

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ ECHAHID HAMMA LAKHDAR EL-OUED



Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat LMD

Option : Système de Télécommunications

Présentée par BOUDJELKHA Ammar

Thème

**Contribution à l'optimisation d'un système de
communication sans fil à base de FBMC MIMO**

Jury :

Président	HETTIRI Messaoud	MCA	Université El Oued
Examineur	AOUNALLAH Naceur	Prof.	Université Ouargla
Examineur	BIRANE Mouhoub	MCA	Université Laghouat
Examineur	AJGOU Riadh	Prof.	Université El Oued
Directeur de Thèse	KHELIL Abdellatif	MCA	Université El Oued
Co-directeur de Thèse	MERAH Hocine	MCA	Université Laghouat

Septembre 2023

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ ECHAHID HAMMA LAKHDAR EL-OUED



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Thèse
Présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat LMD
Option : Système de Télécommunications

Présentée par BOUDJELKHA Ammar

Thème
Contribution à l'optimisation d'un système de
communication sans fil à base de FBMC MIMO

Jury :

Président	HETTIRI Messaoud	MCA	Université El Oued
Examineur	AOUNALLAH Naceur	Prof.	Université Ouargla
Examineur	BIRANE Mouhoub	MCA	Université Laghouat
Examineur	AJGOU Riadh	Prof.	Université El Oued
Directeur de Thèse	KHELIL Abdellatif	MCA	Université El Oued
Co-directeur de Thèse	MERAH Hocine	MCA	Université Laghouat

Septembre 2023

Remerciements :

En ce moment de grande joie et de réalisation, je tiens d'abord à exprimer ma gratitude à Allah, le Tout-Puissant, pour Son soutien incommensurable et Son aide qui m'ont permis de mener à bien ce travail. Sa lumière a éclairé mon chemin tout au long de cette recherche et m'a accordé la patience et la persévérance nécessaires pour surmonter les défis.

Je souhaite également adresser mes sincères remerciements à mon Directeur de thèse, Abdellatif Khelil, pour sa guidance éclairée, sa sagesse et son dévouement inlassable. Son expertise et son soutien ont été des piliers essentiels de ce voyage académique.

Je n'oublie pas de reconnaître la contribution inestimable de mon co-encadrant, Hocine Merah, dont les conseils et les idées ont enrichi cette recherche de manière significative.

Un merci sincère s'adresse également aux membres du jury de thèse, pour leur évaluation experte et leurs commentaires constructifs qui contribuent sincèrement à améliorer ce travail.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance profonde envers mes parents et ma famille pour leur soutien constant, leur amour et leurs encouragements. Leur présence a été ma source d'inspiration la plus solide.

À ma petite famille, ma femme et mes trois enfants, je vous suis infiniment reconnaissant pour votre compréhension, votre patience et votre soutien inébranlable tout au long de ce parcours exigeant.

Je ne peux pas oublier toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réussite de ce travail. Leurs encouragements, leurs discussions stimulantes et leur présence ont été précieux.

Enfin, je tiens à dédier cette thèse à toutes les personnes qui croient en l'importance de la recherche, de la connaissance et de l'intégrité académique. L'engagement envers ces valeurs est une source d'inspiration constante.

Que cette thèse soit un modeste ajout au savoir existant et un témoignage de l'importance de la persévérance, du soutien de nos proches, et de la conviction que rien n'est impossible avec de la persévérance et de la sincérité.

ملخص

تقنية التضمين بتقنية الفلتر البنكي (FBMC) مع تعديل الكَم المربع (OQAM) هي طريقة معروفة بكفاءتها الطيفية، قدرتها على التكيف مع تأثيرات المسار المتعدد وصمودها أمام التداخلات والانحرافات في تردد الموجة الحاملة (CFO). هذه الصفات تجعل من FBMC/OQAM مرشحاً جذاباً للأجيال المستقبلية من أنظمة الاتصالات. زيادة على ذلك، يمثل دمج تقنية متعددة المدخلات والمخرجات (MIMO) إضافة كبيرة، مما يجعل من هذا المزيج مساعداً على تحسين أداء نظام FBMC/OQAM. ومع ذلك، على غرار باقي أنظمة التضمين متعدد الحوامل (MCM)، يواجه FBMC/OQAM تحدي ارتفاع نسبة الطاقة القصوى إلى المتوسطة (PAPR) والناجمة عن قمم السعة العالية للإشارة. مما يجبر مضخم الطاقة العالي (HPA) على العمل خارج نطاقه الخطي، الأمر الذي يؤدي إلى تشويهات داخل وخارج النطاق الترددي. في هذا السياق، تقترح هذه الأطروحة حلاً فعالاً لخفض PAPR قبل HPA. بالنسبة للحل الأول فيعتمد على نهج مختلط يجمع بين تقنية القطع والترشيح المتكررة (RCF) مع طريقة التجميع (companding) في نظام MIMO-FBMC/OQAM. فعلى الرغم من أن القطع يكون فعالاً في خفض PAPR، إلا أنه يسبب تشويهات عالية. ومن ناحية أخرى، يحل الترشيح مشكلة التشويهات خارج النطاق الناجمة عن القطع، لكنه يؤدي أيضاً إلى التجديد الطيفي، مما يخلق ذروات جديدة ويزيد في ارتفاع PAPR عوض تخفيضها. أما RCF فيضمن القضاء على التشويهات خارج النطاق الناجمة عن القطع والذروات داخل النطاق الناجمة عن الترشيح. أما التقنية الثانية المسماة بتقنية التجميع (companding) فهي تحسن بشكل كبير أداء معدل الخطأ في البتات (BER) على الرغم من أن قدرتها على خفض PAPR متواضعة. وعند القيام بتتابع RCF مع Companding، يمكن خفض PAPR بشكل أكبر وبنفس تعقيدات الحساب تقريباً. أما بالنسبة للحل الثاني الجديد المقدم في هذه الأطروحة، والذي يسمى بتعدد الهوائيات لتخفيض PAPR أو (MAP)، فهو يعتمد على استخدام I هوائيات في الإرسال مع I هوائيات في الاستقبال مع إستعمال عملية تفكيك إشارة FBMC/OQAM إلى I إشارات فرعية ذات PAPR منخفض لتجنب خارج النطاق الخطي لمضخم الطاقة (HPA). تؤكد النتائج الرقمية الناتجة عن هذه الطرق المقترحة فعالية كبيرة في تخفيض PAPR وتحسين ملحوظ في BER. كما تتميز أيضاً بسهولة في تنفيذها، وتعقيدات منخفضة في الحساب، مع عدم الحاجة لنقل أي إشارة لمعلومات (SI).

الكلمات المفتاحية: التضمين (FBMC/OQAM)، متعددة المدخلات والمخرجات (MIMO)، التضمينات متعددة الحوامل (MCM)، نسبة الطاقة القصوى إلى المتوسطة (PAPR)، مضخم الطاقة العالي (HPA)، تقنية القطع والترشيح المتكررة (RCF)، تقنية التجميع (Companding)، متعدد الهوائيات لتخفيض PAPR (MAP)، معدل الخطأ في البتات (BER)، مقدار ناقل الخطأ (EVM)، كثافة الطاقة الطيفية (PSD)، تعقيدات الحساب (complexité de calcul).

Résumé :

La modulation à banc de filtre avec QAM décalé (FBMC/OQAM) est reconnue pour son efficacité spectrale, son adaptation aux effets de trajet multiple et sa robustesse contre les interférences et aux décalages de fréquence porteuse. Ces qualités font du FBMC/OQAM un candidat attrayant pour les futures générations de systèmes de communication. De plus, l'intégration de la technologie

MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) représente une avancée significative, permettant de renforcer les performances du système FBMC/OQAM. Cependant, comme c'est le cas pour tous les systèmes de modulation multi-porteuses (MCM), le FBMC/OQAM est confronté au défi du Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) élevé causé par les pics d'amplitude élevée du signal. Cela contraint l'amplificateur de puissance (HPA) de fonctionner en dehors de sa zone de linéarité, entraînant des distorsions à l'intérieur et à l'extérieur de la bande passante. Dans ce contexte, cette thèse propose des solutions efficaces en termes de réduction du PAPR avant le HPA. La première solution repose sur une approche hybride combinant la technique de Repeated Clipping and Filtering (RCF) avec la méthode de companding dans un système MIMO-FBMC/OQAM. Bien que le clipping soit efficace pour réduire le PAPR, il présente des distorsions élevées. En revanche, le filtrage résout les problèmes de distorsion hors bande induits par le clipping, mais entraîne une régénération spectrale, créant ainsi de nouveaux pics et augmentant le PAPR. Le RCF garantit l'élimination des distorsions hors bande causées par le clipping et des pics In Band causés par le filtrage. Le companding est une autre technique qui améliore considérablement les performances du taux d'erreur binaire (BER), bien que sa capacité à réduire le PAPR soit modeste. En le cascadeant avec le RCF, on parvient à réduire encore davantage le PAPR avec presque la même complexité de calcul. Une autre nouvelle méthode présentée dans cette thèse, appelée Multi-Antennes pour la réduction du PAPR (MAP), repose sur l'utilisation de I antennes à l'émission avec I antennes à la réception avec la décomposition du signal FBMC/OQAM en I sous-signaux à faible PAPR pour éviter la non linéarité du HPA. Les résultats numériques issus de ces méthodes présentées confirment l'efficacité de la réduction du PAPR et l'amélioration significative du BER. De plus, ces méthodes recommandées se distinguent par leur simplicité de mise en œuvre, leur faible complexité de calcul, et ne nécessitent de transmettre aucun signal d'informations (SI).

Mots clés: FBMC/OQAM, MIMO, MCM, PAPR, HPA, RCF, Companding, MAP, BER, EVM, PSD, complexité.

Abstract

The filter bank multi-carrier with offset quadrature amplitude modulation (FBMC/OQAM) is known for its spectral efficiency, adaptability to multi-path effects, and robustness against interference and frequency offset. These qualities make FBMC/OQAM an attractive candidate for future generations of communication systems. Additionally, the integration of multiple-input multiple-output (MIMO) technology represents a significant advancement, enhancing the performance of the FBMC/OQAM system. However, like other multi-carrier modulation (MCM) systems, FBMC/OQAM faces the challenge of a high peak-to-average power ratio (PAPR) caused by high amplitude signal peaks. This forces the high power amplifier (HPA) to operate outside its linear range, resulting in distortions within and outside the bandwidth. In this context, this thesis proposes effective solutions for PAPR reduction before the HPA. The first solution is based on a hybrid approach combining the repeated clipping and filtering (RCF) technique with companding in a MIMO-FBMC/OQAM system. While clipping is effective in reducing PAPR, it introduces high distortions. On the other hand, filtering resolves out-of-band distortion issues caused by clipping but leads to spectral regrowth, creating new peaks and increasing PAPR. RCF ensures the elimination of out-of-band distortions caused by clipping and in-band peaks caused by filtering. Companding significantly improves Bit Error Rate (BER) performance, although its ability to reduce PAPR is modest. Cascading it with RCF further reduces PAPR with less complexity. Another novel method presented in this thesis, called multi-antennas for PAPR reduction (MAP), relies on the use of I transmission antennas and I reception antennas with decomposing the FBMC/OQAM signal into I sub-signals with low PAPR to avoid the nonlinearity of the HPA. The numerical results from these methods confirm the effectiveness of PAPR reduction and the significant improvement in BER. Moreover, these recommended methods stand out for their ease of implementation, low computational complexity, and not requiring the transmission of any information signal (SI).

Keywords: FBMC/OQAM, MIMO, MCM, PAPR, HPA, RCF, Companding, MAP, BER, EVM, PSD, complexity.

Table de matière

Remerciements.....	I
Résumé.....	II
Table de matière.....	V
Table de figures.....	XI
Liste des tableaux.....	XIV
Glossaire.....	XV
Introduction Générale.....	01
CHAPITRE 1 : SYSTEME FBMC/OQAM	
1.1. Introduction.....	9
1.2. Résumé sur le système OFDM.....	9
1.2.1 Principe du système OFDM.....	11
1.2.2 Implémentation numérique du système OFDM.....	12
1.3. Système FBMC/OQAM.....	13
1.3.1. Modulation FBMC/OQAM.....	13
1.3.2. Principe du système FBMC/OQAM.....	14
1.3.3. Implémentation numérique du système FBMC / OQAM.....	15
1.4. Filtre prototype PHYDYAS.....	18
1.4.1. Etat de l'art.....	18
1.4.2. Filtre Prototype phydyas.....	20
1.5. Les amplificateurs de puissance non linéaire.....	21
1.5.1. Généralités sur les amplificateurs de puissance.....	21

1.5.2. Caractéristiques des amplificateurs de puissance.....	22
1.5.2.1. Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.....	22
1.5.2.2. Bilan énergétique.....	24
1.5.2.3. Gain de puissance.....	25
1.5.2.4. Efficacité énergétique.....	25
1.5.2.5. Recul d'entrée et recul de sortie.....	26
1.5.3. Type d'amplificateur de puissance.....	27
1.5.3.1. Modèle de Saleh.....	27
1.5.3.2. Modèle de Rapp.....	27
1.5.4. Influence de l'AP et les outils de mesure des distorsions.....	28
1.5.4.1. Distorsion hors Bande (ACPR).....	28
1.5.4.2. Distorsion dans la bande (EVM).....	29
1.5.5. Techniques de correction des effets de la non linéarité des HPA.....	30
1.6. Peak to average power ratio (PAPR) du signal FBMC/OQAM.....	31
1.6.1. Définition.....	31
1.7. Performances du système FBMC/OQAM	32
1.7.1. Densité spectrale.....	32
1.7.2. PAPR.....	33
1.7.3. BER.....	33
1.8. Conclusion.....	35
 CHAPITRE 2 : CANAL DE TRANSMISSION SANS FIL	
2.1. Introduction.....	37

2.2. Modèle de Canal de propagation en espace libre (bruit blanc additif Gaussien).....	38
2.3. Les évanouissements liés au canal de transmission.....	38
2.3.1. Evanouissement à grande échelle.....	39
2.3.2. Evanouissement à moyen échelle.....	39
2.3.3. Evanouissement à petite échelle.....	40
2.4. Multi-trajet.....	40
2.5. Effet Doppler.....	41
2.6. Modèle de canal de transmission sans fil.....	41
2.6.1. Distribution de Rayleigh.....	41
2.6.2. Distribution de Rice.....	42
2.7. Diversités.....	43
2.7.1. Diversité temporelle.....	43
2.7.2. Diversité fréquentielle.....	44
2.7.3. Diversité spatiale.....	45
2.8. Canaux MIMO.....	46
2.8.1. Association MIMO-FBMC/OQAM.....	46
2.8.2. Etat de l'art de la combinaison du MIMO avec FBMC/OQAM.....	46
2.8.3. Représentation matricielle du canal MIMO.....	47
2.8.4. Combinaison du MIMO avec FBMC/OQAM dans un canal multi trajet.....	48
2.9. Egalisation du signal MIMO-FBMC/OQAM.....	51
2.9.1. Erreur moyenne quadratique minimale (MMSE).....	52
2.9.2. Forçage à zéro (ZF).....	52
2.10. PAPR pour une liaison MIMO.....	52

2.11. Conclusion.....	53
-----------------------	----

CHAPITRE 3 : ETAT DE L'ART DES TECHNIQUES DE REDUCTION DU PAPR

3.1. Introduction.....	54
3.2. Spécifications techniques des méthodes de réduction du PAPR.....	54
3.2.1. Gain de réduction du PAPR.....	54
3.2.2. Compatibilité descendante.....	55
3.2.3. Dégradation du BER.....	55
3.2.4. Diminution du débit.....	56
3.2.5. Complexité de calcul.....	56
3.3. Facteurs influençant le PAPR.....	56
3.3.1. Nombre de sous-porteuses.....	56
3.3.2. Ordre de Modulation.....	57
3.4. Etat de l'art des techniques de réduction du PAPR.....	58
3.4.1 Technique de Tone Reservation (TR).....	58
3.4.2 Technique d'écrêtage (Clipping).....	60
3.4.3. Technique d'écrêtage et de filtrage.....	62
3.4.4. Technique de companding.....	65
3.4.4.1 Technique A-Law.....	66
3.4.4.2 Technique Mu-Law.....	68
3.4.4.3 Technique RTC.....	70
3.4.4.4 Technique COS.....	71
3.4.4.5 Technique tangent hyperbolique Rooting (tanhR).....	73
3.4.4.6 Technique Logarithmique Rooting (LogR).....	74
3.4.5. Techniques d'hybridation.....	75
3.6. Conclusion.....	76

CHAPITRE 4 : TECHNIQUE HYBRIDE RCF ET COMPANDING POUR LA REDUCTION DU PAPR

4.1. Introduction.....	78
4.2. Description de la technique hybride RCF et Companding.....	78

4.3. Etude théorique de la technique hybride.....	80
4.3.1 Phase d'écrtage.....	80
4.3.2 Phase de filtrage.....	83
4.3.3 Phase de companding.....	85
4.4. Algorithme de la technique hybride.....	86
4.5. Simulations.....	87
4.5.1 Performance de la réduction du PAPR.....	88
4.5.2 Performance du BER.....	92
4.5.3 Performance du PSD.....	94
4.5.4 Performance de l'EVM.....	96
4.5.5 Complexité de calcul.....	99
4.6. Conclusion.....	100
CHAPITRE 5 : TECHNIQUE MULTI-ANTENNES POUR LA REDUCTION DU PAPR	
5.1. Introduction.....	101
5.2. Description de la technique MAP.....	101
5.3. Etude théorique de la technique MAP.....	103
5.3.1. Analyse théorique pour un système MAP à I antennes.....	103
5.3.2. Analyse théorique pour un système MAP à I =2 antennes.....	106
5.4. Algorithme de la technique MAP.....	107
5.5. Simulations.....	108
5.5.1. Performances de réduction du PAPR.....	109
5.5.2. Performance du BER.....	111
5.5.3. Performance de l'EVM.....	113
5.5.4 Complexité de calcul.....	114
5.6. Conclusion.....	116
Conclusion générale et perspectives.....	118
Bibliographie.....	122

Table de matière

Productions scientifiques.....	136
1.Publications Internationales.....	136
2.Communications Internationales.....	136

Liste des figures

1.1.Préfixe cyclique (CP).....	10
1.2.Spectres de sous porteuses orthogonales d'un signal OFDM.....	11
1.3.Schéma synoptique du système OFDM.....	12
1.4.Schéma synoptique du système FBMC/OQAM.....	15
1.5.Répartition des symboles FBMC/OQAM selon les sous-porteuses.....	16
1.6.Structure superposée du signal FBMC/OQAM.....	16
1.7.Différents types de filtre prototype dans le domaine temporel.....	19
1.8.Différents types de filtre prototype dans le domaine fréquentiel.....	19
1.9.Filtre prototype phydyas dans le domaine fréquentiel en fonction de K.....	21
1.10. Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance de type SSPA avec rendement DC.....	22
1.11. Bilan de puissance de l'amplificateur de puissance SSPA.....	24
1.12. Spectre du système avant et après la phase de l'AP.....	28
1.13. EVM pour une constellation.....	29
1.14. Constellation avant et après l'amplificateur pour 16-QAM (a) IBO=10dB et (b) IBO=3dB.....	30
1.15. Comparaison de la PSD de l'OFDM et du FBMC/OQAM pour différents filtres prototypes.....	32
1.16. Comparaison de la PSD du FBMC/OQAM pour différentes valeurs de k.....	33
1.17. Comparaison du PAPR du schéma FBMC/OQAM et OFDM.....	34
1.18. Comparaison du BER du OFDM et du FBMC/OQAM pour 4QAM et canal vehicular A35	
1.19. Comparaison du BER du OFDM et du FBMC/OQAM pour 64QAM et canal vehicular A.....	35
2.1. Types d'évanouissement et bruit additif pour un canal de transmission.....	39
2.2. Canal multi trajet avec différents scénarios de transmission.....	40
2.3. Loi de Rayleigh pour différentes valeurs de σ	42
2.4. Schéma de principe de la diversité temporelle.....	44

2.5.	Schéma de principe de la diversité fréquentielle.....	44
2.6.	Schéma de principe de la diversité spatiale.....	45
3.1.	Gain de réduction du PAPR.....	55
3.2.	Réduction du PAPR du système FBMC/OQAM en fonction de N.....	57
3.3.	Réduction du PAPR du système FBMC/OQAM en fonction de l'ordre de modulation...58	
3.4.	Principe de la technique de Tone Reservation (TR).....	60
3.5.	Principe du phénomène de repousser des pics.....	63
3.6.	Réduction du PAPR par la technique RCF pour différentes itérations (CR=3).....	64
3.7.	Implémentation de la technique RCF dans un système MIMO-FBMC/OQAM.....	64
3.8.	Implémentation de la technique de companding dans un système MIMO-BMC/OQAM.....	66
3.9.	Caractéristiques du A-Law.....	67
3.10.	Réduction du PAPR par la technique A-Law pour différentes valeurs de A.....	68
3.11.	Caractéristiques du Mu-Law.....	69
3.12.	Réduction du PAPR par la technique Mu-Law pour différentes valeurs de Mu.....	70
3.13.	Réduction du PAPR par la technique RTC pour différentes valeurs de R.....	71
3.14.	Réduction du PAPR par la technique cos pour différentes valeurs de y.....	72
3.15.	Réduction du PAPR par la technique tanhR pour différentes valeurs de y.....	74
3.16.	Réduction du PAPR par la technique logR pour différentes valeurs de y.....	75
4.1.	Implémentation de la technique hybride RCF et Companding dans un système MIMO-FBMC/OQAM.....	79
4.2.	Réduction du PAPR par la technique RCF pour différentes valeurs de CR dans un système MIMO-FBMC/OQAM	84
4.3.	BER du système MIMO-FBMC/OQAM basé sur la technique RCF pour différentes valeurs de CR.....	85
4.4.	Réduction du PAPR par les techniques RCF et companding sans hybridation dans un système MIMO-FBMC/OQAM	89
4.5.	Réduction du PAPR par la technique hybride RCF et companding dans un système MIMO-FBMC/OQAM	91
4.6.	BER du système MIMO-FBMC/OQAM basé sur la technique hybride RCF et companding.....	93

4.7.	BER du système MIMO-FBMC/OQAM avec HPA basé sur la technique hybride RCF et companding.....	94
4.8.	PSD du signal amplifié pour différentes valeurs de l'IBO	95
4.9.	PSD du signal amplifié pour différentes hybridations en présence du HPA.....	96
4.10.	EVM en fonction de l'IBO pour un système MIMO-FBMC/OQAM	98
5.1.	Implémentation de la technique MAP dans un système FBMC/OQAM avec $I = 2$	102
5.2.	Comparaison des performances de la réduction du PAPR du NMAP avec les techniques CF, TR dans un système FBMC/OQAM.....	109
5.3.	Réduction du PAPR par la technique MAP pour différentes valeurs de N_s	110
5.4.	BER de la technique MAP sur un canal Gaussien avec HPA (IBO = 3 dB).....	112
5.5.	BER de la technique MAP sur un canal Rayleigh avec HPA (IBO = 3 dB).....	112
5.6.	EVM en fonction de l'IBO pour la technique MAP.....	114

Liste des tableaux

1.1.Coefficients de fréquence du prototype filtre.....	20
1.2.Comparaison entre FBMC/OQAM et OFDM.....	35
4.1. Paramètres de simulation.....	87
4.2. Listes des variables des techniques de companding.....	88
4.3. Réduction du PAPR par différentes hybridations.....	91
4.4. Comparaison du EVM des IBO de 3 et 11dB pour différentes techniques d'hybridation.	98
4.5. Comparaison du nombre de multiplication de la technique hybride avec le TR et le PTS.....	99
5.1. Paramètres de simulations.....	108
5.2. Comparaison du nombre de multiplication de la technique MAP pour différentes valeurs de N_s avec le RCF et le TR	115

Glossaire

- ACPR: **A**djacent **C**hannel **P**ower **R**atio.
- ADSL: **A**symmetric **D**igital **S**ubscriber **L**ine.
- AFB: **A**nalysis **F**ilter **B**ank
- A-Law: A technique.
- AM/AM: **A**mplitude/**A**mplitude.
- AM/PM: **A**mplitude/**P**hase.
- AWGN: **A**dditive **W**hite **G**aussian **N**oise.
- BER: **B**it **E**rror **R**ate.
- CCDF: **C**omplementary **C**umulative **D**istribution **F**unction.
- CCRR: **C**omputational **C**omplexity **R**eduction **R**atio.
- CF: **C**lipping and **F**iltering
- CFO: **C**arrier **F**requency **O**ffset
- cos: **cos** companding technique.
- CP: **C**yclic **P**refix.
- CR: **C**lipping **R**atio.
- DAB: **D**igital **A**udio **B**roadcasting
- DFT: **D**iscrete **F**ourier **T**ransform
- DVB: **D**igital **V**ideo **B**roadcasting
- eMBB : **e**nhanced **M**obile **B**roadband
- EVM: **E**rror **V**ector **M**agnitude.
- FBMC: **F**ilter **B**ank **M**ulti **C**arrier.
- FBMC/OQAM: **F**ilter **B**ank **M**ulti **C**arrier **O**ffset **Q**uadrature **A**mplitude **M**odulation.
- FFT: **F**ast **F**ourier **T**ransform.
- HPA: **H**igh **P**ower **A**mplifier.
- IBO: **I**nput **B**ack-**O**ff.
- ICI: **I**nter-**C**arrier **I**nterference
- IFFT: **I**nverse **F**ast **F**ourier **T**ransform.
- ISI: **I**nter-**S**ymbol **I**nterference

- logR: **L**ogarithmique **R**ooting technique.
- LOS: **L**ine **O**f **S**ight
- LTE: **L**ong-**T**erm **E**volution
- MAP: **M**ulti-**A**ntennas **P**APR reduction
- MCM: **M**ulti **C**arrier **M**odulation.
- MIMO: **M**ultiple-**I**nter **M**ultiple-**O**utput.
- mMTC: **m**assive **M**achine-**T**ype **C**ommunication.
- Mu-Law: Mu technique
- NLOS: **N**o **L**ine **O**f **S**ight
- OBO: **O**utput **B**ack-**O**ff.
- OFDM: **O**rthogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiplexing.
- OOB: **O**ut-**O**ff-**B**and.
- OQAM: **O**ffset **Q**uadrature **A**mplitude **M**odulation.
- PAE: **P**ower **A**dded **E**fficiency
- PAPR: **P**eak to **A**verage **P**ower **R**atio.
- PHYDYAS: **P**HYsical layer for **D**ynamic spectrum **A**cces**S** and cognitive radio.
- PPN: **P**olyphase **N**etwork
- PS: **P**arallel to **S**eries
- PSD : **P**ower **S**pectral **D**ensity
- PTS: **P**artial **T**ransmit **S**equences.
- QAM: **Q**uadrature **A**mplitude **M**odulation.
- RCF: **R**epeated **C**lipping and **F**iltering.
- RF: **R**adio **F**requency
- RRC: **R**oot-**R**aised **C**osine **F**ilter
- RTC: **R**ooting **C**ompanding
- SC-FDMA: **S**ingle-**C**arrier **F**requency **D**ivision **M**ultiple **A**ccess
- SCOP: **S**econd **O**rders **C**one **P**rogramming
- SFB: **S**ynthesis **F**ilter **B**ank
- SI: **S**ide **I**nformation.
- SLM: **S**elective **M**apping.
- SNR: **S**ignal to **N**oise **R**atio.

- SP: **S**eries to **P**arallel
- SRRC: **S**quart **R**oat of **R**aised **C**osine
- SSPA: **S**olid **S**tate **P**ower **A**mplifier.
- tanhR: **T**angent **H**yperbolique **R**ooting.
- TR: **T**one **R**eservation.
- uRLLC: **u**ltra-**R**eliable **L**ow-**L**atency **C**ommunication
- WIMAX: **W**orldwide **I**nteroperability for **M**icrowave **A**ccess
- WLAN: **W**ireless **L**ocal **A**rea **N**etwork.

Introduction

Générale

Introduction générale

L'évolution constante des besoins des utilisateurs dans le domaine des communications sans fil, notamment en termes de haut débit mobile amélioré (eMBB), de communication massive de type machine (mMTC) et de communication ultra-fiable à faible latence (uRLLC), pousse les technologies à répondre à des exigences de plus en plus rigoureuses. L'une des préoccupations majeures dans cette quête de performance est d'atteindre des niveaux élevés d'efficacité énergétique et spectrale [1, 2].

Jusqu'à présent, l'Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) ou la modulation référence demeure le schéma de modulation multi-porteuses (MCM) le plus répandu dans le domaine sans fil. Elle représente une technique de modulation multiporteuses sophistiquée qui a prouvé son efficacité dans le domaine des communications sans fil. Cette approche permet aux technologies actuelles d'atteindre des débits de transmission élevés, ce qui en fait un élément essentiel dans de nombreux standards de communication. A titre d'exemples, l'Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) exploite l'OFDM pour tirer parti des lignes téléphoniques des abonnés et permettre la transmission et la réception de signaux numériques à des vitesses élevées, facilitant ainsi l'accès à Internet à haut débit. De plus, l'OFDM joue un rôle central dans des technologies populaires comme le WI-FI et l'Worldwide Interoperability for Microwave Access (WIMAX), qui font partie de la famille de normes IEEE 802.xx et qui facilitent la transmission sans fil à haut débit. Également, cette technique de modulation est largement utilisée dans la diffusion audio numérique (DAB, pour "Digital Audio Broadcasting") ainsi que dans la diffusion vidéo numérique (DVB, pour "Digital Video Broadcasting").

Cependant, l'OFDM présente des limites en termes d'efficacité spectrale en raison de l'insertion du préfixe cyclique. Aussi, l'utilisation d'une réponse impulsionnelle rectangulaire engendre des lobes secondaires importants à chaque sous-porteuse. Par conséquent, les sous-canaux aux extrémités de la bande de transmission pourraient occasionner des interférences pour d'autres systèmes voisins. De plus, l'OFDM est fortement sensible aux décalages de fréquence porteuses et aux erreurs de synchronisation, qui peuvent résulter d'un phénomène tels que l'effet Doppler ou une synchronisation défaillante [3, 4]. L'importance du PAPR dans l'OFDM est mise

en lumière pour développer la 4e génération (LTE); plus précisément dans la liaison montante (UL) de la couche physique. Il a été opté pour l'approche du Multiple Access à porteuse unique (SC-FDMA) plutôt que l'OFDM, en raison du PAPR élevé associé à ce dernier.

Pour répondre à ces défis particulièrement l'évolution rapide des communications sans fil qui a conduit à une demande croissante en matière d'efficacité spectrale, de robustesse contre les interférences et de performances globales améliorées. Une technique a suscité un intérêt considérable, le FBMC/OQAM (Filter Bank Multicarrier with Offset Quadrature Amplitude Modulation) s'est révélé être une solution prometteuse. Cette technique est largement reconnue dans la littérature pour son efficacité spectrale, sa résistance aux interférences tels que l'interférence inter-porteuses (ICI) et l'interférence inter-symboles (ISI), ainsi que sa capacité à gérer les effets de trajet multiple et les décalages de fréquence porteuse (CFO) [5]. La modulation FBMC/OQAM repose sur l'utilisation d'un filtre prototype qui offre une localisation temporelle et fréquentielle bien meilleure que celle obtenue avec l'OFDM. Cela permet au FBMC/OQAM de fonctionner de manière optimale dans des environnements complexes caractérisés par la présence de multiples utilisateurs, des niveaux d'interférences élevés et une grande mobilité. Grâce à toutes ces caractéristiques, le FBMC/OQAM offre un potentiel d'amélioration significative lui permet de répondre ainsi aux exigences croissantes des systèmes de communication modernes.

La littérature a étudié principalement trois techniques de multi-porteuse à bancs de filtres (FBMC) : le Filtered Multi-Tone (FMT), la Modulation d'Amplitude en Quadrature avec Décalage (OQAM) (aussi appelée Staggered Multi-Tone (SMT)) et le Cosine Modulated multi-Tone (CMT) [6]. Dans le contexte de cette thèse, notre attention se focalise particulièrement sur la méthode développée par Saltzberg [7], nommée FBMC/OQAM ou SMT (également connue sous le nom OFDM/OQAM). En pratique, la technique FBMC/OQAM est capable de gérer la sélectivité en fréquence du canal sans nécessiter d'intervalle de garde. De plus, le FBMC utilise une mise en forme d'impulsion bien localisée en fréquence, ce qui réduit considérablement les fuites hors bande, permettant ainsi l'utilisation d'un plus grand nombre de sous-porteuses dans la bande de fréquence allouée. Dans [7], Saltzberg a démontré qu'en introduisant un décalage de la moitié de la période de symbole entre les composantes en phase et en quadrature des symboles QAM, il est possible

d'obtenir un espacement entre les canaux de sous-porteuses adjacents, tout en récupérant les symboles d'information sans subir d'interférences inter-symboles (ISI) ni inter-porteuses (ICI). Ainsi, les conditions d'orthogonalité ne sont prises en compte que dans le domaine réel [7]. Hirosaki a proposé une mise en œuvre efficace de la transformation de Fourier discrète (DFT) pour cette méthode de modulation [8].

Pour augmenter le débit de données ou les performances, des techniques à antennes multiples sont désormais mises en œuvre [9]. En effet, la transmission de différentes données sur différentes antennes (multiplexage spatial) peut facilement augmenter le débit. Il a été démontré dans [10] que le multiplexage spatial (SM) peut être directement appliqué au FBMC avec un égaliseur MMSE (Minimum Mean Square Error). Ces deux techniques sont certaines des techniques classiques qui constituent un élément central des communications sans fil avancées.

Cependant, comme c'est souvent le cas avec les systèmes de modulation multi-porteuses (MCM), le FBMC/OQAM présente également des défis importants. L'un de ces défis majeurs réside dans le PAPR élevé du signal transmis dans le domaine temporel. Ce PAPR élevé est principalement attribué aux pics d'amplitude élevée du signal FBMC/OQAM, générés par la superposition des symboles modulés sur les sous-porteuses dans le schéma MCM, avec une probabilité que ces symboles aient la même phase. Ces pics d'amplitude élevée peuvent contraindre les amplificateurs de puissance élevée (HPA) à fonctionner en dehors de leur plage linéaire, ce qui engendre des distorsions tant dans la bande (IB) que hors de la bande (OOB) du signal. En conséquence, cela peut dégrader les performances de taux d'erreur binaire (BER) et limiter l'efficacité globale du système [11, 12].

Les amplificateurs de puissance se classent parmi les dispositifs les plus coûteux et les plus consommateurs d'énergie dans les systèmes de communication. En effet, le HPA représente plus de 60 % de la consommation totale d'énergie au niveau de l'émetteur [13]. Par conséquent, il devient impératif d'accroître l'efficacité de cet amplificateur afin de réduire la consommation énergétique globale des systèmes de communication. Dans cette optique, les systèmes de communication modernes actuels nécessitent de faire fonctionner les amplificateurs de puissance à des niveaux proches de la saturation. Cependant, les HPA sont intrinsèquement analogiques et donc non

linéaires par nature (NL). Face à cette non-linéarité, il est essentiel de recourir à des techniques pour atténuer ces effets indésirables du PAPR élevé et garantir un fonctionnement optimal du HPA. De manière générale, ces techniques sont divisées en deux catégories majeures. La première vise à réduire le PAPR afin de maintenir l'amplificateur dans sa plage de fonctionnement linéaire tout en améliorant son efficacité énergétique, tandis que la seconde s'efforce de linéariser les amplificateurs de puissance. Au sein de cette thèse, notre focalisation se tourne particulièrement vers la première méthode.

Dans la littérature, les chercheurs proposent plusieurs techniques de réduction du PAPR en tant que solutions à ce défi. Elles comprennent l'écrêtage (Clipping), Comanding, Precoding, Partial Transmission Sequence (PTS), Tone Reservation (TR), Tone Injection (TI), Active Constellation Extension (ACE) et le Selective Mapping (SLM). De plus, d'autres auteurs ont publié plusieurs hybridations utilisant la combinaison de ces techniques pour améliorer les indicateurs de performance du système FBMC/OQAM.

Les techniques de réduction du PAPR sont évaluées en termes de réduction du PAPR, de BER, de débit de transmission et de complexité de calcul. Certaines sont particulièrement efficaces pour réduire le PAPR tout en maintenant un bon BER, mais elles nécessitent également la transmission d'informations latérales (SI) à la réception, ce qui augmente considérablement la complexité et réduit le débit, comme c'est le cas des méthodes PTS, SLM et ACE. D'autres méthodes présentent l'avantage d'être efficaces pour abaisser le PAPR, simples à mettre en œuvre avec une complexité minimale, mais tous ces avantages sont au détriment de la distorsion du signal donc dégradation du BER, comme dans le cas du clipping. Une autre technique de réduction du PAPR nommée la technique de comanding, qui a un taux modeste de réduction du PAPR, facile à mettre en œuvre avec une faible complexité de calcul et un bon BER.

La combinaison de deux ou trois de ces méthodes, généralement appliquées en cascade, permet une réduction plus importante du PAPR tout en améliorant les performances globales du système et en bénéficiant des avantages de chaque méthode utilisée conjointement.

Contribution et organisation

Parmi les nombreux défis auxquels sont confrontés les ingénieurs et les chercheurs dans le domaine des communications sans fil, la gestion du PAPR qui constitue un obstacle significatif, généré par la modulation MCM, car une haute valeur de PAPR peut entraîner une mauvaise performance du BER et une défaillance énergétique causée souvent des amplificateurs de puissance utilisés.

Pour surmonter ces défis, notre travail s'est focalisé sur la conception de méthodes innovantes visant à réduire efficacement le PAPR tout en maintenant une excellente qualité de transmission.

Dans cette optique, nous avons sélectionné une hybridation basée sur la technique d'écrêtage et de filtrage répété (RCF) combinée avec la méthode de companding pour réduire davantage le PAPR du système MIMO FBMC/OQAM. Cette approche a été privilégiée en raison de sa simplicité et ses performances. L'écrêtage est particulièrement efficace pour réduire le PAPR mais il engendre une forte distorsion. Alors que le filtrage élimine les distorsions hors bande causées par le clipping, mais, il souffre également de la régénération spectrale, qui repousse de nouveaux les pics et augmente le PAPR. La Répétition du CF garantit l'élimination des distorsions hors bande causées par le clipping et les pics IB causés par le filtrage. Le companding est une autre technique qui présente de bonnes performances en BER mais une réduction très modeste du PAPR. Lorsqu'il est cascadié avec le RCF, permet une réduction supplémentaire du PAPR tout en maintenant une complexité minimale. Pour réduire la distorsion et améliorer le BER, divers ajustements peuvent être bénéfiques. Les schémas de companding proposés dans cette étude comprennent A-Law, Mu-Law, TanhR, LogR, RTC et cos. La combinaison de ces méthodes avec le RCF garantit une réduction efficace du PAPR à l'aide de la méthode d'écrêtage et un bon BER à l'aide de la méthode de companding. La méthode recommandée est une variation puissante qui peut être utilisée dans les générations futures car elle garantit également une simplicité de mise en œuvre, une faible complexité de calcul et ne nécessite pas la transmission d'un SI.

Une autre nouvelle méthode basée sur la Dichotomie Itérative que nous avons également proposée. Cette méthode repose sur l'utilisation de I antennes pour garantir des signaux FBMC sans distorsion en sortie du récepteur. Le processus commence par la réception et la décomposition du signal FBMC/OQAM en I sous-signaux à faible PAPR par l'algorithme MAP (Multi-Antennas for

PAPR reduction). Ensuite, chaque sous-signal passe par l'amplificateur de puissance correspondant. A la sortie, ces sous-signaux amplifiés sont transmis par les antennes d'émission vers le canal de transmission. Enfin, les N antennes de réception reçoivent ces sous-signaux, puis un additionneur les ajoute pour reproduire le même signal FBMC/OQAM au niveau du récepteur.

De plus, cette nouvelle technique ne nécessite aucun signal d'information (SI) à transmettre et aucune difficulté de synchronisation n'est considérée entre les sorties des amplificateurs de puissance, car les sous-signaux amplifiés sont directement conduits vers les antennes de transmission, et l'addition des sous-signaux s'effectue au niveau du récepteur.

Durant cette étude, nous proposons, également, la chaîne de transmission complète du système FBMC/OQAM comprenant le système RCF avec la technique de companding pour la première proposition, le schéma de la technique MAP pour la deuxième méthode, l'amplificateur de puissance, le canal de transmission et la technique MIMO.

En résumé, notre travail vise à relever les défis cruciaux liés à la gestion du PAPR dans les systèmes de communication sans fil. En explorant deux méthodes à la fois efficaces dans la réduction du PAPR, simple dans leur mise en œuvre, et ce, sans nécessité de recourir à des informations supplémentaires (SI). Aussi, il consiste à fournir des solutions pratiques et efficaces pour améliorer la qualité de transmission, l'efficacité énergétique et la fiabilité des communications sans fil modernes, répondant ainsi aux besoins croissants de la société en matière de connectivité sans fil.

Pour atteindre cette visée, notre travail est structuré en cinq chapitres.

Le premier chapitre se consacre à une exploration approfondie de deux systèmes de modulation à porteuses multiples (MCM), soit l'OFDM et le FBMC/OQAM en mettant en lumière particulièrement le FBMC/OQAM qui suscite un intérêt grandissant grâce à ses multiples avantages. Nous examinons en détail les éléments constitutifs de la chaîne de transmission. Une attention particulière est portée sur les amplificateurs de puissance non linéaires (HPA), avec une analyse approfondie de leur caractéristique, des modèles qui les décrivent et des distorsions qu'ils engendrent à la fois dans la bande et hors bande. Les méthodes visant à atténuer les effets de la non-linéarité sont également abordées. Enfin, nous introduisons les notions de PAPR et de CCDF

(Cumulative Complementary Distribution Function) pour un signal FBMC/OQAM puis nous clôturons le chapitre par les performances du système FBMC/OQAM.

Le deuxième chapitre se concentre sur le canal de transmission en espace libre, les caractéristiques du bruit blanc additif Gaussien qui joue un rôle fondamental dans les communications sans fil. Lors de l'étude des évanouissements, nous analysons les évanouissements à grande, moyenne et petite échelle, ainsi que l'effet Doppler et le phénomène multi-trajet qui contribuent à la complexité de la propagation. Puis on se penche sur les distributions de Rayleigh et de Rice qui sont couramment utilisées. La diversité, qu'elle soit temporelle, fréquentielle ou spatiale, est ensuite explorée en tant que technique pour améliorer la qualité de la transmission en réduisant les effets néfastes du canal. Le concept de canaux MIMO est abordé, avec une discussion sur la représentation matricielle du canal MIMO et son association avec la modulation FBMC/OQAM. Nous passons également en revue la combinaison du MIMO avec FBMC/OQAM dans un environnement à canaux multi-trajets. L'égalisation du signal MIMO-FBMC/OQAM est examinée en détail, en mettant l'accent sur les techniques telles que l'erreur moyenne quadratique minimale (MMSE) et le forçage à zéro (ZF). Enfin, le PAPR pour une liaison MIMO est exploré, car il s'agit d'un aspect crucial pour garantir une transmission sans distorsion et efficace dans un système MIMO-FBMC/OQAM.

Le troisième chapitre aborde en premier lieu les spécifications techniques inhérentes aux méthodes de réduction du PAPR. Parmi celles-ci, on examine le gain de réduction du PAPR, la compatibilité descendante, la dégradation du BER, la diminution du débit ainsi que la complexité de calcul. Par la suite, nous mettons en évidence les facteurs qui exercent une influence sur le PAPR, tels que le nombre de sous-porteuses et l'ordre de modulation. Un aperçu détaillé de l'état de l'art des techniques de réduction du PAPR est également proposé. En fin, notre attention se focalise sur des techniques spécifiques de réduction du PAPR. Nous explorons en profondeur les méthodes de Tone Reservation (TR), d'écrêtage, d'écrêtage suivi du filtrage, de companding ainsi que les techniques d'hybridation.

Le quatrième chapitre met en avant notre première contribution en détaillant la technique hybride RCF et companding que nous avons proposée pour résoudre le défi du PAPR. Nous commençons par une analyse approfondie de cette technique, en explorant en détail son fonctionnement et les potentiels qu'elle offre. En outre, nous présentons une étude théorique

approfondie, décortiquant les trois phases cruciales de la méthode : l'écrêtage, le filtrage et le companding. De plus, nous détaillons l'algorithme que nous avons conçu pour mettre en œuvre cette technique. Les simulations nous permettent d'explorer en profondeur l'impact de divers paramètres et conditions sur les performances de la technique hybride. Nous examinons en détail plusieurs aspects de sa performance, tels que la réduction du PAPR, le BER, le PSD, l'EVM, ainsi que la complexité de calcul. En somme, ce chapitre offre une analyse complète de notre technique hybride RCF et companding, en examinant son fonctionnement théorique, ses performances pratiques et son comportement face à diverses conditions et configurations.

Le cinquième chapitre met en évidence notre seconde contribution qui repose sur la technique MAP (Multi-Antennas for PAPR reduction), visant à réduire efficacement le PAPR dans les systèmes de communication. Nous commençons d'abord par la description détaillée de la technique MAP, en explorant son fonctionnement et sa mise en œuvre. Ensuite, nous présentons une analyse théorique exhaustive de la technique MAP. Cette analyse est divisée en deux volets : nous examinons d'abord les systèmes MAP avec I antennes, puis nous étudierons le système MAP avec deux antennes ($I = 2$). Par la suite, nous abordons l'algorithme fondamental de la technique de réduction du PAPR. Nous nous concentrons sur sa conception et sa mise en œuvre, en mettant en évidence les étapes clés qui permettent la réduction efficace du PAPR. Les simulations jouent un rôle central dans notre étude. Nous évaluons minutieusement les performances de réduction du PAPR, la densité spectrale du signal (PSD), le taux d'erreur binaire (BER), la magnitude de l'erreur vectorielle (EVM) ainsi que la complexité de l'algorithme. Ce chapitre explore en détails cette technique novatrice et de son application pour améliorer la qualité et l'efficacité des communications sans fil modernes.

CHAPITRE 1

Système FBMC/OQAM

1.1. Introduction

Actuellement, les milieux de transmission sans fil sont caractérisés par le phénomène de multi-trajets, dans lesquels les techniques mono-porteuses souffrent d'interférence Inter-symbole (ISI) ce qui nécessite une égalisation complexe à la réception. La technique multi-porteuses (MCM) est considérée comme une alternative efficace pour résoudre le problème des évanouissements par multi-trajets et améliorer considérablement le débit de transmission du système [14, 15]. La technique MCM consiste à transmettre le signal sur plusieurs sous-porteuses ou fréquence au lieu d'une seule fréquence [16]. Les données sont envoyées en parallèle sur ces sous porteuses au lieu d'être envoyées en série sur la même bande utile. L'orthogonalité des fréquences empêche la perturbation mutuelle des sous porteuses adjacentes causée par les interférences [17]. A la réception, le signal sur certaines fréquences peut être atténué par l'effet du multi-trajets mais le système reste capable de restaurer le signal original reçu sur les autres sous-porteuses non affectées par le phénomène de multi-trajets [18].

Dans ce chapitre, nous détaillons deux systèmes MCM notamment le FBMC qui est devenu une modulation attractive par ses avantages multiples. Les différents composants de la chaîne de transmission sont aussi discutés. Plus de détail est donné sur les caractéristiques des amplificateurs de puissance non linéaire (HPA), les modèles de ces HPA et les distorsions générées dans la bande et hors bande. Les techniques de corrections des effets de la non linéarité sont ensuite traitées, Enfin, et avant de clôturer ce chapitre par les performances du système FBMC/OQAM, on définit d'abord le PAPR et le CCDF d'un signal FBMC/OQAM.

1.2. Résumé sur le système OFDM

L'OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) est une modulation multi porteuse utilisée pour remplacer la modulation mono porteuse. Elle a permis de résoudre le problème de canal multi trajet auquel la modulation mono porteuse souffre. L'orthogonalité et le chevauchement des N sous porteuses, séparées de $\frac{1}{T_u}$ où T_u est la durée utile du symbole, dans le domaine fréquentiel améliorent sensiblement l'efficacité spectrale du système et donc augmente d'avantage la capacité et le débit du système [19].

Dans le cas d'un canal multi-trajet, le même signal émis est reçu plusieurs fois avec un déphasage dans le temps à cause des itinéraires que chaque signal a parcouru, ce qui crée un étalement des symboles dans le temps donc un chevauchement entre les différents symboles et c'est ainsi que le problème des interférences Inter-symbole (ISI) est généré [20]. Suivant la **Figure 1.1**, l'OFDM résout cette contrainte par l'utilisation d'un intervalle de garde dans le domaine temporel appelé préfixe cyclique (CP). Ce CP est une copie de la fin de la même symbole OFDM intégré au début du symbole OFDM avec une durée (T_g) égale ou supérieure à l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal [21].

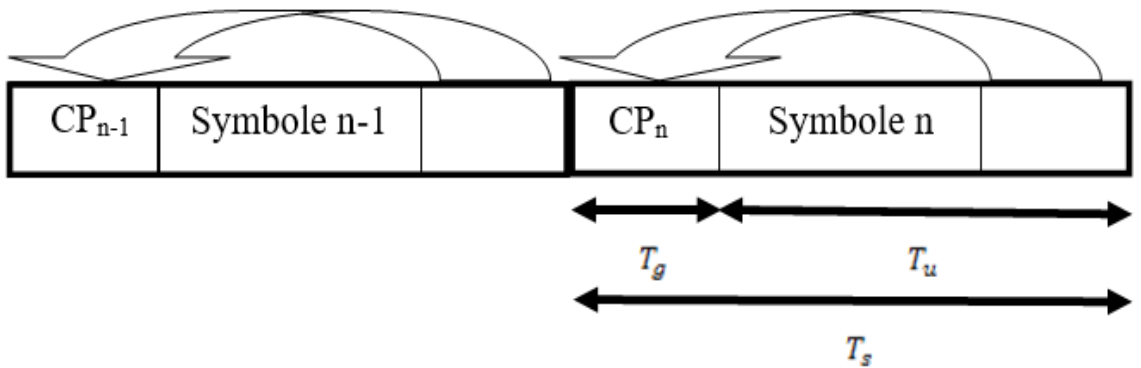


Figure 1.1. Préfixe cyclique (CP) [19].

Avec l'ajout du CP, la durée du symbole (T_s) accroît et sera définie par la somme de la durée de l'intervalle de garde (T_g) et la durée utile (T_u), ce qui augmente la perte de l'efficacité spectrale (n_{OFDM}). Cette perte est calculée par la formule suivante :

$$n_{OFDM} = \frac{T_g}{T_g + T_u} \quad (1.1)$$

L'orthogonalité du système OFDM n'est valable que si durant le pic de chaque spectre d'une sous porteuse tous les autres sous porteuses chevauchantes sont nulle [22], cela est présenté par la **Figure 1.2**. En cas de perte de l'orthogonalité, l'interférence entre porteuse est générée et le symbole de donnée d'une sous porteuse est glissé sur la sous porteuse adjacente.

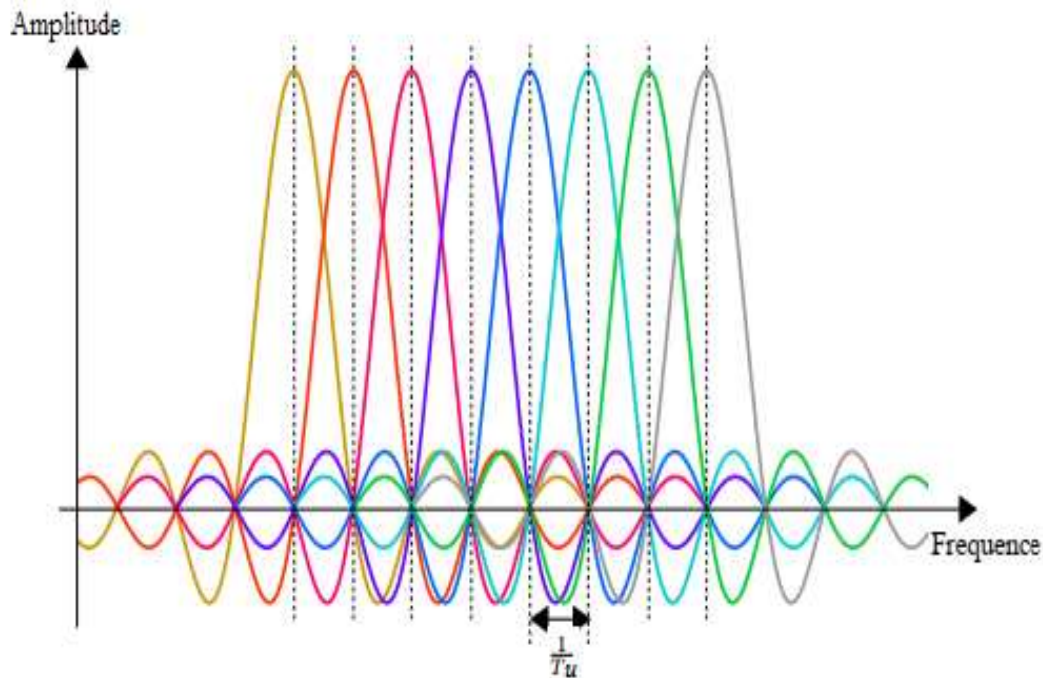


Figure 1.2. Spectres de sous porteuses orthogonales d'un signal OFDM [19].

L'OFDM est largement utilisée dans le domaine des télécommunications à savoir ; Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL), Worldwide Interoperability for Microwave Access (WIMAX), Wireless Local Area Network (WLAN) et le Long-Term Evolution (LTE), [23], etc....

1.2.1 Principe du système OFDM

La **Figure 1.3** représente les blocs constituant le système OFDM ; la modulation QAM permet de transformer le signal binaire en signal symbole. Par le bloc S/P le signal est transformé de la forme série de symboles en flux de symboles (trame) de N symboles puis le signal reçu est converti au domaine temporel par le bloc de transformée de Fourier discrète inverse (IDFT ou IFFT). Ensuite le signal est reconverti de la forme flux à la forme symbole via le bloc P/S. Le préfixe cyclique (CP) qui est une copie des derniers échantillons du symbole OFDM est ensuite ajouté au début de la même symbole OFDM.

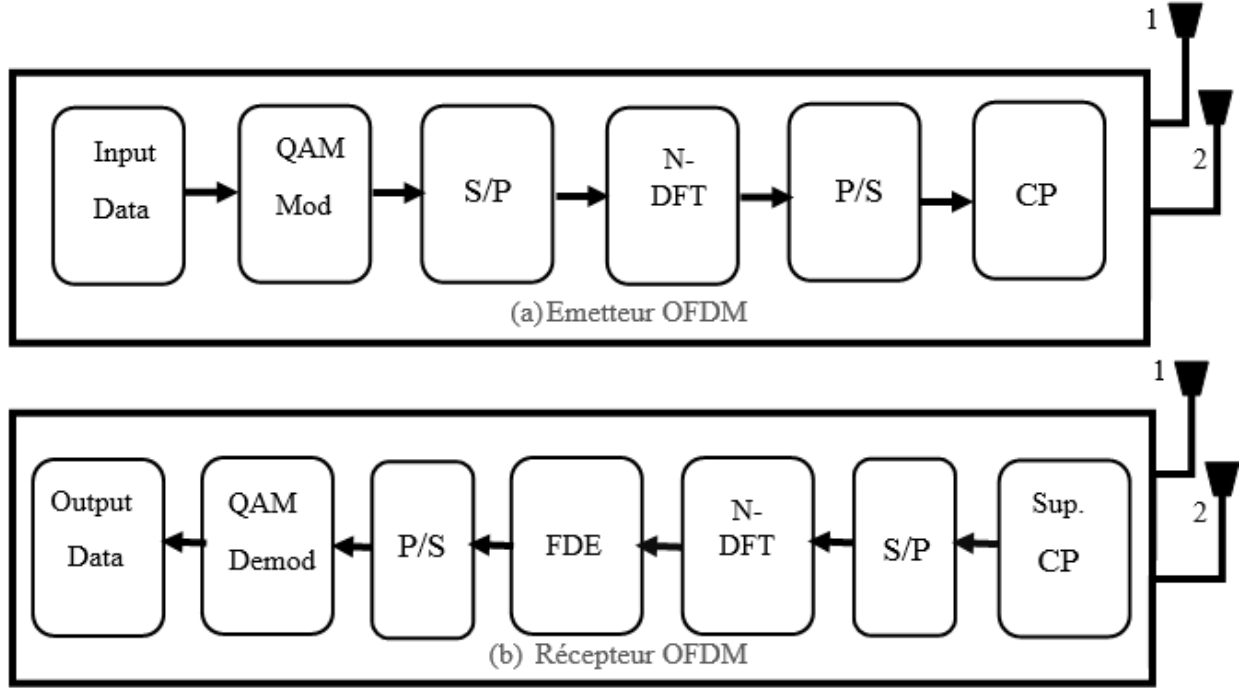


Figure 1.3. Schéma synoptique du système OFDM [19].

1.2.2 Implémentation numérique du système OFDM.

Le signal OFDM continue représenté dans le domaine temporel est indiqué comme suit [24] :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi k}{T_u}t} \quad 0 \leq t < T_u \quad (1.2)$$

Avec X_k représente les symboles complexes qui sont en nombre de N générés de la modulation QAM, chacun est modulé par la k^{eme} sous porteuse. N est le nombre de sous porteuse décalées de $\frac{1}{T_u}$ pour garder l'orthogonalité entre eux. Avec $X_k = [X_0, X_1, X_2, \dots, X_{N-1}]$ est la séquence de N symboles complexe X_k . Après la conversion Série/Parallèle, on aura des blocs de N symboles complexe X_k .

Considérant la période d'échantillonnage T_e avec $T_u = NT_e$. Après l'application de la transformation de Fourier rapide inverse IFFT sur les symboles X_k et si on a $t = \frac{nT_u}{N} = nT_e$ représentant les instants de discrétisation, donc le résultat c'est des échantillons complexes x_n ,

sur une fenêtre de longueur NT_e , représentant l'IFFT des X_k comme suit :

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi k}{N}n} \quad 0 \leq n < N - 1 \quad (1.3)$$

Et x est écrit de la forme suivante :

$$x = [x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}] = \text{IFFT}[X_0, X_1, X_2, \dots, X_{N-1}] \quad (1.4)$$

Ces échantillons sont convertis de parallèle en série par le bloc P/S produisant un symbole OFDM.

Un préfixe cyclique (CP) est inclus au début du flux de données en série avant sa conversion et sa transmission en radiofréquence (RF). L'objectif du CP est de contrer les effets perturbateurs, réduisant ainsi les interférences inter-symboles (ISI).

Puis à la réception, tout le processus est inversé pour récupérer les données transmises, le CP est supprimé avant la FFT, ce qui inverse l'effet de l'IFFT.

L'application de la transformé de Fourier rapide (FFT) permet de donnée l'équation suivante [17] :

$$X_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\frac{2\pi k}{N}n} \quad 0 \leq k < N - 1 \quad (1.5)$$

D'où X_k représente les composantes fréquentielles, le symbole OFDM démodulé X peut s'écrire $X = [X_0, X_1, X_2, \dots, X_{N-1}] = \text{FFT}[x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}]$ et x_n indique les échantillons du symbole OFDM. Et N c'est le nombre de sous porteuses. Les symboles complexes en sortie de la FFT, $[X_0, X_1, X_2, \dots, X_{N-1}]$ sont ensuite décodés et le bit steam original récupéré.

1.3. Système FBMC/OQAM

1.3.1 Modulation FBMC/OQAM

Chang et Pioneer ont fait des recherches sur la modulation FBMC au milieu des années 60, avant l'OFDM. Le Dr Saltzberg a participé à ces études en démontrant qu'avec l'utilisation d'un filtre prototype bien localisé en temps et en fréquence, le taux de transmission est proche de celui de Nyquist, les lobes secondaires sont très faibles et le signal peut être reconstitué sans ISI et ICI [07, 25, 26].

Aussi, le système FBMC est connu par sa résistance à l'évanouissement par trajets multiples [06]. Et lorsque le filtre prototype utilisé dans ce système est bien localisé en temps et en fréquence, il offre un meilleur confinement spectral en raison du faible niveau de lobes secondaires caractérisant le PSD [27, 28]. Et comme il n'a pas besoin d'intervalle de garde, il présente une meilleure efficacité spectrale (SE) [29, 30]. Ces améliorations sont associées pour donner une bonne occupation de la bande passante donc une efficacité spectrale élevée et une amélioration considérable de la capacité du système FBMC [31,32].

Les principales techniques FBMC dans la littérature sont : Multitone filtré (FMT- filtered multitone based FBMC) [33, 34, 35], Multitone modulé en cosinus (CMT- cosine modulated multitone-based FBMC) [36, 37], et OQAM / FBMC (offset quadrature amplitude modulation-based FBMC) ou SMT (Staggered Modulated multitone) [07, 38, 39]. Cette thèse considère le FBMC comme l'OQAM / FBMC.

1.3.2. Principe du système FBMC / OQAM

Le principe de la modulation FBMC est exprimé par la **Figure 1.4 (a)** pour le bloc de transmission FBMC. Dans les bornes d'entrée, l'information est reçue sous forme binaire et convertie en un flux de symboles selon la technique de modulation QAM par le module QAM Mod, puis est transformée via le bloc de prétraitement OQAM d'un signal QAM en un signal OQAM. Ces symboles de données série sont convertis en un flux parallèle par S/P [40]. Une fois ces informations filtrées en fréquence selon les facteurs de chevauchement (K) traverse le bloc de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) pour être insérées dans différentes sous-porteuses. Le signal série numérique est ensuite superposé et additionné pour être converti en analogique, puis il est transposé dans une bande de fréquences plus élevée en utilisant le bloc de conversion ascendante. [39, 41]. A la réception le même scénario de passage de données est inversé.

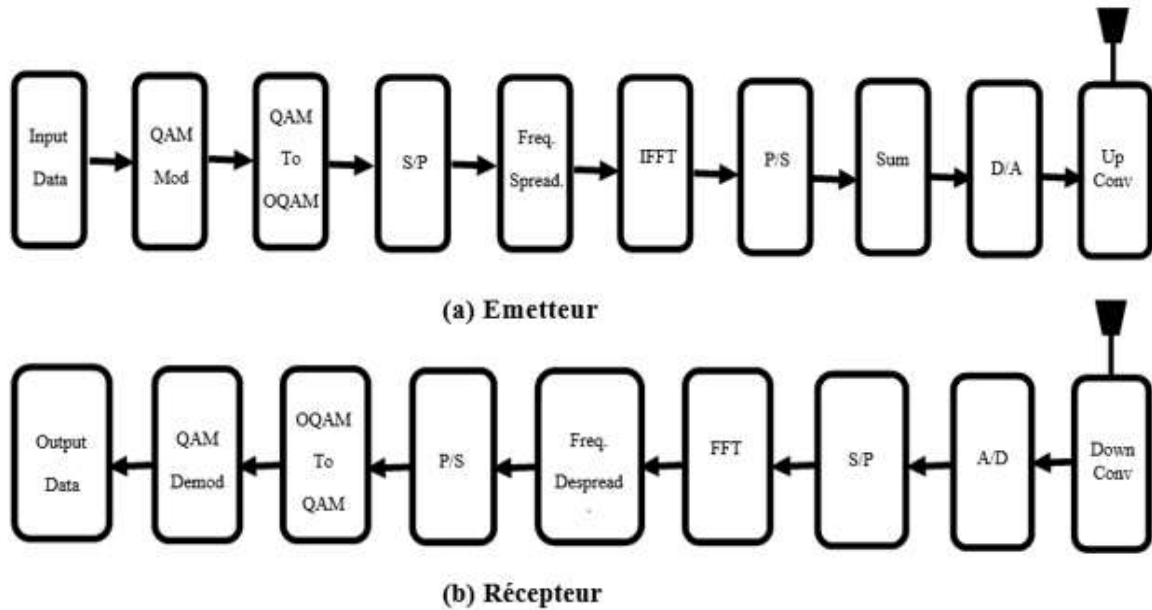


Figure 1.4. Schéma synoptique du système FBMC/OQAM [39,40].

En utilisant à la réception, suivant la **Figure 1.4 (b)**, le bloc de conversion descendante le signal est transposé dans une bande de fréquences plus bas. Le signal est ensuite transformé en signal numérique par le bloc A/D puis converti d'un signal série en un flux parallèle par S/P pour être transformé par le bloc FFT puis sera converti, une autre fois, de la forme série à la forme parallèle. Le signal de sorti est ensuite transformé d'un signal OQAM à un signal QAM puis le signal original est restitué par la transposition du signal de sorti via le bloc QAM-Demod d'un signal symbole à un signal binaire.

1.3.3. Implémentation numérique du système FBMC/OQAM

Le système FBMC/OQAM est basé sur des symboles QAM avec décalage $T/2$ des composantes de quadrature et en phase [42], soit la moitié de la période du symbole. La partie imaginaire est retardée de la moitié de la durée du symbole par rapport à la partie réelle [43] pour chaque sous porteuse comme indiqué par la **Figure 1.5**. Ceci permet d'obtenir un espacement du débit en bauds entre les sous-porteuses adjacentes. Et c'est ainsi que les symboles d'information sont sains et libres de toute interférence et au final ils sont récupérables sans ISI et ICI et sans l'utilisation de CP [39, 44].

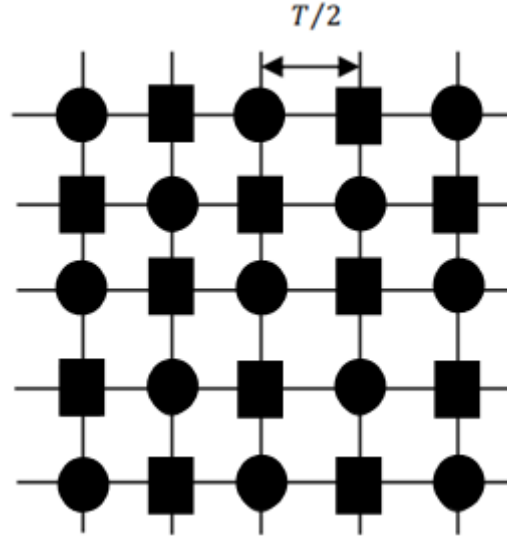


Figure 1.5. Répartition des symboles FBMC/OQAM selon les sous-porteuses [31].

Avec : ● et ■ représentant respectivement la partie réelle et la partie imaginaire du symbole OQAM.

La durée des symboles FBMC/OQAM purement réel ou imaginaire est KT , $(K+1/2)T$ représente la durée du symbole FBMC/OQAM, $(M+K-1/2)T$ est celle du signal FBMC/OQAM et le débit de symboles de transmission est toujours de $1/T$, ce qui signifie que K symboles de sortie consécutifs se chevauchent dans le domaine temporel. La structure de chevauchement des signaux FBMC/OQAM est décrite à la **Figure 1.6**.

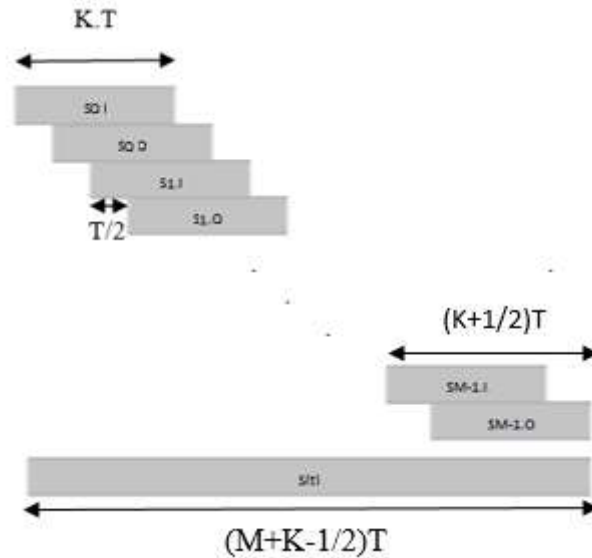


Figure 1.6. Structure superposée du signal FBMC/OQAM [45].

Cette structure de chevauchement dans le domaine temporel améliore grandement le débit puis qu'elle est générée par le filtre prototype et permettant à un symbole de s'étendre sur plusieurs périodes de symbole de longueur KT avec K est le facteur de chevauchement [45].

Le théorème de Balian-Low [42] démontre l'impossibilité de réaliser dans le même système un prototype bien localisé en temps et en fréquence, transmettant à des taux de Nyquist et conservant l'orthogonalité. Le système FBMC garantit les deux premières conditions et accepte partiellement la troisième en ne prenant en compte cette condition que dans la partie réelle, donc les données ne sont véhiculées que par les composants réels [42]. Les symboles reçus sont sans ISI ou ICI grâce à la condition d'orthogonalité [06]. Le système FBMC/OQAM doit transmettre un symbole à valeur réelle à chaque mi-temps pour remplir les conditions d'orthogonalité [44].

À l'émission, le symbole $a_{m,n}$ indique la valeur réelle des symboles transmis et peut être acquis à partir de la constellation QAM [46]. Le système FBMC/OQAM transmet la partie réelle du symbole à chaque demi-temps de symbole [47]. De sorte que $\tau = T / 2$ représente la durée de la partie réelle du symbole FBMC/OQAM. Et $F = \Delta f$, représente l'espacement des sous-porteuses en FBMC/OQAM et $TF = 2$, ce qui signifie que la densité des sous-porteuses a augmenté de deux fois par rapport à un système classique de $TF = 1$ [42].

Le signal FBMC est désigné par la forme suivante [46] :

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} h_{m,n}(t) \quad (1.6)$$

Où $a_{m,n}$ représente la partie réelle du symbole OQAM à la n^{eme} sous porteuse et à l'instant m , $h_{m,n}(t)$ est le filtre prototype bien localisé en temps et en fréquence, il est spécifié par le facteur de chevauchement K qui représente le nombre de symboles multi-porteuses se chevauchant dans le domaine temporel à un instant donné [43] et la longueur du filtre indiquée par KT .

$$h_{m,n}(t) = h(t - n\tau) e^{i2\pi m F_0 t} e^{j\phi_{m,n}} \quad (1.7)$$

$h(t)$ représente la réponse impulsionnelle du filtre prototype, τ est le décalage temporel entre les deux parties constitutives du symbole FBMC/OQAM; la partie réelle et imaginaire. $\phi_{m,n}$ indique le terme de phase.

A la réception et pour un canal parfait le signal peut s'écrire :

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} \sum_{t=-\infty}^{+\infty} h_{m,n}(t) h_{m_0,n_0}^*(t) \quad (1.8)$$

On voit que la réponse du système est liée au filtre prototype $h_{m,n}(t)$. Et que la condition d'orthogonalité dans le système FBMC/OQAM est limitée à la partie réelle, le filtre prototype doit répondre aux normes de condition d'orthogonalité pour une reconstruction parfaite. Il doit donc être conçu pour satisfaire la condition suivante [41, 46] :

$$\Re\{\langle h_{m,n} | h_{m_0,n_0} \rangle\} = \Re\{\sum_{t=-\infty}^{+\infty} h_{m,n}(t) h_{m_0,n_0}^*(t)\} = \delta_{m,m_0} \delta_{n,n_0} \quad (1.9)$$

Sachant que $\Re(\cdot)$ représente la partie réelle du symbole complexe, $(*)$ est la conjugaison du complexe et δ est la fonction de Kronecker delta qui est définie comme suit :

$$\delta_{m,m_0} = \begin{cases} 1, & \text{if } m = m_0 \\ 0, & \text{if } m \neq m_0 \end{cases} \quad (1.10)$$

1.4. Filtre prototype PHYDYAS

1.4.1. Etat de l'art

L'importance du système FBMC est basé sur l'utilisation des filtres prototypes. Ce filtrage est appliqué pour chaque sous porteuses. Les filtres de porteuse utilisés sont étroits et pour garder un ISI et un ICI acceptable il est nécessaire d'utiliser des filtres longs avec au moins $4T$. Le signal transmis représente la somme des sorties du banc de filtre de N sous porteuses. La longueur du filtre (L) est la somme de la taille FFT (N) et la longueur de chaque filtre polyphasé (P) [48].

$$L = N + P \quad (1.11)$$

Le choix de l'implémentation des filtres pour le système FBMC doit être effectué minutieusement car c'est le filtre qui permet d'éliminer ou minimiser les interférences ISI et ICI en gardant les lobes latéraux extrêmement faibles. La conception des filtres est basée sur la technique polyphasée qui permet d'implémenter conjointement les filtres de synthèse et d'analyse dans les bancs de filtre, à l'émission et la réception, pour réduire la complexité de calcul [48].

Les sous porteuses du système FBMC sont bien localisées en temps et en fréquence à cause de la conception du filtre prototype, ce qui permet une efficacité spectrale considérablement améliorée par rapport à celle du système OFDM, cela est due au manque de l'intégration du CP et de la bande garde dans le système FBMC [48].

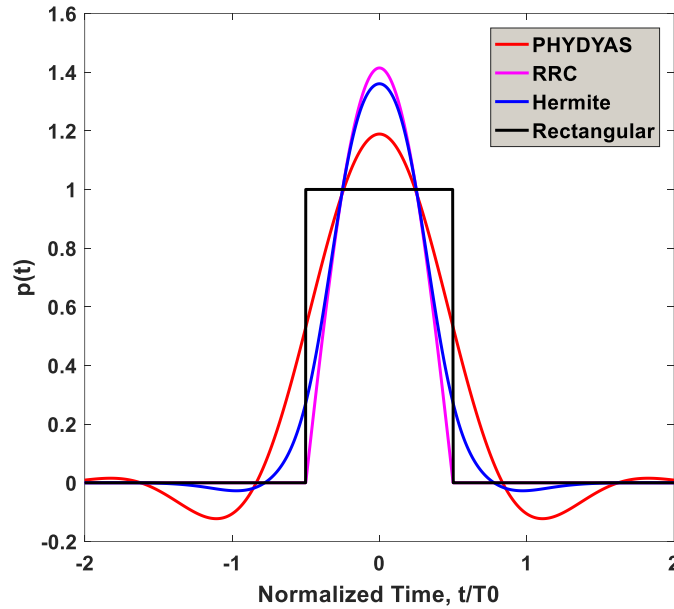


Figure 1.7. Différents types de filtre prototype dans le domaine temporel.

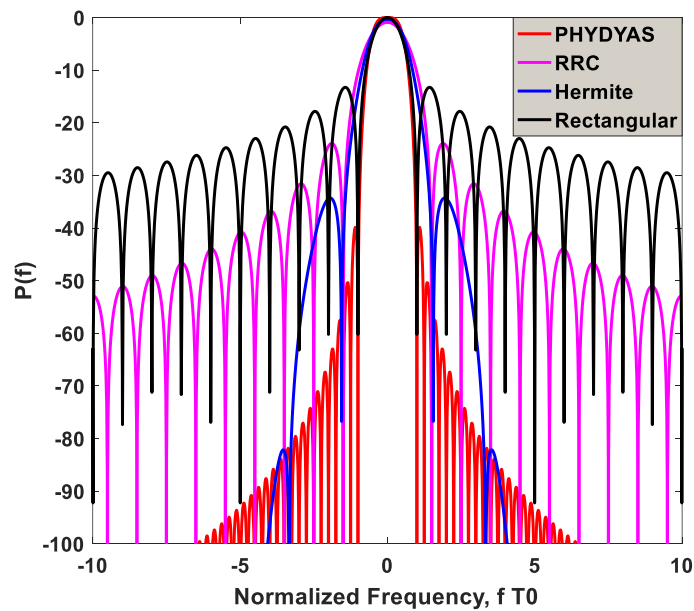


Figure 1.8. Différents types de filtre prototype dans le domaine fréquentiel.

Une gamme de filtre prototype est présentée dans la littérature à savoir le Phydias, Hermite, RRC comme présentée par la **Figure 1.7** et la **Figure 1.8**. Dans notre thèse, nous avons choisi un filtre plus répandu et dispose de multiples avantages appelé « phydyas ».

1.4.2. Filtre Prototype phydyas

Ce filtre prototype est considéré le même filtre de référence présenté dans le projet européen PHYDYAS. Il est considéré comme filtre de type demi Nyquist qui garantit une interférence nulle générée des sous porteuses non adjacentes et seule les sous porteuses adjacentes (N-1 et N+1) peuvent générer des interférences avec une porteuse donnée (N) [49]. Selon Bellanger [50], les coefficients de fréquence H_k peuvent être appliqués pour constituer un filtre prototype $H(f)$ basé sur la technique d'échantillonnage fréquentiel pour un facteur de chevauchement K. La réponse fréquentielle continue du filtre phydyas est donnée par :

$$H(f) = \sum_{k=1-K}^{K-1} H_k \frac{\sin(\pi(KT_u f - k))}{\pi(KT_u f - k)} \quad (1.12)$$

Où H_k sont les coefficients de fréquence du filtre phydyas donnés par la théorie de Nyquist, K est le facteur de chevauchement et T_u est la période du symbole.

La transformée inverse de $H(f)$ expose la réponse impulsionnelle continue du filtre phydyas comme suit :

$$h(t) = \sum_{k=1-K}^{K-1} H_k e^{j2\pi \frac{kt}{KT_u}} \quad t \in [0, KT_u] \quad (1.13)$$

Les coefficients de fréquence H_k du filtre phydyas sont présentés sur le **Tableau 1.1**. en fonction des valeurs du facteur de chevauchement K, avec $H_k = 0$ pour $\forall k \geq K$ [12].

Tableau 1.1. Coefficients de fréquence du filtre prototype [40].

K	H ₀	H ₁	H ₂	H ₃
2	1	$\sqrt{2}/2$	-	-
3	1	0.911438	0.411438	-
4	1	0.971960	$\sqrt{2}/2$	0.235147

La réponse impulsionnelle du prototype filtre phydyas pour $K=4$ est donnée par la formule suivante :

$$h(t) = 1 + 2 \sum_{k=0}^3 H_k \cos(\pi \frac{kt}{2T_u}) \quad t \in [0, 4T_u] \quad (1.14)$$

La réponse fréquentielle du filtre phydyas en fonction du facteur K est présenté par la **Figure 1.9**.

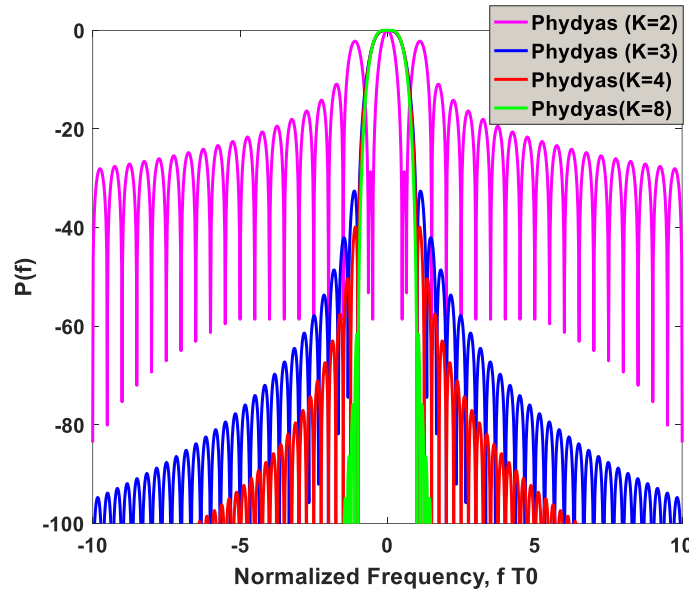


Figure 1.9. Filtre prototype phydyas dans le domaine fréquentiel en fonction de K

1.5. Les amplificateurs de puissance non linéaire

1.5.1. Généralités sur les amplificateurs de puissance

La chaîne de transmission doit garantir la réception du signal sans dégradation lors de son passage dans le canal de propagation dans l'espace libre. Un amplificateur de puissance avec un maximum de rendement est à injecter à la sortie de la chaîne de transmission pour augmenter, à un niveau désiré, la puissance du signal à transmettre dans le but de compenser les pertes du canal de transmission. Pour garantir un rendement maximum, l'amplificateur doit fonctionner à la limite de la zone de saturation mais dans laquelle l'amplificateur perd sa linéarité.

La linéarité et le rendement énergétique sont deux principaux indicateurs d'un amplificateur à les prendre en considération particulièrement pour les modulations multi porteuses caractérisées

par un niveau élevé de PAPR, et un amplificateur de puissance caractérisé par la consommation de la quasi-totalité de l'énergie de la chaîne de transmission [13].

L'amplificateur utilisé est de type semi-conducteur SSPA (Solid State Power Amplifier) très utilisé dans les systèmes sans fil.

1.5.2. Caractéristiques des amplificateurs de puissance

1.5.2.1. Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance

Elle représente la relation entre l'amplitude du signal de sortie et l'amplitude du signal d'entrée mais elle peut représenter aussi la relation de la puissance du signal de sortie et la puissance du signal d'entrée comme présenté par la **Figure 1.10**.

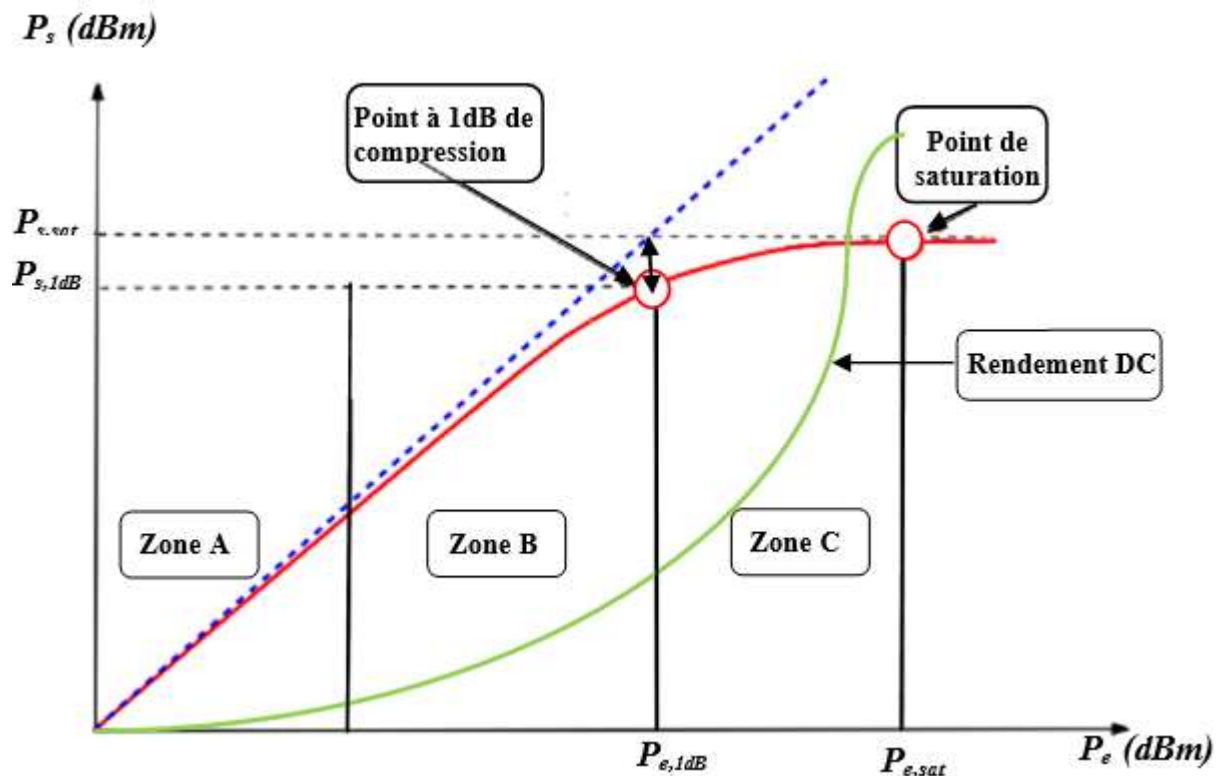


Figure 1.10. Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance de type SSPA avec rendement DC [17].

- **Zone A (zone linéaire) :** Dans cette zone l'amplificateur de puissance se comporte linéairement, le signal de sortie et le signal d'entrée sont proportionnels et leurs rapports représentent le gain de l'amplificateur avec une valeur constante. La distorsion est très faible, les valeurs de puissance sont faibles aussi et le rendement énergétique est remarquablement minime contrairement à la qualité du signal qui est meilleure causée par la linéarité élevée de l'amplificateur. Il est nécessaire d'augmenter l'efficacité énergétique particulièrement pour les utilisateurs mobiles afin d'augmenter l'autonomie de leurs batteries.
- **Zone B (zone de compression):** Cette zone représente la phase de non linéarité de l'amplificateur; le graphe de fonctionnement s'éloigne de la droite linéaire et les distorsions débutent avec des valeurs de plus en plus importantes ce qui se répercute sur la qualité du signal qui commence à se dégrader à cause de la dégradation de la non linéarité et le gain de l'amplificateur commence à diminuer à cause des valeurs d'entrées qui sont de plus en plus importantes que les valeurs de sortie où on parle de compression du gain.. Le point à 1dB de compression représente le point limite de la zone de compression où l'écart entre les deux courbes atteint le 1dB par rapport à la valeur nominale, en d'autres termes le gain de l'amplificateur est déficitaire de 1dB. Après ce point l'amplificateur est basculé sur la zone de saturation.
- **Zone C (zone de saturation) :** lorsque les valeurs de sortie sont invariables par rapport aux valeurs d'entrées on parle de zone de saturation où l'amplificateur a atteint son maximum en puissance de sortie. Les niveaux de distorsions sont très élevés, la réception du signal est presque nulle d'un autre côté le Gain est faible et le rendement énergétique est sensiblement élevé. Sur le spectre de fréquence la génération de regrowth de fréquence en hors bande qui est calculé par la technique ACPR (Adjacent Channel Power Ratio), en signal digital démodulé ; la distorsion se traduit par un mauvais positionnement en amplitudes des constellations I et Q du symbole et le calcul est effectué par l'erreur vectorielle moyenne EVM [52, 53].

De ce qui précède, on remarque que la notion de qualité de signal est inversement proportionnelle par rapport au rendement énergétique de l'amplificateur ce qui nécessite un

compromis à effectuer entre ces deux indicateurs essentiels, cela est validé par le positionnement du point de fonctionnement du HPA.

1.5.2.2. Bilan énergétique.

A l'entrée de l'amplificateur un signal P_e à amplifier et de l'autre côté de ce dispositif un signal de sortie P_s avec une puissance plus élevée est récupérer. Aussi, cet amplificateur nécessite une alimentation P_a pour lui permettre de fonctionner qui est de l'énergie pour la consommation en interne P_i de l'amplificateur d'un côté et de générer le signal de sortie d'un autre côté. Le bilan de cet amplificateur représenté par la **Figure 1.11** est donné par l'équation suivante :

$$P_a + P_e = P_i + P_s \quad (1.15)$$

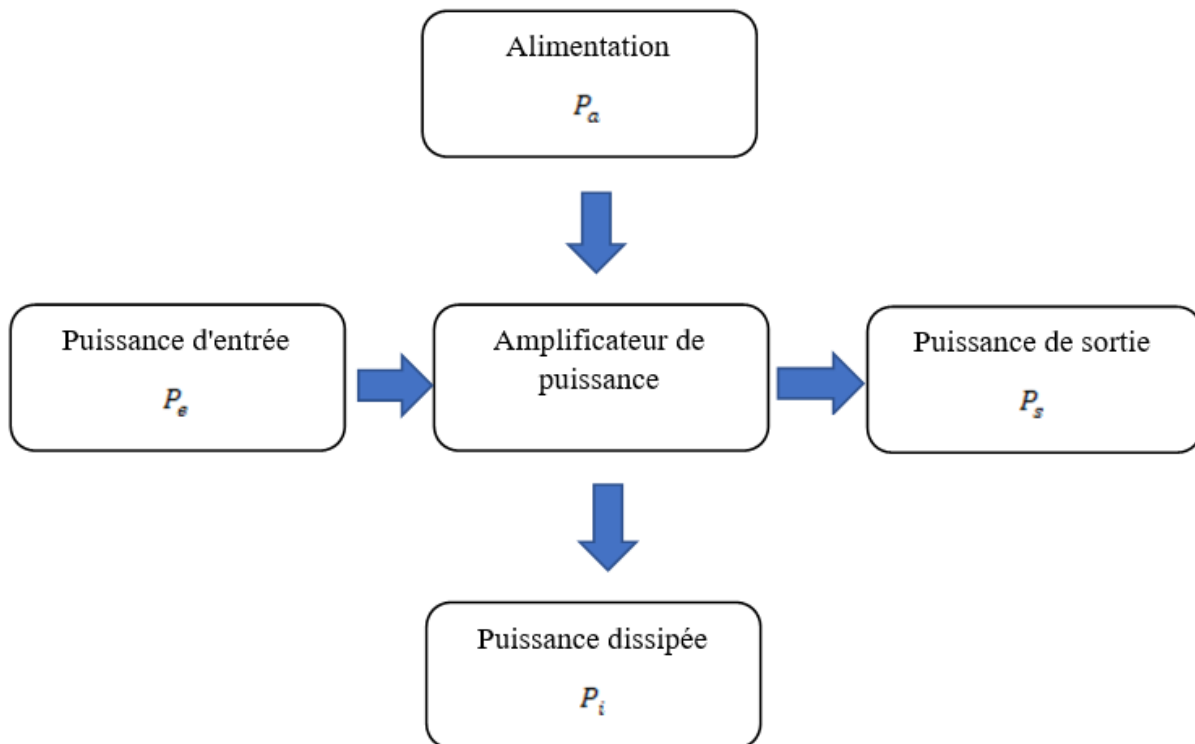


Figure 1.11. Bilan de puissance de l'amplificateur de puissance SSPA [19].

1.5.2.3. Gain de puissance

L'amplificateur permet à partir d'une puissance d'entrée (P_e) de produire une autre puissance de sortie (P_s). Le gain de puissance (G) est représenté par le rapport de la puissance de sortie sur la puissance d'entrée comme indiquée par la formule (1.16) [54].

$$G = \frac{P_s}{P_e} \quad (1.16)$$

Le gain de puissance peut être écrit de cette façon :

$$G(dBm) = P_s(dBm) - P_e(dBm) \quad (1.17)$$

Sachant que P_e et P_s sont exprimés en (dBm)

Au point de compression de 1dB, le gain de puissance devient :

$$G(dBm) - 1 = P_{s,1dB}(dBm) - P_{e,1dB}(dBm) \quad (1.18)$$

1.5.2.4. Efficacité énergétique

Dans la littérature plusieurs formule de mesure du rendement sont présentées [54]:

- Le rendement DC représenté par le rapport de la puissance de sortie P_s et la puissance d'alimentation P_a .

$$\eta_{DC} = \frac{P_s}{P_a} \quad (1.19)$$

Le rendement DC comparé à la caractéristique AM/AM est présenté par la **Figure 1.10**. [55].

- Le rendement total représenté par le rapport de la puissance de sortie P_s et la somme de la puissance d'entée P_e et la puissance d'alimentation P_a .

$$\eta_{total} = \frac{P_s}{P_e + P_a} \quad (1.20)$$

- Le rendement PAE (Power Added Efficiency) représenté par le rapport de la différence entre la puissance de sortie P_s et la puissance d'entrée P_e d'un côté et la puissance d'alimentation d'un autre côté.

$$\eta_{DC} = \frac{P_s - P_e}{P_a} \quad (1.21)$$

1.5.2.5. Recul d'entrée et recul de sortie

Les amplificateurs ont des effets négatifs particulièrement les distorsions du signal amplifié qui proviennent essentiellement de la caractéristique AM/AM, pour prévenir ses distorsions deux méthodes IBO (Input Back-Off) et OBO (Output Back Off) sont présentées [55, 56, 57] :

$$IBO = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{e,1,dB}}{P_e} \right) = P_{e,1,dB}(dBm) - P_e(dBm) \quad (1.22)$$

$$OBO = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{s,1,dB}}{P_s} \right) = P_{s,1,dB}(dBm) - P_s(dBm) \quad (1.23)$$

Où P_e et $P_{e,1,dB}$ représentent respectivement la puissance d'entrée et la puissance d'entrée au niveau du point de compression. Tandis que P_s et $P_{s,1,dB}$ indiquent respectivement la puissance de sortie et la puissance de sortie au niveau du point de compression [17].

Les valeurs de recul IBO et OBO indiquent la zone de fonctionnement de l'amplificateur de puissance car chaque fois que leurs valeurs respectives sont faible l'amplificateur fonctionne près de la zone de saturation ; la dégradation du signal est importante et le rendement énergétique est important aussi, donc la consommation de l'amplificateur en énergie est très réduite. Également, chaque fois que les valeurs de recul IBO et OBO sont importants, l'amplificateur fonctionne dans la zone linéaire ceci rend les distorsions considérablement faibles et le rendement énergétique est faible aussi, donc l'amplificateur consomme plus d'énergie inutile [17, 56]. Pour que l'amplificateur fonctionne dans la zone A, le recul ou la réduction de la puissance s'effectue par rapport à la valeur de puissance $P_{e,1,dB}(dbm)$ et $P_{s,1,dB}(dbm)$ respective. Ce recul (Back-off) est calculé en fonction de ces deux puissances comme formulé par les équations (1.22) et (1.23)[55].

1.5.3. Type d'amplificateur de puissance

1.5.3.1. Modèle de Saleh

Cet amplificateur est de type onde progressive largement connu dont les fonctions de transfert AM/AM et AM/PM sont décrites en fonction de α, β, α_p et β_p [58], et il est donnée comme suit [56, 57] :

$$F_A(\rho(t)) = \frac{\alpha_a \rho(t)}{1 + \beta_a \rho(t)^2} \quad (1.24)$$

$$F_\phi(\rho(t)) = \frac{\alpha_\phi \rho(t)^2}{1 + \beta_\phi \rho(t)^2} \quad (1.25)$$

Pour des valeurs importantes de $\rho(t)$, $F_A(\rho(t))$ dépend directement de $\frac{1}{\rho(t)}$ et $F_\phi(\rho(t))$ est presque constante.

1.5.3.2. Modèle de Rapp

Ce modèle est de type de semi-conducteur (SSPA) proposé par RAP concerne seulement la conversion AM/AM, il est très utilisé dans le domaine du Radio-mobile pour les systèmes de transmission multi porteuses. La fonction de transfert est donnée par la formule suivante [56, 58]:

$$F_A(\rho(t)) = \frac{G_a \rho(t)}{\left(1 + \left(\frac{G_a \rho(t)}{A}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}} \quad (1.26)$$

$$F_\phi(\rho(t)) = 0 \quad (1.27)$$

Où A est l'amplitude de saturation de la tension de sortie de la zone de saturation, G_a est le gain de puissance de l'amplificateur en zone linéaire. Et p est le facteur de non linéarité ou de lissage ou de régularité ou de douceur (smoothness factor) qui ajuste la caractéristique pour le contrôle de la transition entre les deux zones (linéaire et saturation) de la fonction de transfert AM/AM car chaque fois que ce facteur devient de plus en plus faible $F_A(\rho(t))$ perde sa linéarité [21] et vice versa.

1.5.4. Influence de l'AP et les outils de mesure des distorsions

La dégradation du signal, causée par l'intégration de l'amplificateur de puissance non linéaire dans la chaîne de transmission, se traduit au niveau du signal (dans la bande) par une dégradation du BER ou par un repousse spectrale expliqué par un rayonnement hors bande.

1.5.4.1. Distorsion hors Bande (ACPR)

Le repoussé spectral dans les lobes adjacents de la bande utile causé par la non linéarité de l'amplificateur de puissance comme signalé par la **Figure 1.12**. L'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) est l'outil de mesure permettant de quantifier les remontés spectraux au niveau des lobes secondaires. Il est défini par le rapport de la puissance de la bande utile (BU) et la puissance des bandes adjacentes (BA) suivant la formule suivante [17] :

$$ACPR = \frac{2 \int_{BU} DSP(f) df}{\int_{BA_g} DSP(f) df + \int_{BA_d} DSP(f) df} \quad (1.28)$$

Où BU indique la bande utile et BA_g et BA_d représentent respectivement la puissance de la bande adjacente gauche et droite.

On peut écrire $ACPR$ des premiers canaux adjacents [51]:

$$ACPR_g = \frac{\int_{BU} DSP(f) df}{\int_{BA_g} DSP(f) df} \quad (1.29)$$

$$ACPR_d = \frac{\int_{BU} DSP(f) df}{\int_{BA_d} DSP(f) df} \quad (1.30)$$

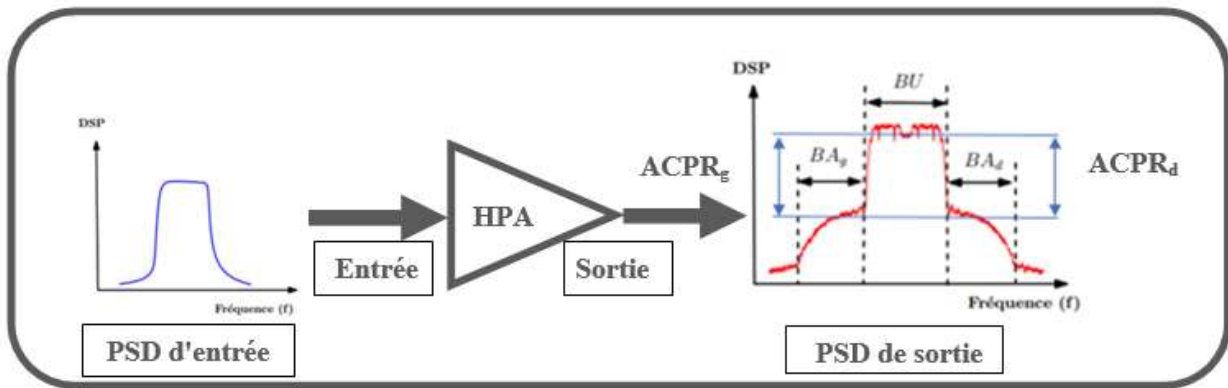


Figure 1.12. Spectre du système avant et après la phase de l'AP [17].

1.5.4.2. Distorsion dans la bande (EVM)

Les échantillons de données en passant via l'amplificateur de puissance dans la zone non linéaire subissent des distorsions d'amplitude ou de phase dans la bande du signal dégradant ainsi la qualité du signal à transmettre via le canal de transmission.

L'EVM (Error Vector Magnitude) est une erreur quadratique moyenne normalisée de la constellation du signal en bande de base. Elle permet le calcul des distorsions introduites sur les constellations du signal avant la phase de démodulation à la réception en utilisant les composantes I (In-phase) et Q (Quadrature) suivant la **Figure 1.13**. Le diagramme de constellation représente tous les symboles qui constituent le signal dans le plan complexe en fonction de l'IBO comme indiqué dans la **Figure 1.14**. Le calcul d'EVM est effectué en se référant à la formule suivante [17] :

$$EVM(\%) = 100 \sqrt{\frac{\sum |s - \hat{s}|^2}{\sum |s|^2}} \quad (1.31)$$

Où S est le symbole émis sans distorsion, et $\hat{S}$ représente le symbole reçu après distorsion.

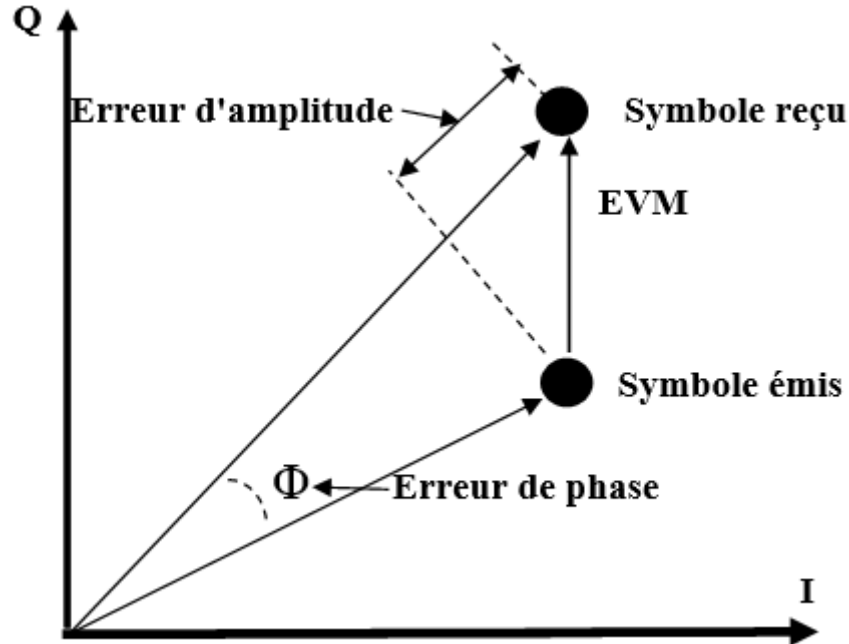


Figure 1.13. EVM pour une constellation [17,51].

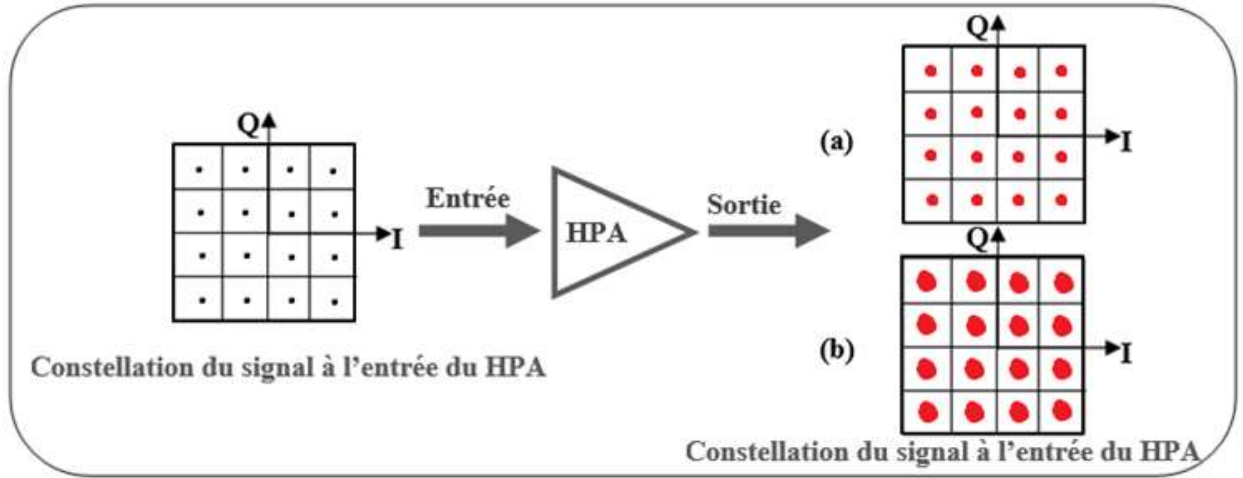


Figure 1.14. Constellation avant et après l'amplificateur pour 16-QAM (a) IBO=10dB et (b) IBO=3dB

1.5.5. Techniques de correction des effets de la non linéarité des HPA

Les techniques de modulation multi-porteuses sont caractérisées par un PAPR élevé qui se traduit par des pics très élevés. L'utilisation d'amplificateur de puissance non linéaire dans la chaîne de transmission garanti l'amplification du signal pour le transmettre avec une puissance élevée. Aussi, pour satisfaire un rendement énergétique élevé, l'IBO doit être le plus faible possible. Dans ces conditions, le signal multi-porteuse subi des fortes distorsions. Deux méthodes sont proposées pour éviter la saturation des amplificateurs de puissance lors du PAPR élevé et garantir le fonctionnement de l'amplificateur de puissance près de la zone de saturation dans laquelle le rendement est meilleur, la première se base sur la minimisation de la non linéarisation de la caractéristique de l'amplificateur qui n'est pas le sujet de la présente thèse. De contrepartie, la deuxième est basée sur les techniques de réduction du PAPR [17] et qui est le sujet du prochain chapitre.

1.6. Peak to average power ratio (PAPR) du signal FBMC

1.6.1. Définition

Le PAPR (Peak to Average Power Ratio) d'un signal $x(t)$ est un indicateur essentiel dans les systèmes de télécommunication particulièrement les systèmes à modulation multi-porteuses utilisant des amplificateurs de puissance non linéaire. Ces systèmes multi-porteuses ont des amplitudes à forte variation autour de la puissance moyenne. Le PAPR désigne le recul d'entrée indispensable pour que le système fonctionne sans distordre le signal cela est équivalent à ce que les pics élevés du signal sont loin de la zone du HPA saturée. Cette désignation garantie une bonne qualité du signal à transmettre et une consommation en énergie modérée. Le PAPR est défini par le rapport de la puissance maximal sur la puissance moyenne de $x(t)$ comme présenté par l'équation (1.32) [19].

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|x(t)|^2)}{\frac{1}{2} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad (1.32)$$

Cette équation peut être écrite de la façon suivante :

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|x(t)|^2)}{\frac{1}{2} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad (1.33)$$

Dans le domaine discret, on peut écrire l'équation précédente de la manière suivante :

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} (|x[n]|^2)}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2} \quad (1.34)$$

La fonction de distribution cumulative complémentaire (CCDF) est largement utilisé dans la littérature pour désigner le bon recul (IBO) pour que le signal soit amplifié sans distorsion. Il représente la probabilité que $PAPR$ dépasse le seuil $PAPR_0$. Il est défini de la forme suivante [59]:

$$CCDF(PAPR) = Pr\{PAPR > PAPR_0\} \quad (1.35)$$

Où $PAPR_0$ est indiqué en dB.

Il peut être écrit d'une autre manière :

$$CCDF(PAPR) = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^N \quad (1.36)$$

Avec N dénote le nombre de sous porteuse.

1.7. Performances du système FBMC/OQAM

1.7.1. Densité spectrale (PSD)

Les **Figures 1.15** et **1.16** comparent la PSD du FBMC/OQAM et celle de l'OFDM. La simulation est effectuée avec les filtres RRC, Phydyas et Hermite, respectivement, pour le système FBMC/OQAM. La comparaison des trois formes d'onde montre clairement que les lobes secondaires du FBMC/OQAM sont bien inférieurs à ceux de l'OFDM pour les trois filtres. Cela est principalement dû au très faible rayonnement hors bande (OOB) du FBMC. Aussi, chaque fois que le facteur K augmente les lobes latéraux sont réduit.

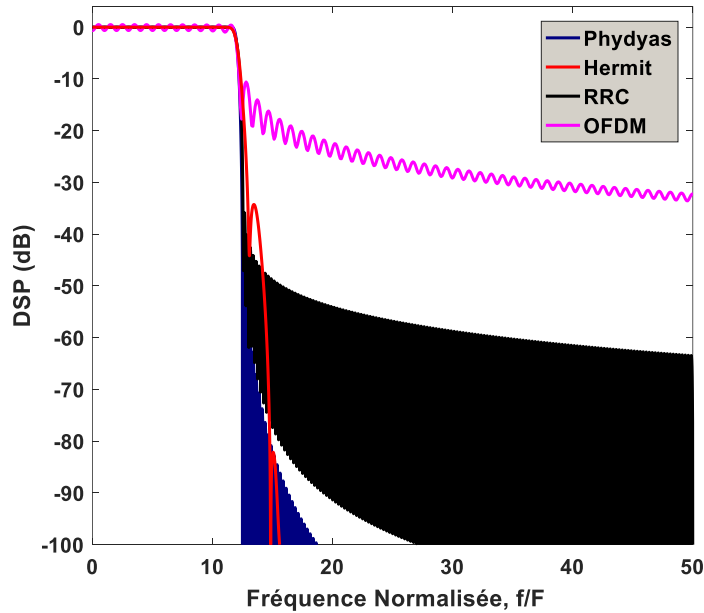


Figure 1.15. Comparaison de la PSD de l'OFDM et du FBMC/OQAM pour différents filtres prototypes.

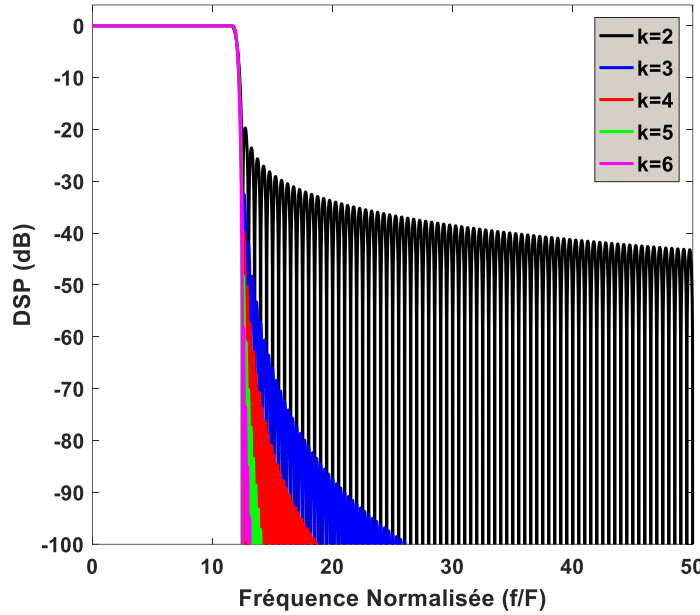


Figure 1.16. Comparaison de la PSD du FBMC/OQAM pour différentes valeurs de K.

1.7.2. PAPR

Pour le schéma de transmission multi-porteuse, le PAPR est bien connu très élevé si on le compare à un système à porteuse unique. Les mesures PAPR du signal ont été effectuées dans la chaîne de transmission. Comme illustré à la **Figure 1.17**, il est clair que le système FBMC affiche un même PAPR que l'OFDM.

1.7.3. BER

Les **Figures 1.18** et **1.19** montrent la comparaison du BER entre OFDM et FBMC pour 4QAM et 64QAM, respectivement. Le nombre de sous porteuses N est de 128. La simulation est effectuée avec un canal à évanouissement rapide, appelé Vehicular A, un filtre prototype Hermite pour FBMC. La comparaison des formes d'onde OFDM et FBMC/OQAM confirme que le FBMC est bien meilleur que l'OFDM.

Les résultats de simulation du BER pour la figure de 4QAM sont bien meilleurs que celles de la figure de 64QAM.

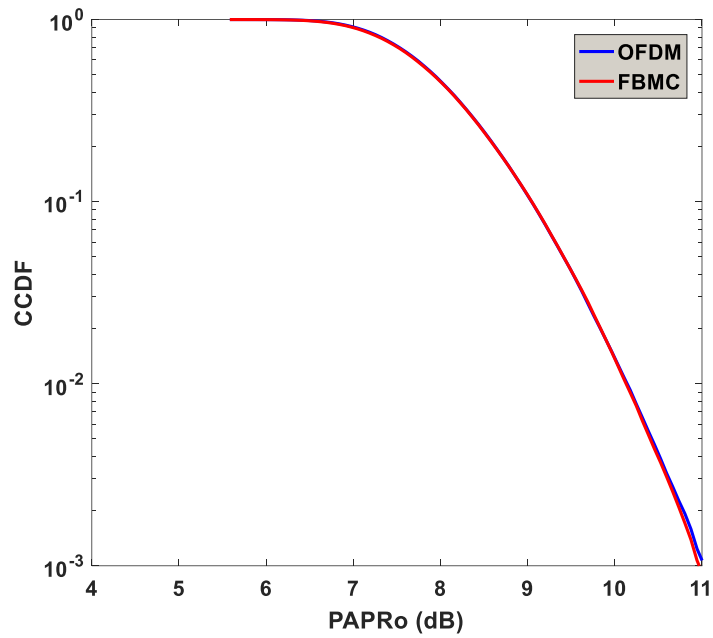


Figure 1.17. Comparaison du PAPR du schéma FBMC/OQAM et OFDM

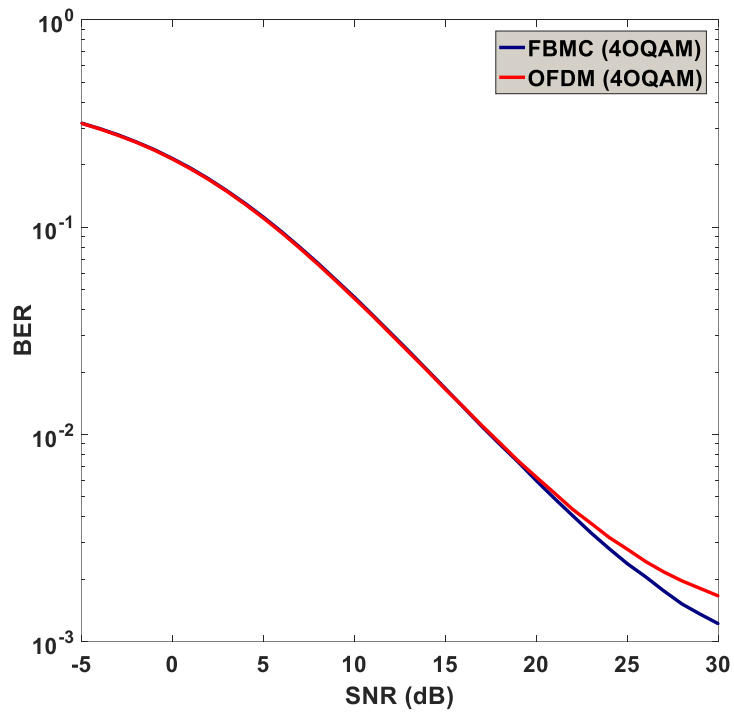


Figure 1.18. Comparaison du BER du OFDM et du FBMC pour 4QAM et canal vehicular A

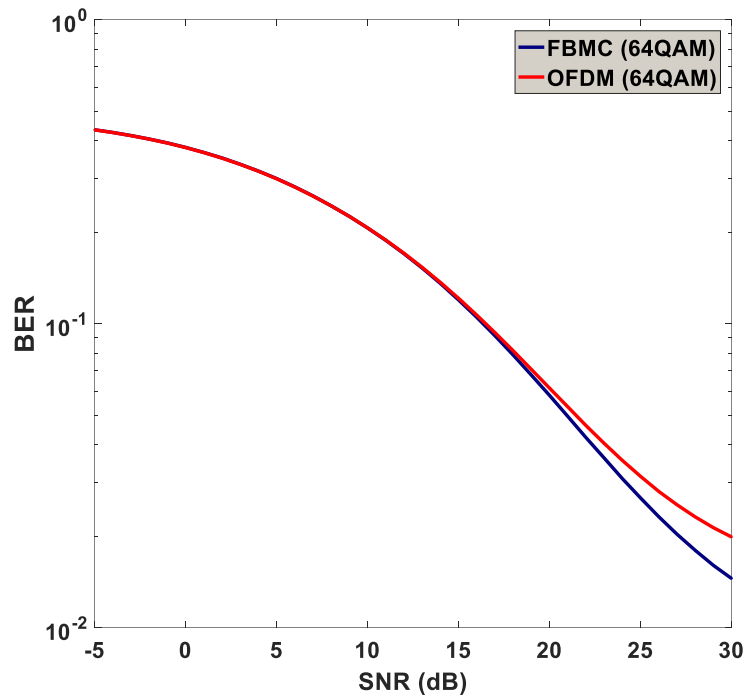


Figure 1.19. Comparaison du BER du OFDM et du FBMC pour 64QAM et canal vehicular A

En fin, les performances du FBMC sont comparés à celle de l'OFDM tels que le PSD, PAPR et le BER. Le **Tableau 1.2** donne une brève comparaison entre le FBMC/OQAM et l'OFDM.

Tableau 1.2. Comparaison entre FBMC/OQAM et OFDM [49].

	Localisation en temps et en fréquence	Orthogonalité	Sensibilité devant les interférences et le CFO	CP	OOB	Efficacité spectrale	Complexité
OFDM	Basse	Oui	Elevée	Oui	Elevée	Basse	Basse
FBMC	Elevée	Seulement la partie réelle	Basse	Non	Basse	Élevée	Raisnable

1.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les deux techniques MCM à savoir l'OFDM et le FBMC/OQAM. La première technique représente la modulation de référence utilisée dans le 3G et la 4G. Tandis que la deuxième, elle représente la modulation des futures générations qui peut alterner favorablement l'OFDM, en se basant sur ces multiples avantages tels que la bonne localisation en temps et en fréquence, la robustesse devant les interférences et le CFO, l'efficacité spectrale élevée. Aussi, ce chapitre détaille l'analyse théorique des deux systèmes FBMC/OQAM et l'OFDM d'un côté et définit la fonction des différents blocs constituant ces systèmes.

Comme il est de type Multi-porteuses, le FBMC souffre du PAPR élevé. Ce qui pose un problème sérieux devant ce signal avant de traverser la partie radio de la chaîne de transmission. Pour bien éclairer ce phénomène un détail est introduit dans ce chapitre en expliquant les zones de fonctionnement du HPA en exposant les caractéristiques de chacune. L'efficacité énergétique est un autre indicateur primordial qui est pris en considération pour le bon fonctionnement du HPA.

CHAPITRE 2

Canal de transmission sans fil

2.1. Introduction

Les principaux composants d'un système de transmission sont la partie émission, le canal de transmission et la partie réception. Le canal de transmission peut être un câble en fibre optique, un câble coaxial ou un espace libre. Dans notre cas le canal de transmission est un espace libre ou un canal de transmission sans fil. Ce canal débute d'une antenne d'émission et termine par une autre antenne de réception. Aussi, le signal transmit, en passant par le canal de propagation sans fil, va être influencé par plusieurs phénomènes physiques sur lequel vont porter des modifications importantes avant d'arriver à l'antenne de réception. Ces phénomènes peuvent être la longueur de la distance séparant les deux antennes, les composants électroniques du système lui-même, les obstacles qui vont produire des phénomènes physiques sur le signal comme les réflexions, les diffractions ou les diffusions. Les interférences avec d'autre utilisateurs et la mobilité du mobile sont aussi d'autre phénomène influant sur le signal. Ce qui conduit à une dégradation plus ou moins importante du signal reçu.

Le chapitre est débuté par une exploration du canal de propagation en espace libre avec un accent particulier sur le Bruit Blanc Additif Gaussien (AWGN) qui accompagne souvent les signaux dans cet environnement. Nous abordons ensuite les évanouissements liés au canal de transmission, distinguant entre les évanouissements à grande, moyenne et petite échelle. Après cela, nous présentons le concept de Multi-trajet, un phénomène courant qui influe sur la qualité de la réception des signaux. L'effet Doppler sera également exploré, car il est étroitement lié à la mobilité des dispositifs et peut avoir un impact significatif sur les communications sans fil. Par la suite, on se penche sur l'étude des distributions de Rayleigh et de Rice. Ces distributions jouent un rôle essentiel dans la modélisation du comportement du canal et donc sur la variation des signaux reçus. Le concept de diversité sera ensuite discuté en détail, en analysant la diversité temporelle, fréquentielle et spatiale. Nous passons ensuite à l'examen des canaux MIMO (Multiple-Input Multiple-Output), explorant leur représentation matricielle, et leur association avec FBMC/OQAM. La section d'égalisation du signal MIMO-FBMC/OQAM examine des techniques telles que l'Erreur Moyenne Quadratique Minimale (MMSE) et le Forçage à Zéro (ZF), qui visent à optimiser la qualité de la réception des signaux. Enfin, nous concluons ce

chapitre en abordant un aspect essentiel des communications sans fil : le PAPR pour une liaison MIMO. Cette mesure est cruciale pour garantir l'efficacité des amplificateurs de puissance et la qualité de la transmission.

2.2. Modèle de canal de propagation en espace libre (bruit blanc additif Gaussien)

Le modèle de canal bruit blanc additif Gaussien (AWGN) est considéré le plus simple modèle; les bruits sont de type radioélectrique non liés aux obstacles ou à la distance de la trajectoire de propagation de l'onde. La source de ces bruits est interne du système de transmission comme les bruits thermiques des composantes électroniques [17, 60].

$$r(t) = x(t) - w(t) \quad (2.1)$$

Avec $x(t)$ représente le signal en émission, $r(t)$ est le signal en réception et $w(t)$ indique le bruit AWGN. La densité de probabilité est représentée comme suit :

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(r-x)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.2)$$

σ^2 est la variance du signal

2.3. Les évanouissements liés au canal de transmission

Les évanouissements sont des modèles liés principalement à la longueur de la distance séparant les deux antennes d'émission et de réception, les différents obstacles qui se trouve dans cette distance et la mobilité de l'émetteur ou du récepteur. Pour cela on trouve dans la littérature trois catégorie d'évanouissements comme indiquées dans la **Figure 2.1** [17, 57, 60].

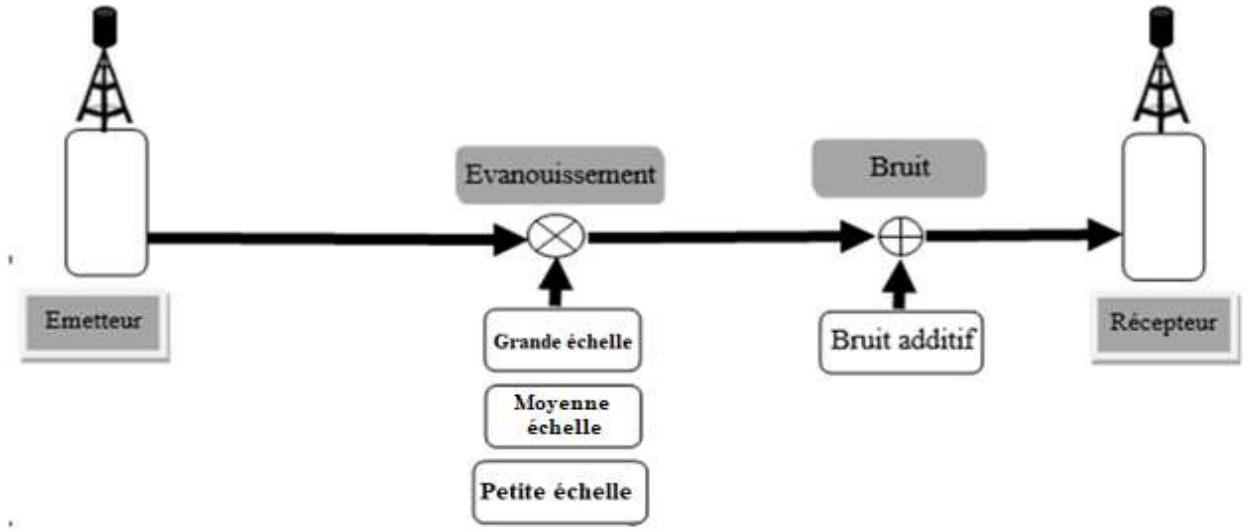


Figure 2.1. Types d'évanouissement et bruit aditif pour un anal de transmission [61].

2.3.1. Evanouissement à grande échelle

Elle est appelée aussi affaiblissement de parcours ou Path loss. Elle dépend de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Elle permet de dégrader la puissance du signal lors du passage via le canal de transmission. La perte de puissance est proportionnelle à la longueur de la distance parcourue par le signal. Elle est définie comme suit.

$$P_r = P_e \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_e G_r \quad (2.3)$$

Avec P_e et P_r indiquent respectivement la puissance d'émission et la puissance de réception. λ est la longueur d'onde de la fréquence porteuse. d représente la distance qui sépare les deux antennes en émission et en réception. G_e et G_r représentent le gain des deux antennes respectivement émettrice et réceptrice.

2.3.2. Evanouissement à moyenne échelle

Ce type d'évanouissement est produit par les obstacles dans le milieu de propagation comme les immeubles, les arbres, etc... elle constitue une autre forme de dégradation de signal. Cet évanouissement influe sur la distribution de la puissance moyenne reçue. Elle est appelée aussi, atténuation, évanouissement lente, effet de masque, shadowing ou slow fading.

2.3.3. Evanouissement à petite échelle

Elle est représentée par des variations rapides du niveau du signal à court terme et durant une courte distance. Elle est nommée aussi évanouissement rapide ou fast fading multi-path fading. Elle dépend de l'effet multi-trajet, de la mobilité ou de la vitesse, de la vitesse des objets environnants ainsi que de la bande passante.

2.4. Multi-trajet

Lorsqu'un signal est transmis via un canal de propagation où les obstacles entravent la trajectoire de ce signal. Ces obstacles peuvent être des grands immeubles, des montagnes, des miroirs, des arbres ou des voitures, etc. ..., et qui peuvent générer des phénomènes physiques à savoir des réflexions, des diffractions, ou des dispersions de ces ondes comme signalé par la **Figure 2.2**. Ce qui va générer d'autres signaux avec la même information mais les trajectoires sont différentes avec des dégradations en amplitude et des décalages en temps et en phase [57].

Le même signal transmis peut subir plus d'un phénomène physique et à la réception, il est reçu avec plusieurs échos sur plusieurs trajectoires. La somme de ces signaux peut être constructif ou destructif en relation avec le type de canal, car pour un canal LOS (line-of-sight) le multi-trajet est destructif et pour le NLOS (no line-of-sight) le multi-trajet est constructif.



Figure 2.2. Canal multi trajet avec différents scénarios de transmission.

La réponse impulsionnelle d'un signal multi-trajet est donnée par l'équation suivante :

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^{N_t} a_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.4)$$

Où N_t représente le nombre de trajet, $a_i(t)$ est le gain complexe du trajet i , δ indique l'impulsion de Dirac et τ_i est le retard dans le temps. Chaque trajet est spécifié par un gain complexe $a_i(t)$ et un retard τ_i .

2.5. Effet Doppler

L'effet Doppler est un phénomène lié au mouvement de l'émetteur, du récepteur ou même d'un objet à l'entourage. Si l'émetteur est en mobilité avec une vitesse constante (voiture, train,...), le signal sera reçu avec un décalage en fréquence. Ce décalage est appelé effet doppler.

A la réception, chaque trajet k est reçu avec un angle α_k et avec un décalage Doppler f_d qui représente la différence ou décalage entre la fréquence porteuse de réception f_r et la fréquence porteuse d'émission, f_e avec f_d est calculée par l'équation (2.5).

$$f_d = f_r - f_e = \frac{v}{\lambda} \cos(\alpha_k) = f_{d.max} \cos(\alpha_k) \quad (2.5)$$

Où v représente la vitesse du mobile suivant le sens de propagation $v \cos(\alpha_k)$, λ est la longueur d'onde, α_k indique l'angle entre la direction de la trajectoire des deux vecteurs; le vitesse du mobile et l'onde transmise et $f_{d.max}$ représente la fréquence Doppler maximal.

2.6. Modèle de canal de transmission sans fil

Les deux modèles de référence les plus utilisés dans la littérature sont présentés dans cette section. A savoir le modèle Rayleigh et le modèle Rice.

2.6.1. Distribution de Rayleigh

Le modèle Rayleigh représente le modèle de canal standard pour un signal à petite échelle. Il est très utilisé dans le domaine des télécommunications. Un signal reçu est constitué de plusieurs signaux à trajet multiple indirect sans trajet direct (NLOS) avec des amplitudes et phases différentes. La densité de probabilité suivant la loi de Rayleigh est donnée par la formule suivante [57, 60]:

$$p(\varphi) = \frac{\varphi}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\varphi^2}{2\sigma^2}\right), \quad \varphi \geq 0, \quad (2.6)$$

Où φ indique le module du coefficient du canal ou module du signal reçu qui suit une distribution de Rayleigh et σ^2 représente la variance du signal reçu. Le modèle de Rayleigh suivant les valeurs de σ est représenté par la **Figure 2.3**.

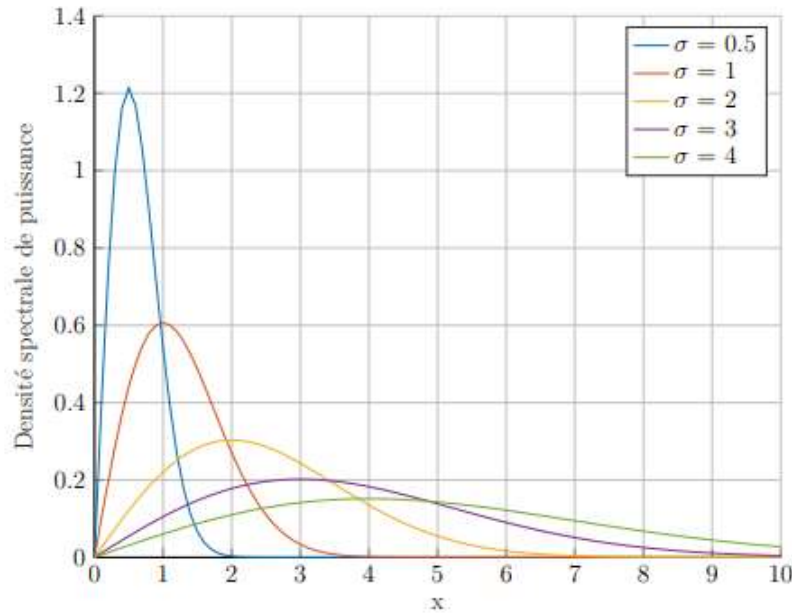


Figure 2.3. Loi de Rayleigh pour différentes valeurs de σ [61].

2.6.2. Distribution de Rice

Le canal de Rice nécessite un trajet direct dominant (LOS) en plus des trajets multiples (NLOS) indirect suivant la distribution de Rayleigh. La loi de Rice est une généralisation de la loi de Rayleigh. Le module de coefficient du canal ou amplitude de signal ($\varphi = |r|$) suit une distribution de Rice avec une densité de probabilité donnée de la forme suivante [60, 62]:

$$p(x) = \frac{\varphi}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\varphi^2 + \mu^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\varphi\mu}{\sigma^2}\right) \quad (2.7)$$

Avec σ^2 représente la variance du signal reçu, μ est l'amplitude crête du trajet direct dominant (LOS) et $I_0(\cdot)$ indique la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre zéro. Le facteur de Rice K est défini comme suit :

$$K = \frac{\mu^2}{\sigma^2} \quad (2.8)$$

Pour $K = 0$, pas de trajet direct dominant et la distribution est Rayleigh.

$K = \infty$, le trajet directe (LOS) est unique.

2.7. Diversités

Pour lutter contre le phénomène de multi-trajet qui est la source d'évanouissement du signal transmis, il est nécessaire soit d'augmenter la puissance du signal sachant que cette solution est réglementée ou d'intégrer les solutions de diversité.

Cette technique consiste à transmettre la même information sur diverses liaisons dont les évanouissements sont indépendants donc le niveau d'affaiblissement diffère d'une liaison à une autre. Ce qui donne plus de robustesse au système pour reproduire le signal transmis.

La diversité permet d'un autre côté d'augmenter la capacité du système de transmission et sa couverture. Les types de diversité sont [61] :

2.7.1. Diversité temporelle

Elle consiste à envoyer des copies du même signal à des instants régulièrement espacés dont la période est équivalente au temps de cohérence (T_c) qui est le temps durant lequel le canal est stationnaire, comme expliqué par la **Figure 2.4**.

Cette technique permet une dégradation du débit ainsi qu'un retard dans la transmission. Mais elle peut être bénéfique dans les systèmes de modulation codée utilisant la technique de l'entrelacement. L'objectif est de diviser les erreurs dans des blocs, ce qui peut éventuellement améliorer la correction des erreurs et l'efficacité globale de ce système [63].

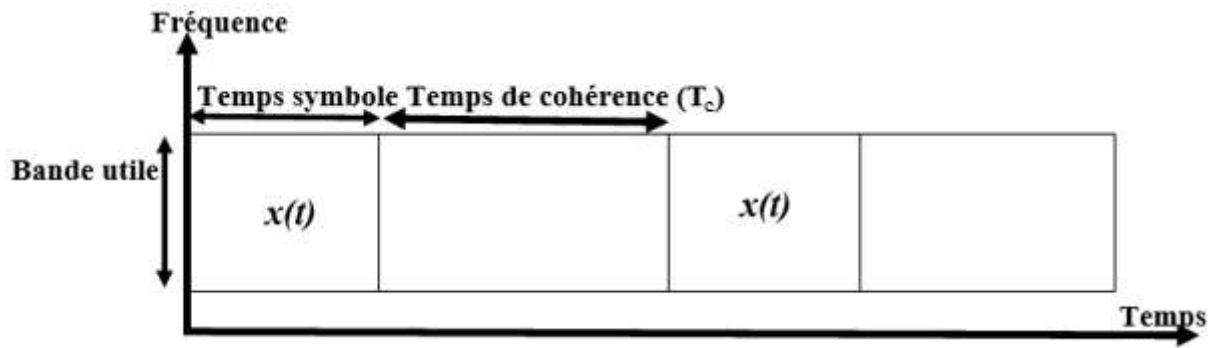


Figure 2.4. Schéma de principe de la diversité temporelle [17].

2.7.2. Diversité fréquentielle

La diversité fréquentielle, comme schématisée dans la **Figure 2.5**, consiste à transmettre le même signal sur différentes fréquences espacées d'un écart fréquentiel supérieur ou égale à la bande de cohérence du canal de transmission (B_c) dans laquelle le canal est stationnaire [17].

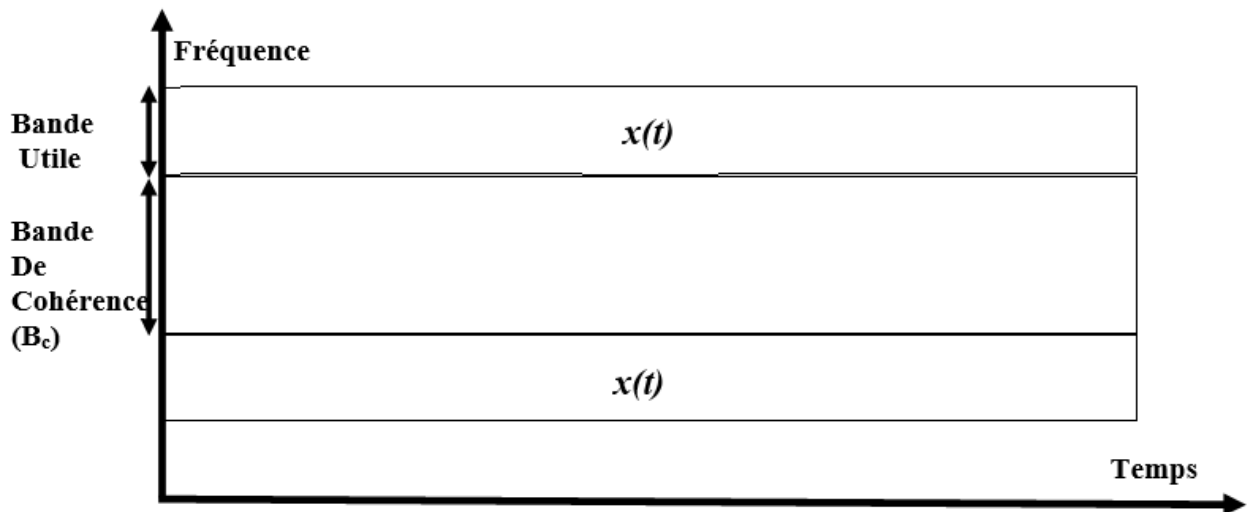


Figure 2.5. Schéma de principe de la diversité fréquentielle [17].

La diversité fréquentielle peut être utilisée avec l'implémentation de la modulation multi-porteuse telle que l'OFDM et le FBMC.

2.7.3. Diversité spatiale

Cette technique consiste à émettre et recevoir le signal sur plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Cela permet d'utiliser la technique de multi-antennes (MIMO) comme signalé dans la **Figure 2.6**.

Cette technique est appelée aussi la diversité d'antenne. A l'émission chaque antenne transmet l'information data, ce qui augmente considérablement l'efficacité spectrale avec une bonne robustesse dans la même bande passante utilisée par le système SISO. En réception, chaque antenne reçoit les signaux envoyés de toutes les antennes en émission. Un espacement entre les antennes réceptrices est nécessaire pour garantir une décorrélation entre les signaux reçus. Elle dépend de la longueur d'onde λ . La somme de ces signaux peut être constructif par l'augmentation de la puissance ou destructif par l'augmentation des évanouissements. Le système MIMO est considéré comme la somme de système SISO ce qui permet de conclure que cette technique de diversité spatiale est largement rattachée aux techniques de diversité temporelle et fréquentielle, ce qui augmente considérablement la robustesse et le débit du signal. Aussi, elle permet d'augmenter remarquablement la capacité du système à cause de la technique de MIMO qui permet de transmettre et recevoir une grande quantité d'information avec un taux d'erreur négligeable. Ce qui donne plus de robustesse à ce système de transmission [63].

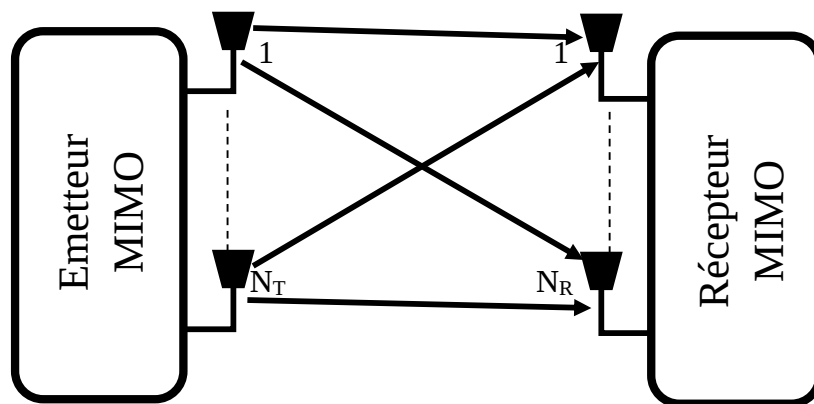


Figure 2.6. Schéma de principe de la diversité spatiale [17].

2.8. Canaux MIMO

2.8.1. Association MIMO-FBMC/OQAM

La technique MIMO est largement utilisée particulièrement avec la modulation OFDM et elle est au cœur de plusieurs standards récents tel que le LTE, le WIFI et le WIMAX. Elle est très connue par ses diverses améliorations des systèmes sans fil particulièrement l'augmentation remarquable de la capacité, du débit et de la robustesse du système devant les interférences et les erreurs du canal. La **Figure 2.6** présente le schéma de principe de la technique MIMO utilisé dans le système FBMC/OQAM.

Le canal de transmission est présenté par une matrice H dont la taille est de $N_T \times N_R$.

$$H = \begin{bmatrix} h_{1.1} & \cdots & h_{1.N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R.1} & \cdots & h_{N_R.N_T} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Avec $h_{N_R.N_T}$ est le gain complexe du canal entre l'antenne N_T d'émission et l'antenne N_R de réception.

2.8.2. Etat de l'art de la combinaison du MIMO avec FBMC/OQAM

Deux types de schéma proposés dans la littérature ; une liaison MIMO en boucle fermée ou en boucle ouverte ; la première dispose de l'information du canal (CSI) par voie de retour entre la réception et l'émission tandis que l'autre ne le dispose pas donc pas de retour d'information du canal de la réception vers l'émission. La liaison en boucle fermée est largement traitée dans la littérature. Elle est caractérisée par sa complexité faible à mettre en œuvre. Des techniques basées sur des algorithmes de précodage/décodage sont utilisés pour échanger les informations, sur l'état du canal, entre l'émetteur et le récepteur. Elles sont basées sur la décomposition du signal MIMO en signal SISO décorrélés entre eux, ce qui donne plus d'optimisation de la transmission donc

plus de robustesse du système, plus de débit et de qualité de transmission. La liaison MIMO en boucle ouverte est avantageée dans le cas d'une liaison à faible SNR à modérée mais elle pose durement la complexité élevée dans la mise en œuvre pour conserver les performances acceptables. D'un autre côté, d'autres solutions sont présentées, dans la littérature, basées sur le codage spatio-temporel ou multiplexage spatial entre les antennes d'émission et de réception soit pour améliorer la robustesse du système, d'augmenter le débit de la transmission ou d'améliorer les deux [49, 57].

2.8.3. Représentation matricielle du canal MIMO

Le canal MIMO est représenté d'un nombre N_T d'antennes d'émission et de N_R antennes de réception. Soit $N_T \times N_R$ canaux SISO.

Les vecteurs de transmission et de réception sont présentés comme suit :

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t), x_3(t), \dots, x_{N_T}(t)]^T \quad (2.10)$$

$$y(t) = [y_1(t), y_2(t), y_3(t), \dots, y_{N_R}(t)]^T \quad (2.11)$$

Avec $x_{N_T}(t)$ et $y_{N_R}(t)$ représentent respectivement le signal à transmettre et à recevoir par le N_T^{eme} antenne d'émission et N_R^{eme} antenne de réception. $[\cdot]^T$ représente l'opération de transposition.

$x(t)$ et $y(t)$ sont relié par l'équation (2.12).

$$y(t) = x(t)H(t, \tau) + w(t) \quad (2.12)$$

Où $H(t, \tau)$ représente la matrice complexe des canaux MIMO dont la taille est de $N_T \times N_R$ et $w(t)$ indique le vecteur AWGN qui peut être noté comme suit:

$$w(t) = [w_1(t), w_2(t), w_3(t), \dots, w_{N_T}(t)]^T \quad (2.13)$$

La représentation matricielle est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ \vdots \\ y_{N_R}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_{N_T}(t) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} H_{1,1}(t, \tau) & \cdots & H_{1,N_T}(t, \tau) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_R,1}(t, \tau) & \cdots & H_{N_R,N_T}(t, \tau) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1(t) \\ \vdots \\ w_{N_R}(t) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

2.8.4. Combinaison du MIMO avec FBMC/OQAM dans un canal multi trajet

Le signal FBMC est désigné par la forme suivante [64] :

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} h_{m,n}(t) \quad (2.15)$$

Où $a_{m,n}$ représente la partie réelle du symbole OQAM à la n^{eme} sous porteuses et à l'instant m , $h_{m,n}(t)$ est le filtre prototype bien localisé en temps et en fréquence, il est spécifié par le facteur de chevauchement K qui représente le nombre de symboles multi-porteuses se chevauchant dans le domaine temporel à un instant donné [65,66].

$$h_{m,n}(t) = h(t - n\tau) e^{i2\pi m F_0 t} e^{j\phi_{m,n}} \quad (2.16)$$

$h(t)$ représente la réponse impulsionnelle du filtre prototype, τ est le décalage temporel entre les deux parties constitutives du symbole FBMC/OQAM ; la partie réelle et imaginaire. $\phi_{m,n}$ indique le terme de phase.

On voit que la réponse du système est liée au filtre prototype $h_{m,n}(t)$. Et que la condition d'orthogonalité dans le système FBMC/OQAM est limitée à la partie réelle, le filtre prototype doit répondre aux normes de condition d'orthogonalité pour une reconstruction parfaite. Il doit donc être conçu pour satisfaire la condition suivante [64, 67] :

$$\Re\{h_{m,n} | h_{m_0,n_0}\} = \Re\{\sum_{t=-\infty}^{+\infty} h_{m,n}(t) h_{m_0,n_0}^*(t)\} = \delta_{m,m_0} \delta_{n,n_0} \quad (2.17)$$

Sachant que $\Re\{\cdot\}$ représente la partie réelle du symbole complexe, $(*)$ est la conjugaison du complexe et δ est la fonction de Kronecker delta qui est définie comme suit :

$$\delta_{m.m_0} = \begin{cases} 1, & \text{if } m = m_0 \\ 0, & \text{if } m \neq m_0 \end{cases} \quad (2.18)$$

A la réception, l'inverse du processus est effectué pour régénérer le signal original.

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} h_{m,n}(t) U_{m,n}(t) + w_{m,n}(t) \quad (2.19)$$

$w(t)$ représente le bruit additif blanc Gaussien (AWGN) et $U_{m,n}(t)$ indique la réponse complexe du canal dans domaine temporel

$$U_{m,n}(t) = \int_0^{\tau_{max}} u(t, \tau) e^{-2j\pi F_0 \tau} d\tau \quad (2.20)$$

Où $u(t, \tau)$ dénote la réponse impulsionnelle du canal.

Les symboles de sortie du banc de filtres d'analyse (AFB) sont affectés par une pure interférence imaginaire appelée Interférence Intrinsèque. En projetant le signal reçu $r(t)$ sur le filtre de sous-canal de réception correspondant $h^*(t)$, le signal démodulé y_{m_0, n_0} , à la sous-porteuse (n_0) et l'instant (m_0), peut être obtenu comme [65, 68] :

$$y_{m_0, n_0} = \langle r | h_{m_0, n_0} \rangle \quad (2.21)$$

$$y_{m_0, n_0} = U_{m_0, n_0} a_{m_0, n_0} + \sum_{(m,n) \neq (m_0, n_0)} U_{m,n} a_{m,n} \langle h \rangle_{m,n}^{m_0, n_0} + w_{m_0, n_0} \quad (2.22)$$

Où U_{m_0, n_0} désigne la réponse en fréquence du canal, de l'antenne d'émission à l'antenne de réception, à la sous-porteuse (n_0) et l'instant (m_0), w_{m_0, n_0} représente le bruit additif blanc Gaussien (AWGN), et l'interférence intrinsèque est représentée par :

$$I_{m_0, n_0} = \sum_{(m,n) \neq (m_0, n_0)} U_{m,n} a_{m,n} \langle h \rangle_{m,n}^{m_0, n_0} \quad (2.23)$$

De plus, $\langle h \rangle_{m,n}^{m_0, n_0}$ désigne le poids d'interférence, qui peut s'écrire sous la forme suivante [65, 69] :

$$\langle h \rangle_{m,n}^{m_0,n_0} = -j \langle h_{m,n} | h_{m_0,n_0} \rangle = \int h_{m,n}(t) h_{m_0,n_0}^*(t) dt \quad (2.24)$$

Où $\langle h_{m,n} | h_{m_0,n_0} \rangle$ représente le terme imaginaire pur pour $(m,n) \neq (m_0,n_0)$, sachant que le filtre prototype $h_{m,n}$ est bien localisé en temps et en fréquence. Supposons que l'interférence intrinsèque soit causée par les voisins de premier ordre du point. Ω^* représente le voisinage, et (m,n) peut prendre les valeurs de Ω^* [69].

$$\Omega^* = \{(m_0, n_0 \pm 1), (m_0 \pm 1, n_0), (m_0 \pm 1, n_0 \pm 1)\} \quad (2.25)$$

En supposant que la réponse en fréquence du canal est invariante dans le système FBMC, on aura donc

$$y_{m_0,n_0} = U_{m_0,n_0} a_{m_0,n_0} + U_{m_0,n_0} \sum_{(m,n) \in \Omega^*} a_{m,n} \langle h \rangle_{m,n}^{m_0,n_0} + w_{m_0,n_0} \quad (2.26)$$

$$y_{m_0,n_0} = U_{m_0,n_0} (a_{m_0,n_0} + \sum_{(m,n) \in \Omega^*} a_{m,n} \langle h \rangle_{m,n}^{m_0,n_0}) + w_{m_0,n_0} \quad (2.27)$$

Par conséquent, y_{m_0,n_0} peut être exprimé comme suit :

$$y_{m_0,n_0} = U_{m_0,n_0} (a_{m_0,n_0} + jz_{m_0,n_0}) + w_{m_0,n_0} \quad (2.28)$$

Où jz_{m_0,n_0} représente l'interférence imaginaire orthogonale du système FBMC.

$$jz_{m_0,n_0} = \sum_{(m,n) \in \Omega^*} a_{m,n} \langle h \rangle_{m,n}^{m_0,n_0} \quad (2.29)$$

Et :

$$c_{m_0,n_0} = a_{m_0,n_0} + jz_{m_0,n_0} \quad (2.30)$$

Pour permettre au récepteur de récupérer le signal émis, il est nécessaire de prendre la partie réelle du signal démodulé et de supprimer l'imaginaire.

$$a_{m_0,n_0} = \Re\{c_{m_0,n_0}\} \quad (2.31)$$

Si on a un système à multiplexage spatial avec la modulation FBMC/OQAM, dont N_T et N_R représentent les antennes respectivement en émission et en réception. Ensuite, avec les mêmes hypothèses que précédemment, on peut écrire une équation analogue à (2.28) pour chaque antenne de réception $j = 1, 2, \dots, N_R$.

$$y_{m_0, n_0}^j = U_{m_0, n_0}^{j,i} (a_{m_0, n_0}^i + jz_{m_0, n_0}^i) + w_{m_0, n_0}^j \quad (2.32)$$

Où a_{m_0, n_0}^i représente les valeurs réelles des symboles OQAM à la i^{eme} antenne d'émission, $U_{m_0, n_0}^{j,i}$ est la réponse fréquentielle du canal de la i^{eme} antenne d'émission à la j^{eme} antenne de réception et à la fréquence (n_0) et à l'instant (m_0), z_{m_0, n_0}^i est l'interférence imaginaire et w_{m_0, n_0}^j est le bruit dans le j^{eme} antenne de réception.

Les symboles FBMC/OQAM démodulés peut être écrit de la façon matricielle suivante.

$$\begin{bmatrix} y_{m_0, n_0}^{(1)} \\ \vdots \\ y_{m_0, n_0}^{(N_R)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{m_0, n_0}^{(1,1)} & \dots & U_{m_0, n_0}^{(1, N_T)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{m_0, n_0}^{(N_R, 1)} & \dots & U_{m_0, n_0}^{(N_R, N_T)} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} a_{m_0, n_0}^{(1)} + jz_{m_0, n_0}^{(1)} \\ \vdots \\ a_{m_0, n_0}^{(N_T)} + jz_{m_0, n_0}^{(N_T)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{m_0, n_0}^{(1)} \\ \vdots \\ w_{m_0, n_0}^{(N_R)} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{U_{m_0, n_0}} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{c_{m_0, n_0}} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{w_{m_0, n_0}}$

Pour permettre de récupérer la partie réelle du vecteur reçu, on multiplie ce vecteur par la matrice d'égalisation correspondante que ce soit MMSE ou ZF puis on dégage la partie réelle.

2.9. Egalisation du signal MIMO-FBMC/OQAM

Pour reproduire approximativement le signal original, deux techniques d'égalisations utilisent chacune une matrice spéciale sont proposées dans cette thèse à savoir l'erreur moyenne quadratique minimale (MMSE) et le forçage à zéro (ZF) [65, 70].

Ces techniques utilisent le signal de réception y_{m_0, n_0}^j de toutes les antennes de réception de l'équation (2.32) et trouvent la matrice inverse de $\mathbf{U}$ dénommé la matrice d'égalisation $\mathbf{A}$ pour reproduire le signal original.

$$\mathbf{U} * \mathbf{A} = \mathbf{1} \quad (2.34)$$

2.9.1. Erreur moyenne quadratique minimale (MMSE)

Cette technique permet de réduire le MMSE générer du système MIMO par la minimisation entre le signal original et le signal de sortie du filtre. La méthode robuste utilisée avec de faible complexité est donnée par l'équation suivante :

$$\Lambda_{MMSE} = (U^H U + N_0 I)^{-1} U^H \quad (2.35)$$

U^H représente l'opérateur de transposition hermitienne de la matrice du canal U et $(.)^{-1}$ est le pseudo inverse. $N_0 = 1/SNR$ et I indique la matrice identité ou unité.

L'estimation du signal reçu est donné par l'équation (2.36):

$$\hat{s} = \Lambda_{MMSE} y = (U^H U + N_0 I)^{-1} U^H y \quad (2.36)$$

2.9.2. Forçage à zéro (ZF)

Cette méthode est la plus simple dans son implémentation. Elle permet d'inverser la matrice du canal. L'équation (2.37) représente la technique de forçage à zéro.

$$\Lambda_{ZF} = (U^H U)^{-1} U^H \quad (2.37)$$

Les symboles égalisés sont donnés par de la façon suivante :

$$\hat{s} = \Lambda_{ZF} y = (U^H U)^{-1} U^H y \quad (2.38)$$

2.10. PAPR pour une liaison MIMO

Le signal FBMC à transmettre via chaque antenne d'émission est indiqué par x_i . Le PAPR dans un système MIMO-FBMC/OQAM est représenté par $PAPR_{MIMO}$. Les performances sont calculées suivant le cas le plus défavorable, et le $PAPR_{MIMO}$ est définie par le maximum des PAPR parmi toutes les antennes d'émission N_T parallèle.

$$PAPR_{MIMO} = \max_{1 \leq i \leq N_T} PAPR(x_i) \quad (2.39)$$

2.11. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons défini le canal de transmission et le canal de propagation d'un système de transmission, puis nous avons présentés le canal de base ou le canal bruit blanc additif Gaussien (AWGN) et les différents types d'évanouissement. Des phénomènes spécifiques au canal de transmission sans fil à savoir le multi-trajet et l'effet Doppler sont aussi exposés. Après avoir discuté des modèles les plus répondus dans la littérature tels que le Rayleigh et le Rice, nous avons surmontés les différents types de diversités. La technique MIMO est ensuite ajoutée au système FBMC/OQAM et analysée mathématiquement. Les techniques d'égalisation MMSE et ZF sont aussi abordés. Puis nous avons clôturés ce chapitre par la définition du PAPR pour un système MIMO-FBMC/OQAM.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier en détails les différentes techniques de réduction du PAPR pour ce système.

CHAPITRE 3

Etat de l'art des techniques de réduction du PAPR

3.1. Introduction

Les modulations multi porteuses enregistrent un problème commun appelé le PAPR qui est élevé pour ce type modulation. Il est dû essentiellement au cumule des amplitudes des signaux modulés par les sous porteuses sans déphasage ce qui se traduit par un pic d'amplitude par rapport à l'amplitude moyenne du signal. L'utilisation d'un amplificateur de puissance à l'émission est cruciale pour amplifier la puissance du signal à l'émission et de garantir sa réception à la réception. Lors du passage de ce signal via l'amplificateur de puissance crée des difficultés sérieuses à cette phase car il va déplacer le point de fonctionnement de la zone linéaire à la zone de saturation ce qui se traduit par un écrêtage des pics du signale amplifier donc une distorsion hors bande. Pour résoudre cette contrainte, il est nécessaire soit d'utiliser des amplificateurs linéaires qui va augmenter le coût ou travailler sur la réduction du PAPR par l'utilisation d'algorithme de réduction du PAPR pour que le point de fonctionnement du signal soit dans la zone linéaire. Dans ce chapitre un état de l'art est présenté avec des spécifications techniques des méthodes de réductions du PAPR tout en mettant à la lumière quelques techniques tels que l'écrêtage, l'écrêtage et le filtrage, le Tone Reservation (TR), les techniques de companding.

3.2. Spécifications techniques des méthodes de réduction du PAPR

Le nombre des techniques de réduction du PAPR est en croissance ce qui nécessite d'avoir des critères d'évaluation des performances permettant de quantifier l'efficacité de ces méthodes.

3.2.1. Gain de réduction du PAPR

Il représente la caractéristique la plus importante. Il estime la réduction en dB du PAPR en le comparant à un PAPR antérieur. Généralement, il plote le CCDF en fonction du PAPR qui représente la probabilité que le PAPR dépasse un seuil appelé $PAPR_0$.

La **Figure 3.1** illustre le gain en réduction du PAPR représenté par ΔP , sachant qu'elle peut être représentée comme suit:

$$\Delta P = PAPR_r - PAPR_x . \quad (3.1)$$

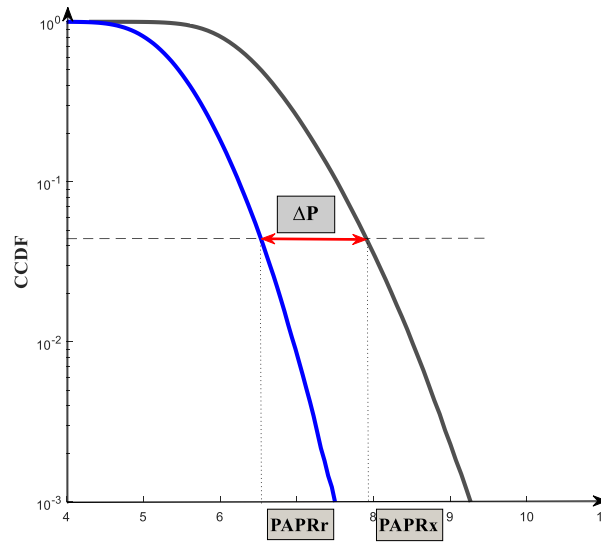


Figure 3.1. Gain de réduction du PAPR.

Où $x(t)$ représente le signal avant la réduction du PAPR, $r(t)$ est le signal après la technique de réduction du PAPR et ΔP est la réduction ou le gain de réduction du PAPR.

3.2.2. Compatibilité descendante

Une technique lors de son implémentation à l'émission est dite qu'elle est à compatibilité descendante lorsqu'aucune modification n'est nécessaire au niveau de la réception. Les techniques considérées à comptabilité descendante sont l'écrêtage et le TR. Cette caractéristique est indispensable lors de l'implémentation de la technique de réduction du PAPR au niveau de la station de base.

3.2.3. Dégradation du BER.

La dégradation du BER est un indicateur indispensable qui nous permet de savoir sur la qualité du signal à la réception après l'opération de réduction du PAPR et l'acheminement de la chaîne de transmission. Des techniques sont connues par leurs minimisations du PAPR sans dégradation du BER tels que le TR.

3.2.4. Diminution du débit

Certaines techniques nécessitent la transmission d'un signal d'information (SI) au récepteur pour permettre de réduire le PAPR, cela se fait au détriment de la dégradation du débit de transmission des informations lors de l'utilisation de la même bande passante, comme enregistré par les méthodes SLM (Selected Mapping) et le PTS (Partial transmitting sequence).

3.2.5. Complexité de calcul

Chaque technique est caractérisée par un niveau de complexité de calcul. Elle dépend du nombre de multiplication et d'addition pour atteindre un niveau de réduction du PAPR. L'écritage et le companding sont des exemples de techniques à faible complexité. La complexité d'une méthode est très élevée minimise sensiblement la durée de vie des équipements ce qui rend la réalisable dans la réalité impossible.

3.3. Facteurs influençant le PAPR :

3.3.1 Nombre de sous-porteuses :

Dans les systèmes multi-porteuses, le signal de bande de base du système FBMC/OQAM est exprimé de la façon suivante :

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} h_{m,n}(t) \quad (3.2)$$

Où N est le nombre de sous-porteuses. Pour un nombre modérément élevé de sous-porteuses, les composantes de $x(t)$ tendent chacune vers une distribution Gaussienne (la somme de leur amplitude ou module $|x(t)|$ donne une distribution de Rayleigh). Par conséquent, bien que la valeur de crête possible soit N fois la crête de sous-porteuse individuelle, la probabilité que toute valeur proche de cette crête se produise est très faible [71,72,73]. La **Figure 3.2** représente les variations du PAPR en fonction du nombre de sous porteuses et confirme que chaque fois que le nombre de sous porteuses augmente le PAPR augmente aussi.

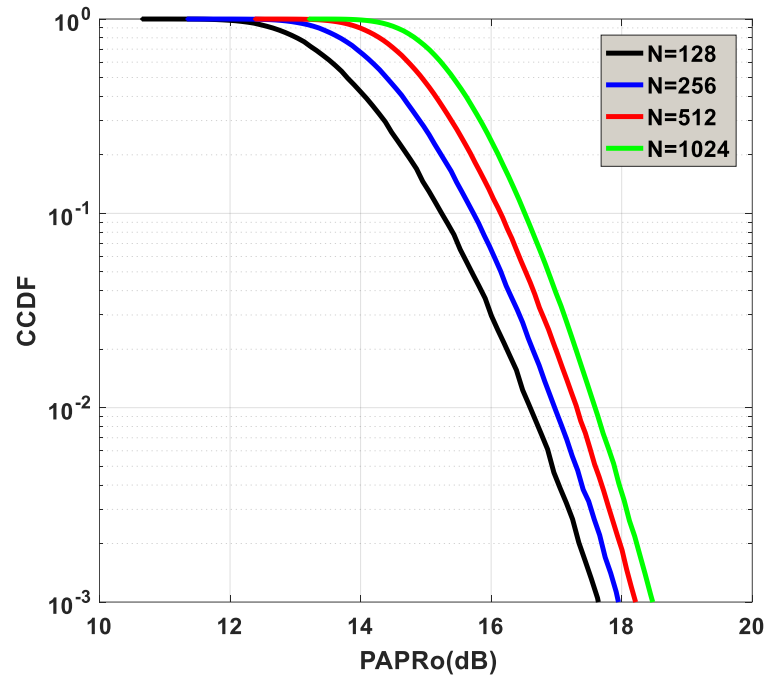


Figure 3.2. Réduction du PAPR du système FBMC/OQAM en fonction de N.

3.3.2 Ordre de Modulation :

Une efficacité de bande passante de données élevée (en termes de b/s/Hz) peut être obtenue en utilisant des modulations d'ordre supérieur basées sur QAM. Lors de l'utilisation d'une modulation d'ordre supérieur, le PAPR du signal FBMC/OQAM augmente considérablement [72].

La **Figure 3.3** illustre les variations du PAPR du système FBMC/OQAM en fonction de l'ordre de modulation basées sur QAM.

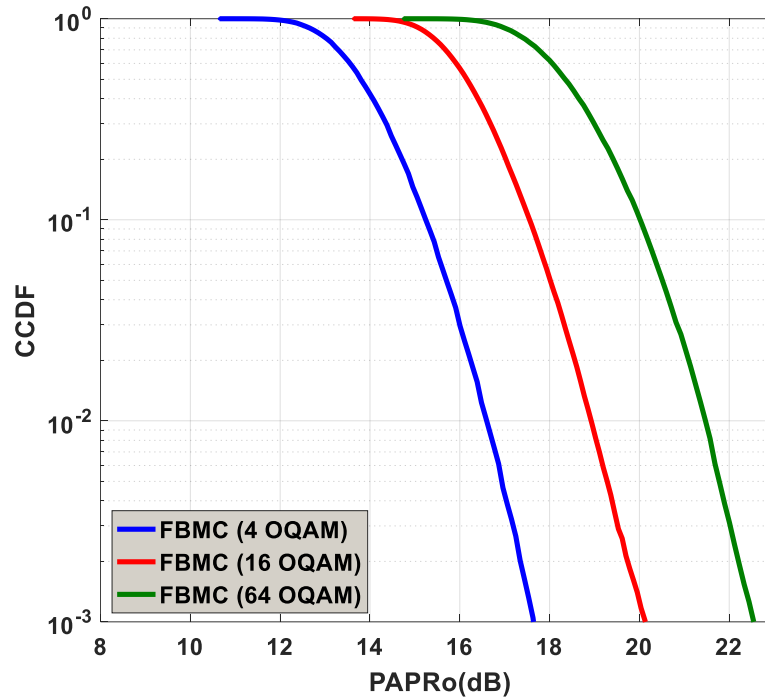


Figure 3.3 Réduction du PAPR du système FBMC/OQAM en fonction de l'ordre de modulation.

3.4. Etat de l'art des techniques de réduction du PAPR

Dans les systèmes de communication de type MCM, la réduction du PAPR reste l'un des problèmes les plus cruciaux qui doivent être résolus efficacement.

Les schémas PAPR existants dans la littérature incluent l'écrêtage, le companding, l'injection de tonalité (TI), la réservation de tonalité (TR), l'extension de constellation active (ACE), la séquence de transmission partielle (PTS), la cartographie sélective (SLM) et le codage par blocs [73].

Dans le présent chapitre, nous axons notre analyse sur des techniques sélectionnées de réduction du PAPR à savoir ; la réservation de tonalité (TR), l'écrêtage et le filtrage répétée (RCF) et des modèles de la technique de companding tels que A-Law, Mu-Law, RTC, tanhR, logR et cos.

3.4.1. Technique de Tone Reservation (TR)

La technique TR permet de réserver des sous porteuses pour réduire le PAPR d'où l'appellation de Tone Reservation. L'émetteur et le récepteur connaissent le nombre et les positions des sous porteuses réservées de porter le signal chargé de réduire le PAPR ce qui fait que cette

méthode n'est pas à comptabilité descendante [74]. La réduction du PAPR est en relation avec le nombre de sous porteuses réservées et de leurs positions. Par la suite les auteurs de [75, 76] ont proposés de rendre la méthode à compatibilité descendante par la réservation des sous porteuses nulles, non utilisées par les différentes normes, à l'utilisation par le signal de minimisation du PAPR en respectant le gabarit standard d'émission exigé.

Comme le montre la **Figure 3.4**, le vecteur fréquentiel de symbole de donnée est présenté par $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ et le vecteur fréquentiel du signal de réduction du PAPR est exprimé par $P = [P_0, P_1, \dots, P_{N-1}]$. $x(t)$ représente le signal de donnée et $P(t)$ indique le signal de réduction du PAPR.

Si $R = \{i_0, i_1, \dots, i_{N_R-1}\}$ représente l'ensemble ordonné des indices des sous porteuses réservées pour minimiser le PAPR et N_R est le nombre de sous porteuses nulles avec $N_R \ll N$. Le vecteur transmis est la somme de X et P . Sachant que ces deux vecteurs sont orthogonaux.

Avec

$$X_k * P_k = 0 \text{ pour } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.3)$$

Et

$$X_k + P_k = \begin{cases} X_k & \text{pour } k \notin R \\ P_k & \text{pour } k \in R \end{cases} \quad (3.4)$$

Dans le domaine temporel, le signal résultant peut s'écrire :

$$\begin{aligned} y(n) &= x(n) + p(n) \\ &= IFFT\{X_k + P_k\} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Le PAPR du signal en émission est désigné comme suit :

$$PAPR_{y(n)} = \frac{\max_{0 \leq k \leq N} |x(n) + p(n)|^2}{E\{|x(n) + p(n)|^2\}} \quad (3.6)$$

La technique TR permet de réduire le PAPR sans augmenter la puissance moyenne transmise. Qui se traduit par :

$$\min_{p(n)} \left\{ \frac{\max_{0 \leq k \leq N} |x(n) + p(n)|^2}{E\{|x(n)|^2\}} \right\} \quad (3.7)$$

On remarque le dénominateur n'a pas de relation avec $p(n)$, le problème de minimisation du PAPR devient comme suit :

$$\begin{aligned} \min_{p(n)} \left\{ \max_{0 \leq k \leq N} |x(n) + p(n)|^2 \right\} &= \min_{p(n)} \|x(n) + p(n)\|_{\infty}^2 \\ &= \min_{p(n)} \|IFFT(X + P)\|_{\infty}^2 \end{aligned} \quad (3.8)$$

Où $\|V\|_{\infty}^2$ représente la norme infinie du vecteur V .

Le problème ainsi défini est relié à un problème d'optimisation. Deux solutions d'optimisation sont proposées dans la littérature dont la première est basée sur l'algorithme de gradient [77] avec une complexité faible de l'ordre de $O(NL \log_2 NL)$ mais la réduction du PAPR est sous optimale et la deuxième est basée sur le SCOP (Second Order Cone Programming) [75] avec une complexité importante de l'ordre de $O(N^2 N_R L)$. N est le nombre global de sous porteuses, L est le facteur de suréchantillonnage et N_R représente le nombre de sous porteuses réservées.

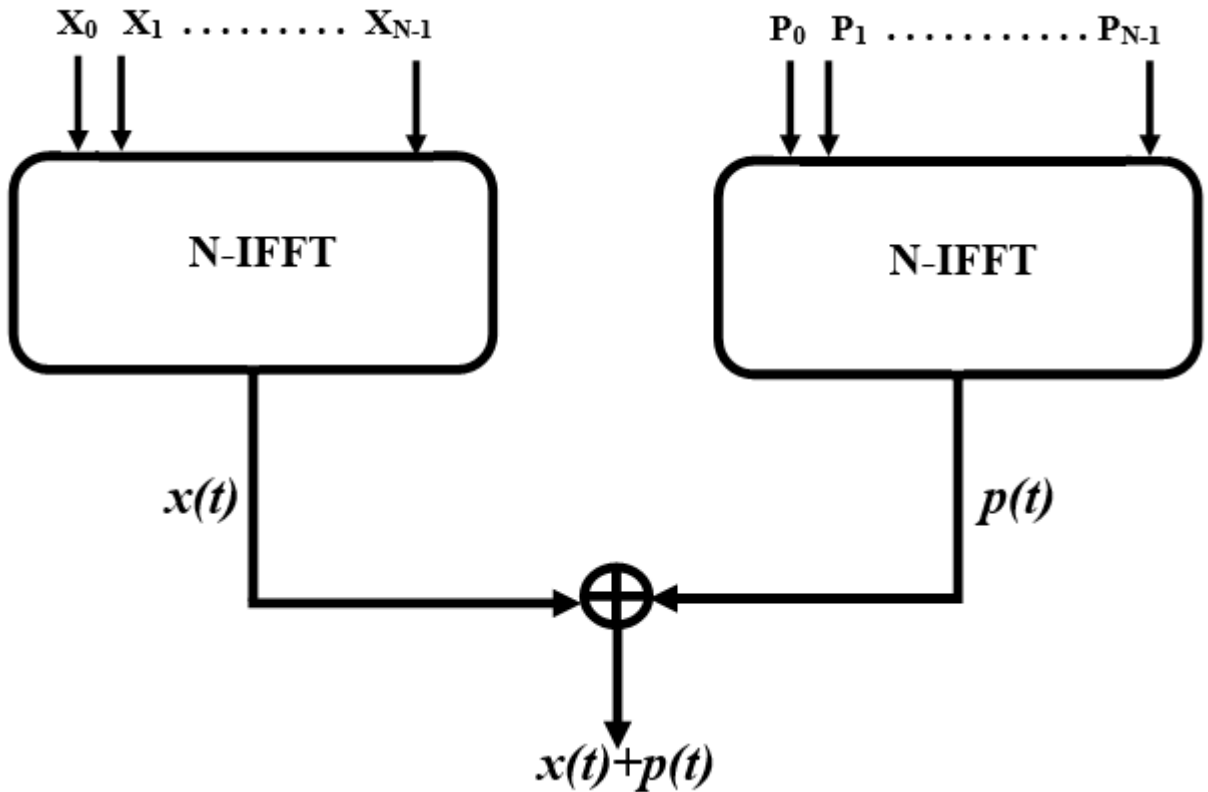


Figure 3.4. Principe de la technique de Tone Reservation (TR) [51,56,57].

3.4.2. Technique d'écèlement (Clipping).

Cette technique est la plus simple dans son implémentation parmi les autres techniques de réduction du PAPR. Elle consiste à écèlement les pics du signal dont les amplitudes sont supérieures à un seuil prédéterminé A_{max} . Le but de ce processus est de minimiser les amplitudes du signal à un niveau de seuil A_{max} afin d'éviter le passage de ce signal dans la zone de non linéarité du HPA. Le signal $x(t)$ est écèlement dans le domaine temporel sous la forme suivante [78, 79]:

$$y(t) = \begin{cases} A_{max} & x(t) > A_{max} \\ x(t) & x(t) \leq A_{max} \end{cases} \quad (3.9)$$

Où $x(t)$ est le signal d'entrée, $y(t)$ est le signal écèlement ou le signal résultant et A_{max} est l'amplitude d'écèlement prédéfinie qui représente le seuil maximal que l'amplitude du signal $x(t)$ ne le doit pas dépasser en gardant la même phase, qui peut être définie comme.

$$A_{max} = \frac{CR}{\sqrt{P_{ap}}} \quad (3.10)$$

Le paramètre CR désigne le taux d'écèlement et P_{ap} est la puissance moyenne du signal FBMC écèlement en sortie.

Cette technique ne nécessite aucun signal d'information (SI) à transmettre au récepteur pour réduire le PAPR. Elle est considérée comme une technique à compatibilité descendante car elle ne nécessite aucune modification au niveau du récepteur. Aussi, elle génère un bruit dans la bande qui dégrade le BER du signal, appelé le bruit d'écèlement. Il est considéré comme un bruit Gaussien blanc additif approximativement indépendant (AWGN) avec un faible taux d'erreur pour un canal d'évanouissement dans [80]. Il est très faible par rapport au dégradation générée par les sous porteuses affectées par le canal dans [81]. Donc beaucoup moins d'effet que le bruit ajouté au niveau du récepteur, ce qui peut conduire à une simple expression du taux d'erreur de symbole (SER) pour les canaux AWGN. [80, 82, 83].

Aussi, la technique d'écèlement permet les repousses spectrales hors bande particulièrement quand A_{max} est très faible [84], ce qui se traduit par une élévation des lobes secondaires [73]. Pour cette raison que cette méthode est considérée comme une technique de distorsion car elle introduit du bruit dans la bande (IB) et du bruit hors bande (OOB).

Des techniques d'amélioration de la technique d'écrêtage sont proposées dans la littérature, à savoir le reversible clipping [85, 86], le deep clipping, [87, 88, 89], l'adaptive clipping (AC) [90] et le smoth clipping [91]. Aussi, des hybridations avec la méthode d'écrêtage et de filtrage soulevées par les chercheurs tels que le PTS-SBO avec l'écrêtage et le filtrage en utilisant la détection compressée (compressed sensing) dans [92], les auteurs de [93] ont proposés le DSLM avec complexité réduite (LDSLM) combiné avec l'écrêtage et le filtrage. Un algorithme appelé improved bilayer partial transmit séquence (IBPTS) combiné avec l'itérative d'écrêtage et de filtrage (ICF) est nommée (IBPTS-ICF) est donné dans [94]. La combinaison du RCF avec le companding linéaire est présentée par les chercheurs de [95].

D'un autre côté, les auteurs de [96] montrent que le clipping peut être formulé d'une autre manière pour se transformer en une technique d'ajout de signal en appliquant le théorème de Busgang. Aussi dans [97, 98], Une suggestion d'ajouter le signal déjà écrêté aux sous porteuses non réservées de la technique Tone Reservation. Le BER s'améliore en le comparant à la technique initiale d'écrêtage mais la réduction du PAPR se dégrade.

3.4.3. Technique d'écrêtage et de filtrage

La technique non linéaire d'écrêtage est bien efficace en réduction du PAPR mais elle connaît des distorsions dans la bande (dégradation du BER) et des distorsions hors bande (lobes secondaires élevées) surtout lorsque la valeur de A_{max} est petite [84]. La méthode de filtrage est utilisée en cascade avec l'écrêtage pour réduire les rayonnements hors bande causés par cette dernière et minimiser l'ACPR. Aussi dans [56], ce filtrage est considéré du type qui n'ajoute pas de complexité sensible. Il est présenté dans le domaine fréquentiel par l'équation suivante :

$$Y'(f) = Y(f), \quad (3.11)$$

Avec $Y(f)$ présente $x(t)$ dans le domaine fréquentiel, et $Y'(f)$ est le signal $Y(f)$ à la sortie du filtrage.

Néanmoins, la technique de filtrage permet de régénérer des pics du signal FBMC/OQAM dans la bande, ce qui réaugmente le PAPR après l'opération de filtrage du signal déjà écrêté [56, 83].

La **Figure 3.5** représente le phénomène de repousser des pics après la phase de l'écrêtage et de filtrage. L'amplitude du signal écrêté est moins importante qu'un signal écrêté et filtré à la fois, ce phénomène est connu sous le nom de repousser des pics suite à une opération de filtrage.

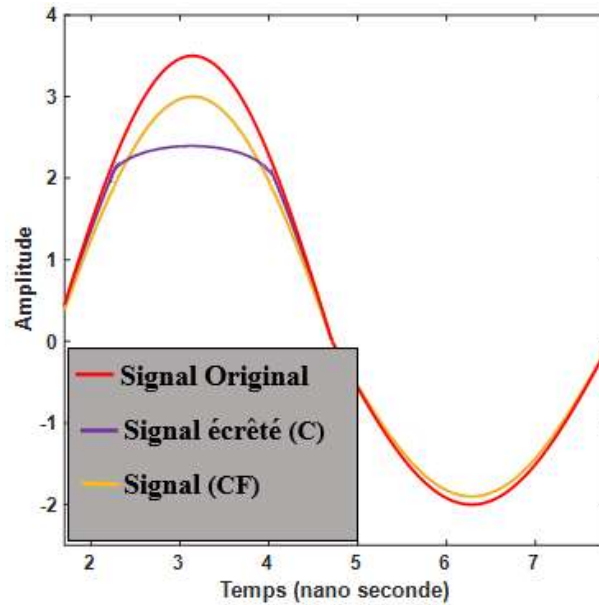


Figure 3.5. Principe du phénomène de repousser des pics [56].

Pour garantir l'élimination de cette anomalie créée par le filtrage qui nécessite son élimination par l'écrêtage d'un côté et la repousse spectrale hors bande créée par l'écrêtage qui nécessite son élimination par le filtrage d'un autre côté. Une solution de répétition est proposée dans la littérature connue par la méthode de répétition d'écrêtage et de filtrage permet à partir des itérations de garantir un signal sans distorsion hors bande et sans pic à l'intérieur de la bande et chaque fois que les répétitions augmentent les performances de réduction du PAPR et du BER s'améliorent sensiblement [56, 83, 99]. Cette technique appelée RCF, présentée par la **Figure 3.6** donne de meilleurs résultats par rapport à la technique d'écrêtage seul et la technique d'écrêtage et de filtrage (CF) [100].

La **Figure 3.7** montre l'impact du filtrage et de l'écrêtage répétitifs (RFC) sur le PAPR. Par conséquent, elle confirme, aussi, qu'à mesure que le nombre d'itérations augmente, le PAPR diminue et la réduction du PAPR entre les itérations consécutives diminue également.

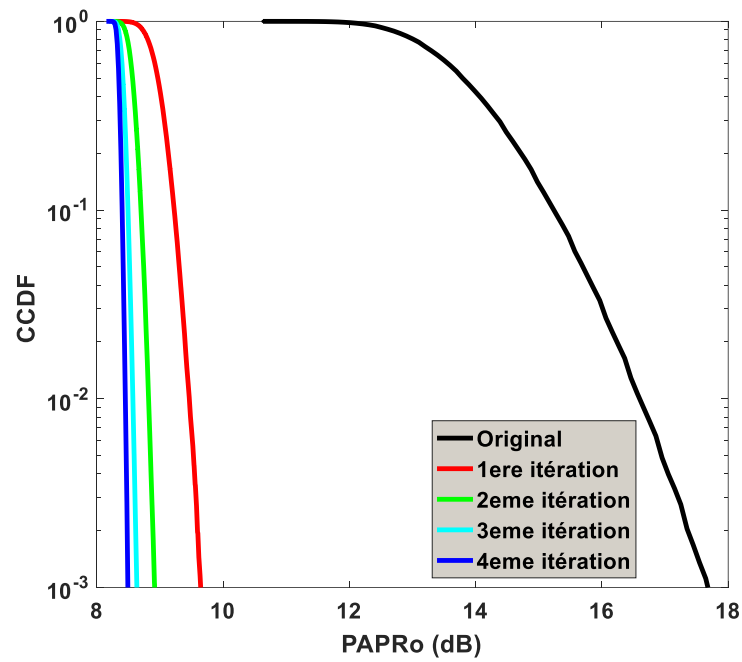


Figure 3.6. Réduction du PAPR avec la technique RCF pour différentes itérations (CR=3)

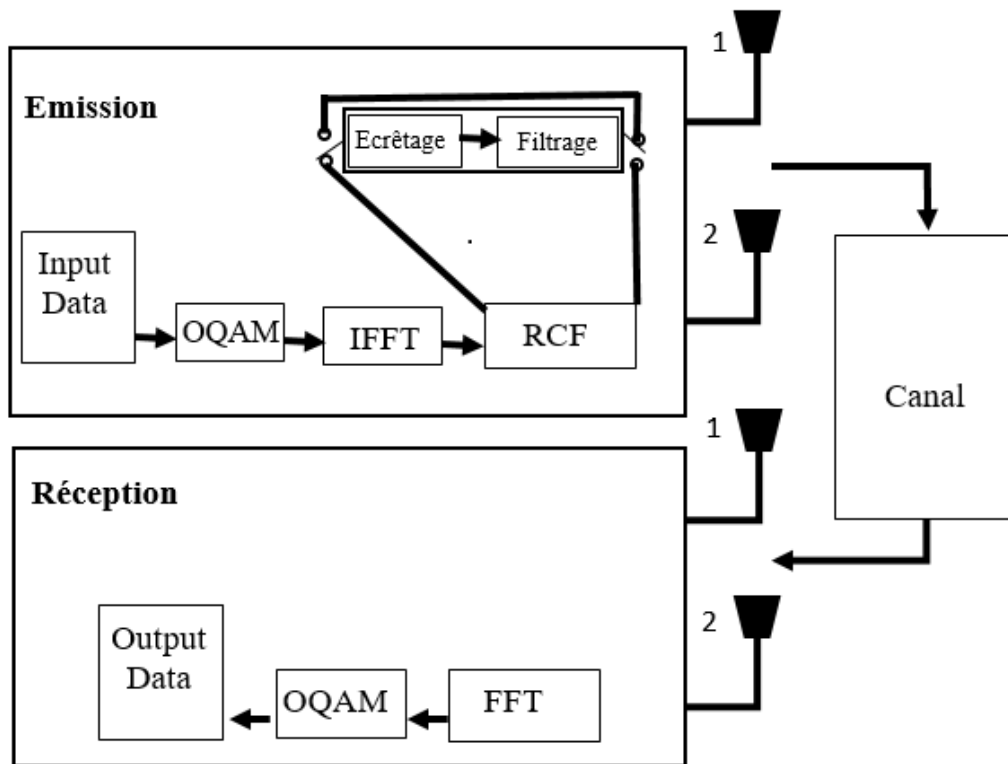


Figure 3.7. Implémentation de la technique RCF dans un système MIMO-FBMC/OQAM.

3.4.4. Technique de Companding

Le mot companding vient du terme anglais compressing (compression) et expanding (décomposition ou expansion). Cette technique, basée sur le traitement de signal, permet de compresser le signal à transmettre à l'émission pour réduire la plage dynamique du signal FBMC/OQAM, ce qui minimise le PAPR du signal. A la réception, décompresser le signal reçu dans le but de reproduire le signal original en utilisant la fonction d'expansion représentée par la fonction réciproque de la fonction de compression. Puisqu'il y a un processus de traitement à la réception, cette méthode n'est pas considérée comme technique à compatibilité descendante [101]. La **Figure 3.8** illustre l'implémentation de la technique de companding dans un système MIMO-FBMC/OQAM.

Le traitement des données de compression est effectué postérieurement au traitement IFFT. Au niveau du récepteur, le traitement des données d'extension est effectué avant le traitement FFT.

Aussi, le companding non linéaire est une technique d'écrêtage particulière qui offre une acceptable réduction PAPR avec de meilleures performances BER et une faible complexité de mise en œuvre [102, 103].

La différence entre l'écrêtage et le companding est que le processus d'écrêtage écrête volontairement les signaux de grande amplitude ; par conséquent, le signal ne peut pas être récupéré exactement. D'autre part, la transformation de companding compresse les signaux d'origine en utilisant une fonction d'augmentation monotone stricte ; par conséquent, les signaux comprimés peuvent être récupérés correctement grâce à l'inversion correspondante de la transformée de companding au niveau du récepteur. L'écrêtage n'affecte pas le signal de petite amplitude, tandis que la compression agrandit les petits signaux tout en comprimant les signaux de grande amplitude. De nombreuses techniques de compression sont disponibles [56]. Le A-Law, Mu-Law, Rooting companding (RCT), Logarithmique Rooting (logR), Tangente Rooting (tanhR), et Cos companding sont des techniques de companding. Le concept de base de la plupart des techniques de companding est de transformer le signal distribué de Rayleigh en un signal uniformément distribué [104].

Les paragraphes suivants détaillent les techniques utilisées dans ce chapitre.

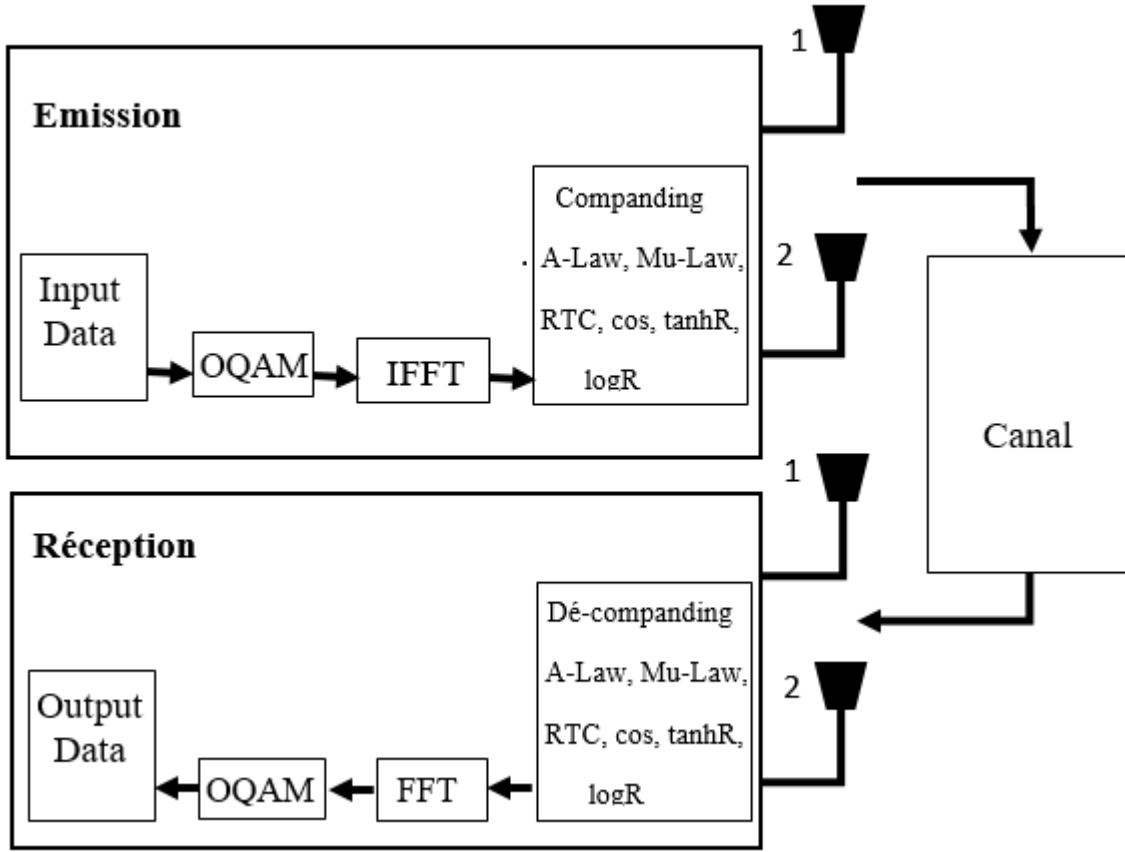


Figure 3.8. Implémentation de la technique de companding dans un système MIMO-FBMC/OQAM.

3.4.4.1. Technique A-Law

L'équation (3.12) montre la compression de loi A pour le signal d'entrée x comme [105, 106]:

$$F(x) = \text{sgn}(x) \begin{cases} \frac{A|x|}{1+\ln(A)} & |x| < \frac{|x|_{\max}}{A} \\ \frac{1+\ln(A|x|)}{1+\ln(A)} & |x| \geq \frac{|x|_{\max}}{A} \end{cases} \quad (3.12)$$

Où x est le signal d'entrée, $F(x)$ est le signal de sortie, A représente le paramètre de compression et $\text{sgn}(x)$ est le signe du signal (+ ou -).

L'inverse du compactage est :

$$F^{-1}(r) = \text{sgn}(r) \begin{cases} \frac{|r|(1+\ln(A))}{A}, & |r| < \frac{|r|_{\max}}{1+\ln(A)} \\ \frac{\exp(|r|(1+\ln(A))-1)}{A}, & |r| \geq \frac{|r|_{\max}}{1+\ln(A)} \end{cases} \quad (3.13)$$

Dans cette méthode, la caractéristique du A-Law est composée d'un segment linéaire pour les entrées de bas niveau et d'un segment logarithmique pour les entrées de haut niveau.

La **Figure 3.9** montre les caractéristiques du compresseur pour différentes valeurs de A . Pour la valeur $A=1$, on observe que la caractéristique est linéaire (pas de compression) ce qui correspond à une quantification uniforme. A-law a mi-hauteur à l'origine. Il contient donc une valeur non nulle. Cependant lorsque le paramètre du taux de compression A augmenté, les résultats entraînent plus de compression du signal. La valeur pratique utilisée pour A est de 87,6 suivant le CCITT (Comité Consultatif pour la Téléphonie et la Télégraphie Internationales) [107]. Cette technique de compression de loi A est utilisée en Europe, en Asie, en Russie, en Afrique, en Chine, etc. [108]

L'influence du paramètre A sur la réduction du PAPR est représentée par la **Figure 3.10**. Chaque fois que les valeurs de A augmentés la réduction du PAPR s'améliore de plus. Les meilleurs pas de réductions du PAPR sont enregistrés pour les pas des valeurs faible de A .

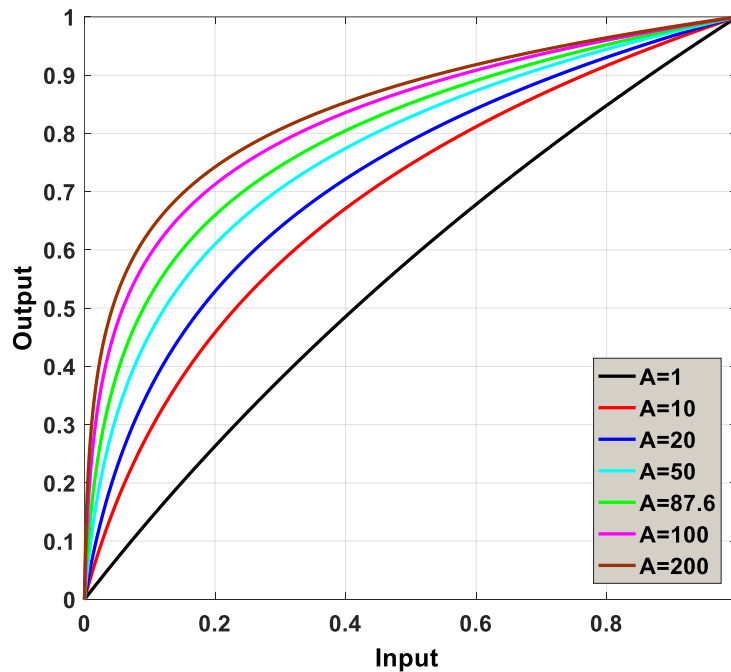


Figure 3.9. Caractéristiques du A-Law

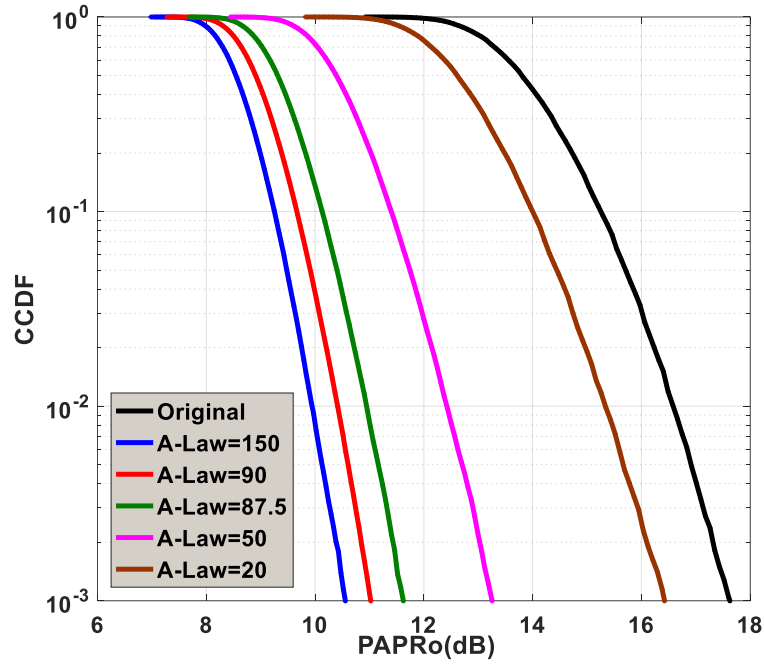


Figure 3.10. Réduction du PAPR par la technique A-Law pour différentes valeurs de A.

3.4.4.2. Technique Mu-Law

C'est un autre algorithme de compression. Il est utilisé aux États-Unis et au Japon pour la compression audio. La compression de la loi Mu, également appelée compression de la loi μ pour l'entrée donnée x , s'énonce comme suit :

$$F(x) = \text{sgn}(x) \frac{\ln(1+\mu|x|)}{\ln(1+\mu)} \quad (3.14)$$

Où x est le signal d'entrée, $F(x)$ est le signal de sortie, μ représente le paramètre de compression appelé aussi Mu dans la littérature. Il est utilisé pour contrôler le niveau de compression appliqué au signal et $\text{sgn}(x)$ est un signe du signal (+ ou -).

La compression inverse au récepteur est donnée par:

$$F^{-1}(x) = \text{sgn}(x) \frac{1}{\mu} ((1 + \mu)^x - 1) \quad (3.15)$$

Comme le montre la **Figure 3.11**, la caractéristique est linéaire pour les faibles valeurs et logarithmique pour les valeurs élevées du signal d'entrée. Mais, pour $\mu=1$, on observe que la caractéristique est linéaire (pas de compression) ce qui correspond à une quantification uniforme.

La compression améliore la résolution de quantification des signaux de petite amplitude au prix d'une diminution de la résolution des grands signaux. Cela introduit également un bruit de quantification ; cependant, l'effet du bruit de quantification dû à la réduction de la résolution des crêtes est relativement faible car les crêtes se produisent moins fréquemment [109, 110].

Dans les télécommunications, le PCM avec $\mu = 255$ est défini par le CCITT [108, 111].

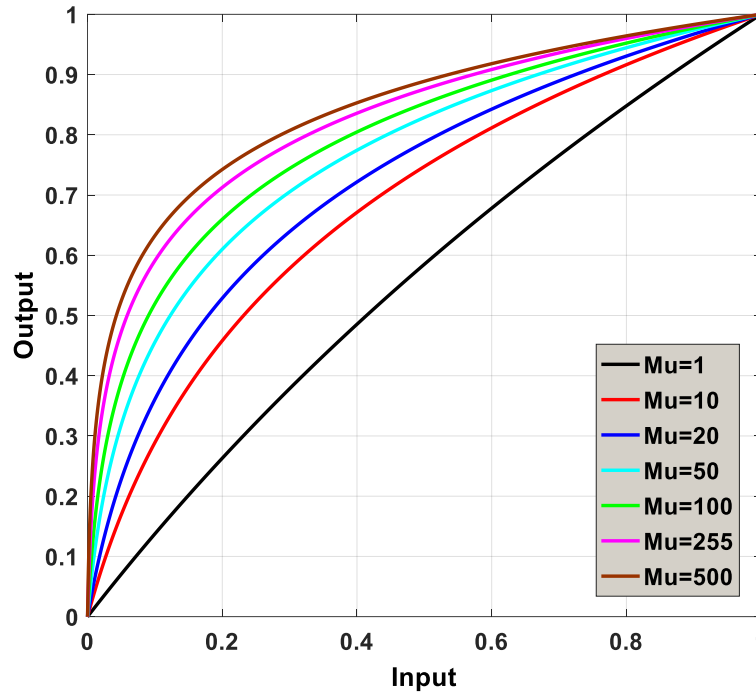


Figure 3.11. Caractéristiques du Mu-Law

Les coefficients de la loi A et de la loi μ sont responsables du taux de compression. La compression augmente avec l'augmentation de la valeur de ces coefficients. À l'origine, les techniques A-law et μ -law étaient utilisés pour la compression de la voix et comme on peut le voir, ces deux types ont un profil de compression logarithmique. Ainsi, le signal FBMC/OQAM à distribution Gaussienne d'origine sera transformé en un signal à distribution quasi uniforme [112].

La représentation de la réduction du PAPR avec la technique μ -Law est illustrée par la **Figure 3.12**. Chaque augmentation du paramètre μ -Law entraîne une augmentation correspondante

de réduction du PAPR. Et les meilleurs pas de réduction sont données par les pas des valeurs de faible de Mu-Law.

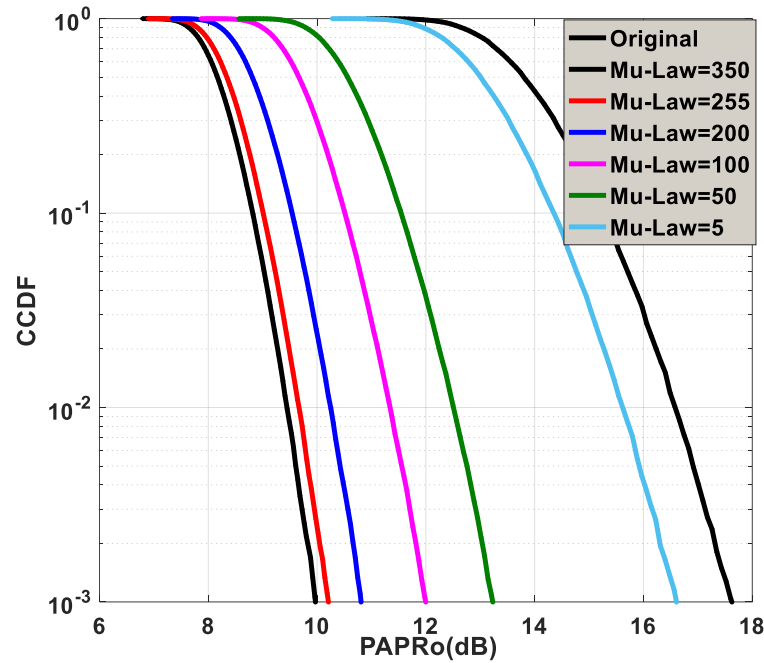


Figure 3.12. Réduction du PAPR par la technique Mu-Law pour différentes valeurs de Mu.

3.4.4.3. Technique Rooting (RTC)

La technique de companding de type rooting (RTC) au même principe que Square-Rooting Companding (SQR). Cette technique est de type SQR adaptative basée sur le changement du SQR en un rapport R. La technique RTC convertit les signaux statistiques FBMC/OQAM distribués de Rayleigh en distribution Gaussienne et modifie les valeurs de moyenne et de variance des signaux FBMC/OQAM.

Cette technique réduit le PAPR en abaissant la valeur d'amplitude de crête [111, 113].

L'expression mathématique de l'équation RTC est donnée comme :

$$F(x) = |x|^R * \text{sgn}(x) \quad (3.16)$$

Où $F(x)$ est l'échantillon qui a été combiné, $|x|$ est l'échantillon d'origine, $|\cdot|$ maintient le signe,

$sgn(x)$ est le signe de x qui maintient la phase constante du signal et R varie de 0.1 à 0.9 sachant que la quantité de compression dépend de R . Aussi, chaque fois que R diminue le PAPR diminue aussi et vice versa [111, 113].

De l'autre côté, l'inverse du companding est appliqué pour récupérer le signal original en utilisant l'équation de décompanding de RTC. Cette fonction est connue sous la présentation suivante :

$$F^{-1}(x) = |x|^{\frac{1}{R}} * sgn(x) \quad (3.17)$$

La relation du paramètre R est inversement proportionnelle avec la réduction du PAPR comme expliqué par la **Figure 3.13**, car chaque fois que R diminue la réduction du PAPR s'améliore de plus.

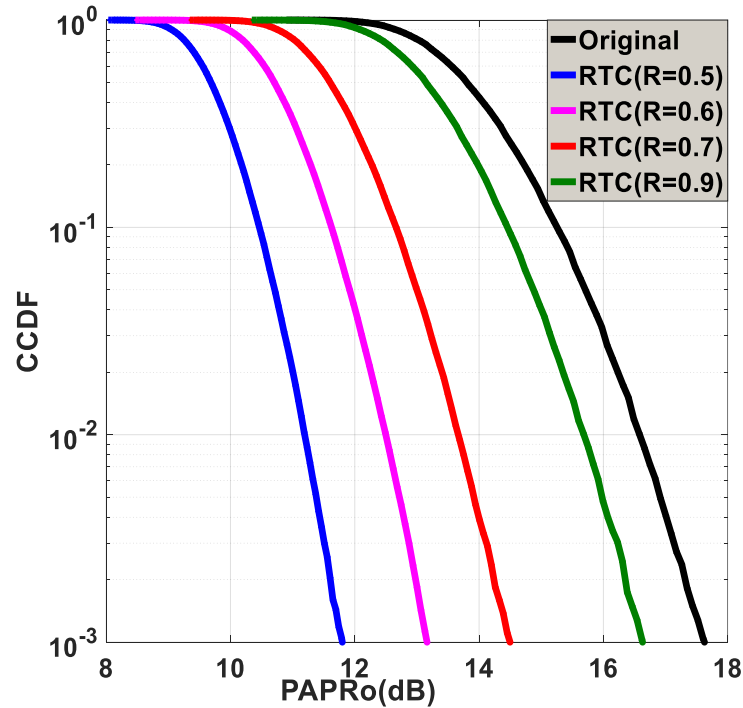


Figure 3.13. Réduction du PAPR par la technique RTC pour différentes valeurs de R .

3.4.4.4. Technique cos (cos)

La représentation de la fonction cos au niveau de l'émission est la suivante [78, 114] :

$$F(x) = \text{sgn}(x) \sqrt[y]{\alpha \left[1 - \cos\left(-\frac{|x|}{\sigma}\right) \right]} \quad (3.18)$$

Au niveau du récepteur, la décompression est:

$$F^{-1}(x) = \text{sgn}(x) \left| -\sigma \cos\left(1 - \frac{|x|^{\frac{2}{y}}}{\alpha}\right) \right| \quad (3.19)$$

α est une constante positive qui détermine la puissance moyenne du signal de sortie et y varie entre 0.1 et 1.

$$\alpha = \left(\frac{E[|x|^2]}{E\left[\sqrt{\frac{d}{1 - \exp\left(-\frac{|x|}{\sigma}\right)^2}}\right]} \right)^{\frac{y}{2}} \quad (3.20)$$

La **Figure 3.14** illustre la technique de réduction du PAPR suivant les valeurs du paramètre y . La relation de y est proportionnelle avec le PAPR car chaque fois que les valeurs de y diminues le PAPR diminue aussi.

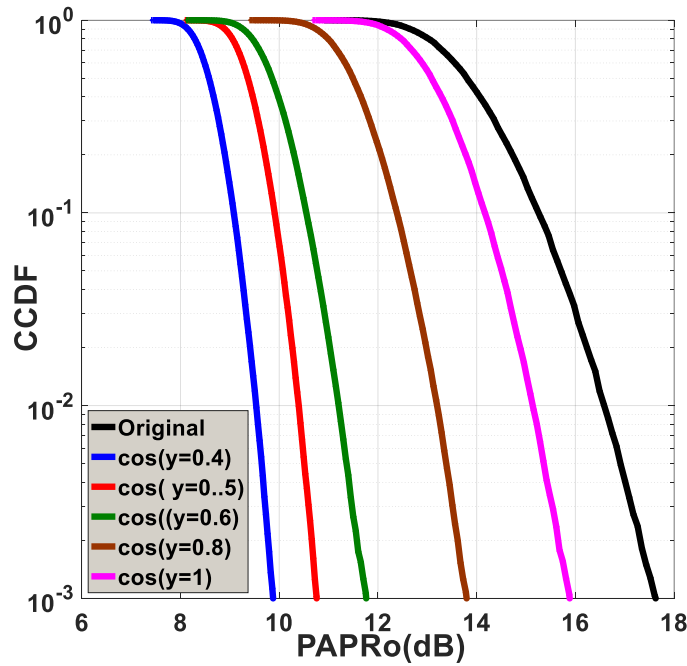


Figure 3.14. Réduction du PAPR par la technique cos pour différentes valeurs de y .

3.4.4.5. Technique tangent hyperbolique Rooting (tanhR)

Cette technique peut minimiser efficacement le PAPR des signaux FBMC/OQAM en ajustant le paramètre côté émetteur. La companding de cette technique dépend de la fonction tanh. Cette technique n'est qu'une transformation de la distribution des grands signaux en distribution tangente. La distribution tangente des grands signaux est obtenue à partir de l'expression de la fonction de companding, qui peut s'écrire [114, 115, 116] :

$$F(x) = \tanh((|x| * k)^y) * \text{sgn}(x) \quad (3.21)$$

Où k est une valeur positive qui est le niveau de compression appliquée à l'enveloppe des signaux FBMC/OQAM (x) dans le domaine temporel et k varie entre 5 et 25. La variable positive de réglage y varie entre 0.1 et 1 permet le PAPR des signaux FBMC/OQAM d'être minimiser efficacement. Le $\text{sgn}(x)$ représente la fonction signe de x qui est utilisée pour maintenir la phase du signal FBMC/OQAM. La fonction inverse de companding implémentée à la réception peut être exprimée sous la forme :

$$F^{-1}(y) = \left| \left(\text{atanh}\left(\frac{|x|}{k}\right) \right)^{\frac{1}{y}} \right| \text{sgn}(x) \quad (3.22)$$

La **Figure 3.15** illustre la relation de la réduction du PAPR avec le paramètre y de la technique tanhR pour $k=10$. La relation de y est proportionnelle avec le PAPR car chaque fois que les valeurs de y diminues le PAPR diminue aussi.

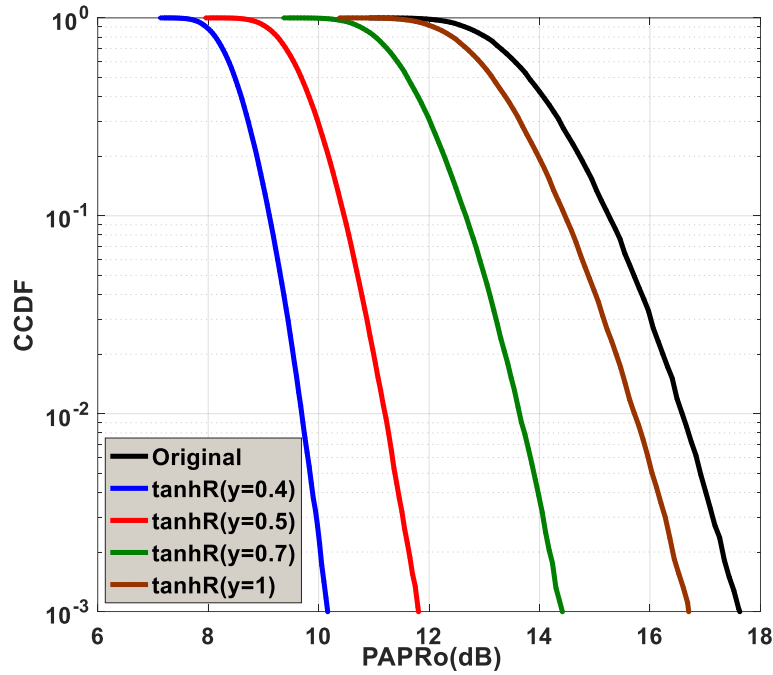


Figure 3.15. La réduction du PAPR par la technique tanhR pour différentes valeurs de y .

3.4.4.6. Technique logarithmique Rooting (logR)

La compression de logarithmique Rooting (LogR) dépend de la fonction logarithmique pour réaliser le processus de compression [117]. La fonction logarithme est inversement liée à une fonction exponentielle [118].

La fonction de companding logR au niveau de l'émetteur s'écrit [79, 114] :

$$F(x) = \log((|x| * k)^y + 1) \text{sgn}(x) \quad (3.23)$$

Où k est une valeur positive qui représente les paramètres de compression et permet de déterminer le degré de compression appliqué.

La définition de la compression logR inverse est :

$$F^{-1}(y) = \left| \left(\exp\left(\frac{|x|}{k}\right) - 1 \right)^{\frac{1}{y}} \right| \text{sgn}(x) \quad (3.24)$$

Le technique logR en relation avec la réduction du PAPR pour différentes valeurs de y et $k = 10$. Lorsque les valeurs de y diminues le PAPR diminue aussi comme illustré par la Figure 3.16.

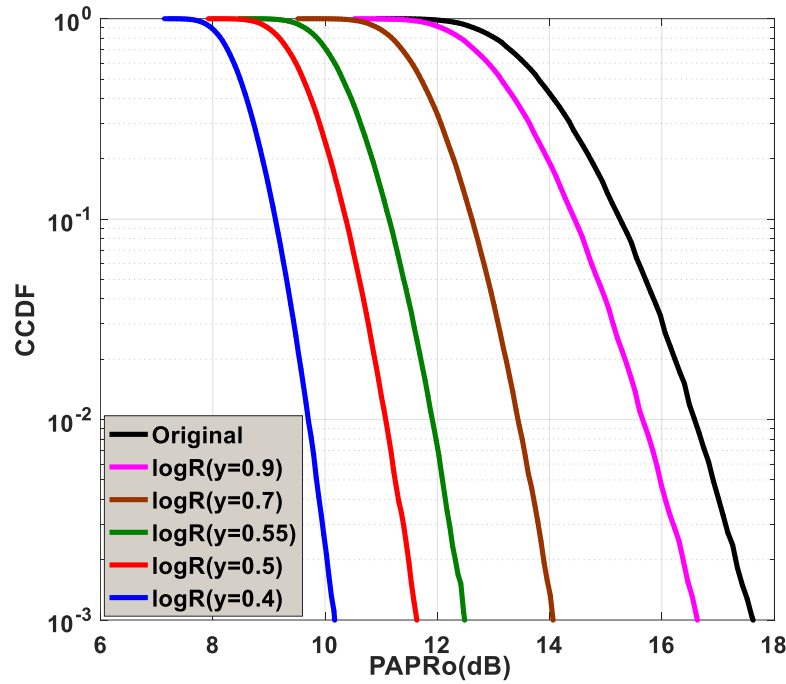


Figure 3.16. Réduction du PAPR par la technique logR pour différentes valeurs de y.

3.4.5. Techniques d'hybridation

Les techniques de réduction du PAPR sont évaluées en termes de réduction du PAPR, de BER, de débit de données de transmission et de complexité de calcul. Certains sont particulièrement efficaces pour réduire le PAPR tout en conservant un bon BER, mais ils nécessitent également la transmission d'informations latérales (SI) à la réception, ce qui augmente considérablement la complexité de calcul et réduit le débit, comme dans les cas de PTS, SLM, ACE et TR. D'autres méthodes ont l'avantage d'être efficaces pour abaisser le PAPR, simples à mettre en œuvre et d'avoir une complexité de calcul minimale, mais ces avantages se font au prix d'une distorsion du signal transmis, comme l'écrêtage. Une autre technique pour réduire le PAPR est connue sous le nom de companding, qui a un taux modeste de réduction du PAPR mais est facile à mettre en œuvre, a une faible complexité de calcul et a un bon BER.

La combinaison de deux ou trois de ces méthodes, généralement appliquées en cascade, permet une plus grande réduction du PAPR tout en bénéficiant des avantages de chaque méthode combinée.

Ces schémas combinés peuvent être complémentaires, la première méthode réduit certains pics dans un symbole FBMC/OQAM, mais quelques pics du symbole complexe ne peuvent pas être annulés et seront affectés par la non-linéarité du HPA. Pour cela, la deuxième méthode est appliquée pour annuler en profondeur les pics restants. Cette technique de réduction PAPR suggérée combine les avantages des deux méthodes en offrant une meilleure réduction PAPR, une bonne efficacité avec une complexité de calcul favorablement basse.

Dans la littérature, plusieurs techniques sont hybridées et ils ont réussie à améliorer des indicateurs mais ils ont aussi échoué à améliorer d'autres.

L'implémentation de la technique MIMO dans le système FBMC/OQAM augmente encore la complexité de calcul, génère d'autre contrainte et améliore aussi d'autre performances du système.

Le prochain chapitre propose une nouvelle combinaison de techniques de réduction de PAPR pour le système MIMO-FBMC/OQAM.

3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudiés les techniques de réduction les plus compétitives de réduction du PAPR pour les applications à faible latence en 5G et B5G, telles que la conduite autonome et les communications de véhicule à véhicule. Les techniques avec une complexité de calcul minimale sont favorables aux applications à faible latence. Compte tenu de la complexité de calcul, les techniques hybrides d'écritage et de companding sont le premier choix pour la réduction du PAPR. Malheureusement, les techniques d'écritage dégradent les performances du BER et augmentent le rayonnement OOB en présence de HPA. L'implémentation du RCF peuvent améliorer considérablement les performances du système toute en minimisant les distorsions générer par la technique d'écritage.

Aussi, dans ce chapitre, nous avons défini les différents critères des performances à savoir la réduction du PAPR, le BER, la complexité de calcul etc..., qui permet d'évaluer les performances des techniques proposées dans la littérature pour la réduction du PAPR.

Dans le prochain chapitre, ces techniques sont simulées et combinées entre eux afin d'améliorer d'avantage les performances en réduction du PAPR et en BER du système MCM appelé MIMO-FBMC/OQAM. Les résultats sont attrayants pour les systèmes de communication existants ou les

prochaines générations. Les simulations des différentes hybridations sont analysées et comparées entre eux.

CHAPITRE 4

*Technique hybride RCF et
companding pour la réduction du
PAPR*

4.1. Introduction

Le présent chapitre constitue une exploration approfondie de la technique hybride RCF et Companding, ainsi que de son application à la réduction du PAPR dans un système MIMO-FBMC/OQAM. Cette technique novatrice vise à atténuer les effets indésirables du PAPR élevé sur les signaux transmis, en combinant efficacement l'utilisation du RCF et d'une méthode de companding basée sur les modèles suivants : A-Law, Mu-Law, RTC, cos, tanhR et LogR. Cette combinaison offre une approche prometteuse pour améliorer la qualité et l'efficacité du système de communications sans fil tout en minimisant les perturbations sur ce système.

Le chapitre commence par une description de la technique hybride RCF et Companding, une analyse théorique approfondie, l'algorithme sous-jacent et se termine par une évaluation pratique au moyen de simulations. Par lesquelles nous analyserons une série des performances tels que la réduction du PAPR, le BER, le PSD et la complexité de calcul.

4.2. Description de la technique hybride RCF et Companding

La **Figure 4.1** illustre le schéma de base de l'implémentation en cascade des deux techniques de réduction du PAPR, à savoir le RCF et le companding, au sein d'un système FBMC/OQAM basé sur la technique MIMO.

Initialement, la technique de clipping du RCF est appliquée au signal FBMC/OQAM dans le domaine temporel, visant à éliminer toutes les crêtes supérieures à un seuil prédéterminé $A_{\max}$. Cela engendre des distorsions à l'intérieur de la bande (IB) ainsi que hors de la bande (OOB). Les distorsions IB affectent le signal data dégradant ainsi le BER tandis que les distorsions OOB créent des lobes secondaires, et par conséquent des interférences entre signaux voisins. Pour atténuer ces effets, la technique de filtrage du RCF requiert l'application de la FFT pour convertir le signal échantillonné du domaine temporel au domaine fréquentiel, suivi du filtrage, puis de l'opération du IFFT pour revenir au domaine temporel. Bien que le filtrage du signal élimine efficacement les lobes secondaires, il engendre néanmoins le repoussé de pics élevés dans le signal, contribuant à élever le PAPR. La technique de répétition du RCF garantit l'élimination des crêtes du signal data original, éliminant ainsi les distorsions OOB et les crêtes régénérées par le filtre. Cependant, le nombre de

répétitions influence directement la réduction du PAPR comme déjà mentionné par la **Figure 3.6**. Cette répétition augmente parallèlement la complexité de calcul, un aspect qui sera exploré ultérieurement dans ce chapitre.

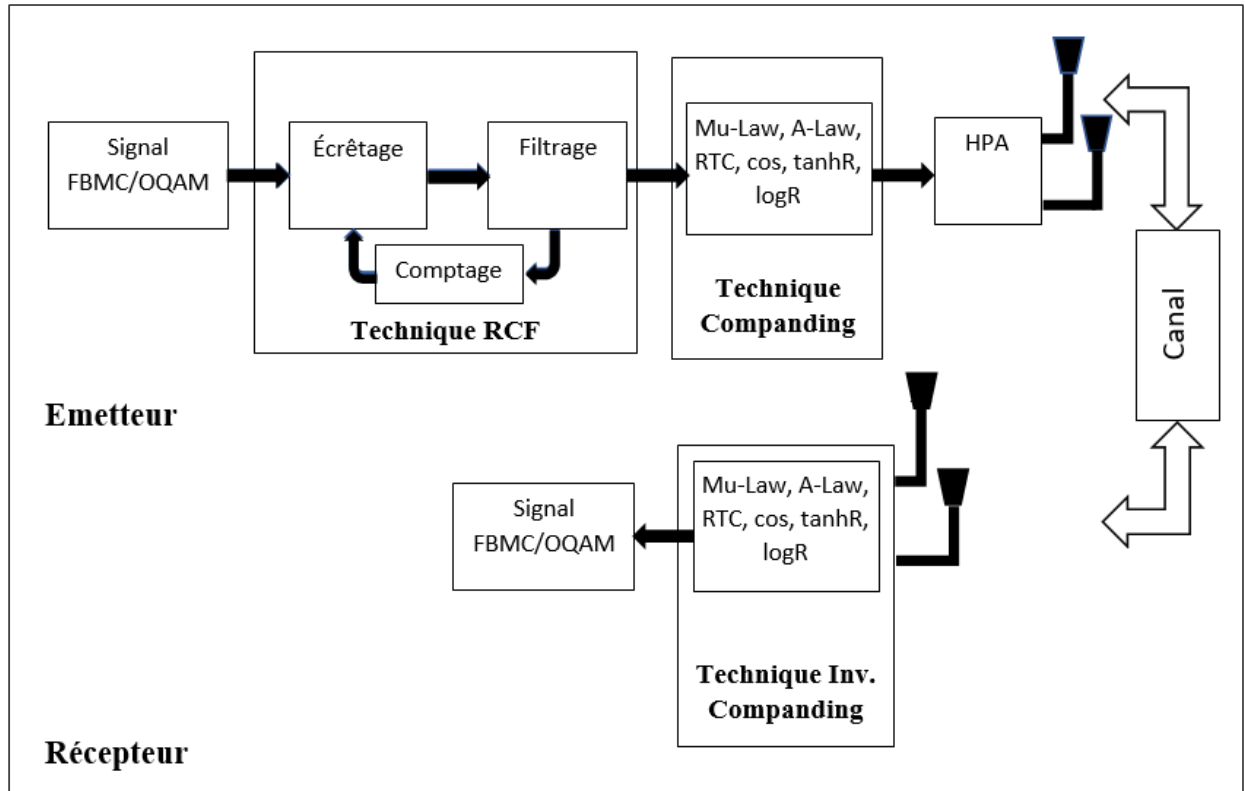


Figure 4.1. Implémentation de la technique hybride RCF et companding dans un système MIMO-FBMC/OQAM.

Ensuite, la technique de companding est appliquée au signal dans le domaine temporel. Elle amplifie les signaux de faible amplitude tout en compressant les signaux de forte amplitude. Cette opération renforce l'immunité des signaux de faible amplitude au bruit, augmentant également la puissance moyenne et, en conséquence, réduisant le PAPR. A la réception, le signal subit une opération inverse de companding. Cela signifie que les amplitudes compressées à l'émission seront

décompressées à nouveau, et les amplitudes étendues à l'émission seront comprimées. Cette étape inverse le processus de companding effectué à l'émission et permet de restaurer les caractéristiques originales du signal tout en améliorant davantage la réduction du PAPR, sans introduire de complexité de calcul supplémentaire.

Pour résumer, le signal original data subit deux types de réduction du PAPR, à savoir le clipping répétitif et le companding. Ces deux approches n'ont pas d'impact sur la complexité de calcul. Parallèlement, la technique de filtrage répétitif élimine les distorsions OOB créées par l'écrtage, tout en augmentant la complexité de calcul due aux opérations FFT/IFFT. Le nombre optimal de répétitions dans RCF doit être judicieusement sélectionné pour améliorer la réduction du PAPR sans dégrader le BER et sans augmenter excessivement la complexité créée par l'FFT/IFFT. L'adoption de la technique de companding répond à la nécessité d'améliorer davantage la réduction du PAPR, sans impacter négativement le signal ni accroître la complexité de calcul. Par conséquent, elle peut efficacement remplacer l'augmentation excessive des répétitions RCF sans aucun risque.

4.3. Etude analytique de la technique RCF

4.3.1. Phase d'écrtage

La technique d'écrtage est une technique appelée technique de distorsion, x_n représente le signal original d'entrée FBMC/OQAM et y_n est le signal de sortie de la phase d'écrtage. Comme la fonction d'écrtage intervient sur l'amplitude du signal x_n pour réduire le PAPR comme indiqué par l'équation (3.9). D'après l'équation (3.10), l'ajustement du rapport d'écrtage est effectué seulement en fonction d'un seuil d'amplitude, noté A_{max} , ainsi que de la puissance moyenne du signal P_{ap} .

Le CR en dB peut s'écrire :

$$CR_{dB} = 20\log_{10}(CR) \quad (4.1)$$

Le modèle mathématique du signal écarté est déduit du Théorème de Busgang applicable aux non-linéarités sans mémoire. En résultat, ce signal se formule comme suit [119]:

$$y_n = \beta x_n + e_n \quad (4.2)$$

Où β est le facteur d'atténuation et e_n est le terme désignant la distorsion, également connue sous les noms de bruit d'écrêtage ou de bruit de Bussgang.

L'équation (4.2) nous permet de déduire la formule de corrélation appelée le formule de Bussgang ou décomposition de Bussgang citée de la manière suivante :

$$R_{xy}(\tau) = \beta R_{xx}(\tau) + R_{xe}(\tau) \quad (4.3)$$

Où $R_{xx}(\tau)$ est le signal d'autocorrélation, et $R_{xy}(\tau)$ est le signal d'intercorrélation entre le signal d'entrée et de sortie. Selon l'étude de [120], le bruit d'écrêtage e_n est décorrélé du signal d'entrée x_n . Ce qui nous permet d'écrire :

$$R_{xe}(\tau) = 0 \text{ pour } \tau \neq 0 \quad (4.4)$$

Donc le facteur d'atténuation est donné comme suit :

$$\beta = \frac{R_{xy}(\tau)}{R_{xx}(\tau)} \quad (4.5)$$

Selon le théorème de Bussgang donné par (4.2), l'effet de la technique d'écrêtage sur le signal FBMC/OQAM en In-bande se caractérise par un affaiblissement uniforme de l'amplitude, sur tous les échantillons du signal FBMC/OQAM, représentée par β , et l'ajout d'une distorsion, désignée par e_n qui est supposée être sans corrélation avec x_n . Le coefficient d'atténuation β est désigné de la manière suivante pour une fonction non linéaire avec un signal stationnaire à son entrée [120, 121, 122] :

$$\beta = 1 - e^{CR^2} + \frac{\sqrt{\pi}}{2} CR * \operatorname{erfc}(CR) \quad (4.6)$$

L'évolution de l'atténuation β en fonction du taux d'écrêtage CR a été étudiée en détail par [123]. Ses résultats ont confirmé que β diminue très rapidement à mesure que le rapport CR augmente et devient pratiquement insignifiant au-delà d'un CR égale à 3 dB.

Analytiquement, à partir de l'équation (4.2), nous pouvons exprimer la puissance de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 P_{y_n} &= E[|y_n|^2] = E[|(\beta x_n + e_n)|^2] \\
 &= E[(\beta x_n + e_n) * (\beta x_n + e_n)^*] \\
 &= E[(\beta x_n)^2 + (e_n)^2 + e_n(\beta x_n)^* + \beta x_n(e_n)^*] \\
 &= \beta^2 E[|x_n|^2] + E[|e_n|^2] + 2|\beta| \mathcal{R}_{xe}(\tau)
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

Avec x_n et e_n sont décorrélés donc $R_{xe}(\tau) = 0$

On peut écrire alors :

$$E[|y_n|^2] = |\beta|^2 E[|x_n|^2] + E[|e_n|^2] \tag{4.8}$$

On peut déduire donc :

$$E[|e_n|^2] = E[|y_n|^2] - |\beta|^2 E[|x_n|^2] \tag{4.9}$$

De la relation (4.9), on peut déduire la puissance de distorsion :

$$P_{e_n} = P_{y_n} - |\beta|^2 P_{x_n} \tag{4.10}$$

Sachant qu'à la sortie du clipping, on peut écrire [121, 122] :

$$P_{y_n} = (1 - e^{-CR^2}) P_{x_n} \tag{4.11}$$

En substituant l'équation (4.11) dans l'expression (4.10), nous pouvons dériver la puissance de distorsion en fonction de CR , et la puissance P_{e_n} peut être exprimée comme suit :

$$\begin{aligned} P_{e_n} &= (1 - e^{-CR^2})P_{x_n} - \beta^2 P_{x_n} \\ &= (1 - e^{-CR^2} - \beta^2)P_{x_n} \end{aligned} \quad (4.12)$$

4.3.2. Phase de filtrage

Les filtres utilisés sont de type FFT/IFFT afin d'éliminer les distorsions hors bandes. Après avoir transformé le signal x_n du domaine temporel au domaine fréquentiel X_n , le filtrage effectué après l'écrêtage élimine les distorsions "Out-of-Band" (OOB) provoquées par l'écrêtage. Le filtre est de la forme suivante :

$$Y'_n = \begin{cases} Y_n, & \text{if } n \in [0, N-1] \\ 0, & \text{other} \end{cases} \quad (4.13)$$

Avec Y'_n représente le signal Y_n après filtrage dans domaine fréquentiel. Et Y_n est donné comme suit:

$$Y_n = TF(y_n) \quad (4.14)$$

En exploitant la propriété de linéarité de la transformée de Fourier, le théorème de Busgang conserve sa forme identique à la fois dans le domaine fréquentiel et temporel.

L'équation (4.2) après l'étape de IFFT s'écrit de cette manière :

$$Y_n = \beta X_n + E_n \quad 0 \leq n < JN \quad (4.15)$$

Avec JN est le nombre d'échantillons.

Le filtrage s'effectue dans le domaine fréquentiel, en retenant que les N premiers sous porteuses et annulant le reste.

$$Y' = \underbrace{Y_0 Y_1 \dots Y_{N-1}}_Y \underbrace{Y_N Y_{N+1} \dots Y_{JN}}_{OOB} \quad (4.16)$$

J. Armstrong dans [124], a introduit la notion de filtrage de la distorsion OOB basée sur la FFT/IFFT. Pour la première fois, dans cette référence, il suggère de réduire le bruit OOB en

utilisant un filtrage fréquentiel. Étant donné que la réduction de la composante OOB entraîne une augmentation des pics (après l'écrêtage) donc une réaugmentation du PAPR, il propose que le processus d'écrêtage et de filtrage fréquentiel soit répété plusieurs fois pour améliorer les performances de la technique en termes de réduction du PAPR. Le RCF donne de meilleurs résultats par rapport à la technique d'écrêtage et de filtrage (CF) [125].

La **Figure 4.2** présente le PAPR d'un système MIMO FBMC/OQAM utilisant la technique RCF pour différentes valeurs de taux d'écrêtage (CR). Le PAPR diminue à mesure que le CR augmente, avec les meilleurs résultats rapportés à un CR de 1. Les valeurs de PAPR pour des CR allant de 1 à 4 varient de 6.35 dB à 8.5 dB, ce qui représente une augmentation de 2.15 dB représentant un taux de 33.85%. Cela met en évidence l'impact du taux d'écrêtage sur la réduction du PAPR et la manière dont les performances varient en conséquence pour obtenir un équilibre entre la réduction du PAPR et la préservation de la qualité du signal.

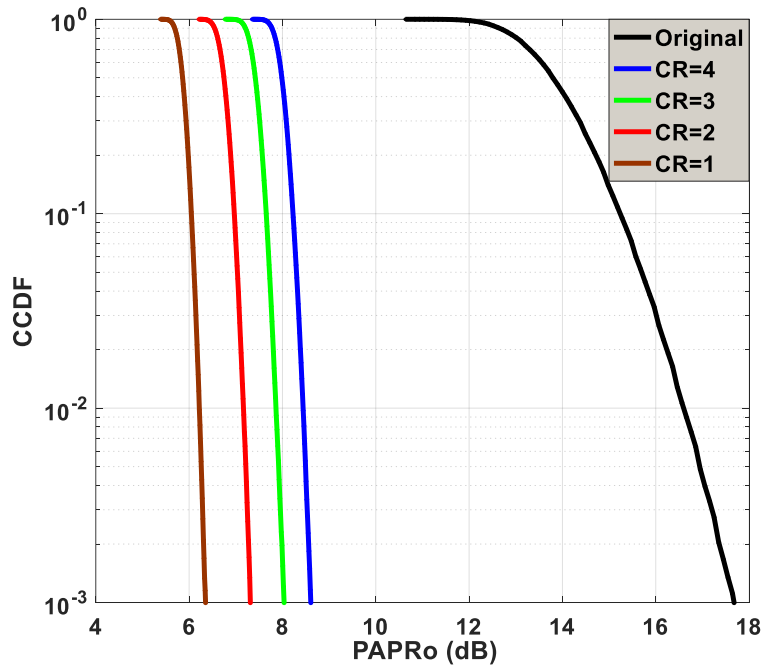


Fig. 4.2 Réduction du PAPR par la technique RCF pour différentes valeurs de CR dans un système MIMO-FBMC/OQAM

Pour différentes valeurs de taux d'écrêtage (CR), la **Figure 4.3** présente une comparaison des performances du BER d'un système MIMO-FBMC/OQAM utilisant la technique RCF pour la réduction du PAPR. Chaque fois que le CR augmente, la performance du BER s'améliore. En particulier, un taux d'écrêtage plus élevé est associé à une amélioration du BER. Il est intéressant de noter que le taux d'écrêtage CR=4 produit les meilleurs résultats en termes de BER, démontrant ainsi l'efficacité de la technique RFC pour maintenir la qualité de la transmission.

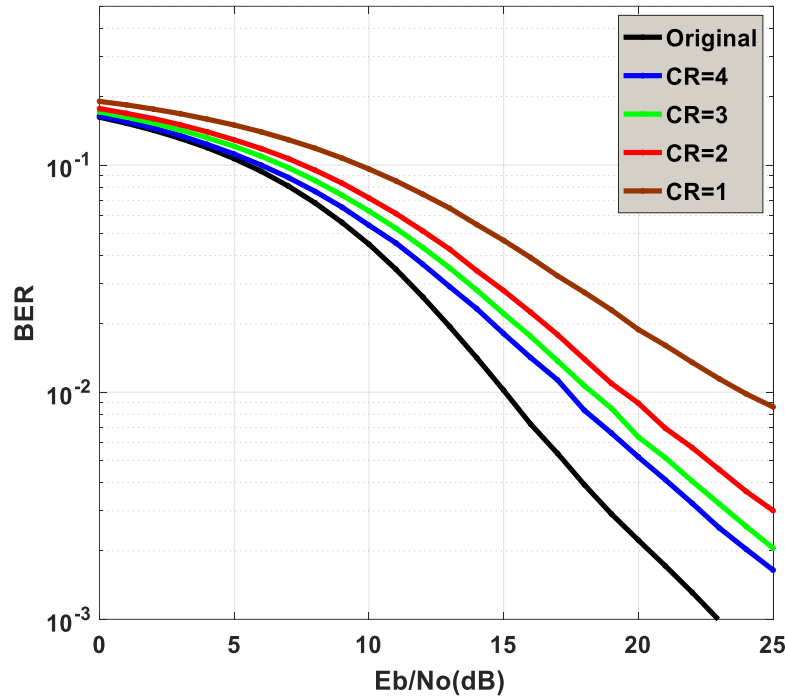


Figure. 4.3 BER du système MIMO-FBMC/OQAM basé sur la technique RCF pour différentes valeurs de CR

4.3.3. Phase de companding

La technique de companding est reconnue par son niveau de complexité de calcul faible ainsi que ses bonnes performances en termes de BER. Au niveau de l'émetteur, cette technique transforme le signal de haute amplitude en un signal uniformément distribué, et le processus inverse est effectué au niveau du récepteur pour restaurer le signal d'origine.

Les signaux de sortie de la phase de RCF sont comprimés en utilisant des techniques de compression non linéaires avant d'être transmis à travers le canal. Par conséquent, à la sortie du compresseur, le signal compressé Y_c est donné par :

$$Y_c = F(Y'_n) \quad (4.17)$$

Où $F(.)$ exprime la fonction de companding qui est utilisée pour comprimer l'amplitude des signaux FBMC à l'entrée du récepteur. Le canal est supposé de type AWGN [126, 127]. Le signal reçu r peut s'exprimer sous cette forme :

$$r_n = h(Y_c) + w_n \quad (4.18)$$

Où w_n est le bruit AWGN. A la réception, la fonction d'expansion est appliquée, et le résultat est de la forme suivante [128, 129, 130]:

$$x_n^* = F^{-1}(r_n) \quad (4.19)$$

Où $F^{-1}(.)$ représente la fonction inverse de compression du côté du récepteur ou processus d'expansion. Les types de fonctions de companding sont présentés au paragraphe 3.5.4.

4.4. Algorithme de la technique hybride

Étape 1 - Initialisation : Tout d'abord, nous fixons les variables suivant le **Tableau 4.1**, tels que le CR=3, le nombre d'itération Iter=4 et la valeur de la variable de companding suivant le **Tableau 4.2**.

Étape 2- Mettre Iter=0

Étape 3- Générer les M blocs du signal FBMC/OQAM dans le domaine temporel $x(t)$.

Étape 4- Mettre Iter=Iter+1

Étape 5- Calculer la puissance moyenne du signal.

- Ecrêter le signal FBMC/OQAM au seuil d'écrtage A.

Étape 6- Calculer le signal filtré

- Appliquer le FFT pour convertir le signal écrêté du domaine temporel au fréquentiel.
- Eliminer la composante OOB par le filtrage.
- Applique une opération IFFT pour reconvertir le signal filtré au domaine temporel.

Etape 7- Si $\text{Iter} \leq 4$ aller à Etape 4

- Expandre le signal après la 4eme itération par la technique de companding dans le domaine temporel.

Etape 8- Calculer le PAPR du signal.

4.5. Simulations

Cette section examine les résultats de performance individuelle de techniques de companding, notamment A-Law, Mu-Law, tanhR, logR, cos et RTC, dans une première étape, puis analyse la performance de la méthode RCF hybridée et avec les techniques de companding dans une deuxième étape. Dans les simulations, nous utilisons deux antennes en émission et en réception, avec un canal Rayleigh et la mise en œuvre d'un égaliseur MMSE. Les paramètres et variables utilisés dans les simulations sont répertoriés dans le **Tableau 4.1** et **Tableau 4.2**.

Tableau 4.1. Paramètres de simulations

Symboles	Paramètres	Valeurs
N	Nombre de sous porteuses	128
Phydyas	Filtre	/
K	Facteur de recouvrement (Overlapping factor)	4
M	Blocs de donnée	10^5
OQAM	Modulation	4OQAM
CR	Taux d'écèlement (Clipping Ratio)	3
I	Nombre d'itération du RCF	4
$SSPA$	Amplificateur de puissance	/
P	Facteur de lissage (smoothness factor)	2

Tableau 4.2. Listes des variables des techniques de companding

Techniques	variables	Valeurs
Mu-Law	μ	300
A-Law	A	90
RTC	R	0.6
Cos	y	0.6
tanhR	y	0.7
	k	10
logR	k	10
	y	0.62

4.5.1. Performance de réduction du PAPR

Dans la **Figure 4.4**, nous présentons les performances de réduction du PAPR de différentes techniques de companding à un niveau de Fonction de Distribution Cumulative Complémentaire (CCDF) de 10^{-3} . Le PAPR est une mesure importante dans les systèmes de communication multi-porteuses comme FBMC/OQAM dans un scénario basé sur la technique MIMO et indique à quel point les pics de puissance des signaux sont élevés par rapport à leur puissance moyenne.

Parmi les techniques de companding examinées, nous constatons que la méthode Mu-Law affiche la meilleure performance de réduction du PAPR. Cela signifie que cette technique parvient à réduire efficacement les pics de puissance des signaux, ce qui peut améliorer la performance globale du système en minimisant les risques d'interférences et de distorsions.

Ensuite, la technique A-Law présente des performances de réduction du PAPR légèrement moins bonnes que la méthode Mu-Law, avec des réductions de PAPR mesurées de 11 dB et 10.10 dB, respectivement. Cela signifie que la technique Mu-Law parvient généralement à réduire le

PAPR du signal FBMC/OQAM plus efficacement que la technique A-Law, ce qui peut contribuer à améliorer de plus la robustesse et la qualité de la transmission du signal.

Les dernières simulations, représentées par le tanhR et le RTC, démontrent que leurs PAPR sont remarquablement élevés que celle du A-Law et Mu-Law, respectivement égale à 14.40 dB et 13 dB. Cela indique que ces méthodes de réduction du PAPR sont moins performant que les deux techniques A-Law et Mu-Law.

En fin, la technique RCF, représentée sur le graphique avec un PAPR d'environ 8 dB, réduit de manière significative le PAPR par rapport à toutes les autres techniques de companding. Ce qui explique son efficacité remarquable dans la réduction du PAPR.

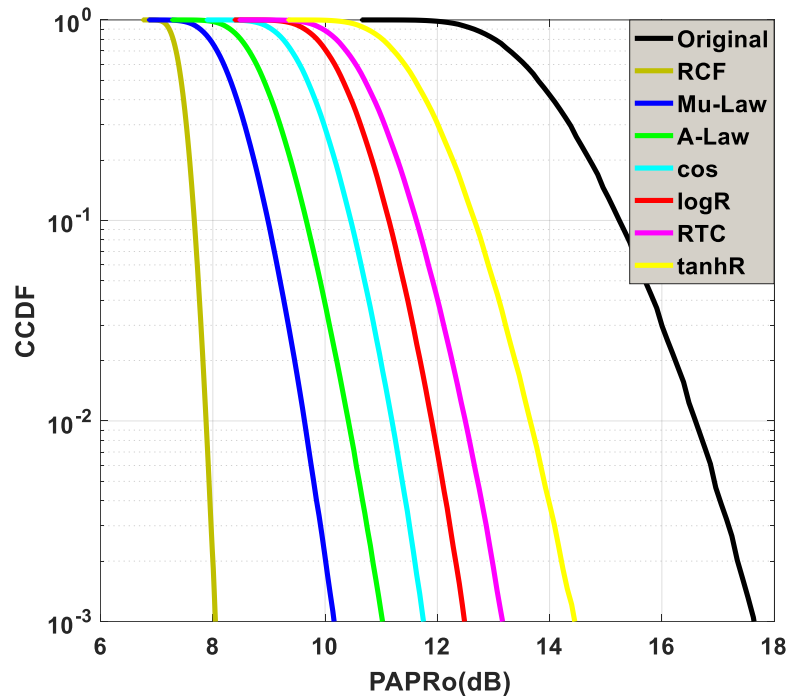


Figure. 4.4. Réduction du PAPR par les techniques RCF et companding sans hybridation dans un système MIMO-FBMC/OQAM

La **Figure 4.5** présente une comparaison des performances de différentes hybridations du RCF avec les techniques de companding pour un taux de probabilité cumulée complémentaire

(CCDF) de 10^{-3} . Dans cette figure, les différentes courbes représentent les performances en termes de réduction de PAPR pour chaque technique de companding hybride avec le RCF. Le Mu-Law obtient la meilleure performance de réduction du PAPR avec une valeur de 5.6 dB, ce qui signifie que cette technique parvient à réduire efficacement les pics de puissance dans le signal du système MIMO-FBMC/OQAM. Le A-Law se classe en deuxième position avec une réduction du PAPR de 6 dB.

En revanche, les résultats montrent que toutes les techniques hybrides permettent de réduire d'avantage le PAPR par rapport à la situation sans hybridation. Les méthodes tanhR et logR ont des performances inférieures en termes de réduction du PAPR, avec des valeurs respectives de 10.5 dB et 7.5 dB. Le tanhR présente la réduction la plus faible du PAPR parmi les techniques hybrides.

Par ailleurs, le **Tableau 4.3** résume les résultats de réduction du PAPR pour chaque technique de companding hybride avec le RCF. Il montre les valeurs de PAPR sans hybridation, ainsi que les valeurs de PAPR obtenues après l'hybridation. L'écart entre ces deux valeurs représente la réduction effective du PAPR grâce à la technique d'hybridation proposée. Les résultats montrent que toutes les techniques hybrides permettent de réduire le PAPR par rapport à la situation sans hybridation. Les performances des techniques Mu-Law et A-Law sont largement meilleures que les autres techniques.

Ces résultats démontrent clairement l'importance de la combinaison du RCF avec différentes techniques de companding en matière de réduction du PAPR dans le contexte du MIMO-FBMC/OQAM.

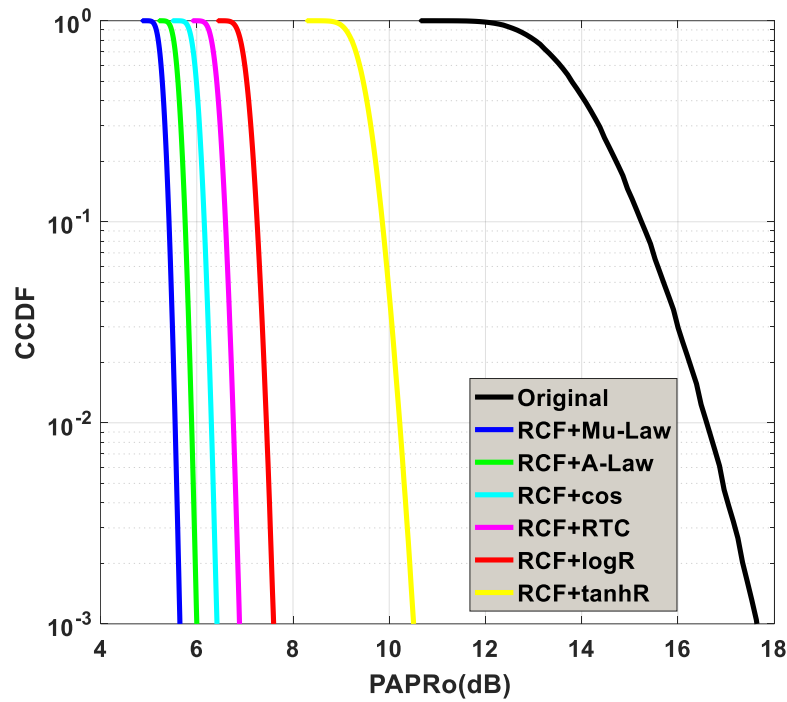


Figure 4.5. Réduction du PAPR par la technique hybride RCF et companding dans un système MIMO-FBMC/OQAM.

Tableau 4.3. Réduction du PAPR par différentes hybridations

Technique de réduction	PAPR sans hybridization	PAPR avec hybridization	Delta
Original	17.8dB	/	/
Mu-Law	10.1dB	5.6dB	12.2dB
A-Law	11dB	6dB	11.8dB
Cos	11.8dB	6.4dB	11.4dB
RTC	13dB	6.8dB	11.0dB
logR	12.5dB	7.5dB	10.3dB
tanhR	14.4dB	10.5dB	7.3dB

4.5.2. Performance du BER

La **Figure 4.6** illustre les performances du BER de différentes hybridations du RCF avec les techniques de companding. De plus, les résultats aident à identifier quelles combinaisons offrent les meilleures performances dans le contexte du MIMO-FBMC/OQAM.

Les résultats montrent que le BER varie très peu d'une hybridation à une autre. La combinaison Mu-Law affiche le meilleur BER parmi toutes les techniques, ce qui signifie qu'elle offre la meilleure qualité de transmission avec le moins d'erreurs. La combinaison A-Law se classe en deuxième position en termes de performance du BER.

Cependant, la combinaison avec la méthode tanhR obtient le pire résultat en termes de BER. Cela indique que cette technique de companding hybride a une moins bonne performance en termes de réduction d'erreurs lors de la transmission.

Lorsque le RCF est combiné avec la technique Mu-Law, il offre à la fois la meilleure réduction du PAPR et la meilleure performance du BER, selon les mesures et les résultats numériques. Ensuite, la combinaison avec la technique A-Law présente également de bons résultats en termes de réduction du PAPR et de performance du BER.

La **Figure 4.7** met en évidence l'efficacité de la technique d'hybridation associant le RCF à diverses techniques de companding visant à présenter les performances du BER du système MIMO-FBMC/OQAM en présence d'un HPA non linéaire. Le système original avec HPA présente les mauvaises performances en termes de BER, indiquant que l'amplificateur de puissance introduit des distorsions importantes dans le signal. Cela suggère que l'ajout de l'HPA seul sans technique de réduction du PAPR entraîne une détérioration des performances du système en matière de BER.

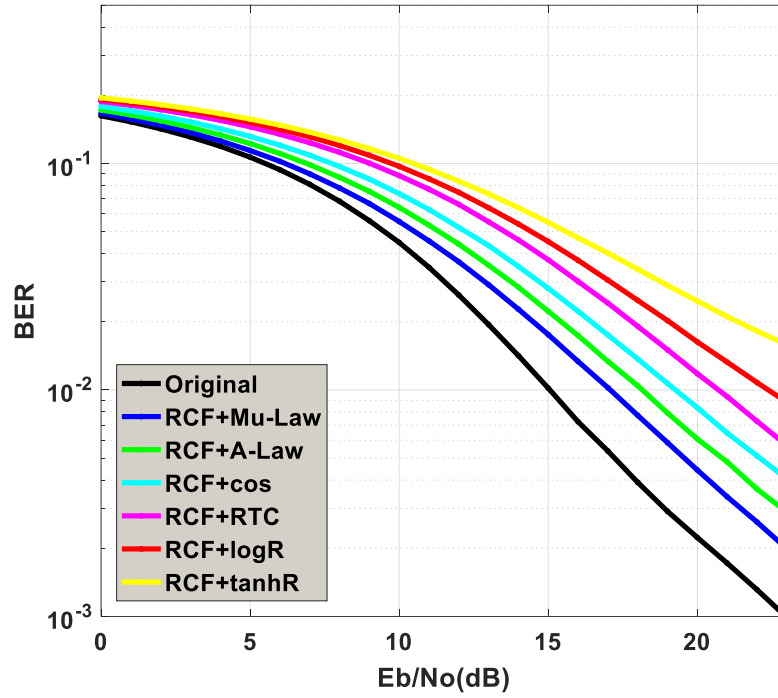


Figure 4.6. BER d'un système MIMO-FBMC/OQAM basé sur la combinaison des techniques RCF et companding

La combinaison du RCF avec les techniques de companding, telles que A-Law, Mu-Law, tanhR, RCT, logR et cos, montrent toutes une amélioration significative par rapport au système original avec HPA. Le companding Mu-Law produit les meilleures performances en termes de BER. Cela signifie que cette combinaison permet d'éviter efficacement les distorsions à introduire par la non linéarité du HPA et d'améliorer la qualité du signal à transmettre.

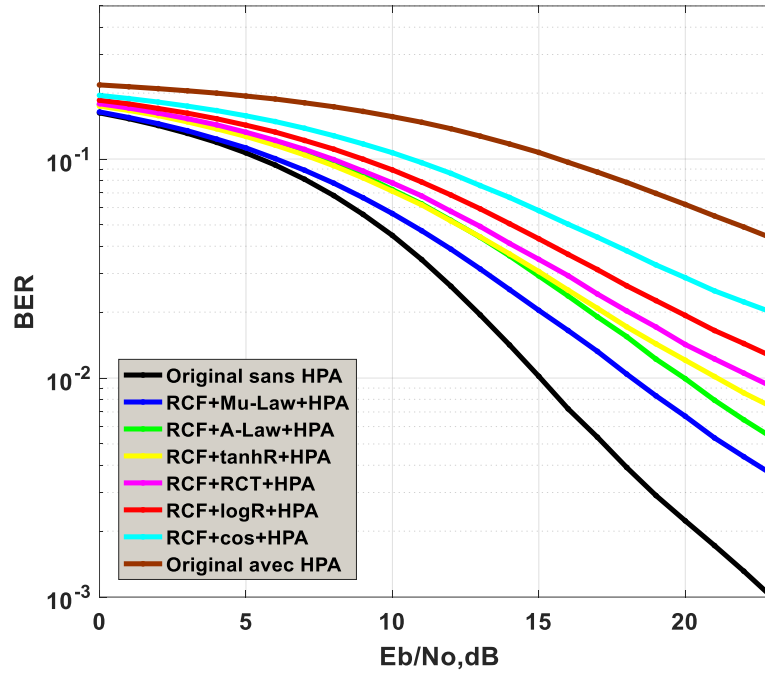


Figure 4.7 BER d'un système MIMO-FBMC/OQAM avec HPA basé sur la combinaison des techniques RCF et companding

4.5.3 Performance du PSD

L'effet de la non-linéarité de l'amplificateur sur les signaux amplifiés se traduit par des phénomènes de remontée spectrale, créant ainsi des interférences avec d'autres signaux transmis sur des canaux adjacents. Notre objectif ici est d'illustrer comment l'amplification non-linéaire impacte le spectre des signaux FBMC/OQAM. La **Figure 4.8** présente visuellement ce phénomène de remontée spectrale, mettant en évidence que ces interférences avec les canaux voisins augmentent lorsque le recul (IBO) diminue. Cette tendance s'explique par le fait que de faibles valeurs d'IBO indiquent que l'amplificateur de puissance opère près de sa zone de saturation. Cette zone est associée à des distorsions significatives des signaux, ce qui explique pourquoi les phénomènes de remontée spectrale deviennent de plus en plus marqués à mesure que l'IBO diminue.

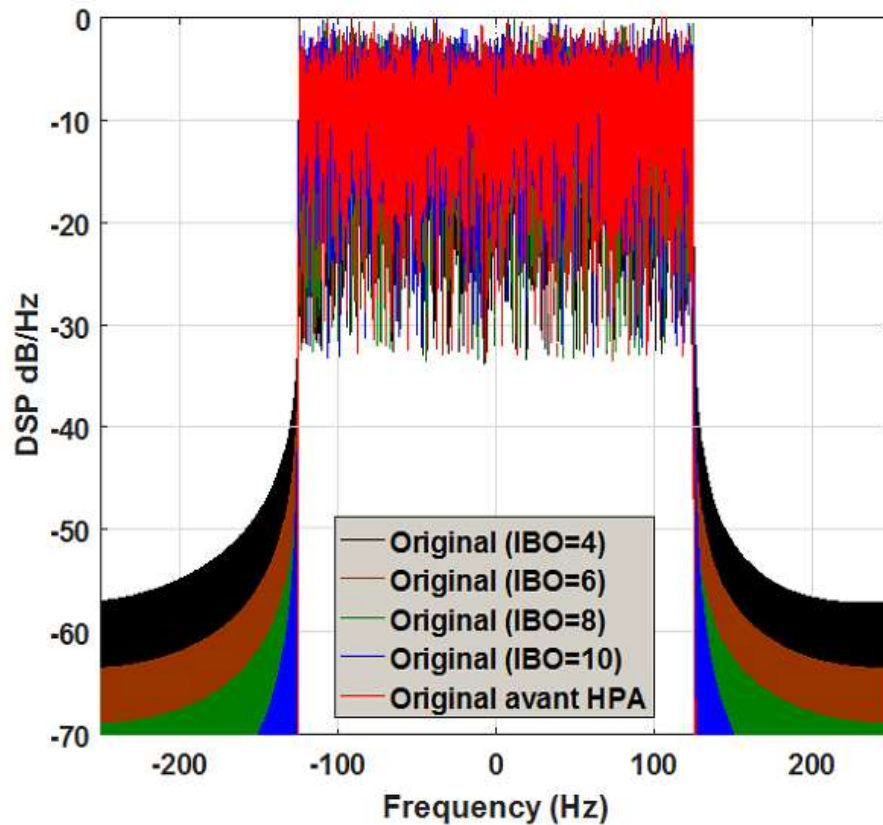


Figure 4.8 PSD du signal amplifié pour différentes valeurs de l'IBO.

La **Figure 4.9** nous offre un aperçu détaillé des résultats de la simulation de la densité spectrale de puissance (PSD) dans deux scénarios distincts. D'abord, nous examinons le système MIMO-FBMC/OQAM sans amplificateur de puissance haute fréquence (HPA) et sans l'application de techniques de réduction du PAPR. Dans le second scénario, nous conservons le même système, mais nous introduisons différentes combinaisons du RCF associées à des techniques de companding non linéaire. Il convient de noter que l'IBO est maintenu à un niveau de 11 dB.

Il est clairement observé dans la **Figure 4.9** l'efficacité de la technique de réduction du PAPR proposée afin d'éviter la non linéarité du HPA. Toutefois, l'hybridation avec le Mu-law se distingue en offrant les meilleurs résultats. En résumé, le companding Mu-law génère un spectre hors bande (OOB) réduit et représente l'excellente caractéristique spectrale par rapport aux autres combinaisons.

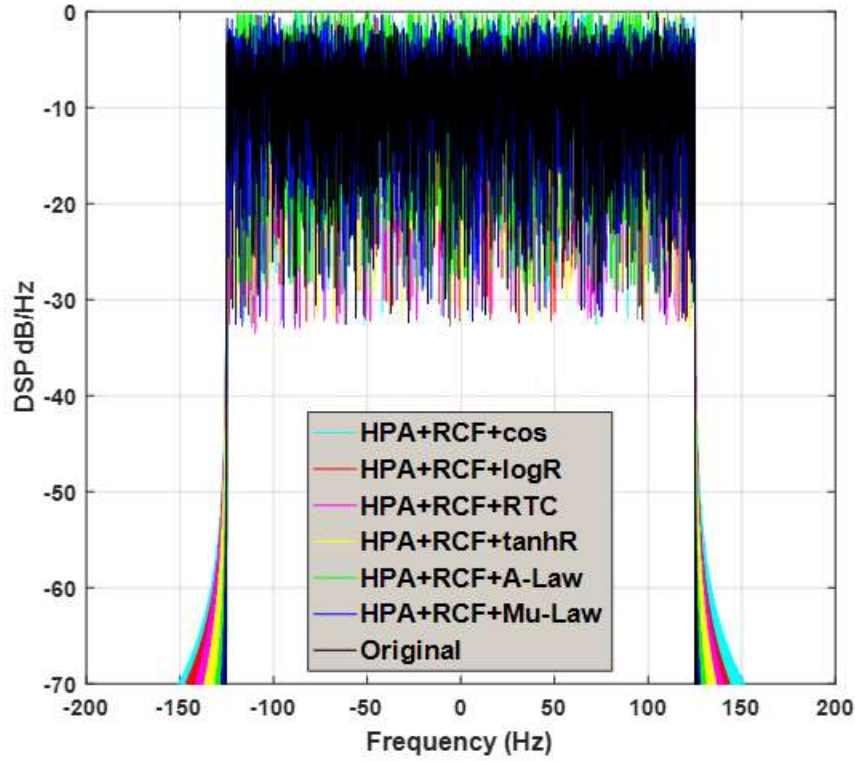


Figure 4.9 PSD du signal amplifié pour différentes hybridations en présence du HPA.

4.5.4. Performance de l'EVM

Dans cette section, on va analyser le système MIMO-FBMC/OQAM en termes de Magnitude de l'Erreur Vectorielle (EVM) en fonction du IBO pour différentes hybridations de techniques de réduction du PAPR. Les simulations utilisent un HPA de type SSPA pour une éventuelle évaluation des distorsions causées par la non linéarité du HPA. MIMO-FBMC/OQAM sans technique de réduction de PAPR et avec HPA est considéré comme un système de référence ou "Original". L'intervalle de 3 à 12dB du IBO pour la **Figure 4.10** est le plus considéré en pratique.

Les résultats obtenus mettent en évidence une tendance claire, à mesure que l'IBO augmente, l'EVM diminue, ce qui traduit une amélioration du signal amplifié. Cette observation suggère que des signaux amplifiés opérant de plus en plus dans la plage linéaire du HPA, la qualité de transmission s'améliore, se manifestant par une réduction de la distorsion. De contrepartie, un signal amplifié, par un HPA, non linéairement se traduit par une augmentation proportionnelle de l'EVM avec la non linéarité du HPA.

De plus, il est important de noter que l'IBO diminue également à mesure que le rapport signal sur bruit (SNR) diminue. Un faible SNR indique la présence d'un niveau élevé de bruit dans la bande, ce qui déforme le signal transmis, entraînant également une augmentation de l'EVM et vice versa.

Selon la configuration de simulation présentée sur la **Figure 4.10**, les courbes EVM par rapport à IBO pour un système MIMO-FBMC/OQAM avec et sans technique hybride de réduction de PAPR montre que toutes les hybridations donnent de bonnes performances par rapport au signal original qui est sans hybridation. La combinaison du RCF avec la technique de companding Mu-Law donne la meilleure amélioration en réduction de l'impact de la non linéarité du HPA par rapport aux autres combinaisons, soit avec une réduction de 10% de EVM pour un IBO=3dB.

À mesure que l'IBO augmente de 3 dB à 10 dB, on constate que toutes les techniques de réduction du PAPR réduisent l'effet de la non linéarité du HPA qui se traduit par une amélioration significative de l'EVM. Cependant, cette amélioration est plus marquée pour la technique RCF + Mu-Law, passant de 8 % (IBO=3dB) à 0.7% (IBO= 10dB). Cela signifie que cette technique reste la plus performante par rapport aux autres combinaisons même pour un IBO élevé, donc une meilleure réduction de la dispersion des symboles malgré les non-linéarités du HPA comme indiquée par le **Tableau 4.4** cité ci-après

Au-delà de 10 dB de l'IBO, les performances de transmission de toutes les techniques proposées sont proches et restent meilleures que celle du signal original. Les distorsions considérées à ce stade sont seulement générées par le canal de transmission.

De plus, en maintenant une qualité de service identique (c'est-à-dire un même EVM), l'approche hybride combinant RCF et Mu-Law permet d'obtenir un gain maximal de 3.15 dB en IBO. Pour illustrer ce gain de linéarité, la **Figure 4.10** démontre qu'un EVM de 5 % peut être atteint avec un IBO de 7.75 dB pour le signal original, tandis que cette technique hybride permet de l'atteindre avec seulement un IBO de 4.6 dB. Dans ce scénario, l'amplificateur de puissance peut être utilisé dans sa plage non linéaire, ce qui améliore considérablement l'efficacité énergétique du HPA, sans pour autant compromettre la qualité de la transmission.

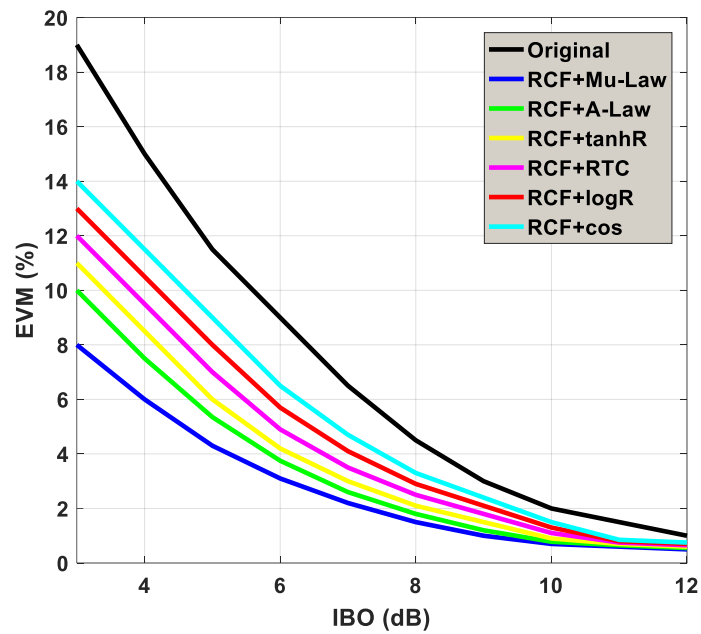


Figure 4.10. EVM en fonction de l'IBO pour un système MIMO-FBMC/OQAM.

Tableau 4.4. Comparaison de l'EVM des IBO de 3 et 11dB pour différentes techniques d'hybridation.

Type d'hybridation	IBO=3dB		IBO=11	
	EVM (%)	Evolution (%)	EVM (%)	Evolution (%)
Original	19	/	/	/
RCF+Mu-Law	8	11	0.7	7.3
RCF+A-Law	10	9	0.7	9.3
RCF+cos	11	8	0.7	10.3
RCF+RTC	12	7	0.7	11.3
RCF+logR	13	6	0.7	12.3
RCF+tanhR	14	5	0.7	13.3

4.5.5. Complexité de calcul

L'évaluation de la complexité de la technique RCF est associée à la mise en œuvre du filtrage OOB qui repose sur l'utilisation de la FFT/IFFT. La complexité du FFT peut être approximée à $(LN \log_2 LN)$ additions et $(1/2 LN \log_2 LN)$ multiplications, où LN représente la taille de la FFT. La complexité du clipping est négligeable devant celle du FFT/IFFT, de même que pour la technique de companding. Ce qui fait que la complexité de la technique proposée dépend principalement de la complexité de la FFT/IFFT du filtre. N est le nombre de sous porteuses ($N=128$). L est le facteur d'échantillonnage ($L=4$) et le nombre d'itération $N_{Iter} = 4$.

Le **Tableau 4.5** compare le nombre de multiplication associé à chaque méthode à savoir TR, PTS et la méthode proposée. Les calculs numériques confirment clairement que la méthode proposée présente la complexité de calcul la plus faible en le comparant aux autres. En revanche, la méthode PTS affiche une complexité de calcul considérablement plus élevée que toutes les autres méthodes. Dans ce Tableau, V représente le nombre de sous-groupe et W est le nombre de facteur de phase. Nous prenons ici l'exemple où $V=8$ et $W=4$. Nous considérons le nombre d'itération N_{Iter} pour RCF et TR est respectivement égal à 4 et 10 itérations.

Tableau 4.5 Comparaison du nombre de multiplication de la méthode hybride avec TR et PTS.

	Nombre de multiplication	Nombre de multiplication
Méthode hybride	$N_{Iter} * 2(\frac{1}{2} LN \log_2 LN)$ $= N_{Iter} * LN \log_2 LN$	$4*4*128*9=18432$
TR [11]	$N_{Iter} * LN \log_2 LN$	$10*4*128*9=46080$
PTS [51]	$(VNL/2) \log_2(NL) + (V-1)NLW^{V-1}$	$(8*128*4/2)*9+(8-1)*128*4^7$ $=58720256$

4.6. Conclusion

Le présent travail a exploré un système FBMC/OQAM avec entrées multiples et sorties multiples (MIMO) qui utilise une nouvelle hybridation combinant le filtrage par écrêtage répété (RCF) avec plusieurs techniques de compression, notamment A-Law, Mu-Law, tanhR, logR, COS et RTC. La combinaison de RCF et de Mu-Law a donné les meilleurs résultats en termes de réduction de PAPR et de taux d'erreur binaire (BER). Les résultats de simulation ont montré une diminution significative du PAPR, avec une réduction de 68.54 % par rapport au signal d'origine sans la technique de réduction. Bien que le RCF réduise efficacement le PAPR, la technique Mu-Law compense la dégradation du BER causée par le RCF. De plus, cette combinaison pourrait être mise en œuvre dans un futur schéma de communication sans fil pour réduire le PAPR du système FBMC et garantir des bonnes performances de BER.

CHAPITRE 5

La technique Multi- Antennes pour la réduction du PAPR (MAP)

5.1. Introduction

La technique MAP basée sur la dichotomie itérative, que nous présentons dans ce chapitre, exploite les propriétés spatiales du système en utilisant plusieurs antennes tant à l'émission qu'à la réception. Cette approche vise à réduire les pics d'amplitude du signal, améliorant ainsi l'efficacité du système FBMC/OQAM et minimisant les effets indésirables du PAPR sur la qualité du signal.

Une caractéristique particulièrement intéressante de la technique MAP est son indépendance vis-à-vis des signaux d'information (SI) à transmettre à la réception. Cela offre un avantage pratique en évitant la nécessité de transmettre des SI supplémentaires, ce qui simplifie la mise en œuvre et réduit la complexité de calcul du système.

Dans ce chapitre, nous détaillons le fonctionnement de la technique MAP, en présentant son algorithme, ses paramètres et ses performances à travers différentes simulations. Ces simulations nous permettent d'évaluer l'efficacité de la méthode MAP et de la comparer avec d'autres techniques de réduction du PAPR existantes.

En fin, ce chapitre met en avant une approche novatrice, la technique MAP, pour surmonter les problèmes liés au PAPR dans le contexte du système FBMC/OQAM. Les résultats des simulations suggèrent que la technique MAP pourrait offrir une solution viable et efficace pour la réduction du PAPR, contribuant ainsi à améliorer la qualité de la transmission dans les systèmes de communication sans fil à modulation MCM.

5.2. Description de la technique MAP

La méthode MAP suggérée est une technique basée sur l'utilisation d'un nombre I antennes pour assurer la récupération du signal FBMC/OQAM sans distorsion à la sortie du récepteur. Tout d'abord, l'algorithme Multi-Antennes pour la réduction du PAPR appelé (MAP) reçoit et décompose le signal FBMC/OQAM $x(n)$, avec un PAPR élevé, en I sous-signaux $x_i(n)$ avec un PAPR bas. A la sortie du bloc MAP, chaque signal $x_i(n)$ passe via le HPA correspondant. Ensuite, ces sous-signaux amplifiés $X_i(n)$ sont transmis par des antennes d'émission au canal de transmission. A la réception, les I antennes de réception reçoivent ces sous-signaux, puis un bloc

additionneur permet de les additionner pour reproduire le même signal FBMC/OQAM sans distorsion au niveau du récepteur. La **Figure 5.1** présente les blocs constitutifs de la technique MAP.

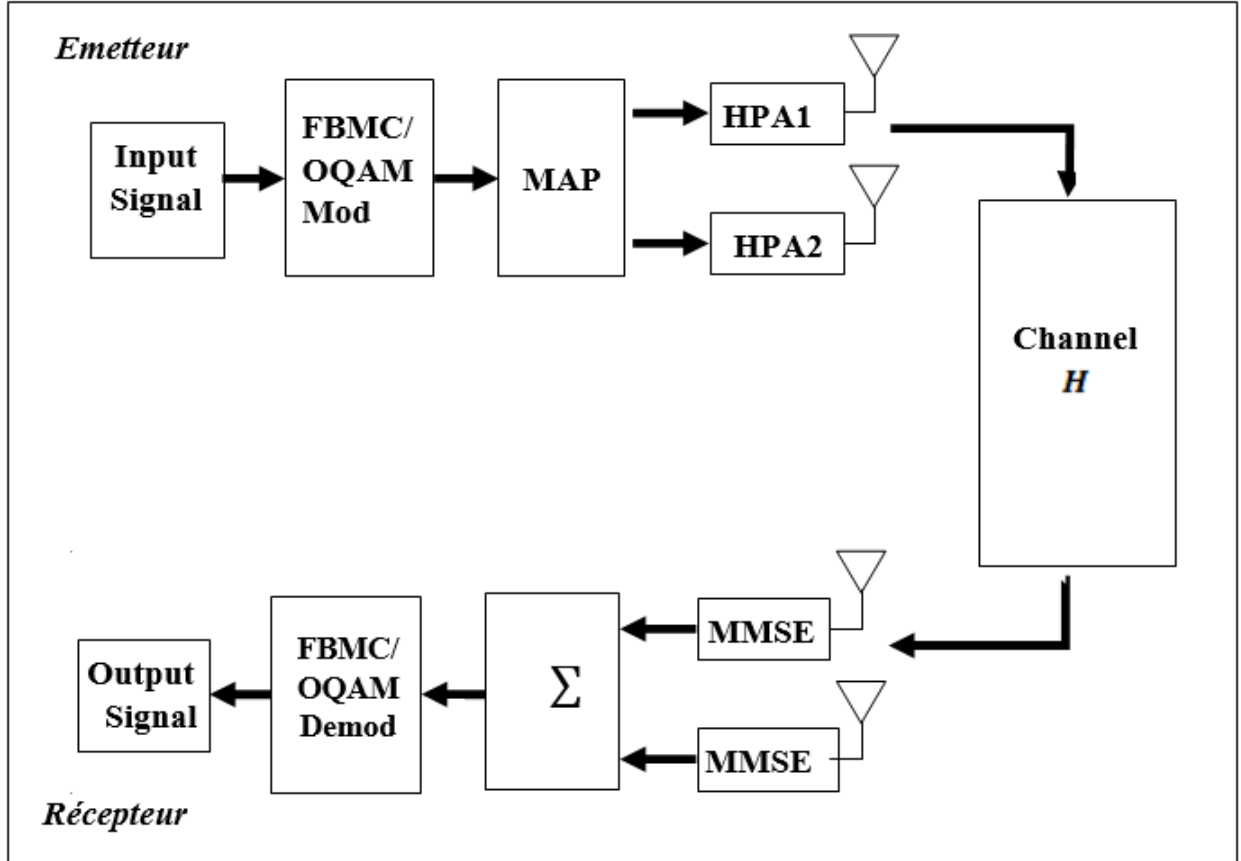


Figure 5.1. Implémentation de la technique MAP dans un système FBMC/OQAM avec $I = 2$.

Mathématiquement, à la sortie du bloc MAP, $x(n)$ peut s'écrire comme suit :

$$x(n) = \sum_{i=1}^I x_i(n) \quad (5.1)$$

Où $x_i(n)$ représente les sous signaux ou l'ordre de dichotomie et $i=1,2,...,I$.

Ensuite, chaque HPA amplifie le sous-signal correspondant $x_i(n)$, ce qui indique que le nombre de HPA est le même que le nombre de sous-signaux. A cause de leurs PAPR bas, l'amplification de ces sous-signaux $x_i(n)$ est linéaire et $X_i(n)$ représente l'amplification des sous-signaux $x_i(n)$.

A la sortie de ces amplificateurs, les sous-signaux $X_i(n)$ traversent l'antenne correspondant jusqu'au canal de transmission. A la réception, les signaux de sortie de l'antenne de réception sont additionnés pour régénérer le signal d'origine. La **Figure 5.1** présente le schéma MAP pour $I=2$.

Sachant que les sous-signaux $x_i(n)$ ont une très faible corrélation, la puissance du signal $x(n)$ donnée par l'Equation (5.2) résulte de l'addition de la puissance des sous-signal $x_i(n)$.

$$P_x = \sum_{i=1}^I P_{x_i} \quad (5.2)$$

Avec P_x représente la puissance du signal d'origine $x(n)$, P_{x_i} représente la puissance du sous-signal $x_i(n)$ et $i=1, 2, \dots, I$.

5.3. Etude théorique de la technique MAP

5.3.1. Analyse théorique pour un système MAP à I antennes

Dans cette section, nous allons procéder à une analyse théorique du PAPR obtenu grâce à la méthode MAP, pour différents ordres de dichotomie supérieurs. L'approche générale de la méthode MAP consiste à décomposer le signal original $x(n)$ de la manière suivante :

$$x(n) = \sum_{i=1}^I x_i(n) + e_I(n) \quad (5.3)$$

Où $x_i(n)$ représente le signal avec enveloppe constant et $e_I(n)$ est le signal d'erreur.

Un signal à enveloppe constante est un signal dont le PAPR est égal à 0 dB, ce qui signifie qu'il n'est pas affecté par la non linéaire de l'amplification. En revanche, le signal d'erreur $e_I(n)$ est un signal qui présente un PAPR élevé. Ce signal d'erreur nécessite d'être divisé et ajouté aux I sous-signaux $x_i(n)$ pour donner :

$$x_i(n) = Q_i e^{j\varphi_x(n)} + \frac{Q_i}{\sum_{i=1}^I Q_i} e_I(n) \quad (5.4)$$

Dans cette équation, Q_i est le coefficient qui détermine l'amplitude du signal à enveloppe constante $x_i(n)$, et $e^{j\varphi_x(n)}$ représente la partie en phase du signal. Le terme $\frac{Q_i}{\sum_{i=1}^I Q_i} e_I(n)$ est la partie du signal d'erreur $e_I(n)$ qui est ajoutée à $Q_i e^{j\varphi_x(n)}$ pour obtenir la solution complète $x_i(n)$.

De plus, $x_i(n)$ représente la somme d'un signal à enveloppe constante Q_i avec un signal supplémentaire ayant un PAPR élevé. Afin de contrôler le PAPR des signaux sur chaque branche de la technique MAP, seule une certaine partie de $e_I(n)$, désignée par $\frac{Q_i}{\sum_{i=1}^I Q_i} e_I(n)$ est ajoutée à Q_i . On peut noter ainsi, que cette partie variable est en fonction du module Q_i .

Ainsi, En ajustant judicieusement les coefficients Q_i et la répartition de l'erreur entre les sous-signaux, il est possible de contrôler efficacement le PAPR du signal décomposé. Cela permet de réduire les effets de distorsions causées par les amplificateurs de puissance non linéaires tout en maintenant une efficacité élevée du système de communication.

À chaque itération de l'algorithme MAP, nous devons calculer Q_i . Pour $i = 1$, Q_1 correspond à l'espérance de $|x(n)|$. Q_1 est alors donné par :

$$Q_1 = E\{|x(n)|\} \quad (5.5)$$

Selon la loi du statisticien inconscient (LOTUS) [1], nous pouvons écrire :

$$Q_2 = E\{|x(n)| - Q_1\} \quad (5.6)$$

$$Q_3 = E\{||x(n)| - Q_1| - Q_2\} \quad (5.7)$$

Pour chercher la relation entre le PAPR du signal original $x(n)$ et celui du signal $x_i(n)$. Tout d'abord, soulignons que les signaux pris en compte pour le calcul du PAPR sont $x_i(n)$, $i = 1, \dots, I$, tels que donnés par l'équation (5.4). En considérant N échantillons du signal $x_i(n)$, la valeur maximale de $|x_i(n)|$ est donnée par :

$$\max_{0 \leq n \leq N-1} (|x_i(n)|) = Q_i + \frac{Q_i}{\sum_{i=1}^I Q_i} \max_{0 \leq n \leq N-1} (|e_I(n)|) \quad (5.8)$$

D'après l'équation (5.3) on peut écrire :

$$\max_{0 \leq n \leq N-1} (|e_I(n)|) = \max_{0 \leq n \leq N-1} (|x(n)|) - \sum_{i=1}^I Q_i \quad (5.9)$$

Appliquant l'équation (5.3) dans (5.8).

$$\max_{0 \leq n \leq N-1} (|x_i(n)|) = Q_i + \frac{Q_i}{\sum_{i=1}^I Q_i} \left[\max_{0 \leq n \leq N-1} (|x(n)|) - \sum_{i=1}^I Q_i \right] \quad (5.10)$$

On peut réécrire l'équation comme suit :

$$\max_{0 \leq n \leq N-1} (|x_i(n)|) = \frac{Q_i}{\sum_{i=1}^I Q_i} \max_{0 \leq n \leq N-1} (|x(n)|) \quad (5.11)$$

Le PAPR de $x_i(n)$ peut s'écrire de cette façon :

$$PAPR_{x_i} = \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} (|x_i(n)|^2)}{P_{x_i}} = \frac{\left[\frac{Q_i}{\sum_{i=1}^I Q_i} \right]^2}{P_{x_i}} \max_{0 \leq n \leq N-1} (|x(n)|^2) \quad (5.12)$$

Avec PAPR de $x(n)$ peut-être écrit de cette manière:

$$PAPR_x = \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} (|x(n)|^2)}{P_x} \quad (5.13)$$

Donc, à partir de (5.12) et (5.13), le PAPR de $x(n)$ en fonction du PAPR de $x_i(n)$ est donné comme suit:

$$PAPR_{x_i} = \frac{P_x}{P_{x_i}} \left[\frac{Q_i}{\sum_{i=1}^I Q_i} \right]^2 PAPR_x \quad (5.14)$$

Le PAPR de réduction de la technique MAP est donné par cette équation :

$$PAPR_{red} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_x}{P_{x_i}} \left[\frac{Q_i}{\sum_{i=1}^I Q_i} \right]^2 \right) \quad (5.15)$$

Le PAPR globale avec la méthode MAP peut s'écrire de cette manière :

$$PAPR_{MAP} = \max(PAPR_{x_1}, PAPR_{x_2}, \dots, PAPR_{x_I}) \quad (5.16)$$

5.3.2 Analyse théorique pour un système MAP à $I=2$ antennes

Cette section fournit une analyse théorique de la technique suggérée pour $I=2$, comme présenté dans la **Figure 5.1**. L'idée principale de la technique MAP est de diviser les données de signal $x(n)$ en deux parties ; un signal d'enveloppe constante $x_1(n)$ et un signal d'erreur $e_1(n)$ de la première itération.

$$x(n) = x_1(n) + e_1(n) \quad (5.17)$$

Pour réduire le signal d'erreur, il faut diviser $e_1(n)$ en deux sous-signaux ; le signal d'enveloppe constante $x_2(n)$ et le signal d'erreur $e_2(n)$ de la deuxième itération.

$$x(n) = x_1(n) + x_2(n) + e_2(n) \quad (5.18)$$

$x_1(n)$ et $x_2(n)$ représente les signaux à enveloppe constante avec zéro dB du PAPR et ne sont pas affectés par la non-linéarité du HPA.

L'application de l'équation (5.4) donne des signaux en sortie du MAP pour $I=2$ comme suit:

$$x_1(n) = Q_1 e^{j\varphi_x(n)} + \frac{Q_1}{Q_1+Q_2} e_2(n) \quad (5.19)$$

$$x_2(n) = Q_2 e^{j\varphi_x(n)} + \frac{Q_2}{Q_1+Q_2} e_2(n) \quad (5.20)$$

$e_2(n)$ représente l'erreur résiduelle à la deuxième itération. Q_1 représente l'enveloppe de $x_1(n)$, Q_2 indique l'enveloppe de $x_2(n)$ et $\varphi_x(n)$ est la même phase pour $x(n)$, $x_i(n)$ et $e_2(n)$. On peut alors exprimer $x(n)$ comme :

$$\begin{aligned} x(n) &= |x(n)| e^{j\varphi_x} \\ &= (|x_1(n)| + |x_2(n)| + |e_2(n)|) e^{j\varphi_x} \\ &= (Q_1 + Q_2 + |e_2(n)|) e^{j\varphi_x} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Aussi, Q_1 et Q_2 peut-être écrite comme:

$$Q_1 = E\{|x(n)|\} \quad (5.22)$$

$$\begin{aligned} Q_2 &= E\{|e_1(n)|\} \\ &= E\{||x(n)| - Q_1|\} \end{aligned} \quad (5.23)$$

Le PAPR du sous-signal $x_i(n)$ pour $I=2$ devient :

$$PAPR_{x_1} = \frac{P_x}{P_{x_1}} \left[\frac{Q_1}{Q_1 + Q_2} \right]^2 PAPR_x \quad (5.24)$$

$$PAPR_{x_2} = \frac{P_x}{P_{x_2}} \left[\frac{Q_2}{Q_1 + Q_2} \right]^2 PAPR_x \quad (5.25)$$

Le PAPR globale avec la méthode MAP peut s'écrire de cette manière :

$$PAPR_{MAP} = \max(PAPR_{x_1}, PAPR_{x_2}) \quad (5.26)$$

5.4. Algorithme de la technique MAP

L'algorithme appliqué sur le signal d'origine en calculant des valeurs intermédiaires pour réduire le PAPR, et finalement, il génère le signal final $x_i(n)$ avec un PAPR réduit.

- 1: Initialization: $e_0(n) = x(n), i = 0$
- 2: $Q_{i+1} = E\{|e_i(n)|\}$
- 3: $x_{i+1}(n) = Q_{i+1} e^{j\phi_i(n)}$, $\phi_i(n)$: la phase de $e_i(n)$
- 4: $e_{i+1}(n) = e_i(n) - x_{i+1}(n)$
- 5: If $i < I$ then
- 6: $i = i + 1$, aller à 2
- 7: else
- 8: Calculé $x_i(n)$, $i=1,2,...I$. suivant l'équation (5.4).
- 9: End If

5.5. Simulations

Cette section présente les performances de la technique proposée d'antennes multiples pour la réduction du PAPR dans le système MIMO-FBMC/OQAM basé sur des filtres prototypes PHYDYAS avec un facteur de chevauchement K égal à 4. Le schéma proposé utilise $(I \times I)$ antennes pour transmettre et recevoir I sous-signaux. Les diagrammes de PAPR et de BER sont des outils utilisés pour comparer et analyser ces performances à des valeurs de CCDF= 10^{-5} et de taux d'erreur BER= 10^{-4} . Les HPA utilisant les mêmes valeurs de IBO, de 3dB à 12dB, sont nécessaires pour tracer les EVM correspondants pour les différentes techniques. Enfin, la complexité de calcul du MAP sera aussi évaluée. Le **Tableau 5.1** répertorie les paramètres utilisés dans la simulation de la comparaison des techniques, à savoir le clipping, TR et MAP. L'impact du nombre de décomposition du signal d'origine représenté par le nombre N_s de blocs MAP (NMAP) est également présenté dans cette section pour démontrer son effet dans cette nouvelle technique pour réduire le PAPR d'un système MIMO-FBMC/OQAM.

Tableau 5.1. Paramètres de simulations.

Valeur	Symbôle	Description
Type de modulation	16OQAM	4bits par symbole
Nombre de blocs MAP	N_s	{3 7 15}
Nombre de sous-porteuses	N	256
Nombre de symbole QAM	M	10^5
Input Back-off	IBO	3dB
Type d'amplificateur	Rapp	/
Facteur de sur-échantillonnage	L	4
Canal	AWGN/Rayleigh	/

5.5.1 Performances de réduction du PAPR

La **Figure 5.2** présente le PAPR de quatre implémentations ; le MIMO-FBMC/OQAM représente le diagramme Original, deux techniques de référence hautement qualifiées en réduction du PAPR qui sont la technique de clipping et filtering (CF) avec une seule itération et la Tone Reservation (TR), ainsi que la technique proposée (MAP). Avec une amélioration de 4.95dB et 1.45dB, la méthode suggérée pour $N_s=7$ blocs MAP donne de meilleurs résultats en réduction du PAPR par rapport schéma original de référence et à la technique CF. Avec $N_s=15$ blocs MAP, cette technique améliore davantage la réduction du PAPR par rapport au signal original, à la méthode de CF et au TR, avec des améliorations respectives de 6 dB, 2.5 dB et 0.4 dB.

En conclusion, le graphe démontre que la technique MAP est la plus efficace en termes de réduction du PAPR dans le système MIMO-FBMC/OQAM, offrant ainsi une meilleure performance globale du système de communication.

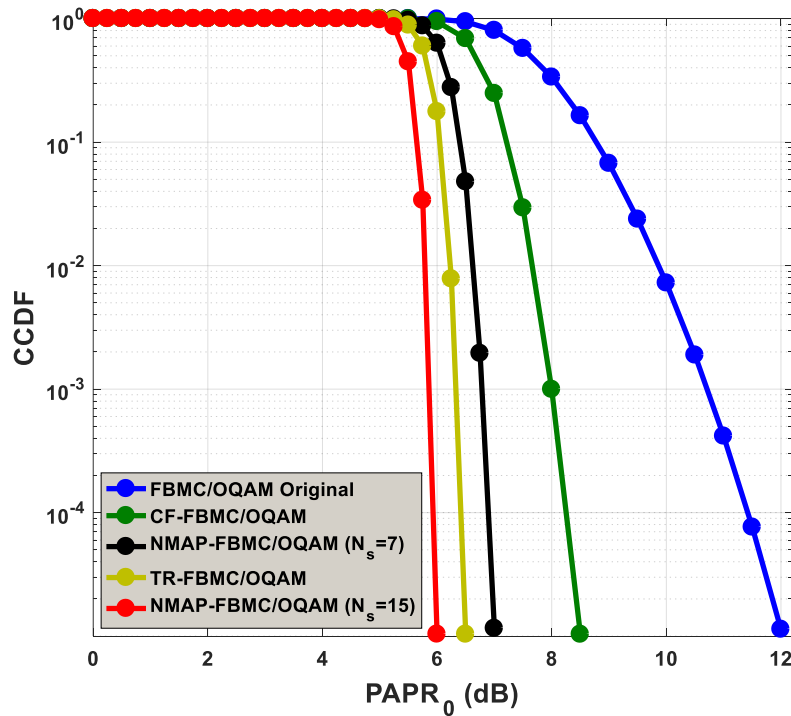


Figure 5.2 Comparaison des performances de réduction du PAPR du NMAP avec les techniques CF, TR dans un système FBMC/OQAM.

L'évaluation de la nouvelle méthode à réduire le PAPR pour différents nombres de N_s , qui sont 3, 7 et 15 blocs MAP, est présentée dans la **Figure 5.3**. On constate que la performance de

réduction du PAPR de la technique MAP est liée au nombre de décompositions N_s ; plus le nombre de N_s augmente, meilleures sont les performances de réduction du PAPR de la nouvelle technique. Les résultats de PAPR de la méthode NMAP sont respectivement de 9 dB, 7.05 dB et 6 dB, ce qui est meilleur que la technique MAP ($N_s=1$), et également meilleur que le signal d'origine avec une réduction respective de 3 dB, 4.95 dB et 6 dB.

Cela montre que la nouvelle méthode (MAP) permet d'obtenir de meilleures performances de réduction du PAPR à mesure que le nombre de décompositions N_s augmente. Ce qui en fait une option prometteuse pour améliorer l'efficacité du système de communication MIMO-FBMC / OQAM.

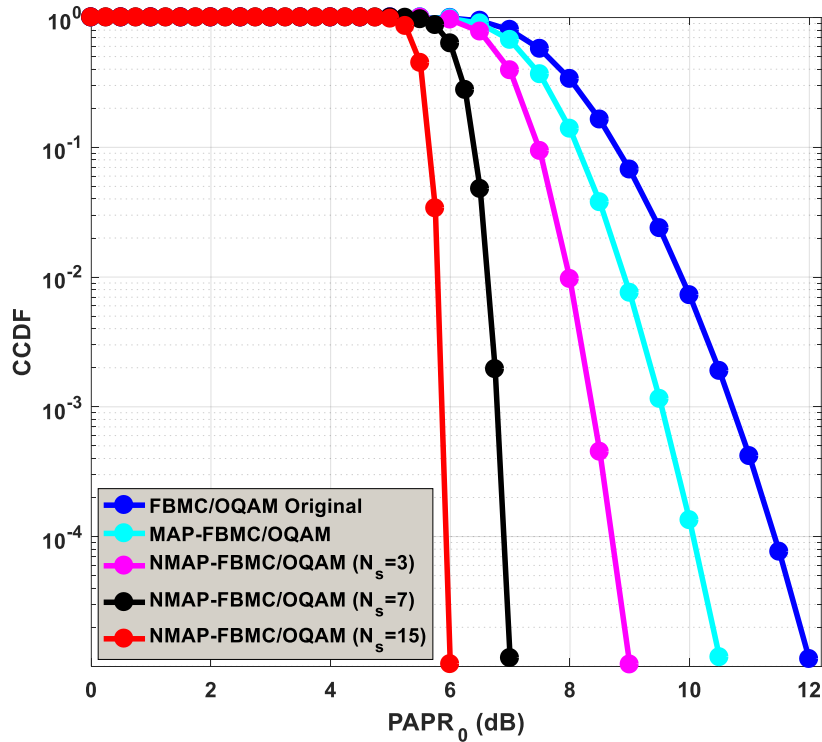


Figure 5.3. Réduction du PAPR par la technique MAP pour différentes valeurs de N_s

5.5.2. Performance du BER

Le taux d'erreur binaire (BER) est une deuxième mesure à examiner lors de l'évaluation de la technique MAP. Dans ce contexte, les résultats de simulation concernent la technique MAP avec un amplificateur de puissance (HPA), placé en émission avec un facteur de lissage (smoothness factor) de 0.5 et un IBO de 3 dB pour éviter toute distorsion de phase. Il utilise séparément les canaux AWGN et Rayleigh avec un BER égal à 10^{-4} .

En utilisant un canal AWGN dans la **Figure 5.4**, le système d'origine MIMO-FBMC/OQAM sans HPA représente le meilleur résultat de simulation avec un SNR de 12.3 dB, tandis que le même système avec HPA représente le mauvais BER. Les valeurs SNR de la technique MAP, indépendamment de la valeur de N_s , surpassent celles du système d'origine avec HPA. Et lorsque le nombre de N_s augmente (1, 3, 7 et 15), les résultats SNR se rapprochent de la meilleure valeur rapportée par le schéma de référence sans HPA. Les valeurs SNR sont respectivement de 16.80 dB, 14.4 dB, 14 dB et 13.5 dB.

Toutes les simulations utilisent un canal de transmission Rayleigh et mesurent les valeurs SNR à un BER de 10^{-4} dans la **Figure 5.5**. Les résultats de simulation confirment que la méthode proposée avec HPA pour $N_s=7$ et IBO=3dB est toujours meilleure que le système d'origine avec HPA. Elle est même meilleure que la même technique pour N_s inférieur à 7 MAPs.

De plus, les résultats de simulation montrent que les valeurs SNR obtenues avec un canal AWGN sont nettement meilleures que celles obtenues avec un canal de transmission Rayleigh. Cela indique que la technique MAP est efficace pour améliorer les performances du système de communication MIMO-FBMC/OQAM, surtout lorsque le nombre de décompositions N_s est augmenté et lorsque le canal de transmission est moins bruité (canal AWGN).

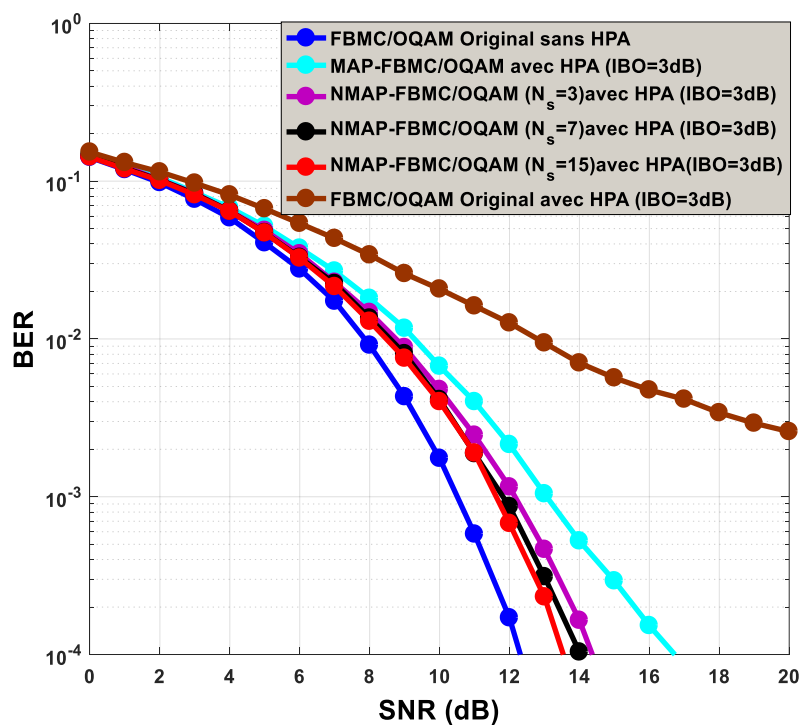


Figure 5.4 BER de la technique MAP sur un canal Gaussien avec HPA (IBO = 3 dB).

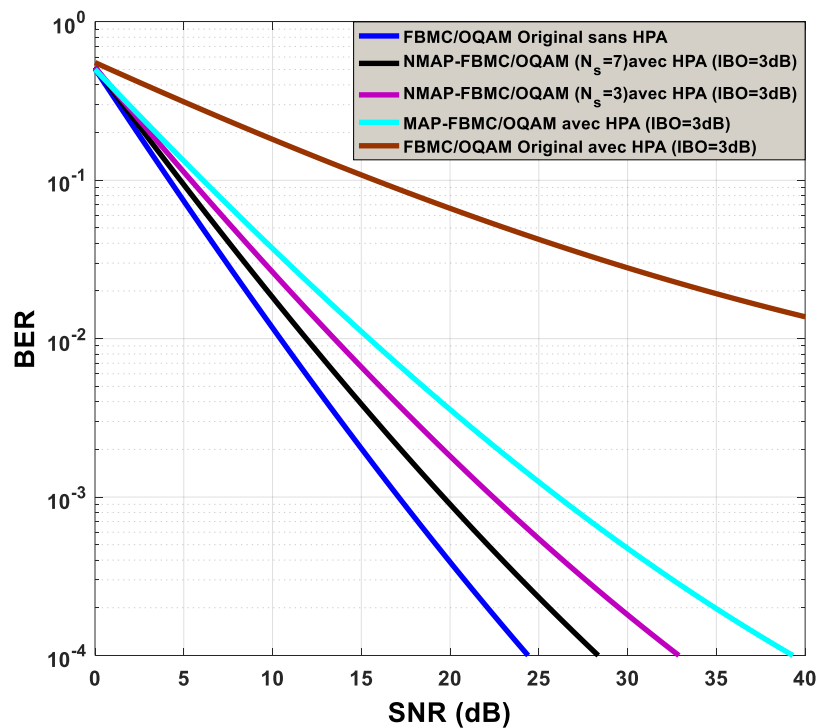


Figure 5.5 BER de la technique MAP sur un canal Rayleigh avec HPA (IBO = 3 dB).

5.5.3. Performance de l'EVM

La **Figure 5.6** illustre le Magnitude de l'Erreur Vectorielle (EVM) en fonction de l'IBO du système MIMO-FBMC/OQAM utilisant la technique MAP proposée pour différentes valeurs de N_s , ainsi qu'une comparaison avec le schéma original. Pour les faibles puissances d'IBO, l'EVM du schéma original est le plus élevé, ce qui indique une déformation de la constellation. Mais lorsque l'IBO augmente, la situation s'améliore, la déformation de la constellation diminue, et le BER s'améliore également. Pour un IBO de 3 dB, l'EVM de la technique MAP est inversement proportionnelle au nombre de N_s , l'EVM diminuant avec l'augmentation de N_s .

De plus, par rapport au schéma original, l'EVM de la technique MAP est plus faible. Les résultats numériques à un IBO de 3 dB sont les suivants : Signal originale (19 %), $N_s=1$ (10 %), $N_s=3$ (8.2 %) et $N_s=7$ (7 %). Lorsque l'IBO augmente, la différence d'EVM entre les signaux diminue, ces signaux deviennent moins déformés, et la performance de l'EVM de la technique MAP s'améliore davantage. Lorsque l'IBO est supérieur à 11 dB, les valeurs d'EVM des trois variations de N_s sont presque identiques (égal à 0.1 %), offrant la meilleure performance en termes d'EVM et de BER. Cela confirme que la technique MAP est très efficace pour réduire les distorsions de la constellation à des niveaux proches de l'idéal, ce qui permet d'obtenir de meilleures performances en termes de BER pour la communication sans fil.

En résumé, la **Figure 5.6** démontre que la technique MAP est capable de réduire efficacement les distorsions et d'améliorer la qualité de la transmission MIMO-FBMC/OQAM en termes d'EVM et de BER, surtout lorsque le nombre de décompositions N_s est élevé. Cela confirme l'efficacité de cette technique pour améliorer les performances globales des systèmes de communication sans fil MIMO.

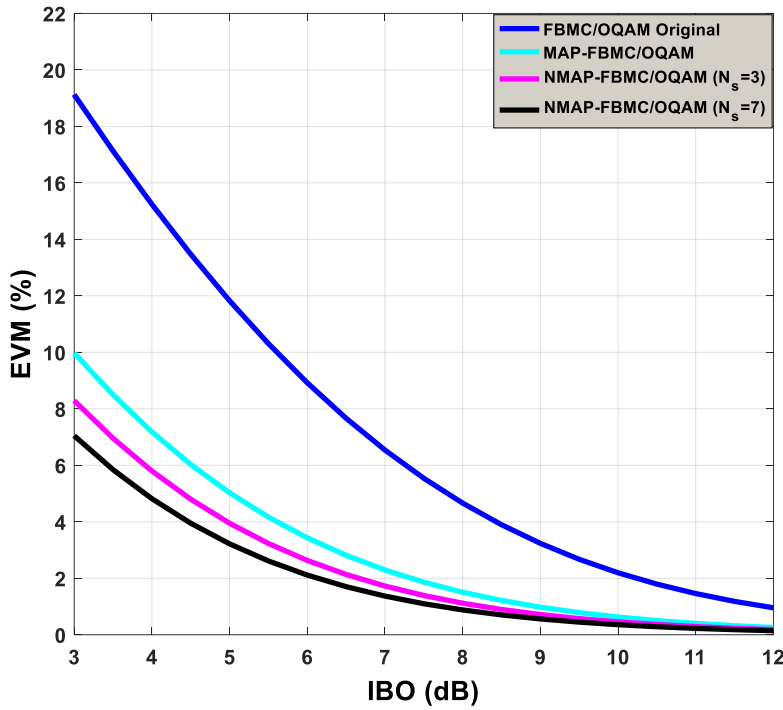


Figure 5.6. EVM en fonction de l'IBO pour la technique MAP.

5.5.4 Complexité de calcul

Comme la méthode MAP ne nécessite aucune modification ou information supplémentaire n'est requise du côté du récepteur, ce qui est un bon indicateur ne permettant pas l'augmentation de la complexité de calcul. Pour l'analyse de cette complexité, nous comparerons la méthode MAP proposée à deux autres méthodes de réduction de PAPR, à savoir la méthode d'écrêtage et de filtrage (CF) et la méthode de Tone Reservation (TR). Dans cette section, la complexité sera évaluée en fonction du nombre total de multiplications nécessaires aux trois méthodes : CF, TR et MAP.

Soit N le nombre total de sous-porteuses ($N=256$), N_s le nombre de décomposition MAP et L le facteur de sur-échantillonnage ($L=4$). CF et TR sont deux approches itératives et nécessitent respectivement $N_{iter}^{CF}=1$ itération et $N_{iter}^{TR}=10$ itérations. Pour ces techniques, chaque itération nécessite $NL\log_2(NL)$ multiplications. En ce qui concerne la méthode MAP proposée, et en se basant sur l'équation (5.4), cette méthode nécessite N_sNL multiplications. Afin de comparer la

complexité des trois méthodes (CF, TR et MAP), nous avons sélectionné des conditions de fonctionnement qui donnent les mêmes performances de PAPR.

Tableau 5.2. Comparaison du nombre de multiplication de la technique MAP pour différentes valeurs de N_s avec le CF et le TR.

	Nombre de multiplication	Nombre de multiplication
MAP($N_s=3$)	$3 \cdot NL$	$3 \cdot 256 \cdot 4 = 3072$
MAP($N_s=5$)	$5 \cdot NL$	$5 \cdot 256 \cdot 4 = 5120$
MAP($N_s=7$)	$7 \cdot NL$	$7 \cdot 256 \cdot 4 = 7168$
CF	$N_{\text{iter}} NL \log_2(NL)$	$1 \cdot 256 \cdot 4 \cdot 10 = 10240$
TR	$N_{\text{iter}} NL \log_2(NL)$	$10 \cdot 256 \cdot 4 \cdot 10 = 102400$

Le **Tableau 5.2** présente le nombre de multiplications nécessaires pour les trois techniques. Ce tableau montre clairement que le nombre de multiplications requis pour la méthode MAP est nettement inférieur à celui des méthodes CF et TR, quelle que soit la valeur de l'ordre de dichotomie N_s .

Plus précisément, pour $N_s=3$, le nombre de multiplications requis par la méthode MAP est 13 fois inférieur à celui de la méthode CF et 33 fois inférieur à celui de la méthode TR. Pour $N_s=5$, le nombre de multiplications est 8 fois inférieur à celui de CF et 20 fois inférieur à celui de TR. Enfin, pour $N_s=7$, le nombre de multiplications est 5.7 fois inférieur à celui de CF et 14 fois inférieur à celui de TR.

Ainsi, la technique MAP se révèle être une méthode de réduction de PAPR efficace avec une faible complexité, ce qui en fait une solution attractive pour les systèmes de communication à haute efficacité énergétique et à faible consommation de ressources computationnelles.

5.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé la technique de réduction du PAPR appelée "Multi-Antennas PAPR" (MAP) pour le signal FBMC/OQAM. Cette méthode ne nécessite aucune information supplémentaire et utilise I antennes pour envoyer I sous-signaux avec un faible PAPR à travers l'amplificateur HPA. Au récepteur, I antennes récupèrent ces signaux et un additionneur somme tous ces sous-signaux pour reconstituer le signal FBMC et le transformer de nouveau en signal de données d'origine. Trois performances ont été analysées : la réduction du PAPR, le taux d'erreur binaire (BER) et l'efficacité énergétique du modèle proposé.

La méthode MAP se révèle plus performante que les techniques TR, le CF et le schéma d'origine en termes de réduction du PAPR, selon les simulations réalisées. Les résultats montrent que plus le nombre de décompositions augmente, plus le PAPR diminue. Lorsque $N_s=15$ blocs MAP sont utilisés, la réduction du PAPR peut dépasser 50%.

Concernant le taux d'erreur binaire (BER), avec $N_s=3$ blocs MAP, la technique MAP offre des performances bien meilleures que le signal d'origine avec HPA, et avec $N_s=15$ blocs MAP, les performances se rapprochent de celles du signal d'origine sans HPA.

En ce qui concerne l'Écart Vectoriel d'Erreur (EVM) en fonction de l'IBO pour différentes valeurs de N_s en termes d'efficacité énergétique, les résultats numériques des simulations montrent que l'EVM de la méthode MAP est nettement meilleur que celui du système d'origine. Lorsque $N_s=7$ blocs MAP sont utilisés, la méthode MAP offre les meilleurs résultats en termes d'EVM.

Ainsi, la technique MAP montre clairement que le nombre de multiplications complexes requis pour la méthode MAP est nettement inférieur à celui des méthodes CF et TR, quelle que soit la valeur de l'ordre de N_s .

La technique MAP se révèle très efficace pour réduire le PAPR, améliorer le BER et obtenir de bonnes performances en termes d'EVM pour les signaux FBMC/OQAM avec une complexité de calcul faible. Elle surpasse les techniques traditionnelles et confirme son potentiel pour améliorer l'efficacité des systèmes de communication sans fil utilisant la modulation FBMC.

En conclusion, Les résultats obtenus lors de notre étude mettent en évidence le potentiel du MAP pour résoudre les problèmes liés à la non-linéarité des amplificateurs de puissance, améliorer

la qualité de transmission des données et optimiser l'efficacité globale du système de communication. Ce qui en fait une solution attractive pour les systèmes de communication à haute efficacité énergétique et à faible consommation. Ces résultats ouvrent la voie à de nouvelles perspectives pour les futurs systèmes de communication sans fil à haute efficacité et haute performance.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

Dans un monde de plus en plus connecté et dépendant des communications sans fil, l'amélioration constante de la performance des systèmes de transmission est devenue cruciale. La transmission de signaux numériques à haut débit, avec une qualité optimale et une efficacité énergétique accrue, représente un défi complexe et multidimensionnel. Dans cette optique, le FBMC/OQAM émerge comme une solution prometteuse pour relever les défis posés par les systèmes de communication modernes. En utilisant un filtre prototype bien localisé dans le temps et la fréquence, et en fonctionnant efficacement dans un environnement caractérisé avec plusieurs utilisateurs, un niveau élevé d'interférences et une mobilité élevée. Le FBMC/OQAM est largement reconnu dans la littérature pour son excellente efficacité spectrale et sa robustesse contre les interférences inter-porteuses (ICI), l'interférence inter-symbole (ISI), les effets du trajet multiple et les décalages de fréquence (CFO). Ces avantages font du FBMC un candidat attrayant pour les générations futures et d'être considéré comme une solution prometteuse qui peut alterner efficacement la modulation de référence qui souffre de multitude de limitations appelée l'OFDM.

Cependant, malgré ses avantages, le FBMC/OQAM, comme d'autres systèmes de modulation en multi-porteuse (MCM), n'est pas à l'abri des contraintes liées au PAPR. Les hautes valeurs de PAPR peuvent entraîner des problèmes de performance du système. Ce qui constitue un challenge majeur pour les ingénieurs et les chercheurs dans le système de communication modernes.

Pour surmonter ces défis, notre travail s'est focalisé sur la conception de méthodes innovantes visant à réduire efficacement le PAPR tout en maintenant une excellente qualité de transmission. En utilisant des méthodes telles que l'écrêtage, le filtrage et le companding, nous avons exploré différentes combinaisons pour minimiser le PAPR, améliorer le BER et sans accroître la complexité de calcul. Il est important de noter que ces hybridations ont été explorées pour la première fois dans cette étude, du moins à notre connaissance. De plus, en combinant judicieusement ces techniques en cascade, nous avons pu exploiter les avantages spécifiques de chacune pour obtenir

des performances optimales et contourner leurs limites respectives. Il est important de noter que la combinaison RCF et Mu-Law a produit les meilleurs résultats. Le PAPR du système MIMO FBMC/OQAM sans méthode de réduction est passé de 17.8dB à 4.5dB avec la technique suggérée, soit une réduction de 68.54%. Bien que la méthode RCF réduise efficacement le PAPR, la technique Mu-Law compense dans une large mesure la dégradation du BER causée par la méthode RCF. De plus, cette combinaison peut être mise en œuvre dans un futur schéma sans fil pour réduire le PAPR du système FBMC.

Une autre approche marquante que nous avons présentée est la méthode Multi-Antennas for PAPR réduction (MAP). Cette technique, basée sur l'utilisation de plusieurs antennes, vise à garantir la transmission de signaux FBMC sans distorsion notable à la sortie du récepteur. La méthode MAP consiste à décomposer le signal FBMC en sous-signaux à faible PAPR, qui sont ensuite amplifiés individuellement par les amplificateurs de puissance correspondants. Ces sous-signaux amplifiés sont ensuite transmis par les antennes d'émission et reçus par les antennes de réception. À la réception, une sommation des sous-signaux permet de reconstituer le signal FBMC initial.

En soulignant la méthode MAP, nous avons identifié comment cette approche novatrice peut être intégrée à notre travail pour réduire efficacement le PAPR. En effet, l'utilisation de multiples antennes et l'amplification séparée des sous-signaux offrent une solution prometteuse pour atténuer le PAPR tout en évitant les problèmes de distorsion associés à la non linéarité du HPA et améliorant remarquablement les performances globales du système de communication sans fil. La Fonction de Distribution Cumulative Complémentaire (CCDF), le Taux d'Erreur Binaire (BER) et l'efficacité énergétique sont utilisés pour évaluer les performances de la méthode proposée. Les résultats des simulations ont montré que la nouvelle technique MAP surpasse la méthode TR et d'écrêtage. Les résultats démontrent qu'à mesure que le nombre de décompositions augmente, le PAPR diminue. Et lorsque $N_s=15$ MAPs, la réduction du PAPR peut réduire le PAPR du signal d'origine de plus de la moitié (50%). Pour la situation du BER, cette méthode peut atteindre niveau comparable à celui du signal d'origine sans amplificateur de puissance, sachant qu'avec $N_s=3$ MAPs, la méthode MAP fonctionne nettement mieux que le signal d'origine avec HPA, et pour $N_s=15$ MAPs, la

performance se rapproche de celle du signal d'origine sans amplificateur de puissance. En évaluant la Magnitude de l'Erreur Vectorielle (EVM) avec l'Input Back-Off (IBO) pour différents nombres de N_s en termes d'efficacité énergétique, les résultats de la simulation numérique montrent que l'EVM de la méthode MAP est bien meilleure que celle du système d'origine, et lorsque $N_s=7$ blocs et l'IBO est égal à 3 dB, la méthode MAP offre les meilleurs résultats du EVM, soit une réduction de 19% à 7%.

En résumé, notre travail vise à relever les défis cruciaux liés à la gestion du PAPR dans les systèmes de communication sans fil. En explorant diverses méthodes à la fois efficaces dans la réduction du PAPR, simple dans leur mise en œuvre, et ce, sans nécessité de recourir à des information supplémentaires (SI). Notre objectif consiste à fournir des solutions pratiques et efficaces pour améliorer la qualité de transmission, l'efficacité énergétique et la fiabilité des communications sans fil modernes, répondant ainsi aux besoins croissants de la société en matière de connectivité sans fil.

Perspectives futures

Au-delà des résultats et des analyses présentés dans cette thèse, de nombreuses opportunités s'ouvrent pour des recherches futures approfondies. Voici une exploration des perspectives et des extensions potentielles du travail qui ne sont pas abordées dans la présente thèse, mais qui pourraient être envisagées comme des pistes de recherche prometteuses :

Élargir l'application de la méthode proposée en incluant la technologie MIMO massif. Cette extension pourrait permettre d'optimiser davantage les performances du système en termes de PAPR, de BER, de débit, efficacité spectrale et d'efficacité énergétique.

Mettre en œuvre les méthodes proposées sur des plateformes matérielles réelles comme dans le cas de laboratoire afin de valider leur fonctionnement dans des conditions pratiques. Des expérimentations concrètes pourraient confirmer l'efficacité des approches dans des environnements réels.

Comparer les méthodes proposées avec les techniques de PTS, SLM, TR et autres en matière de BER, EVM et complexité.

Étendre les recherches pour englober d'autres modulations multi-porteuses telles que GFDM, UFMC, etc.

Vérifier l'efficacité des méthodes de réduction du PAPR en considérant des amplificateurs de puissance avec mémoire et cibler les ajustements nécessaires.

Étendre ces techniques pour des applications plus réelles et diversifiées, comme l'imagerie et d'autres domaines.

Proposer et étudier ces techniques dans le cadre des ondes millimétriques pour les générations futures de systèmes de communication.

Travailler sur la réduction des distorsions IB engendrées par la technique de clipping, afin d'améliorer davantage le BER du signal. Cela pourrait inclure des ajustements ou des approches complémentaires pour minimiser ces effets indésirables.

Rechercher des moyens pour réduire encore davantage la complexité de calcul associée à la technique d'hybridation proposée. Une simplification des algorithmes pourrait contribuer à une mise en œuvre plus fluide et efficace.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Jang S., Na D., and Choi K. "Comprehensive performance comparison between OFDM-based and FBMC-based uplink systems". In 2020 International Conference on Information Networking (ICOIN), IEEE, pp. 288-292, 2020.
- [2] Adoum B. A., Zoukalne K., Idriss M. S., Ali A. M., Moungache A., and Khayal M. Y. "A Comprehensive Survey of Candidate Waveforms for 5G, beyond 5G and 6G Wireless Communication Systems". Open Journal of Applied Sciences, Vol.13, no.1, pp.136-161, 2023.
- [3] Cheng X., Liu D., Shi W., Zhao Y., Li Y., and Kong D. "A novel conversion vector-based low-complexity SLM scheme for PAPR reduction in FBMC/OQAM systems". IEEE Transactions on Broadcasting, Vol.66, no.3, pp.656-666, 2020.
- [4] Stitz T. H. "Filter Bank Techniques for the Physical Layer in Wireless Communications", PhD thesis, Tampere University of Technology, Tampere, Finland ,2010.
- [5] Li L., Xue L., Chen X., and Yuan D. "Partial transmit sequence based on discrete particle swarm optimization with threshold about PAPR reduction in FBMC/OQAM system". IET Communications, Vol.16, no.2, pp.142-150, 2022.
- [6] Jiang, T., Chen, D., Ni, C., & Qu, D. "OQAM/FBMC for future wireless communications: Principles, technologies and applications". Academic Press, 2017.
- [7] Saltzberg B. "Performance of an efficient parallel data transmission system". IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. 15, no 6, pp. 805-811, 1967.
- [8] Hirosaki B. "An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform". IEEE Transactions on Communications, Vol.29, no.7, pp.982-989, 1981.
- [9] Gesbert D., Shafi M., Shiu D. S., Smith P. J., and Naguib A. "From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems". IEEE Journal on selected areas in Communications, Vol.21, no.3, pp. 281-302, 2003.
- [10] El Tabach M., Javaudin J. P., and H  lard M. "Spatial data multiplexing over OFDM/OQAM modulations". In 2007 IEEE International Conference on Communications, IEEE, pp. 4201-4206, 2007.

- [11] Tahkoubit K., Shaiek H., Roviras D., Faci S., and Ali-Pacha A. "Generalized iterative dichotomy PAPR reduction method for multicarrier waveforms". *IEEE Access*, Vol.9, pp.114235-114245, 2021.
- [12] Merah H., Merrad Y., Habaebi M. H., and Mesri M. "A novel PTS-based PAPR reduction scheme for FBMC-OQAM system without extra bit transmission of SI". *International Journal of Electronics*, Vol.108, no.6, pp.928-944, 2021.
- [13] Bogucka H., and Conti A. "Degrees of freedom for energy savings in practical adaptive wireless systems". *IEEE Communications Magazine*, Vol.49, no.6, pp.38-45, 2011.
- [14] Atarashi H., Maeda N., Abeta S., and Sawahashi M., "Broadband packet wireless access based on VSF-OFCDM and MC/DS-CDMA". In *The 13th IEEE international symposium on personal, indoor and mobile radio communications*, IEEE, Vol. 3, pp. 992-997, 2002.
- [15] Fazel K., and Kaiser S., "Multi-carrier and spread spectrum systems: from OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX". John Wiley & Sons, 2008.
- [16] Hernandez L., Baladron C., Aguiar J. M., Carro B., Sanchez-Esguevillas A. J., Lloret J., and Massana J., "A survey on electric power demand forecasting: Future trends in smart grids, microgrids and smart buildings". *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Vol.16, n°.3, pp. 1460-1495, 2014.
- [17] Sohtsinda H., "Approche conjointe canal et amplificateur d'émission pour l'allocation dynamique de puissance dans les systèmes MIMO-OFDM". Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 2017.
- [18] Tounou C., "Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts: mesures de performances en environnement réel". Thèse de doctorat. Limoges. 2008.
- [19] Khelil A. "Etude et performance d'un système de communication sans fil à base d'OFDMA MIMO". Thèse de doctorat, 2018.
- [20] J. G. Proakis. "Digital communications ". McGraw-Hill, 4th edition.2001.

- [21] Peled A., and Ruiz A., "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms". In ICASSP'80. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE, Vol. 5, pp. 964-967, 1980.
- [22] Prasad R., "OFDM for wireless communications systems". Artech House, 2004.
- [23] Belhouji A., "Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM: mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WiMAX". Thèse de doctorat. Limoges, 2009.
- [24] Omri A. and Bouallegue R. "New transmission scheme for MIMO-OFDM". International Journal of Next Generation Network, Vol. 3, no 1, p. 11-19, 2011.
- [25] Luo F. L., and Zhang C. J. (Eds.), "Signal processing for 5G: algorithms and implementations". John Wiley & Sons, 2016.
- [26] Chang R. W. "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission". Bell system technical journal, Vol. 45, no 10, pp. 1775-1796, 1966.
- [27] Du, J., and Signell, S. "Comparison of CP-OFDM and OFDM/OQAM in doubly dispersive channels". In Future Generation Communication and Networking (FGCN 2007), IEEE, Vol. 2, pp. 207-211, 2007.
- [28] Du J., Xiao P., Wu J. and Chen Q. "Design of isotropic orthogonal transform algorithm-based multicarrier systems with blind channel estimation". IET Communications, Vol. 6, no 16, pp. 2695-2704, 2012.
- [29] Farhang-Boroujny B. and Moradi H. "OFDM inspired waveforms for 5G". IEEE Communications Surveys & Tutorials, Vol. 18, no 4, pp. 2474-2492, 2016.
- [30] Renfors M., Siohan P., Farhang-Boroujeny B., and Bader F. "Filter banks for next generation multicarrier wireless communications". EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Vol 1, pp. 1-2, 2010.
- [31] Bouhadda H. "Impacts des non-linéarités dans les systèmes multi-porteuses de type FBMC-OQAM", Conservatoire national des arts et métiers-CNAM", École supérieure des communications de Tunis (Tunisie)), Thèse de doctorat, 2016.

- [32] Olukoya O., and Budimir D. "Evaluation of waveform candidates for 5G wireless communications". In 2019 European Microwave Conference in Central Europe (EuMCE), IEEE, pp. 347-349, 2019.
- [33] Cherubini G., Eleftheriou E., and Olcer, S. "Filtered multitone modulation for VDSL". In Seamless Interconnection for Universal Services. Global Telecommunications Conference. GLOBECOM'99.(Cat. No. 99CH37042), IEEE, Vol. 2, pp. 1139-1144, 1999.
- [34] Cherubini G., Eleftheriou E., Oker S., and Cioffi J. M. "Filter bank modulation techniques for very high speed digital subscriber lines". IEEE Communications Magazine, Vol.38, no.5, pp.98-104, 2000.
- [35] Cherubini G., Eleftheriou E., and Olcer S. "Filtered multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines". IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.20, no.5, pp. 1016-1028, 2002.
- [36] Farhang-Boroujeny B., and Lin, L. "Cosine modulated multitone for very high-speed digital subscriber lines". In Proceedings.(ICASSP'05). IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE, Vol. 3, pp. iii-345, 2005.
- [37] Lin L., and Farhang-Boroujeny B. "Cosine-modulated multitone for very-high-speed digital subscriber lines". EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Vol.2006, pp. 1-16, 2006.
- [38] Tensubam B. D., and Singh, S. "A review on FBMC: An efficient multicarrier modulation system". International Journal of Computer Applications, Vol.98, no.17, pp.6-9, 2014.
- [39] Mishu M. M. H., and Mondal M. R. H. "Effectiveness of filter bank multicarrier modulation for 5G wireless communications". In 2017 4th International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE), IEEE, pp. 319-324, 2017.
- [40] Viholainen A., Ihalainen T., Stitz T. H., Renfors M., and Bellanger, M. "Prototype filter design for filter bank based multicarrier transmission". In 2009 17th European Signal Processing Conference, IEEE, pp. 1359-1363, 2009.

- [41] Pranitha B., and Anjaneyulu L. "Assessment of UWAC system performance using FBMC technique". In *Recent Trends in Signal and Image Processing: Proceedings of ISSIP 2018*, Singapore: Springer Singapore, pp. 53-62, 2019.
- [42] Zafar A. "Filter bank based multicarrier systems for future wireless networks". University of Surrey (United Kingdom), 2018.
- [43] Chandarsekhar R., Priya M. P., Abhishek K., Vidya K. S., and Kumar M. P. "Comparison of OFDM FBMC and UFMC under Different Parameters". *Journal of Applied Science and Computations*, pp. 2965-2973, 2019.
- [44] Schaich F., and Wild, T. "Waveform contenders for 5G—OFDM vs. FBMC vs. UFMC". In *2014 6th international symposium on communications, control and signal processing (ISCCSP)*, IEEE, pp. 457-460, 2014.
- [45] Ren S., Deng H., Qian X., and Liu Y. "Sparse PTS scheme based on TR schemes for PAPR reduction in FBMC-OQAM systems". *IET Communications*, Vol.12, pp.14, pp.1722-1727, 2018.
- [46] Ramadhan A. J. "Overview and implementation of the two most important candidate 5G waveforms". *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, Vol.97, no.9, pp.2551-2560, 2019.
- [47] Zeng Y., Liang Y. C., Chia M. W., and Peh E. C. Y. "Unified structure and parallel algorithms for FBMC transmitter and receiver". In *2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, IEEE, pp. 922-926, 2013.
- [48] Ijaz A., Zhang L., Xiao P., and Tafazolli R. "Analysis of candidate waveforms for 5G cellular systems". InTech, 2016.
- [49] Chauvat R. "Etude de liaisons SISO, SIMO, MISO et MIMO à base de formes d'ondes FBMC-OQAM et de récepteurs Widely Linear". Thèse de doctorat. Paris, CNAM, 2017.
- [50] Bellanger M. G. "Specification and design of a prototype filter for filter bank based multicarrier transmission". In *2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings (Cat. No. 01CH37221)*, IEEE, Vol. 4, pp. 2417-2420, 2001.

- [51] Merah H. "reduction du facteur de crête des signaux multi porteuses pour les systèmes de télécommunications de la future génération". Thèse doctorat, 2020.
- [52] Boutayeb M. S. " Architecture et conception d'un amplificateur de puissance large-bande pour des applications 4G/5G". Thèse de doctorat, Université Grenoble Alpes, 2020.
- [53] Falempin A. "Adaptive Pre-Distortion for Power Amplifier Linearization based on Neural Networks". Thèse de doctorat, Université Grenoble Alpes, 2022.
- [54] Torres F. "Power amplifier design for 5G applications in 28nm FD-SOI technology". Thèse de doctorat, Bordeaux), 2018.
- [55] Bouazza T. H. C. "Modélisation et linéarisation des amplificateurs de radiocommunications dans un contexte de reconfigurabilité". Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2021.
- [56] Désiré G. "Étude de nouvelles techniques de réduction du «facteur de crête» à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuse ". Thèse de doctorat. Université Rennes,2009.
- [57] Badreddin K. "Optimisation des performances d'un système de transmission multimédia sans fil basé sur la réduction du PAPR dans des configurations réalistes " Thèse de doctorat ,Poitiers . 2014.
- [58] Gharaibeh, K. M. " Nonlinear distortion in wireless systems: Modeling and simulation with MATLAB". John Wiley & Sons. 2011.
- [59] Jirajaracheep P., Mata T., and Boonsrimuang P. "A PAPR Reduction in FBMC-OQAM System via Overlapping-PTS with Artificial Bee Colony Phase Optimization". International Journal of Intelligent Engineering and Systems, Vol.12, no.5, pp. 249-256, 2019.
- [60] Khalil A. "Architectures fonctionnelles de transmission sans fils adaptées aux milieux industriels fortement bruités". Thèse de doctorat, Université de Lorraine, 2020.
- [61] Lacroix M. A. "Détection d'événements sonores environnementaux dans les réseaux de capteurs sans fil à faible consommation", Thèse de doctorat, Université Rennes 1, 2022.
- [62] Trotobas B. "Compromis exploration-exploitation dans la détection MIMO: algorithmie et implémentation". Thèse de doctorat, CentraleSupélec, 2021.

- [63] Chehri H. "Étude et caractérisation d'un canal de propagation pour les réseaux VANET", Thèse de doctorat , Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2014.
- [64] Wang H., Du W., Wang X., Yu G., Xu L. "Channel estimation performance analysis of FBMC/OQAM systems with bayesian approach for 5G-enabled IoT applications". *Wireless Communications and Mobile Computing*. 2020.
- [65] Wang H., Xu L., Wang X., and Taheri S. "Preamble design with interference cancellation for channel estimation in MIMO-FBMC/OQAM systems". *IEEE Access*, Vol. 6, pp.44072-44081, 2018.
- [66] Taheri, S. "Performance improvement of filter bank multicarrier systems". University of Surrey (United Kingdom), 2018.
- [67] Siohan P. Siclet C. and Lacaille N., "Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory". *Signal Processing, IEEE Transactions on*, Vol. 50, pp. 1170–1183, 2002.
- [68] Kong D., Li J., Luo K., and Jiang T., "Reducing pilot overhead: channel estimation with symbol repetition in MIMO -FBMC systems", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 68, no12, pp. 7634-7646, 2020.
- [69] Taheri S., Ghorraishi M., and Xiao P., "Overhead reduced preamble-based channel estimation for MIMO-FBMC systems", In: *Proc. of 2015 international wireless communications and mobile computing conference (IWCMC)*, Dubrovnik, Croatia, pp. 1435-1439, 2015.
- [70] Chehade, T. "Optimisation d'un précodeur MIMO-OFDM dans le contexte de l'estimation aveugle et semi-aveugle du canal de communication". Thèse de doctorat, Brest, 2015.
- [71] Nee R. V., and Prasad R. "OFDM for wireless multimedia communications". Artech House, Inc., 2000.
- [72] Khalid S. "Peak to Average Power Ratio Reduction in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems". Thèse de doctorat, University of Engineering and Technology Taxila, Pakistan, 2009.

- [73] Bulusu, S. S. K. C. "Performance analysis and PAPR reduction techniques for filter-bank based multi-carrier systems with non-linear power amplifiers". Thèse de doctorat, Conservatoire national des arts et metiers-CNAM, 2016.
- [74] Tellado, J. "Peak to average power reduction for multicarrier modulation". Thèse de doctorat, Stanford University, 2000.
- [75] Zabré S., Palicot J., Louët Y., and Lereau C. "SOCP approach for OFDM peak-to-average power ratio reduction in the signal adding context". In 2006 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, IEEE, pp. 834-839, 2006.
- [76] Zabre S. "Amplification non-linéaire d'un multiplex de porteuses modulées à fort facteur de crête", Thèse de doctorat, Rennes 1, 2007.
- [77] Tellado J., and Cioffi J. M. "Peak power reduction for multicarrier transmission". In IEEE GLOBECOM, Vol. 99, pp. 5-9, 1998.
- [78] Agarwal A., and Sharma R. "Review of different PAPR reduction techniques in FBMC-OQAM system". Internet of Things and Big Data Applications: Recent Advances and Challenges, pp.183-191, 2020.
- [79] Kaur S., Kansal L., Gaba G. S., Alraddady F., and Arora S. K. "Impact of Hybrid PAPR Reduction Techniques on FBMC for 5G Applications". International Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems" Vol.13, no.1, pp. 1.
- [80] Ochiai H., and Imai H. "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals". IEEE Transactions on communications, Vol.50, no.1, pp.89-101, 2002.
- [81] Panta K. R., and Armstrong J. "Effects of clipping on the error performance of OFDM in frequency selective fading channels". IEEE Transactions on wireless communications, Vol.3, no.2, pp. 668-671, 2004.
- [82] Armstrong J. "New OFDM peak-to-average power reduction scheme". In IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Spring 2001. Proceedings (Cat. No. 01CH37202).IEEE. Vol. 1, pp. 756-760, 2001.

- [83] Armstrong, J. "Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering". *Electronics letters*, Vol.38, no.5, pp.1.
- [84] O'Neill R., and Lopes L. B. "Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals". In *Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, IEEE, Vol. 1, pp. 71-75, 1995.
- [85] Ragusa S., Palicot J., Louët Y., and Lereau C. "Invertible clipping for increasing the power efficiency of OFDM amplification". In *ICT 2006*.
- [86] Ragusa S. "Écrêtage inversible pour l'amplification non-linéaire des signaux OFDM dans les terminaux mobiles" . Thèse de doctorat, Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2006.
- [87] Senhadji S., Bendimerad Y. M., and Bendimerad F. T. "New scheme for PAPR reduction in FBMC-OQAM systems based on combining TR and deep clipping techniques". *International Journal of Electrical & Computer Engineering*, Vol.11, no.3, pp. 2088-8708, 2021.
- [88] Kimura S., Nakamura T., Saito M., and Okada, M. "PAPR reduction for OFDM signals based on deep Clipping". In *2008 3rd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*, IEEE, pp. 911-916, 2008.
- [89] Skrzypczak A., Louët Y., Lehobey C., Molton S., and Rousset O. "Improving a dvb-t/h modulator performance by using deep clipping". In *2010 17th International Conference on Telecommunications*, IEEE, pp. 204-210, 2010.
- [90] Sundeeppkumar V., and Anuradha S. "Adaptive clipping-based active constellation extension for PAPR reduction of OFDM/OQAM signals". *Circuits, Systems, and Signal Processing*, Vol. 36, no.7, pp.3034-3046, 2017.
- [91] Boonsrimuang P., Puttawong E., Kobayashi H., and Paungma T. "Papr reduction using smooth clipping in ofdm system". In *The 3rd information and computer engineering postgraduate workshop*, pp. 158-161, 2003.
- [92] Moon J. H., Nam Y. R., and Kim J. H. "PAPR reduction in the FBMC-OQAM system via segment-based optimization". *IEEE Access*, Vol.6, pp.4994-5002, 2018.

- [93] Yi X., Wang B., Zhao W., and Jin M. "Hybrid PAPR Reduction Algorithm Using Low Complexity Dispersive Selective Mapping with Clipping and Filtering for FBMC/OQAM". In 2019 Eleventh International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN), IEEE, pp. 532-537, 2019.
- [94] Zhao J., Ni S., and Gong Y. "Peak-to-average power ratio reduction of FBMC/OQAM signal using a joint optimization scheme". IEEE Access, Vol.5, pp.15810-15819, 2017.
- [95] Kumar V. S. "Joint iterative filtering and companding parameter optimization for PAPR reduction of OFDM/OQAM signal". AEU-International Journal of Electronics and Communications, Vol. 124, pp.153365, 2020.
- [96] Guel D., and Palicot, J. "Clipping formulated as an adding signal technique for OFDM Peak Power Reduction". In VTC Spring 2009-IEEE 69th Vehicular Technology Conference, IEEE, pp. 1-5, 2009.
- [97] Guel D., and Palicot, J. "FFT/IFFT pair based digital filtering for the transformation of adding signal PAPR reduction techniques in Tone Reservation techniques". In 2009 Fifth International Conference on Wireless and Mobile Communications, IEEE, pp. 200-204, 2009.
- [98] Guel D., and Palicot J. "OFDM PAPR reduction based on nonlinear functions without BER degradation and out-of-band emission". In 2009 International Conference on Signal Processing Systems, IEEE, pp. 167-171, 2009.
- [99] Clarke R., Suraweera H. A., Panta K. R., Feramez M., and Armstrong J. "OFDM peak-to-average power reduction scheme with spectral masking". In International Symposium in Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP), 2004.
- [100] Deng S. K., and Lin M. C. "Recursive clipping and filtering with bounded distortion for PAPR reduction". IEEE Transactions on communications, Vol.55, no.1, pp.227-230, 2007.
- [101] Vallérian M. "Une infrastructure flexible de collecte et de traitement de données d'un réseau de capteurs urbain mutualisé". Thèse de doctorat, Université de Lyon, 2016.

- [102] El-Tarhuni M., Hassan M., and Sediq A. B. "A joint power allocation and adaptive channel coding scheme for image transmission over wireless channels". *International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC)*, Vol.2, no.3, 2010.
- [103] Foomooljareon P., and Fernando W. A. C. "Input sequence envelope scaling in PAPR reduction of OFDM". In *The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, IEEE, Vol. 1, pp. 140-144, 2002.
- [104] Joshi H. "Performance augmentation of OFDM system", Thèse de doctorat, Jaypee University of Engineering and Technology, India, 2012.
- [105] Shaheen I. A., Zekry A., Newagy F., and Ibrahim R. "Proposed new schemes to reduce PAPR for STBC MIMO FBMC systems". *simulation*, Vol.6, no.9, 2017.
- [106] Sandeep Kumar V., Tarun Kumar J., Merugu S., and Srinivas K. "PAPR Reduction Scheme for OFDM/OQAM Signals Using Novel Phase Sequence". In *Data Engineering and Communication Technology: Proceedings of ICDECT 2020*, Springer Singapore, pp. 211-219, 2021.
- [107] Sonawane V. N., and Khobragade S. V. "Reduction of PAPR in OFDM system using A-law companding technique". *International Journal of Scientific and Engineering Research*, Vol.4, no.5, pp.1450-1453, 2013.
- [108] Sonawane V. N., and Khobragade S. V. "Comparative Analysis between A-law & μ -law Companding Technique for PAPR Reduction in OFDM". *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, Vol.2, no.5, pp.2210-2214, 2013.
- [109] Bhadoriya, S. S., & Bhatia, M. R. (2012). " Novel Method For PAPR Reduction In OFDM Using Cascading Of Companding Technique And Selective Mapping ". *International Journal of Engineering Sciences and Management (IJESM)*, Vol.2, no.2, pp.167-169, 2012.
- [110] Wang X., Tjhung T. T., and Ng C. S. "Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system using a companding technique". *IEEE transactions on broadcasting*, Vol.45, no.3, pp.303-307, 1999.

- [111] Akurati M., Pentamsetty S. K., and Kodati S. P. "Optimizing the Reduction of PAPR of OFDM System Using Hybrid Methods". *Wireless Personal Communications*, Vol.125, no.3, pp. 2685-2703, 2022.
- [112] Kotgire S. and Deosarka S. "Low Noise Technique for Reduction of Peak Power and BER in High Rate Wireless Communication System" *International Journal of Current Engineering and Technology*, Vol. 3, no.4, pp.1330-1334, 2013.
- [113] Khalaf A. A., Elnabawy M. M., and Azzam N. M. "Non-Linear Companding Techniques with ACO-OFDM-based VLC systems for PAPR reduction". *Journal of Advanced Engineering Trends*, Vol.42, no.2, pp.53-69, 2023.
- [114] Nokaiee S., and AlKhawlani, M. "New Hybrid Schemes for PAPR Reduction in OFDM Systems". *Journal of Science and Technology*, Vol.23, no.1, pp.17-38, 2018.
- [115] Farid S. M., Elbadawy H., and Shehata K. "Energy efficiency improvement in mobile communication system by reducing the PAPR". In *Journal of Physics: Conference Series*, IOP Publishing, Vol. 1447, no. 1, pp. 1-12, 2020.
- [116] Abd El-galil M. S., Soliman N. F., Abdalla M. I., Elaskily M. A., and Abd El-Samie F. E. "TanhR nonlinear companding scheme for UWA systems". *International Journal of Electronics Letters*, Vol.9, no.4, pp.517-523, 2021.
- [117] Thota S., Kamatham Y., and Paidimarry C. S. "Performance analysis of hybrid companding PAPR reduction method in OFDM systems for 5G communications". In *2018 9th international conference on computing, communication and networking technologies (ICCCNT)*, IEEE, pp. 1-5, 2018.
- [118] Kamatham Y., and Pollamoni S. "Implementation of OFDM system with companding for PAPR reduction using NI-USRP and LabVIEW". In *2019 IEEE international WIE conference on electrical and computer engineering (WIECON-ECE)*, IEEE, pp. 1-4, 2019.
- [119] Déjardin R. "Récepteurs itératifs dédiés à la correction de saturation pour les systèmes OFDM". *Thèse de doctorat, université de Reims*, 2010.

- [120] Dardari D., Tralli V., and Vaccari A. "A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in OFDM systems". *IEEE transactions on Communications*, Vol.48, no.10, pp.1755-1764, 2000.
- [121] Ochiai H., and Imai H. "Performance of the deliberate clipping with adaptive symbol selection for strictly band-limited OFDM systems". *IEEE Journal on selected areas in communications*, Vol.18, no.11, pp.2270-2277, 2000.
- [122] Rowe H. E. "Memoryless nonlinearities with Gaussian inputs: Elementary results". *The BELL system technical Journal*, Vol.61, no.7, pp.1519-1525, 1982.
- [123] Rapp C. "Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting signal". *ESA Special Publication*, Vol.332, pp.179-184, 1991.
- [124] Van Nee R., and De Wild A. "Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM". In *VTC'98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution* (Cat. No. 98CH36151), IEEE, Vol. 3, pp. 2072-2076, 1998.
- [125] Dinur N., and Wulich D. "Peak-to-average power ratio in high-order OFDM". *IEEE Transactions on Communications*, Vol.49, no.6, pp.1063-1072, 2001.
- [126] Bellanger M., Le Ruyet D., Roviras D., Terré M., Nossek J., Baltar L., and Ihalainen, T. "FBMC physical layer: a primer. PHYDYAS, Vol.25, no.4, pp.7-10, 2010.
- [127] Jiang T., and Zhu G. "Nonlinear companding transform for reducing peak-to-average power ratio of OFDM signals". *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol.50, no.3, pp.342-346.
- [128] Sahin A., Guvenc I., and Arslan H. "A survey on multicarrier communications: Prototype filters, lattice structures, and implementation aspects". *IEEE communications surveys & tutorials*, Vol.16, no.3, pp.1312-1338, 2013.
- [129] Jiang T., Xiang W., Richardson P. C., Qu D., and Zhu G. "On the nonlinear companding transform for reduction in PAPR of MCM signals". *IEEE Transactions on Wireless communications*, Vol.6, no.6, pp.2017-2021, 2007.

[130] Shaheen I. A., Zekry A., Newagy F., and Ibrahim R. "Performance evaluation of PAPR reduction in FBMC system using nonlinear companding transform". ICT Express, Vol.5, no.1, pp. 41-46, 2019.

Productions scientifiques

1. Publications internationales

- Boudjelkha Ammar, Merah Hocine, et Khelil Abdellatif. "Multi-antennas PAPR Reduction for FBMC/OQAM System", International Journal of Sensors Wireless Communications and Control, Vol. 13, no 2, p. 108-116, 2023.

<https://doi.org/10.2174/2210327913666230512163935>

- Boudjelkha Ammar, Khelil Abdellatif, et Merah Hocine. "Repeated Clipping Filtering with Nonlinear Companding for PAPR Reduction in MIMO FBMC/OQAM System", International Journal of Intelligent Engineering & Systems, Vol. 16, no 4, 2023.

<https://doi.org/10.22266/ijies2023.0831.51>

- Un article en cours:

Boudjelkha Ammar, Khelil Abdellatif, et Merah Hocine. "An Efficient Hybrid Scheme to Reduce PAPR based on RFC with A-Law and Mu-Law Techniques for MIMO-FBMC/OQAM System"

2. Communications internationales

- Boudjelkha Ammar and Abdellatif Khelil, "Performance investigation of FBMC-OQAM and filtered OFDM for 5G ", INTERNATIONAL CONFERENCE DEFENSE SYSTEMS: ARCHITECTURES AND TECHNOLOGIES (DAT'2020), Algeria.