB, ce qui équivaut à un degré de réduction de seulement 22%.

Malheureusement, la technique DSNT provoque une légère dégradation du TEB en fonction de RSB. Cette dégradation, à notre avis, aurait comme source une des raisons suivantes : *(a)* le bruit additif qui s'ajoute au signal lors de la propagation dans le canal radio, *(b)* la nature chevauchante de la modulation FBMC/OQAM qui est derrière les interférences intrinsèques entre les symboles, *(c)* le traitement de DSNT lui-même, comme étant une normalisation par rapport à une norme variable, pourrait aussi être la raison de cette dégradation. Pour cela en ajoutant un codage convolutif de canal, on peut améliorer les performances du système global. La figure IV.10 présente l'évaluation de la DSNT en termes de performance TEB, avant le codage (FBMC-DSNT) et après le codage (FBMC-DSNT-ENC).

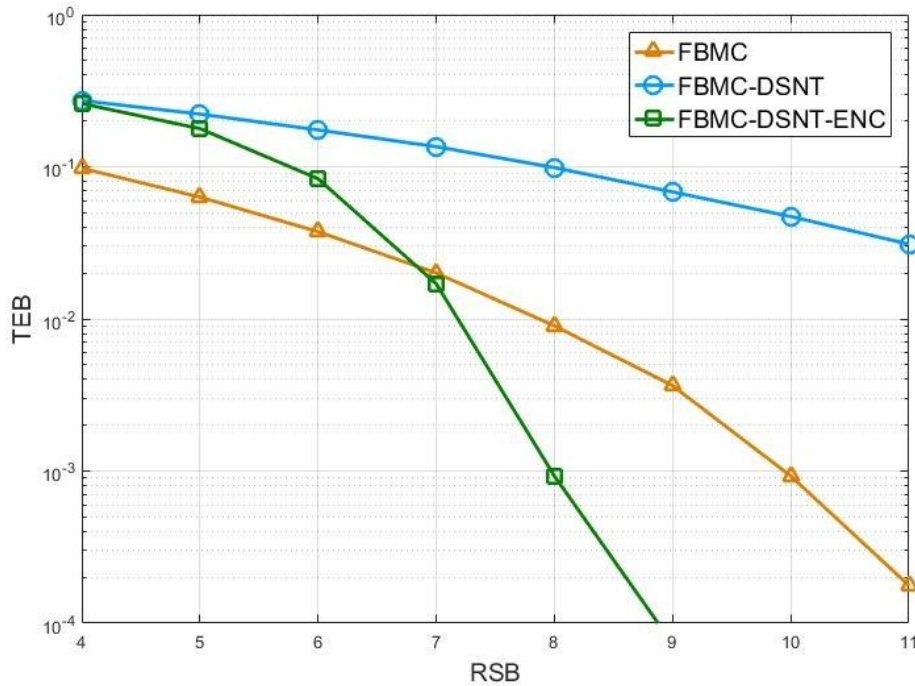


Figure IV.10: Performances en TEB du système original FBMC/OQAM, après réduction du PAPR par DSNT et après ajout du codage de canal, nombre de sous porteuses $M=256$.

IV.8. Perspectives du travail

Enfin, comme perspectives du travail, on va suggérer deux solutions pour le problème de dégradation de TEB.

- **Solution 01 : Optimiser la technique DSNT**

La technique DSNT- L_2 -par-3 est basée sur une normalisation glissante variable pour chaque échantillon du signal. Pour pouvoir définir une norme optimale, on pourrait ajouter des paramètres d'ajustement (α, β, γ) dans l'expression IV. 38 comme suit :

$$y_{n_{opt}} = \frac{x_{(n)_N}}{\sqrt{\alpha \cdot x_{(n-1)_N}^2 + \beta \cdot x_{(n)_N}^2 + \gamma \cdot x_{(n+1)_N}^2}} \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (IV.54)$$

En utilisant une des techniques d'optimisation modernes (PSO, GA, ...), on peut varier les paramètres (α, β, γ) dans le sens d'améliorer le RSB du signal de sortie pour converger finalement à une formule optimisée de DSNT. Ceci constitue fort probablement une solution efficace au problème de dégradation de TEB.

- **Solution 02 : Filtrage adaptatif**

Comme une deuxième solution, en s'inspirant du résultat de la figure IV.10, où la dégradation était considérablement minimisée dès qu'on a ajouté un simple codage de canal. Ceci pourrait interpréter cette dégradation comme étant l'effet du bruit additif à l'entrée du récepteur FBMC/OQAM. Le problème peut être donc entièrement résolu en développant un filtre adaptatif qui sera inséré à l'entrée du récepteur et éventuellement à la sortie de l'émetteur pour pouvoir minimiser l'effet de ce bruit. Pour ceux qui s'intéressent au sujet, on leur recommande la référence [104] qui traite la conception des filtres adaptatifs. Cette deuxième solution semble plus prometteuse que la première car elle traite le problème dès son origine.

IV.9. Conclusion

Dans ce chapitre, on a vu que l'un des principaux avantages de FBMC/OQAM par rapport à OFDM et d'autres formes d'onde bien reconnues, réside dans la forme de son spectre qui présente un faible niveau de débordement hors bande (OOB). Par conséquent, une bande de garde plus courte serait suffisante pour s'adapter aux contraintes du rapport de puissance des canaux adjacents (ACPR) et pour prendre en charge des services de communication qui présentent certains asynchronismes. D'autre part, une nouvelle technique appelée DSNT L_2 -par-3 a été proposée pour réduire le PAPR du système FBMC/OQAM. Cet objectif est bien atteint lorsque la structure de chevauchement du FBMC/OQAM est prise en considération. Les résultats de simulation ont prouvé l'efficacité de cette technique. Les performances de la technique proposée ont été évaluées par comparaison avec celles des techniques bien connues dans ce domaine à savoir PTS et TR. Une réduction considérable de PAPR d'environ 40% est atteinte avec une complexité de calcul beaucoup plus faible par rapport à certaines techniques conventionnelles. Aussi, le problème de dégradation de TEB a été diagnostiqué, et efficacement résolu en ajoutant un simple codage de canal. Enfin, des solutions alternatives ont été proposées comme perspectives de notre travail, pour définir un schéma beaucoup plus performant.

Conclusion générale

Dans un canal radio mobile il y a toujours diverses sources de perturbations. En plus de l'évanouissement du parcours et le masquage qui sont de grande échelle, on trouve aussi les évanouissements de petite échelle à savoir l'effet multi-trajet et l'effet Doppler qui affectent les signaux de télécommunications.

Les systèmes MCM représentent un choix approprié pour répondre aux exigences des applications de communication sans fil et mobile. OFDM est l'approche MCM la plus répandue qui a été largement déployée pour un grand nombre d'applications, notamment les systèmes de communications 4G. Néanmoins, avec une impulsion de forme rectangulaire et un préfixe cyclique (CP) qui réduit le débit de données, l'OFDM devient inadéquate pour les applications 5G à venir.

Une nouvelle approche MCM basée sur les bancs de filtres a été présentée dans le chapitre II. Son filtre prototype qui est bien localisé en temps et en fréquence et le non-besoin du CP, lui permettent de constituer une bonne alternative à l'OFDM dans le standard 5G. Cette technique s'appelle FBMC/OQAM. Malheureusement, comme l'OFDM, FBMC/OQAM souffre d'un facteur PAPR très élevé. Avant d'être transmis sur un canal, le signal MCM (OFDM ou FBMC/OQAM) avec un PAPR élevé doit être amplifié. Cependant, l'amplificateur à haute puissance (HPA) est généralement un composant non linéaire qui introduit à la fois des distorsions AM/AM et AM/PM entraînant une distorsion dans la bande illustrée par un TEB dégradé et une distorsion hors bande entraînant une augmentation des interférences inter-canaux (ICI). Nous avons simulé l'effet de la non-linéarité de l'HPA sur la constellation du signal, sur le TEB et sur le spectre du signal.

Pour pallier au problème du PAPR, on a présenté les différentes techniques permettant de réduire les fluctuations du signal à l'entrée de l'HPA. Notre contribution était de

proposer une nouvelle technique de réduction du PAPR. L'avantage de cette technique était triple : elle permet un taux de réduction très important, elle tire profit du chevauchement temporel des symboles et elle présente une complexité réduite par rapport aux autres techniques.

Les résultats de simulation ont confirmé les performances du système FBMC/OQAM en termes de gain en efficacité spectrale et de robustesse contre les décalages fréquentiels et temporels. Nous avons aussi simulé la technique proposée pour confirmer son efficacité en termes de réduction de PAPR (un taux de réduction d'environ 40 %), ainsi que la complexité réduite par rapport à d'autres techniques classiques. Le seul inconvénient de cette technique proposée est qu'elle provoque une légère dégradation du TEB en fonction du RSB. Un simple codage de canal ajouté à la chaîne de transmission a permis de corriger efficacement ce problème.

Finalement, des solutions alternatives ont été proposées comme perspectives du présent travail, et des conclusions ont été faites.

Publication du travail

Article de journal :

S. Ikni, D. Abed, S. Redadaa and M. Sedraoui. “PAPR Reduction in FBMC-OQAM Systems Based on Discrete Sliding Norm Transform Technique”, Journal of Radioelectronics and Communications Systems. February 2019, Volume 62, Issue 2, pp 51–60. Link : <https://link.springer.com/article/10.3103/S0735272719020018#citeas>, or <https://doi.org/10.3103/S0735272719020018>.

Conférence Internationale :

Samir IKNI and Salah REDADAA, “FBMC-OQAM performance analysis to fulfill 5G service requirements”. International Conference, “Algerian Summer School on Signal Processing and its Applications 'Signal Processing for Telecommunications': (A3SPA2017)”, Université 8 Mai 1945 Guelma, Algeria, du 17 au 20 décembre 2017.

Journée Doctorale en Télécommunications :

Samir IKNI and Salah REDADAA, “Modulations Multiporteuses à Base de Bancs de Filtre (FBMC) pour les Communications sans fil Haut Débit”, Communication Orale au JDT’2015, 16 Novembre 2015, Laboratoire des Télécommunications, Université 8 mai 1945 Guelma.

Bibliographie

- [1] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, "MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB", Copyright 2010, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2 Clementi Loop, # 02-01, Singapore 129809.
- [2] David Tse and Pramod Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, New York, NY, USA, 2005.
- [3] K. Fazel and S. Kaiser, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*, 2nd ed., John Wiley & Sons, United Kingdom, 2008.
- [4] A. Bazin "Massive MIMO for 5G Scenarios with OFDM and FBMC/OQAM Waveforms", thèse de doctorat, L'INSA Rennes Comue Université Bretagne Loire.
- [5] R. Zakaria, "Conception d'émetteur et récepteur pour l'élimination des interférences intrinsèques dans les systèmes multiporteuses à base de bancs de filtres et à antennes multiples," thèse de doctorat, Spécialité: Communications et Electronique, Conservatoire National des Arts et Métiers, École Doctorale Technologique et Professionnelle CEDRIC/LAETITIA, 2012.
- [6] A. Choumane, "Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité," thèse de doctorat, Discipline : Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique. Spécialité: Télécommunications, Université de Limoges, 2012.
- [7] John G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1995.
- [8] P. Matthias, U. Killat, F. Laue, and Y. Li, "On the Statistical Properties of Deterministic Simulation Models for Mobile Fading Channels," *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY*, VOL. 47, NO. 1, FEBRUARY 1998.
- [9] Hua Fu and Pooi Yuen Kam, "Effect of Doppler Shift on Performance of Binary DPSK over Fast Rician Fading Channels with Diversity Reception", *International Symposium on Information Theory and its Applications, ISITA2008 Auckland, New Zealand*, 7-10, December, 2008.
- [10] Van de Beek, J.-J., O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson. "On Channel Estimation in OFDM Systems." *Vehicular Technology Conference, IEEE 45th*, Volume 2, IEEE, 1995.

- [11] D. Mattera, M. Tanda, and M. Bellanger, “Filter bank multicarrier with PAM modulation for future wireless systems”, *Signal Processing*, 2016.
- [12] P. Nuttapol, « Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation », thèse de Doctorat, l’Ecole Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique, Traitement du Signal.
- [13] *Antennas And Propagation For Wireless Communication Systems*, Simon R. Saunders, University Of Surrey, Guildford, Uk. Alejandro Aragon Zavala, Tecnologico de Monterrey, Campus Querétaro, Mexico. John Wiley & Sons, Ltd, Copyright 2007.
- [14] G. « Soukayna, Estimation de canal à évanouissements plats dans les transmissions sans fils à relais multibonds », thèse de Doctorat, Spécialité : Signal, Image, Parole, Télécommunications (SIPT), Université de Greboble, 2014.
- [15] O. Norklit and R. G. Vaughan, “Angular partitioning to yield equal Doppler contributions,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, pp. 1437–1442, Sept. 1999.
- [16] A. Diallo, “Sytemes multi-antennes pour diversite et mimo », thèse de doctorat, Université de Nice Sophia Antipolis, 2007.
- [17] Ibra Dioum, “Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO : application aux petits objets nomades communicants”, thèse de doctorat, Université de Nice Sophia Antipolis, 2013.
- [18] S.M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 16, no. 8, pp. 1451 –1458, oct 1998.
- [19] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Calderbank, “Space-time block codes from orthogonal designs,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 1456 – 1467, jul 1999.
- [20] Emeric Guéguen. “Etude et optimisation des techniques UWB haut debit multibandes OFDM.” *Réseaux et télécommunications [cs.NI]*. INSA de Rennes, 2009. Français. «TEL-00361467v1».
- [21] Y. Medjahdi, « Modélisation d’Interférence et Analyse des Performances des Systèmes OFDM/FBMC pour les Communications sans fil Asynchrones.», thèse de Doctorat, Conservatoire National des Arts et Métiers, École Doctorale Technologique et Professionnelle CEDRIC/LAETITIA, 2012.
- [22] Zainab S. H. AL-Hashmi, “An Overview : Peak to Average Power Ratio (PAPR) in OFDM system using some new PAPR techniques (with matlab code)”, University of

Baghdad, College of Engineering Electronic & Communications Engineering Department, 2015.

[23] H. D. Joshi. “Performance augmentation of OFDM system,” Ph.D. dissertation, Jaypee Univ. of engineering and Technology, India, May 2012.

[24] H. Rohling, “OFDM Concepts for Future Communication Systems”, DOI 10.1007/978-3-642-17496-4, ISSN 1860-486, ISBN 978-3-642-17495-7, e-ISBN 978-3-642-17496-4.

[25] R. Couillet and M. Debbah, “Flexible OFDM schemes for bursty transmissions”, WCNC 2009 proceedings, IEEE, 2009. DOI: 10.1109/WCNC.2009.4917727.

[26] Hanen Bouhadda. “Impacts des non-linéarités dans les systèmes multi-porteuses de type FBMCOQAM”. Réseau de neurones [cs.NE]. Conservatoire national des arts et metiers - CNAM, 2016. Français. «NNT : 2016CNAM1115». «TEL-01635877».

[27] H. LIN and P. Siohan, “Orthogonality Improved GFDM with Low Complexity Implementation”, 2015 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2015) – Track 1 : PHY and Fundamentals.

[28] M. Bellanger (CNAM), D. Mattera, M. Tanda (Ingegneria Elettrica e delle Tecnologie dell’Informazione Università), “Lapped-OFDM as an alternative to CP-OFDM for 5G asynchronous access and cognitive radio”, 978-1-4799-8088-8/15/\$31.00 ©2015 IEEE.

[29] C. An, B. Kim and H-G Ryu, “WF-OFDM(Windowing and Filtering OFDM) System for the 5G New Radio Waveform” , Department of Electronics and Engineering, Chungbuk National University, Korea, 978-1-5090-6363-5/17/\$31.00 ©2015 IEEE.

[30] D. DEMMER, R. GERZAGUET, J-B. DORE, D. LE RUYET and D. KTENAS, « Filter Design for 5G BF-OFDM Waveform », Conservatoire National des Arts et Métiers, 978-1-5386-3873-6/17/\$31.00 © 2017 IEEE.

[31] I. Trigui, M. Siala and H. Boujemâa, “Optimized Pulse Shaping for OFDM Multi-User Communications Over Doubly Dispersive Channels”, Sup’Com, Tunisia, 1-4244-0779-6/07/\$20.00 ©2007 IEEE.

[32] M. Bellanger. “Specification and design of prototype filter for filter bank based multi-carrier transmission”, IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing, 2001.

[33] A.M.Tonello and F.Pecile, “Efficient architectures for multiuser fmc systems and application to power line communications,” IEEE Transaction on Communications, vol. 57, pp. 1275_1279, 2009.

[34] A. Viholainen, M. Bellanger, and M. Huchard, “Prototype filter and structure optimization”, website: www.ict-phydyas.org: Document D5.1 deliverable, 2009 January.

- [35] Behrouz Farhang-Boroujeny. Signal processing techniques for software radios. Lulu publishing house, 2008.
- [36] G. Cherubini, E. Eleftheriou, and S. Olcer, “Filtered multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 20, no. 5, pp. 1016–1028, jun 2002.
- [37] P. Siohan, S. Member, C. Siclet, and N. Lacaille, “Analysis and Design of OFDM / OQAM Systems Based on Filter bank Theory”, vol. 50, no. 5, pp. 1170–1183, 2002. DOI: 10.1109/78.995073.
- [38] B. Farhang-Boroujeny, “OFDM versus filter bank multicarrier”, *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 28, no. 3, pp. 92–112, 2011. DOI: 10.1109/MSP.2011.940267.
- [39] Behrouz Farhang-Boroujeny and Chung Him Yuen. Cosine modulated and offset qam filter bank multicarrier techniques: a continuous-time prospect. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2010:6, 2010.
- [40] Lekun Lin and Behrouz Farhang-Boroujeny, “Cosine-modulated multitone for veryhigh-speed digital subscriber lines,” *EURASIP J. Appl. Signal Process.*, vol. 2006, pp. 79–79, Jan.
- [41] B. R. Saltzberg, “Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System”, *Commun. Technol. IEEE Trans*, vol. 15, no. 6, pp. 805–811, 1967.
- [42] T. Karp and N. J. Fliege, “Modified DFT filter banks with perfect reconstruction,” *IEEE Trans. Circuits and Systems II*, vol. 46, pp. 1404-1014, Nov. 1999.
- [43] Peiman Amini, Roland Kempfer, and Behrouz Farhang-Boroujeny. A comparison of alternative filterbank multicarrier methods for cognitive radio systems. In *Proc. of the SDR Technical Conference and Product Exposition*, 2006.
- [44] H. Nam, M. Choi, C. Kim, D. Hong, and S. Choi. A new filter-bank multicarrier system for qam signal transmission and reception. In *IEEE International Conference on Communications, ICC’14*, pages 5227–5232, Sydney, NSW, June 2014.
- [45] P. P. Vaidyanathan, *Multirate Systems and Filter Banks*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 1993.
- [46] H.G. Feichtinger and T. Strohmer, *Gabor analysis and algorithms: theory and applications*, Applied and numerical harmonic analysis. Birkhäuser, 1998.
- [47] R. Zakaria and D. Le Ruyet, “A novel filter-bank multicarrier scheme to mitigate the intrinsic interference: Application to MIMO systems”, *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 11, no. 3, pp. 1112–1123, 2012. DOI: 10.1109/TWC.2012.012412.110607.

- [48] A. Sahin, I. Guvenc, and H. Arslan. A survey on multicarrier communications: Prototype filters, lattice structures, and implementation aspects. *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 16:1312–1338, 2014.
- [49] T. W. Parks and C. S. Burrus, “Digital filter design”, Wiley-Interscience, New York, NY, USA, 1987. ISBN:0471828963.
- [50] M. Bellanger, “Physical layer for future broadband radio systems”, in 2010 IEEE Radio and Wireless Symposium, RWW 2010 - Paper Digest, 2010.
- [51] M. Bellanger and PHYDYAS team, “FBMC physical layer: a primer”, website: www.ict-phydyas.org, June 2010.
- [52] Ari Viholainen, Tero Ihalainen, Tobias Hidalgo Stitz, Markku Renfors, and Maurice Bellanger, “Prototype filter design for filter bank based multicarrier transmission,” in *17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2009)*, August 2009, pp. 1359–1363.
- [53] S. S. K. C. Bulusu, “Performance Analysis and PAPR Reduction Techniques for Filter-Bank based Multi-Carrier Systems with Non-Linear Power Amplifiers”, Doctoral thesis in Radiocommunications, École doctorale Informatique, Télécommunication et Électronique de Paris, LAETITIA/CEDRIC Laboratory, France, 2016.
- [54] S. S. K. C. Bulusu, H. Shaiek, and D. Roviras, “Reduction of PAPR of FBMC-OQAM systems by dispersive tone reservation technique”, in *Proceedings of the International Symposium on Wireless Communication Systems*, 2015.
- [55] B. S. Chang. *New Precoding and Equalization Techniques for Multicarrier Systems*. Programming Languages [cs.PL]. Conservatoire national des arts et metiers - CNAM, 2012. English. « NNT : 2012CNAM0826. » « TEL-00780662 ».
- [56] W. Zhang, X.-G. Xia, and K. B. Letaief, “Space-Time/Frequency Coding for MIMO-OFDM in Next Generation Broadband Wireless Systems,” *IEEE Wireless Commun.*, vol. 14, no. 3, pp. 32-43, June 2007.
- [57] M. Laabidi, “PAPR Reduction and HPA non-linear Compensation Techniques for Filter Bank-Based Multi-carrier Modulations Systems (FBMC),” Doctoral thesis in Information Technologies and Communication, innov’com laboratory, sup’com, Tunisie, 2016.
- [58] GUEL Désiré. « Etude de nouvelles techniques de réduction du «facteur de crête» à compatibilité descendante pour les systèmes multi-porteuses ». PhD thesis, Thèse de Doctorat, Institut d’Electronique et Télécommunications de Rennes, 2009.
- [59] Ammar Chaker, "Influence de l'amplificateur de puissance sur une chaîne de transmission multi porteuses : prise en compte de l'effet mémoire", Thèse de doctorat, Université Cergy-Pontoise, Juillet 2004.

- [60] Salvatore Ragusa , " Ecrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles ",Thèse de Doctorat, Université Joseph FOURIER, Juin 2006.
- [61] Mathilde Brandon. Optimisation conjointe de méthodes de linéarisation de l'émetteur pour des modulations multi-porteuses. PhD thesis, Université de Cergy Pontoise, 2012.
- [62] Y. Louet and S. Hussain, "Peak-to-Mean Envelope Power Ratio Statistical Analysis of Continuous OFDM Signal," in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC Spring 2008, pp. 1681–1685, 11–14 May 2008.
- [63] B. S. Krongold and D. L. Jones, "A new tone reservation method for complex baseband PAR reduction in OFDM systems," in Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '02), vol. 3, pp. III–2321–III–2324, 13–17 May 2002.
- [64] B. S. Krongold and D. L. Jones, "PAR reduction in OFDM via active constellation extension," in Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '03), vol. 4, pp. IV–525–8, 6–10 April 2003.
- [65] R. Bauml, R. Fischer, and J. Huber, "Reducing the Peak-to-Average power Ratio of Multicarrier Modulation by Selecting Mapping," *Electronics Letters*, vol. 32, pp. 2056–2057, October 1996.
- [66] G. Bai, Z. Zhong, R. Xu, G. Wang, and Z. Qin. "Golay complementary sequences and reed-muller codes based papr reduction for relay networks with superimposed training". In IEEE 11th International Conference on Signal Processing, ICSP'12, pages 1558-1561, Beijing, October 2012.
- [67] S.A. Adegbite, S.G. McMeekin, and B.G. Stewart. "A papr reduction and data decoding for SLM based OFDM systems without SI". In IEEE 81st Vehicular Technology Conference, VTC Spring'15, pages 1–5, Glasgow, MAY 2015.
- [68] E. Guvenkaya, A. Tom, and H. Arslan. "Joint sidelobe suppression and PAPR reduction in OFDM using Partial Transmit Sequences". In IEEE Military Communications Conference, MILCOM'13, pages 95–100, San Diego, CA, November 2013.
- [69] Z. Xiaodong, P. Wensheng, L. Hong, and T. Youxi. "Simplified approach to optimized iterative clipping and filtering for PAPR reduction of OFDM signals". In IEEE Transactions on Communications, TCOMM'13, pages 1891–1901, MAY 2013.
- [70] J. He and Z. Yan. "Improving convergence rate of active constellation extension algorithm for PAPR reduction in OFDM". In IEEE International Conference on Information and Automation, ICIA'13, pages 280–284, Yinchuan, August 2013.

- [71] R. Mounzer, M. Crussiere, Y. Nasser, and J.F. Helard. "Tone reservation based papr reduction technique with individual carrier power allocation for multiple peaks reduction". In IEEE 81st Vehicular Technology Conference, VTC Spring'15, pages 1–6, Glasgow.
- [72] S. Muller and J. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences," *Electronics Letters*, vol. 33, pp. 368 – 369, February 1997.
- [73] Marwa Chafii. Etude d'une nouvelle forme d'onde multiporteuses à PAPR réduit. Autre. Supélec, 2016. Français. «NNT:2016SUPL0008». «TEL-01661427».
- [74] X. Li and J. Cimini, L. J., "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," *IEEE Communications Letters*, vol. 2, pp. 131–133, May 1998.
- [75] Salvatore Ragusa. Écrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles. Traitement du signal et de l'image. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2006. Français. «TEL-00093880».
- [76] T. Jiang, and Y. Wu, "An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 54, no. 2, pp.257-268, June 2008.
- [77] H. Chen and A. M. Haimovich, "Iterative Estimation and Cancellation of Clipping Noise for OFDM Signals", *IEEE Communications Letters*, vol. 7, No. 7, pp. 305-307, Jul. 2003.
- [78] Jose Tellado and John M Cioffi. Par reduction in multicarrier transmission systems. ANSI document, T1E1, 4:1–14, 1998.
- [79] H. Ochiai, H. Imai, "Performance Analysis of Deliberately Clipped OFDM Signals", *IEEE Tr. On Communications*, vol. 50, No. 1, Jan. 2002.
- [80] A. Gatherer and M. Polley, "Controlling clipping probability in DMT transmission," in *Conference Record of the Thirty-First Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers*, vol. 1, pp. 578–584, 2–5 Nov. 1997.
- [81] Luqing Wang and Chintha Tellambura. "An adaptive-scaling algorithm for OFDM PAR reduction using active constellation extension". In IEEE 64th Vehicular Technology Conference, VTC-Fall '06, pages 1–5. IEEE, 2006.
- [82] Kitaek Bae, Jeffrey G Andrews, and Edward J Powers. "Adaptive active constellation extension algorithm for peak-to-average ratio reduction in ofdm". *IEEE Communications Letters*, 14(1):39–41, 2010.
- [83] B. S. Krongold and D. L. Jones, "PAR reduction in OFDM via active constellation extension," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 49, pp. 258–268, Sept. 2003.
- [84] A. Skrzypczak, P. Siohan, N. Chotkan, and M. Djoko-Kouam, "OFDM/OQAM: An

appropriate modulation scheme for an optimal use of the spectrum”, in 2008 3rd International Symposium on Communications, Control, and Signal Processing, ISCCSP 2008, 2008.

[85] M. Laabidi, R. Zayani, and R. Bouallegue, “A novel multi-block selective mapping scheme for PAPR reduction in FBMC/OQAM systems”, in 2015 World Congress on Information Technology and Computer Applications, WCITCA 2015, 2015.

[86] S. Lu, D. Qu, and Y. He, “Sliding window tone reservation technique for the peak-to-average power ratio reduction of FBMC-OQAM signals”, *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, 2012.

[87] N. Shi and S. Wei, “A partial transmit sequences based approach for the reduction of peak-to-average power ratio in FBMC system”, in WOCC 2016 - 25th Wireless and Optical Communication Conference, Jointly held with Photonics Forum of Chiao-Tung Universities.

[88] M. U. Rahim, T. H. Stitz, and M. Renfors, “Analysis of clipping-based PAPR-reduction in multicarrier systems”, in *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2009.

[89] N. Van Der Neut, B. T. Maharaj, F. H. De Lange, G. Gonzalez, F. Gregorio, and J. Cousseau, “PAPR reduction in FBMC systems using a smart gradient-project active constellation extension method”, in 2014 21st International Conference on Telecommunications, ICT 2014, 2014.

[90] M. Laabidi, R. Zayani, D. Roviras, and R. Bouallegue, “PAPR reduction in FBMC/OQAM systems using active constellation extension and tone reservation approaches”, in *Proceedings - IEEE Symposium on Computers and Communications*, 2016.

[91] M. Laabidi, R. Zayani, and R. Bouallegue, “A new tone reservation scheme for PAPR reduction in FBMC/OQAM systems”, in *IWCMC 2015 - 11th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference*, 2015.

[92] H. Wang, X. Wang, L. Xu, and W. Du, “Hybrid PAPR Reduction Scheme for FBMC/OQAM Systems Based on Multi Data Block PTS and TR Methods”, *IEEE Access*, 2016.

[93] H. Amnart, N. Arjin, B. Pornpawit and B. Pisit, “Improved PTS Method with New Weighting Factor Technique for FBMC-OQAM systems”, *IEEE Conference Publications*, 2017.

[94] M. Ji-Hyun, N. Ye-Ri, C. Eun-Ji, C. Bing-Yuan, and K. Jeong-Ho, “Selected Data Utilization Technique for the PAPR Reduction of FBMC-OQAM Signals”, *Ninth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*, 2017.

[95] D. Qu, S. Lu, and T. Jiang. Multi-block joint optimization for the peak-to-average power ratio reduction of fbmc-oqam signals. *IEEE Transactions on Signal Pro-cessing*, 61(7):1605-1613, Apr. 2013.

[96] D. Abed and A. Medjouri, “Discrete sliding norm transform-based 50% PAPR reduction

in asymmetrically clipped optical OFDM systems for optical wireless communications”, *ELECTRONICS LETTERS*, Vol. 51 No 25 pp. 2128–2130, 2015.

[97] S. Dursun and A. M. Grigoryan, “Nonlinear L2-by-3 transform for PAPR reduction in OFDM systems”, *Computers and Electrical Engineering* 36, pp. 1055–1065, 2010.

[98] R. Nissel, S. Schwarz, and M. Rupp, “Filter Bank Multicarrier Modulation Schemes for Future Mobile Communications”, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 35, no. 8, pp. 1768–1782.

[99] H. Lin, M. Gharba, and P. Siohan, “Impact of time and carrier frequency offsets on the FBMC/OQAM modulation scheme”, *Signal Processing*, vol. 102, pp. 151–162, 2014.

[100] R. Zayani, Y. Medjahdi, H. Shaiek and D. Roviras, “WOLA-OFDM : a potential candidate for asynchronous 5G”. *Innov’Com, Sup’Com*, Carthage University, Tunisia, CEDRIC/LAETITIA, CNAM, 978-1-5090-2482-7/16/\$31.00 ©2016 IEEE.

[101] C. Dale et al, “Performance Evaluation of the UPMC Scheme Under Various Transmission Impairments”, *IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (COMNETSAT)*, 2016.

[102] M. Renfors et al, *Efficient Fast-Convolution Implementation of Filtered CP-OFDM Waveform Processing for 5G*, 978-1-4673-9526-7/15/\$31.00 ©2015 IEEE.

[103] H. Koudougnon, I. Chana, R. Saadane , M. Belkasmi , “PAPR reduction using block coding combined with companding”, *Laboratoire SI2M, ENSIAS Rabat, Morocco, LETI, EHTP, Casablanca*, 978-1-4244-5998-8/10/\$26.00_2010 IEEE.

[104] Maurice Bellanger, “*Digital Processing of Signals: Theory and Practice*”, copyright 2000 by John Wiley & Sons Ltd, ISBN: 0 47197673 3.