

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Amar Telidji – Laghouat



Faculté de Technologie

THÈSE DE DOCTORAT EN SCIENCES

En Génie Electrique

Présentée et soutenue publiquement

Le : 04/06/2020

MERAH Hocine

Thème

Réduction du Facteur de Crête des Signaux Multi porteuses pour les Systèmes de Télécommunication de la Future Génération

JURY :

Mr. Belkheiri Mohammed, Président du jury, **Professeur**, Université Amar Telidji de Laghouat.

Mme. MESRI Mokhtaria, Directrice de Thèse, **Professeur**, Université Amar Telidji de Laghouat.

Mr. TALBI Larbi, Co-directeur, **Professeur**, Université du Québec en Outaouais (UQO), Canada.

Mr. KIOUS Mechri, Examineur, **Professeur**, Université Amar Telidji de Laghouat.

Mme. DJERFAF Fatima, Examineur, **MCA**, Université Amar Telidji de Laghouat.

Mr. KHELIL Abdellatif, Examineur, **MCA**, Université Echahid Hamma Lakhdar-El Oued.

Mr. ARZAG Kaddour, Examineur, **MCA**, Université Moula Tahar de Saida.

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Amar Telidji – Laghouat



Faculté de Technologie

THÈSE DE DOCTORAT EN SCIENCES

En Génie Electrique

Présentée et soutenue publiquement

Le : 04/06/2020

MERAH Hocine

Thème

Réduction du Facteur de Crête des Signaux Multi porteuses pour les Systèmes de Télécommunication de la Future Génération

JURY :

Mr. Belkheiri Mohammed, Président du jury, **Professeur**, Université Amar Telidji de Laghouat.

Mme. MESRI Mokhtaria, Directrice de Thèse, **Professeur**, Université Amar Telidji de Laghouat.

Mr. TALBI Larbi, Co-directeur, **Professeur**, Université du Québec en Outaouais (UQO), Canada.

Mr. KIOUS Mechri, Examineur, **Professeur**, Université Amar Telidji de Laghouat.

Mme. DJERFAF Fatima, Examineur, **MCA**, Université Amar Telidji de Laghouat.

Mr. KHELIL Abdellatif, Examineur, **MCA**, Université Echahid Hamma Lakhdar-El Oued.

Mr. ARZAG Kaddour, Examineur, **MCA**, Université Moula Tahar de Saida.

Remerciements

Tous mes louanges et remerciements à ALLAH le tout puissant, le clément et miséricordieux, qui m'a doté de toutes les facultés et les compétences et m'a guidé dans mes œuvres et éclairé ma route à mener à bien ce travail de recherche.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à ma Directrice de thèse, Professeur MESRI MERAD Mokhtaria, pour son soutien, ses encouragements et son aide précieuse tout au long de ce travail, qui a toujours été ma source de motivation pour explorer divers aspects de ce sujet. Merci également à elle pour ses discussions instructives et perspicaces, qui me restent indispensables pour identifier les objectifs et organiser le travail afin d'atteindre les résultats attendus.

Comme je resterai très reconnaissant au Professeur TALBI Larbi pour m'avoir ouvert les portes du laboratoire LRCL à l'université du Québec en Outaouais dans le cadre de mon stage PNE qui m'a été d'un grand soutien lors de l'accomplissement de mes travaux de recherche.

Je saisis l'occasion pour exprimer ma gratitude à tous les membres du jury pour avoir eu l'obligeance d'examiner le présent travail.

Enfin, je ne remercierai jamais assez mes parents pour les sacrifices consentis à mon égard tout au long mon cursus universitaire ; mes remerciements vont aussi à l'encontre de mes frères et sœurs, en particulier LAHCEN, pour toute l'aide et l'abnégation, leur motivation incessante, leur amour éternel et leur soutien continu durant mes études.

ملخص

لقد جذبت التضمينات المتعددة الحوامل لنظم الاتصالات اللاسلكية الحديثة اهتمامًا كبيرًا نظرًا لقدرتها على تحقيق إنتاجية عالية للبيانات بالإضافة إلى موثوقية أداء التنوع وتعدد الإرسال المكاني. تعاني هذه التضمينات من تباين كبير في ساعات الإشارة الزمنية فينتج عن ذلك ارتفاع في قيمة الـ PAPR ، مما يسبب تشوهات في الإشارة الزمنية المولدة عند مخرج مضخم الطاقة (HPA) لمواجهة هذه المشكلة ، يمكننا زيادة حجم مضخم الطاقة على مستوى الإرسال ، ولكن هذا الحل غير الفعال ، من حيث كفاءة الطاقة يعتمد الحل الأمثل على خفض من قيمة الـ PAPR للإشارة الزمنية قبل التضخيم. الهدف من هذه الأطروحة هو مساهمة في إيجاد حل لهذه الإشكالية والتي تعتبر جزء مهم من هذا الموضوع وذلك من خلال تسليط الضوء على التقنية المسماة بالتسلسل الجزئي للإرسال (PTS) ، وتقنية أخرى تعتمد على القطع التكراري القابل للقلب مدمج مع الترشيح الرقمي. في هذا الصدد تمكنا من تطوير تقنيات الـ PTS المستخدمة بشكل خاص في التضمين الـ OFDM والـ FBMC-OQAM ، من أجل القضاء على كتل الـ IFFT في الـ OFDM و بسبب تداخل بين الرموز OQAM فيما بينها فإننا قد تعاملنا مع مشكلة تعقيدات الحسابات الداخلية في تنفيذ تقنية الـ PTS في النظام الـ FBMC-OQAM نتيجة لذلك ، فقد أدى ذلك إلى انخفاض ملحوظ في التعقيد الحسابي من حيث عدد عمليات الضرب المركبة ، وقد أكدته نتائج المحاكاة الهامة التي تم الحصول عليها من خلال تحليل المقدار (CCRR) . كما تم اقتراح تقنية جديدة تعتمد على تقنية القطع العكسية لتقليل في قيمة الـ PAPR لإشارة الـ MC-CDMA ، حيث تعتمد بشكل أساسي على دالة القطع باستخدام كثير حدود من الدرجة الثالثة في جهاز الإرسال وعكسه على مستوى الاستقبال لاستعادة الإشارة الأصلية. تُظهر نتائج المحاكاة أن التقنيات المقترحة توفر أداءً أفضل من حيث خفض نسبة الـ PAPR ومعدل الخطأ في البتات (BER) وتعقيدات الحسابية.

الكلمات المفتاحية: التضمينات متعددة الحوامل، التسلسل الجزئي للإرسال، القطع التكراري القابل للقلب، الترشيح الرقمي، الـ PAPR، الـ CCRR ، التضمين الـ OFDM، التضمين الـ FBMC-OQAM، التضمين الـ MC-CDMA، مضخم الطاقة، كتل الـ IFFT ، معدل الخطأ في البتات.

Résumé

Les modulations multi-porteuses (MC, pour *Multi Carrier*) des systèmes de communication sans fil modernes ont attiré beaucoup d'attention en raison de leur potentiel à atteindre un débit de données élevé ainsi que la fiabilité des performances de diversité et le multiplexage spatial. Ces modulations souffrent d'une variation importante des amplitudes du signal temporel, ce qui entraîne un rapport puissance crête à moyenne (PAPR, pour *Peak-to-Average Power Ratio*) élevé, ce qui provoque à son tour, des distorsions dans le signal temporel généré à la sortie de l'amplificateur de puissance (HPA, pour *High Power Amplifier*). Pour faire face à ce problème, on peut surdimensionner l'amplificateur de puissance, mais cette solution n'est pas efficace, en termes de rendement énergétique ; la solution optimale étant basée sur la réduction du PAPR du signal avant amplification. L'objectif de cette thèse s'inscrit dans cette thématique et plus particulièrement sur les techniques dites : séquence de transmission partielle (PTS, pour *Partial Transmit Sequence*), et celle basée sur l'écrêtage itératif inversible avec filtrage numérique. À cet égard, nous avons été en mesure de développer les techniques PTS utilisées particulièrement dans la modulation dite OFDM, pour multiplexage orthogonal de division de fréquence (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) et la modulation multi-porteuses à banc de filtres avec QAM décalés (FBMC-OQAM pour *Filter Bank Multi Carrier Offset QAM*), afin d'éliminer le bloc de la transformation de Fourier rapide, (IFFT, pour *Inverse Fast Fourier Transform*) dans le système OFDM et de traiter la complexité de la technique PTS en raison du chevauchement des symboles dans le système (FBMC-OQAM). Par conséquent, cela a conduit à une réduction de la complexité de calcul en termes de nombre de multiplications complexes, confirmée par les

résultats significatifs obtenus grâce à l'analyse du rapport de réduction de la complexité du calcul (CCRR, pour *Computational Complexity Reduction Ratio*). Une nouvelle technique basée sur la technique l'écrêtage inversible a été proposée pour la réduction du PAPR du signal multi-porteuses à accès multiple à répartition par codes (MC-CDMA, pour *Multi Carrier Code Division Multiple Access*); ceci repose principalement sur une fonction d'écrêtage utilisant un polynôme de troisième degré à l'émetteur, et son inverse au récepteur, pour restaurer le signal original. Les résultats des simulations démontrent que les techniques proposées donnent de très bonnes performances, en termes de réduction du PAPR, de taux d'erreur binaire (BER, pour *Bit Error Rate*) et de complexité de calcul.

Mots-clés : amplificateur de puissance, BER, CCRR, écrêtage itératif inversible, filtrage numérique, IFFT, MC, modulation FBMC-OQAM, modulation MC-CDMA, modulation OFDM, PAPR, PTS.

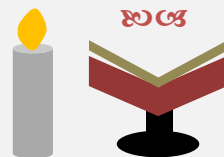
Abstract

The multi-carrier (MC) modulations of modern wireless communication systems have attracted considerable attention due to their potential to achieve high data throughput as well as the reliability of diversity performance and spatial multiplexing. These modulations suffer from a large variation in time signal amplitudes, resulting in high Peak to Average Power Ratio (PAPR), which causes distortions in the time signal generated at the output of the High Power Amplifier (HPA). To face this problem, we can over-size the power amplifier, but this is an inefficient solution, in terms of energy efficiency, the optimal solution is based on the reduction of the PAPR of the signal before amplification. The aim of this thesis is to contribute to solving this problem, which is an important part of this subject, by highlighting the technique called Partial Transmit Sequence (PTS), and another technique based on iterative invertible clipping and filtering. In this regard, we have been able to develop the PTS techniques used in the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) and Offset QAM with Filter Bank Multi Carrier (FBMC-OQAM), in order to eliminate the Inverse Fast Fourier transform (IFFT) blocks in the OFDM and addressing the complexity of PTS technique due to overlapping symbols in FBMC-OQAM. As a result, this has led to a reduction in computational complexity in terms of the number of complex multiplications, confirmed by the significant results obtained through the Computational Complexity Reduction Ratio (CCRR) analysis. A new technique based on the invertible clipping technique has been proposed for reducing the PAPR of a Multi Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) signal, this is mainly based on a clipping function using a third-degree polynomial at the transmitter, and its inverse in the receiver, to recover the original signal. The simulations results show that the proposed techniques give a better performance in terms of PAPR reduction, Bit Error Rate (BER) and calculation complexity.

Keywords: BER, CCRR, FBMC-OQAM, HPA, IFFT, invertible clipping technique, MC, MC-CDMA, OFDM, OQAM, PAPR, PTS.

Table des matières

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



Remerciements	I
Résumé	II
Table des matières	IV

Table des figures	IX
Liste des tableaux	XII
Glossaire	XIII
Introduction Générale	01

CHAPITRE 1 : STRUCTURE DE CHAÎNE DE TÉLÉCOMMUNICATION MODERNE

1.1. Introduction	08
1.2. Évolution des réseaux mobiles	11
1.3. Couches protocolaires	12
1.4. Canal radio mobile	13
1.4.1. Analyse physique	14
1.4.2. Modélisation statistique du canal de propagation	16
1.5. Modulation multi-porteuses	17
1.5.1. Systèmes OFDM	17
1.5.1.1 Principe de la modulation OFDM	17
1.5.1.2 Insertion de l'intervalle de garde	18
1.5.2. Systèmes MC-CDMA	19
1.5.2.1. Technologie MC-CDMA	19
1.5.2.2. Codes de Walsh-Hadamard	20
1.5.2.3. Principes du système MC-CDMA	21
1.5.3. Systèmes FBMC-OQAM	26
1.5.3.1. Principe de FBMC-OQAM	27
1.5.3.2. FBMC-OQAM dans un canal multi-trajets	29

1.5.3.3. Filtre prototype PHYDYAS	32
1.6. Définition et caractérisation du PAPR d'un signal multi-porteuses	33
1.6.1. Définition du PAPR.....	33
1.6.2. Caractérisation du PAPR d'un signal OFDM	34
1.6.3. Analyse théorique de la fonction de répartition complémentaire.....	35
1.7. Conclusion	37

CHAPITRE 2 : AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

2.1. Introduction.....	39
2.2. Généralités sur les amplificateurs de puissance	39
2.2.1. Définition	39
2.2.2. Caractérisation de l'amplificateur de puissance	40
2.3. Paramètres déterminants de l'amplificateur de puissance	41
2.3.1. Efficacité énergétique	41
2.3.2. Recul d'entrée et le recul de sortie.....	42
2.4. Classes d'opération de l'amplificateur de puissance.....	43
2.5. Modélisation comportementale d'un amplificateur	44
2.5.1. Modèle de Saleh	44
2.5.2. Modèle de Rapp	45
2.6. Mesure des distorsions	45
2.6.1. Rapport de puissance du canal adjacent.....	46
2.6.2. Amplitude du vecteur d'erreur	46
2.6.3. Produit d'intermodulation d'ordre n.....	47
2.7. Effet de l'amplificateur de puissance sur les systèmes des communications	48
2.7.1. Effet sur la constellation et la mesure de l'EVM	48
2.7.2. Effet sur le spectre	49
2.7.3. Effet sur le taux d'erreur binaire.....	50
2.8. Conclusion.....	52

CHAPITRE 3 : ÉTAT DE L'ART LES TECHNIQUES DE RÉDUCTION DU PAPR

3.1. Introduction.....	53
3.2. Méthode de ‘ <i>Tone Reservation</i> ’	54
3.2.1. Avantages de la technique de TR.....	56
3.2.2. Inconvénients de la technique de TR	56
3.3. Méthode d’écèlement ‘ <i>Clipping method</i> ’	57
3.3.1. Avantages de la technique d’écèlement	58
3.3.2. Inconvénients de la technique d’écèlement	58
3.4. Méthode de ‘ <i>Selective Mapping</i> ’	59
3.4.1. Avantages de la ‘ <i>Selective Mapping</i> ’	59
3.4.2. Inconvénients de la ‘ <i>Selective Mapping</i> ’	59
3.5. Méthode de séquence de transmission partielle	60
3.5.1. Technique de PTS pour la réduction du PAPR du signal OFDM	60
3.5.2. Technique de PTS pour la réduction du PAPR du signal FBMC-OQAM... ..	63
3.6. Conclusion	67

CHAPITRE 4 : CONTRIBUTION SUR LA MÉTHODE DE SÉQUENCE DE TRANSMISSION PARTIELLE

4.1. Introduction.....	69
4.2. Nouvelle technique de la PTS pour la réduction du PAPR du signal OFDM	70
4.2.1. New-PTS	70
4.2.2. Technique de réduction de la complexité	73
4.3. Analyse de la complexité de calcul pour les techniques New-PTS et C-PTS	75
4.4. Résultats de simulation et discussions	76
4.4.1. Performance des méthodes pour la réduction du PAPR	77
4.4.2. Performance BER du système OFDM	83
4.5. Nouvelle technique de la PTS pour la réduction du PAPR du signal FBMC-OQAM	86
4.5.1. Méthode de la restauration l’information latérale.....	89
4.5.2. Résultats de simulation et discussions	92
4.5.2.1. Performance des méthodes pour la réduction du PAPR	92

4.5.2.2. Analyse de la complexité des calculs	95
4.5.2.3. Performance BER du système FBMC-OQAM	97
4.6. Conclusion	101

CHAPITRE 5 : CONTRIBUTION SUR LA MÉTHODE DE L'ÉCRÊTAGE INVERSIBLE

5.1. Introduction	103
5.2. Description de l'écrtage inversible	104
5.2.1. Principe général	104
5.2.2. Fonction polynomiale d'écrtage proposée par S.Ragusa	107
5.3. Méthode d'écrtage itératif inversible pour la réduction du PAPR	108
5.3.1. Fonction d'écrtage proposée et son inverse	108
5.3.2. Réduction du PAPR par la méthode de l'écrtage inversible proposée	109
5.3.2.1. Émission	110
5.3.2.2. Filtrage numérique à base de FFT/IFFT	111
5.3.2.3. Réception	112
5.3.3. Algorithme IICM proposé	113
5.4. Méthode de dimensionnement des systèmes MC-CDMA	114
5.4.1. Paramètres caractéristiques du canal de propagation	114
5.4.2. Contraintes liées au contexte de développement	115
5.5. Résultats de simulation et discussions	115
5.6. Conclusion	125
Conclusion générale et perspectives	127

ANNEXE

ANNEXE A	132
A.1. Modulation d'amplitude en quadrature	132
A.2. Diagramme de constellation	132
A.3. Modulation et démodulation I/Q	133

ANNEXE B	135
B.1. Distribution de Rayleigh	135
ANNEXE C	137
C.1. Démonstration de notre théorème	137
ANNEXE D	139
D.1. Critères de choix de la fonction d'écrtage inversible	139
D.2. Démonstration de l'expression de la fonction inverse	140
ANNEXE E	141
E.1. Codes correcteurs d'erreurs	141
E.1.1. Code convolutif	141
E.1.2. Codes systématiques rékursifs	142
E.1.3. Codeur Turbo Codes	143
E.1.4. Code 'low density parity check code'	143
Bibliographie	145
Productions scientifiques	156
1. Publications internationales	156
2. Communications internationales	156

Table des figures

1.1. Structure d'une chaîne de télécommunications.....	08
1.2. Pile protocolaire du réseau mobile de future génération.....	12
1.3. Transmission en voie descendante et montante dans un contexte deux-utilisateurs....	13
1.4. Propagation radio-mobile (exemple d'une zone rurale).....	15
1.5. Différents types d'atténuation en fonction de la distance du mobile.....	16
1.6. Schéma synoptique des modulations CP-OFDM.....	18
1.7. Spectres des différentes porteuses.....	19
1.8. Schéma synoptique des modulations MC-CDMA.....	20
1.9. Schéma de transmission Multi-utilisateur en MC-CDMA.....	22
1.10. Récepteur MC-CDMA du $i^{ème}$ utilisateur.....	24
1.11. Représentation dans le domaine temps-fréquence de l'agencement des porteuses pilotes au sein d'une trame de symboles MC-CDMA.....	25
1.12. Schéma synoptique des modulations FBMC-OQAM.....	29
1.13. Représentation des coefficients du canal $H_{p,q'}$ dans le domaine temps fréquence....	31
1.14. Estimation de la CCDF en fonction de L pour $N=256$	35
1.15. Comparaison des fonctions de répartition complémentaire du PAPR dans le deux cas théorique et simulation à $N=256$ porteuses.....	37
2.1. Allure de la courbe AM/AM d'un amplificateur de puissance.....	40
2.2. Bilan simplifié des différentes puissances d'un amplificateur.....	42
2.3. Calcul de l'ACPR.....	46
2.4. Calcul de l'EVM.....	47
2.5. Effet de l'amplificateur de puissance sur les points de la constellation.....	49
2.6. EVM en fonction du recul d'entrée (IBO) pour différentes valeurs du SNR.....	50
2.7. Effet de l'amplificateur de puissance sur le spectre pour différentes valeurs du IBO...	51
2.8. Effet de l'amplificateur de puissance sur le BER pour différentes valeurs du IBO....	51
3.1. Schéma de principe de la 'Tone Reservation'.....	54
3.2. Schéma de principe de la 'Selective Mapping'.....	60
3.3. Schéma de principe de la PTS.....	61
3.4. Exemple de partitionnement d'un symbole en sous-blocs pour l'application de la technique PTS.....	62
3.5. Chevauchement des symboles dans le système FBMC-OQAM.....	65
4.1. Schéma fonctionnel du nouveau PTS (New-PTS).....	72
4.2. Comparaison des performances de réduction du PAPR des techniques O-PTS, ABC- PTS, RS-PTS, BFO-PTS, GD-PTS, I-PTS et du signal OFDM original pour 16- QAM.....	78
4.3. Comparaison des performances de réduction du PAPR des techniques O-PTS, ABC-	

PTS, RS-PTS, BFO-PTS, GD-PTS, I-PTS et du signal OFDM original pour QPSK...	79
4.4. CR-New-PTS pour différentes valeurs des paramètres W , V et V_a pour 16-QAM.....	80
4.5. Comparaison des performances de réduction du PAPR de technique CR-New-PTS pour différentes valeurs des paramètres W , V et V_a pour QPSK.....	80
4.6. Comparaison des performances de réduction du PAPR des techniques O-PTS, CR-New-PTS, ABC-PTS, BFO-PTS, GD-PTS, I-PTS et du signal OFDM original pour 16-QAM.....	81
4.7. Comparaison des performances de réduction du PAPR des techniques O-PTS, CR-New-PTS, ABC-PTS, BFO-PTS, GD-PTS, I-PTS et du signal OFDM original pour QPSK.....	82
4.8. Performances du BER du système OFDM utilisant CR-New-PTS et O-PTS, pour la modulation QPSK, lorsque HPA est utilisé sur un canal AWGN.....	84
4.9. Performances du BER du système OFDM utilisant CR-New-PTS et O-PTS, pour la modulation 16-QAM, lorsque HPA est utilisé sur un canal AWGN.....	84
4.10. Performances du BER du système OFDM utilisant CR-New-PTS et O-PTS, pour la modulation QPSK, lorsque HPA est utilisé sur un canal Rayleigh.....	85
4.11. Performances du BER du système OFDM utilisant CR-New-PTS et O-PTS, pour la modulation 16-QAM, lorsque HPA est utilisé sur un canal Rayleigh.....	85
4.12. Schéma fonctionnel de la nouvelle technique PTS (N-PTS).....	89
4.13. Principe du décodeur MED.....	91
4.14. Comparaison des performances de réduction du PAPR des techniques C-PTS, S-PTS, P-PTS et du signal FBMC-OQAM original.....	93
4.15. Comparaison des performances de réduction du PAPR de la technique N-PTS pour différentes valeurs de N_{iter} dans le cas $W=2$, $V_s=32$ et $V_a=8$	94
4.16. Comparaison des performances de réduction du PAPR de la technique N-PTS pour différentes valeurs des paramètres W , V et V_a pour $N_{iter}=8$	95
4.17. Comparaison des performances de réduction du PAPR des techniques C-PTS, S-PTS, P-PTS, N-PTS et du signal FBMC-OQAM original.....	96
4.18. Densité spectrale de puissance des signaux C-PTS, N-PTS et des signaux originaux FBMC-OQAM et OFDM.....	98
4.19. Performances du BER du système FBMC-OQAM utilisant N-PTS, P-PTS, S-PTS et C-PTS lorsque HPA est utilisé (IBO = 3dB) à travers le canal AWGN.....	99
4.20. Performances du BER du système FBMC-OQAM utilisant N-PTS, P-PTS, S-PTS et C-PTS lorsque HPA est utilisé (IBO = 3dB) à travers le canal Rayleigh.....	99
4.21. Comparaison des performances du BER lors de la transmission idéal du SI et celui estimé à travers le canal AWGN avec HPA (IBO = 3dB).....	100
4.22. Comparaison des performances du BER lors de la transmission idéal du SI et celui estimé à travers le canal Rayleigh avec HPA (IBO = 3dB).....	101
5.1. Écrêtage inversible (masquage de l'amplificateur de puissance).....	105
5.2. Schéma complet de l'écrêtage inversible.....	105
5.3. Principe de la méthode de l'écrêtage inversible proposée.....	110
5.4. Principe de la méthode de l'écrêtage itératif inversible (exemple 3itérations)	111

5.5. Filtrage numérique à base de FFT/IFFT.....	112
5.6. Schéma complet de l'écritage inversible proposé pour le système MC-CDMA.....	113
5.7. Modèle de la simulation.....	117
5.8. Produits d'intermodulation (IP) pour (a) Ragusa, (b) IICM (2 itérations).....	118
5.9. Signal MC-CDMA, (a) sans écritage (b) avec écritage (en utilisant 2itérations).....	118
5.10. Comparaison des performances de réduction du PAPR des méthodes IICM, Ragusa et du signal MC-CDMA original (Initial PAPR).....	119
5.11. Comparaison des performances de réduction du PAPR des méthodes IICM, Ragusa, Armstrong et du signal MC-CDMA original.....	120
5.12. Comparaison des performances du BER en termes d' E_b/N_0 des méthodes IICM et Ragusa à travers le canal AWGN.....	121
5.13. Comparaison des performances du BER en termes d' E_b/N_0 des méthodes IICM et Ragusa à travers le canal AWGN avec un recul d'entrée du HPA (IBO) égal 6dB...	122
5.14. Comparaison des performances du BER en termes de SNR des méthodes IICM et Ragusa à travers le canal AWGN avec un recul d'entrée du HPA (IBO) égal 6dB...	122
5.15. Comparaison des performances du BER en termes de SNR des méthodes IICM et Ragusa à travers le canal Rayleigh avec un recul d'entrée du HPA (IBO) égal 6dB..	123
5.16. BER dans le plan 3D en fonction l'IBO et le nombre d'itérations (N_{iter}) à travers le canal AWGN.....	124
5.17. ACPR (dB) dans le plan 3D en fonction l'IBO et le nombre d'itérations (N_{iter}) en présence de HPA pour 16-QAM.....	124
A.1. Diagramme de constellation de 16-QAM.....	133
A.2. Principe de la modulation en quadrature dans les systèmes multi-porteuses.....	134
A.3. Principe démodulation en quadrature dans les systèmes multi-porteuses.....	135
E.1. Exemple de codeur de code convolutif.....	142
E.2. Exemple de codeur systématique récursif (RSC).....	142
E.3. Exemple de codage d'une séquence par le codeur de la figure E.2.....	142
E.4. Codeur pour le turbo-codage (TC).....	143
E.5. Graphe factoriel d'un code LDPC régulier ($N=9$, $t_c=2$, $t_r=3$) de rendement $R=1/3$	143

Liste des tableaux

2.1. Caractérisation des classes d'opération des amplificateurs de puissance	44
2.2. Exemple de mesure de l'ACPR selon les valeurs d'IBO	52
4.1. CCRR du New-PTS par rapport au C-PTS	76
4.2. Paramètres de Simulation	77
4.3. Analyse de complexité des différentes techniques PTS.....	82
4.4. Paramètres de Simulation.....	92
4.5. Multiplications réelles et additions réelles requises pour des schémas N-PTS, C-PTS, P-PTS et S-PTS.....	96
4.6. Comparaison de la complexité des calculs en termes de RMs et RAs.....	97
5.1. Paramètres de Simulation.....	116
5.2. Comparaison des performances de réduction du PAPR des méthodes IICM et Ragusa à $CCDF = 2.10^{-5}$	123
5.3. CCRR de la méthode IICM par rapport à la méthode de Ragusa.....	125



- 1G: **F**irst **G**eneration.
- 2G: **S**econd **G**eneration.
- 3G: **T**hird **G**eneration.
- 4G: **F**ourth **G**eneration.
- 5G: **F**ifth **G**eneration.
- ABC-PTS: **A**rtificial **B**ee **C**olony **P**artial **T**ransmit **S**equence.
- ACPR: **A**djacent **C**hannel **P**ower **R**atio.
- ADSL: **A**symmetric **D**igital **S**ubscriber **L**ine.
- 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.
- BFO-PTS: **B**acteria **F**oraging **O**ptimisation **P**artial **T**ransmit **S**equence.
- CC: **C**onvolution **C**oded.
- CCDF: **C**omplementary **C**umulative **D**istribution **F**unction.
- CCRR: **C**omputational **C**omplexity **R**eduction **R**atio.
- CDMA: **C**ode **D**ivision **M**ultiple **A**ccess.
- CF: **C**rest **F**actor.
- CP: **C**yclic **P**refix.
- C-PTS: **C**onventional **P**artial **T**ransmit **S**equence.
- CR: **C**lipping **R**atio.
- CR-New-PTS: **C**omplexity **R**eduction of **N**ew **P**artial **T**ransmit **S**equence.
- 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.
- GD-PTS: **G**radient **D**escent **P**artial **T**ransmit **S**equence.
- HPA: **H**igh **P**ower **A**mplifier.
- IBO: **I**nput **B**ack-**O**ff.
- IESNL: **I**nterférence **E**ntre **S**ymboles **N**on-**L**inéaire.
- IFFT: **I**nverse **F**ast **F**ourier **T**ransform.
- IICM: **I**terative **I**nvertible **C**lipping **M**ethod.
- IP_n: **I**ntermodulation **P**roducts **n**th order.
- I-PTS: **I**terative **F**lipping **A**lgorithm **P**artial **T**ransmit **S**equence.
- LDPC: **L**ow **D**ensity **P**arity **C**heck.

- MC: **M**ulti **C**arrier.
- MC-CDMA: **M**ulti **C**arrier **C**ode **D**ivision **M**ultiple **A**ccess.
- MED: **M**inimum **E**uclidian **D**istance.
- MIMO: **M**ultiple-**I**nter **M**ultiple-**O**utput.
- N-PTS: **N**ovel of **P**artial **T**ransmit **S**equence.
- OBO: **O**utput **B**ack-**O**ff.
- OFDM: **O**rthogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiplexing.
- OOB: **O**ut-**O**ff-**B**and.
- O-PTS: **O**ptimum **P**artial **T**ransmit **S**equence.
- 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.
- PCS: **P**eak **C**ancelling **S**ignal.
- P-PTS: **P**retreated **P**artial **T**ransmit **S**equence.
- PSD: **P**ower **S**pectral **D**ensity.
- PTS: **P**artial **T**ransmit **S**equence.
- QAM: **Q**uadrature **A**mplitude **M**odulation.
- QPQC: **Q**uadratic **P**rograms with **Q**uadratic **C**onstraints.
- QPSK: **Q**uadrature **P**hase **S**hift **K**eying.
- RAM: **R**andom **A**ccess **M**emory.
- RS-PTS: **R**andom **S**earch **P**artial **T**ransmit **S**equence.
- SCNR: **S**ignal to **C**lipping **N**oise **R**atio.
- SI: **S**ide **I**nformation.
- SLM: **S**elective **M**apping.
- SNR: **S**ignal to **N**oise **R**atio.
- S-PTS: **S**parse **P**artial **T**ransmit **S**equence.
- SSPA: **S**olid **S**tate **P**ower **A**mplifier.
- TC: **T**urbo **C**ode.
- TR: **T**one **R**eservation.
- TWTA: **T**ravelling **W**ave **T**ube **A**mplifier.
- WLAN: **W**ireless **L**ocal **A**rea **N**etwork.

Introduction Générale

Introduction Générale

Contexte et problématique

De nos jours, les systèmes de communication sans fil sont de plus en plus présents dans notre vie quotidienne et ils tendent à remplacer l'utilisation excessive des câbles. Bien que les connexions à haut-débit de type ADSL se multiplient dans le monde, elles ne permettent pas la souplesse d'utilisation que procure un réseau radio sans fil. Pour améliorer la qualité de service qu'ils offrent, les chercheurs préparent l'arrivée de la future génération baptisée 5^{ème} Génération (5G) [1]. Les systèmes multi-porteuses (MC pour *Multi Carrier*) présents dans plusieurs standards de télécommunication sont aujourd'hui la technique de modulation permettant de répondre au mieux à ces exigences. En effet, l'adoption de la modulation dans tout système de télécommunication, est une phase capitale, car elle permet, entre autres, de définir le débit du système et sa robustesse vis à vis des perturbations apportées par le canal de transmission. Les modulations multi-porteuses, en particulier le multiplexage orthogonal de division de fréquence (OFDM, pour *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [2], la modulation multi-porteuses à banc de filtres avec QAM décalés (FBMC-OQAM pour *Filter Bank Multi Carrier Offset QAM*) [3] et la modulation multi-porteuses à accès multiple à répartition par codes (MC-CDMA pour *Multi Carrier Code Division Multiple Access*) [4] sont donc apparues comme une solution évidente permettant d'accroître le débit et d'offrir une meilleure robustesse par rapport aux dégradations que provoque le canal de transmission, en milieu urbain particulièrement (canaux multi-trajets). D'autre part, les modulateurs et démodulateurs numériques associés à la modulation OFDM et MC-CDMA ont une complexité numérique acceptable (logarithmique) pour des applications disposant de faibles ressources de calcul, contrairement aux systèmes de modulation FBMC-OQAM qui présentent une complexité relativement élevée, pour laquelle beaucoup de travaux de recherche ont été entrepris dans le but d'y remédier [5-7]. En revanche, ceci ne l'a pas empêché, pour autant, d'être candidate potentielle pour les futurs systèmes de télécommunication. La modulation FBMC-OQAM offre de nombreux avantages tels que : l'excellente localisation fréquentielle de sa densité spectrale de puissance (PSD pour *Power Spectral Density*) une robustesse au bruit de phase et aux décalages de fréquence, ainsi qu'à l'asynchronisme entre les utilisateurs. Ces atouts la rendent plus attrayante que l'OFDM en vue de son utilisation dans les réseaux 5G. Les signaux à modulations multi-porteuses, sont à enveloppe non constante ce qui engendre une difficulté majeure lors de l'amplification de

puissance des systèmes multi-porteuses. Pour parer à cette contrainte, il est défini un paramètre nommé facteur de crête (CF pour *Crest Factor*) lequel permet d'identifier et de quantifier cette caractéristique des signaux multi-porteuses. Le facteur de crête est intimement lié à une autre entité communément connue dans la littérature, sous le nom de PAPR [8-10] et qui établit le rapport entre la puissance maximale (amplitude maximale) et la puissance moyenne du signal. A cet effet, durant toute notre étude, nous utiliserons le terme PAPR pour signifier le facteur de crête.

L'amplificateur de puissance (HPA pour *High Power Amplifier*) [11-14], est le moyen de donner la puissance nécessaire permettant la transmission du signal vers le récepteur sans qu'il soit atténué. Il est donc un élément clé dans une chaîne de communication dans la mesure où il a une influence prépondérante sur le bilan global de la chaîne de transmission en termes de consommation d'énergie et en termes de qualité du signal émis, le taux d'erreur binaire (BER pour *Bit Error Rate*) est évalué en fonction du rapport signal sur bruit (SNR pour *Signal to Noise Ratio*). En effet, concernant la consommation d'énergie, l'amplificateur de puissance représente à lui seul environ deux tiers de la consommation énergétique d'une chaîne de transmission côté émetteur. Il est donc important de faire fonctionner l'amplificateur avec le rendement énergétique le plus grand possible, surtout pour des systèmes disposant de faibles ressources énergétiques tels que les terminaux mobiles ayant généralement une faible autonomie énergétique (batterie, générateur etc...). Cependant, les amplificateurs de puissance présentent de sévères non-linéarités lorsqu'ils fonctionnent au plus près de leur zone de saturation, zone dans laquelle le rendement est optimal. Ces non-linéarités entraînent d'importantes dégradations du signal à la sortie de l'amplificateur. Il s'agit principalement des produits d'intermodulation qui engendrent des interférences non linéaires à l'intérieur et à l'extérieur de la bande de fréquence du signal. Alors qu'à l'intérieur de la bande, ces interférences entraînent de perturbations importantes du BER du système, en dehors de la bande, ces bruits se traduisent par une remontée des lobes secondaires du signal pouvant ainsi occasionner une pollution des canaux adjacents. Ces effets sont d'autant plus importants que le signal à amplifier présente de fortes variations d'amplitudes, c'est à dire un PAPR élevé. Bien souvent, pour atténuer les distorsions induites par l'amplificateur, on fait fonctionner ce dernier avec un recul de puissance important afin d'éviter de saturer le signal. On dit alors que l'amplificateur est surdimensionné. Ce choix entraîne une forte baisse du rendement énergétique de l'amplificateur de puissance. Dans le cas de terminaux à faible ressource énergétique, cette solution peut s'avérer très handicapante du fait

que la source d'énergie qu'utilise l'amplificateur est généralement très limitée (batterie de portable, générateur de courant etc...).

La solution est basée sur la réduction du PAPR des signaux à enveloppe non constante tels que les signaux multi-porteuses. Il existe aujourd'hui une multitude de techniques pour réduire le PAPR. Une classification générale des méthodes de réduction du PAPR et de correction des non-linéarités est proposée dans la littérature [15]. Dans cette classification, les techniques de réduction du PAPR ont été regroupées en trois grandes familles qui sont; les techniques de Codage ; elles font partie des premières solutions proposées pour la réduction du PAPR [16-18]. Les techniques de codage, comme leur nom l'indique, consistent à utiliser un codeur particulier afin d'éviter d'envoyer des signaux à fort PAPR. Elles agissent en général sur le flux binaire avant le module de mapping. Ces méthodes exigent généralement un récepteur adapté et donc ne sont pas à compatibilité descendante. Le deuxième groupe est les techniques probabilistes; Il s'agit principalement des techniques basées sur la méthode 'sélective de mapping (SLM)' [19, 20] et la méthode de séquence de transmission partielle (PTS pour *Partial Transmit Sequence*) [21, 22]. Ces méthodes reposent sur des représentations diverses d'un symbole, et donc consistent à choisir la meilleure représentation, c'est à dire celle donnant un PAPR acceptable. Elles donnent la meilleure performance en termes de BER et n'affectent pas négativement le signal en hors bande (OOB pour *Out-Of-Band*). De ce fait, ces techniques sont très appréciées dans le domaine de la réduction du PAPR et c'est pour cette raison nous avons adopté la méthode de la séquence de transmission partielle dans notre travail. Le troisième groupe réside dans des techniques d'ajout de signal ; Comme leur nom l'indique, ces techniques consistent à ajouter un signal additionnel permettant d'atténuer les pics les plus élevés du signal considéré. Ce signal additionnel est généralement obtenu en faisant appel à un processus d'optimisation offrant ainsi à ces techniques une forte capacité de réduction du PAPR [23]. Ce procédé n'apporte aucune distorsion supplémentaire aux symboles de données transmis et ne nécessite pas une transmission des informations latérales (SI pour *Side Information*). Cependant, afin de définir les valeurs appropriées sur les sous-porteuses réservées, ces techniques doivent résoudre un programme linéaire [24, 25], résultant dans des calculs complexes. Certaines de ces techniques agissent sur l'amplificateur afin d'éviter la saturation du signal d'entrée, comme la technique d'écrêtage inversible alors que d'autres se basent plutôt sur un traitement réalisé directement sur le signal comme la séquence de transmission partielle (PTS). L'objectif des méthodes de réduction du PAPR étant de réduire les fluctuations des amplitudes du signal autour de la puissance moyenne, cela peut conduire à éviter la distorsion du signal à travers l'amplification.

Ainsi, mis à part ses performances en réduction du PAPR, une technique de réduction du PAPR est aussi généralement évaluée en fonction des dégradations du BER, et (ou) de la pollution des canaux adjacents (remontée des lobes secondaires).

Objectifs et contributions de la thèse

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse se focalisent sur la réduction du PAPR avec comme objectif d'apporter une contribution sur les techniques dites de séquence de transmission partielle (PTS) utilisées en particulier dans les modulations OFDM et FBMC-OQAM. Notre intérêt pour ces techniques (PTS) dans les modulations OFDM et FBMC-OQAM se justifie par le fait qu'elles ont l'avantage de donner une meilleure performance du BER et offrir une bonne réduction du PAPR. La multiplicité des blocs de transformée de Fourier discrète rapide inverse (IFFT pour *Inverse Fast Fourier Transform*) reste l'inconvénient majeur de ces techniques ce qui entrave l'aspect complexité des calculs dans la modulation OFDM. À cet égard, une nouvelle technique (New-PTS) est proposée dans cette thèse. La préoccupation majeure demeure l'élimination des blocs IFFT. Pour atteindre cet objectif, une stratégie moderne a été adoptée, qui consiste à analyser les données disponibles dans la mémoire vive (RAM pour *Random Access Memory*) en même temps que la valeur PAPR la plus basse est calculée et que l'adresse correspondante est déterminée avec précision. Cette adresse est le SI à envoyer au récepteur OFDM afin d'obtenir les données d'origine. De cette manière, la réduction de la complexité de la nouvelle méthode PTS (CR-New-PTS pour *Complexity Reduction Technique of New-PTS*) [26] est proposée pour limiter le nombre de recherches nécessaire dans l'obtention de la meilleure performance du PAPR; ceci s'est traduit par une réduction significative de la complexité des calculs.

L'application de la technique PTS dans le système FBMC-OQAM est différente de l'OFDM en raison du chevauchement des symboles FBMC-OQAM. Dans le système FBMC-OQAM, le symbole actuel chevauche avec plusieurs symboles précédents, ce qui affecte sérieusement la valeur du PAPR. Il est pris en compte la partie chevauchante des symboles précédents pour déterminer le facteur de phase optimal du symbole actuel, ce qui engendre une sévère complexité de calcul. La méthode que nous proposons (N-PTS pour *Novel of PTS*) permet de résoudre le problème majeur des PAPR; elle peut également lutter contre le problème de chevauchement des structures dans le système FBMC-OQAM. Par ailleurs, la complexité de calcul peut être réduite par rapport à d'autres méthodes apparentées. Le principe N-PTS est basé sur la lecture de données stockées dans la RAM alors que la valeur PAPR la plus basse peut être calculée et son

adresse correspondante est ensuite déterminée de manière appropriée, c'est-à-dire que le SI doit être envoyé au récepteur afin d'obtenir le signal d'origine. Ce qui engendre, en conséquence, une réduction de façon considérable de la complexité de calcul, comme elle présente un avantage vis-à-vis de la restauration du SI. Cette dernière est réalisée au niveau du récepteur en utilisant le déphasage par correspondance un à un, utilisant le critère de distance euclidienne minimale (MED pour *Minimum Euclidian Distance*).

Parmi les techniques de la réduction du PAPR dans le système MC-CDMA, nous en avons retenu la méthode d'écrtage inversible avec filtrage, comme déjà proposé par Ragusa [27] ; cette proposition vise à améliorer la technique classique [28] de réduction du PAPR en introduisant une fonction d'écrtage avec une saturation plus douce. Au niveau de la réception, l'application de l'inverse de la fonction d'écrtage est considérée comme une solution possible plausible pour améliorer les performances du BER. Au fait, la fonction inverse permet de compenser une partie des distorsions (IESNL pour *Interférence Entre Symboles Non-Linéaire*) introduites par l'écrtage. Dans ses travaux, Ragusa utilisait un polynôme de degré cinq. En d'autres termes, la fonction inverse est approximée à un polynôme de degré cinq, ce qui peut entraîner de mauvaises performances en termes de BER. L'objectif de cette partie de notre travail se consacre à l'amélioration de la méthode d'écrtage inversible. La méthode proposée adoptée, est dite la méthode de l'écrtage itératif inversible (IICM pour *Iterative Invertible Clipping Method*) [29]. Elle utilise un polynôme de troisième degré pour délivrer la fonction d'écrtage inversible, où la fonction inverse est obtenue de façon exacte par l'adoption de la solution radicale de équation de 3^{ème} degré, d'où une meilleure performance de BER. En outre, la méthode IICM peut atteindre des degrés supérieurs à ceux de Ragusa, en utilisant le processus itératif. Dans ce cas, par exemple, on peut atteindre un polynôme de sixième degré optimisé en utilisant seulement deux itérations, tandis que trois itérations fournissent un polynôme de neuvième degré et ainsi de suite. En conséquence, par rapport à Ragusa, la méthode IICM fournit de meilleures performances en termes de BER, PAPR et de complexité de calcul mettant en jeu deux itérations seulement.

Organisation de la thèse

Le présent travail de thèse est structuré autour de cinq chapitres dont on pourra distinguer deux grands volets :

Le premier volet qui regroupe les trois premiers chapitres, introduit le contexte de l'étude de la thèse. Elle présente les systèmes de communications multi-porteuses dans la couche physique, candidats pour les futures générations tels que ; OFDM, FBMC-OQAM et MC-CDMA, puis

pose le problème de l'amplification non-linéaire, et enfin, dresse un état de l'art des techniques de réduction du PAPR.

- ✚ Le premier chapitre présente brièvement l'évolution des réseaux mobiles, le concept de la nouvelle génération attendue dans le domaine des télécommunications 5G et la couche protocolaire. Ce chapitre donne également un rappel sur les problèmes de transmission radio mobile et les différentes fluctuations que peut subir un signal transmis. On abordera plus particulièrement le modèle de propagation à travers un canal, les différents paramètres régissant la variation du canal de transmission et la modélisation de ces paramètres dans une chaîne de transmission. Après avoir introduit le modèle du canal et présenté des modulations multi-porteuses, nous intéresserons à l'étude théorique du PAPR des signaux à porteuses multiples et l'influence du facteur sur-échantillonnage sur le signal considéré.
- ✚ Le deuxième chapitre expose les caractéristiques de l'amplificateur de puissance. Pour ce faire, nous avons défini les caractéristiques AM/AM et AM/PM des amplificateurs de puissance. L'objectif de ce travail sera de mettre en évidence d'une part, la difficulté dans la recherche d'un compromis entre le rendement énergétique et les distorsions (linéarité) mais aussi l'impact du PAPR sur la recherche de ce compromis, d'une autre part. Cette analyse graphique des caractéristiques de l'amplificateur sera appuyée par quelques résultats de simulation.
- ✚ Dans le troisième chapitre seront présentées les différentes techniques de réduction du PAPR des signaux à porteuses multiples. Parmi les nombreuses techniques existantes, nous en avons choisi quatre d'entre elles qui agissent sur le signal d'entrée, afin d'obtenir une réduction des fluctuations de l'enveloppe. On cite les méthodes de séquence de transmission partielle (PTS), les méthodes selective mapping (SLM), Tone Reservation (TR) et l'écrêtage classique. Une description détaillée ainsi que les avantages et les inconvénients seront exposés pour les différentes méthodes.

Le deuxième volet regroupe les chapitres 4 et 5, et présente la partie importante de nos contributions. Elle se focalise sur les techniques de réduction du PAPR soient le nouveau schéma de séquence de transmission partielle et la méthode d'écrêtage itératif inversible.

- ✚ Le chapitre 4 met en exergue nos contributions sur la méthode de PTS utilisée dans les systèmes OFDM et FBMC-OQAM. A cet effet, nous proposerons un nouveau schéma de séquence de transmission partielle (New-PTS) dans le système OFDM. L'objectif visé demeure de réduire le niveau du PAPR du signal OFDM. En dépit de ses caractéristiques concurrentielles, la technique PTS est considérée comme une opération onéreuse en raison de la multiplicité des transformées de Fourier rapides inverses (IFFT) ainsi que le temps

imparti dans les investigations approfondies en vue de trouver le facteur de phase optimal. A travers ce chapitre, sur une stratégie remarquable a été suivie, consistant principalement à analyser les données disponibles dans la mémoire vive (RAM), calculer la plus petite valeur PAPR et en déterminer l'adresse correspondante avec précision. Une telle adresse représente l'information latérale (SI) à envoyer afin de restituer les données originelles des utilisateurs sur le récepteur OFDM. En outre, on démontrera l'efficacité de la méthode baptisée méthode de réduction de complexité de la nouvelle PTS (CR-New-PTS) afin de limiter le nombre de recherches nécessaires pour obtenir la meilleure performance du PAPR, ce qui se traduit par une réduction considérable de la complexité des calculs. Dans le système FBMC-OQAM, un nouveau schéma est proposé. Ce dernier est basé sur la dite nouvelle méthode de séquence de transmission partielle (N-PTS), ce qui peut résoudre le problème majeur du facteur de PAPR ; et également lutter contre le problème de chevauchement de structures dans le système FBMC-OQAM. Sur cette note, la complexité de calcul peut être réduite par rapport à d'autres méthodes apparentées.

- ✚ Le cinquième chapitre fera l'objet d'une approche appelée la méthode d'écritage itératif inversible pour traiter le PAPR du signal MC-CDMA basé sur les caractéristiques du système de communication sans fil. Ceci repose principalement sur une fonction d'écritage utilisant un polynôme de troisième degré à l'émetteur, et son inverse au récepteur, pour restituer le signal d'origine. À cet égard, nous utilisons un filtre fréquentiel basé sur la transformée de Fourier rapide (FFT) pour réduire les déformations des lobes adjacents causés par les non-linéarités du dispositif (HPA). Ceci peut être vérifié en mesurant le rapport entre la puissance dans le canal adjacent et celle dans le canal principal (ACPR pour *Adjacent Channel Power Ratio*) après écritage doux et filtrage. A titre de comparaison, Cette technique est confrontée à la méthode de Ragusa, qui utilise un polynôme de degré cinq. Les résultats des simulations démontrent que la méthode proposée donne une meilleure performance en termes de réduction du PAPR, de taux d'erreur binaire (BER) et de complexité de calcul en utilisant deux itérations seulement.

Enfin nous terminerons ce manuscrit par une conclusion générale, ainsi que des recommandations et perspectives pour des travaux futurs dans ce domaine de recherche.

CHAPITRE 1

Structure de chaîne de télécommunication moderne



1.1. Introduction

• Méthodologie de recherche

La future génération de réseaux cellulaires, plus communément appelée 5G, ne devrait pas être disponible pour le grand public avant 2022. Cependant, la quantité d'innovations nécessaires et les enjeux financiers sous-jacents en font dès aujourd'hui un sujet majeur en vue d'offrir ces services à des dizaines de milliards de terminaux. L'intérêt scientifique de cette œuvre est le prototypage d'un système de télécommunication appliqué dans la 5G, ce prototype est effectué par la simulation des blocs nécessaires tels que : le 1^{er} bloc qui représente le codage du canal, dans ce cas nous effectuerons pour l'amélioration des performances du système 5G, le 2^{ème} bloc est une modulation multi-porteuses, le 3^{ème} bloc se charge de la réduction du PAPR d'un signal multi-porteuses et de l'amplification de puissance (HPA) qui est la préoccupation majeure de ce travail de recherche. La discussion portera aussi sur l'émetteur et le récepteur, où nous allons nous pencher sur le canal radio mobile, au niveau de la réception nous nous effectuerons les points clés suivants ; démodulateur et décodage du canal. On peut représenter un système de communication (Figure 1.1) par la suite des traitements appliqués aux sources d'informations, en émission et en réception, afin d'assurer leur transmission.

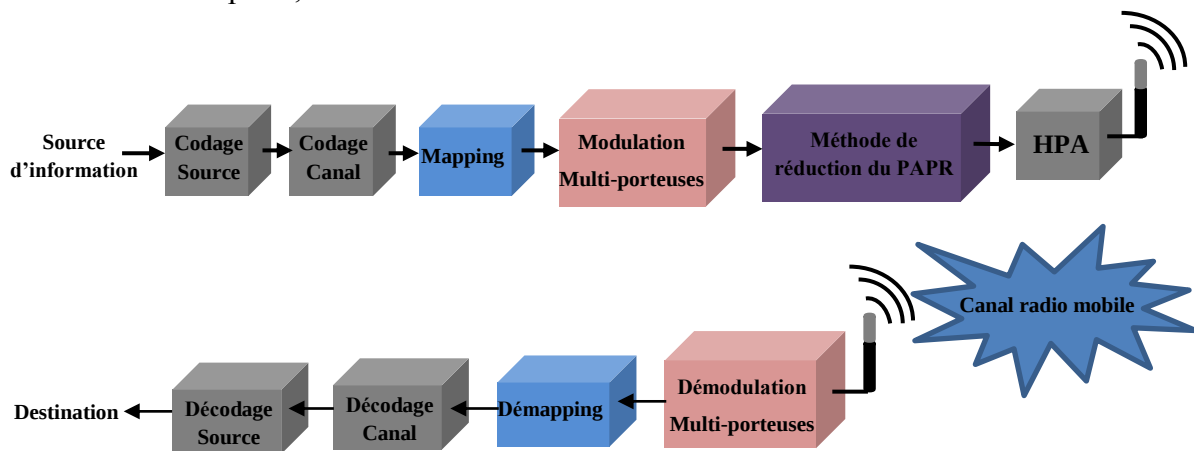


Figure 1.1 : Structure d'une chaîne de télécommunications.

+ Codage de source

Le codage de source consiste à éliminer la redondance de manière à réduire la quantité de données à transmettre.

+ Codage du canal

Quel que soit le type de canal de transmission utilisé, le signal transmis est soumis à des perturbations que l'on appelle bruit, pouvant entraîner une altération des données. Afin d'y remédier, il est d'usage d'ajouter de la redondance à l'information dans le but de détecter puis

corriger les erreurs de transmission. Nous utilisons pour cela des codes correcteurs d'erreurs. Dans cette section de la simulation, une nouvelle idée a été adoptée dans [30] consiste à tirer profit des avantages de la concaténation de deux types de codes pour le codage du canal, en l'occurrence, le turbo code (TC) et le code de contrôle de parité à faible densité (LDPC), à travers des canaux multi trajets. Le TC et le LDPC sont mis en œuvre respectivement en série au niveau de l'émetteur avec leur ordre inverse au niveau du récepteur. Cette démarche est appliquée à la cinquième génération (5G) de réseau mobile pour différents types de canaux à évanouissements. De ce fait, le BER est considérablement réduit grâce aux codes TC et LDPC, qui renforcent les résultats de la simulation obtenus.

Mapping

Le '*mapping*' est une opération qui permet de convertir une séquence d'information binaire en un signal adapté au support de transmission. Le nombre de bits que l'on souhaite transmettre à chaque intervalle de temps détermine la taille de l'alphabet à utiliser et donc le nombre de points de la constellation pour une modulation donnée.

Modulation Multi-porteuses

La modulation multi-porteuses est un procédé de codage de signaux numériques par répartition en fréquences orthogonales sous forme de multiples sous-porteuses. Cette technique permet de lutter contre les canaux sélectifs en fréquence en permettant une égalisation de faible complexité. Ces canaux se manifestent notamment en présence de trajets multiples et sont d'autant plus pénalisants que le débit de transmission est élevé. C'est la raison pour laquelle on trouve cette technique largement adoptée dans la plupart des applications à très haut débit.

Amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance (HPA) [12,13] est un élément déterminant dans une chaîne de communication dans la mesure où il a une influence prépondérante sur le bilan global de transmission en termes de puissance, de rendement et de distorsion. En terme de consommation, l'amplificateur de puissance est l'élément qui consomme le plus d'énergie parmi tous les éléments de l'émetteur. Il est donc important, de le faire fonctionner avec le plus grand rendement possible, surtout pour des terminaux mobiles où la consommation est un facteur décisif décidant de leur autonomie. Malheureusement, pour un rendement élevé, l'amplificateur de puissance doit fonctionner dans une zone dite non-linéaire (ou de saturation), or c'est dans cette zone que se présentent les non-linéarités de l'amplificateur, sources de distorsions (intermodulation, remontée Spectrale,... etc.) des signaux à transmettre. Ces effets sont d'autant plus gênants que les signaux à amplifier sont à fort PAPR. Bien souvent, on est obligé de

prendre un recul suffisant pour que l'amplificateur de puissance ne sature pas le signal à amplifier. Ce qui revient donc à faire travailler l'amplificateur de puissance dans une zone fortement linéaire avec une dégradation importante de son rendement et donc avec une augmentation de la consommation globale du terminal mobile pour une même zone de couverture.

Méthode de réduction du PAPR

L'inconvénient majeur de la modulation multi-porteuses est qu'elle engendre des signaux temporels à fortes variations d'amplitude caractérisée par un PAPR élevé. Cette caractéristique rend les signaux multi-porteuses très sensibles aux non-linéarités des composants analogiques, en particulier celles de l'amplificateur de puissance. Ces contraintes représentent sans aucun doute des problèmes pertinents qui ont attiré l'attention de nombreux chercheurs. La solution fournie consiste à réduire le PAPR pour exploiter le HPA dans une région à haute efficacité qui donne un bon rendement énergétique. En outre, on trouve dans la littérature un certain nombre de techniques appartenant à différentes catégories telles que l'écrêtage et le filtrage, le codage et les techniques probabilistes. Le moyen le plus simple pour combattre les PAPR dans le signal multi-porteuses consiste à utiliser l'écrêtage et le filtrage [31]. Cependant, comme il s'agit d'une méthode non linéaire, qui peut causer une distorsion à l'intérieur de la bande [32] ou une radiation à l'extérieur de la bande [33], qui dégradent le taux d'erreur binaire (BER) ainsi que la pollution des canaux adjacents. Néanmoins, de tels effets peuvent être atténués au moyen du filtrage numérique après l'application de l'écrêtage. Les techniques alternatives sont basées sur le codage [16, 34] tels que le code de convolution [18, 35], le code de Glory [36], le code de LDPC [37] et les codes des M séquences [38], tous ces codes sont utilisés seulement dans les systèmes de modulations à faible ordre. Ces méthodes ont notamment contribué à améliorer les performances du système multi-porteuses en termes de réduction du BER et du PAPR. Ce dernier peut être réduit en utilisant la méthode 'Tone Reservation (TR)' ou ajout de signal, dans lequel un sous-ensemble de sous-porteuses réservées (tones) est utilisé pour générer le signal de suppression de crête (PCS pour *Peak Cancelling Signal*) qui minimise le PAPR [39, 40]. Cette méthode n'a généralement pas besoin de transmettre d'informations latérales (SI). Cependant, dans le TR, des calculs approfondis sont nécessaires pour définir les valeurs appropriées sur les sous-porteuses réservées. D'autres méthodes sont basées sur des représentations de signaux multiples, ou des techniques probabilistes telles que la technique de séquence de transmission partielle (PTS) [41] et celle de SLM 'Selected Mapping' [20, 42], ces méthodes agissent sur la phase des sous-porteuses de données afin d'atténuer le PAPR. Inversement, ils sont désavantagés en raison des multiples blocs de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) et de la complexité

de calcul engendrée par la taille de la matrice du vecteur de phase, requise pour obtenir les meilleures performances PAPR. De plus, la capacité du système ainsi que les performances générales du BER peuvent également être détériorées en raison de la transmission continue de la SI au niveau du récepteur [43]. Sur la même note, dans le schéma PTS, plusieurs opérations IFFT complètes peuvent être évitées, ce qui la rend plus avantageuse que la technique SLM si l'aspect de complexité de calcul est limité. L'auteur dans [44] a proposé une méthode de sélection du PAPR le plus bas parmi les deux techniques SLM et PTS, combinant ces deux dernières sans avoir besoin de sous-blocs IFFT. Il a donc montré une amélioration significative de la réduction du PAPR et de la complexité du système.

- **Organisation de ce chapitre**

Ce chapitre présente brièvement l'évolution des réseaux mobiles, comme il met la lumière sur le concept de la couche protocolaire de la nouvelle génération des télécoms 5G ainsi que le problème du canal de transmission, d'une part, et traite le principe des modulations multi-porteuses et la caractérisation du PAPR des signaux multi-porteuses associé à l'influence de facteur de sur-échantillonnage sur la performance du PAPR, d'autre part.

1.2. Évolution des Réseaux Mobiles

La première génération des systèmes de communication mobiles sans fil 1G a été introduite dans les années 70 et la deuxième génération 2G dans les années 80 ont été principalement destinée à la transmission de la voix. Les premiers systèmes avaient utilisé la modulation de fréquence analogique alors que la seconde avait utilisé des techniques de communication numérique avec multiplexage temporel (TDM), multiplexage en fréquence (FDM) ou le Code Division Multiple Access (CDMA). Les systèmes sans fil de troisième génération qui sont juste introduites dans les marchés mondiaux offrent des débits de données beaucoup plus élevés, et permet des améliorations significatives par rapport aux systèmes 2G. Les systèmes sans fil 3G ont été proposées pour fournir des services vocaux, de radiomessagerie et fournir des interactifs multimédias, y compris l'accès à l'internet, la téléconférence et d'autres services [45]. La 4^{ème} génération (4G) [46] est considéré le successeur de la 3G et 2G. Elle permet un très haut débit de transmissions de données à des débits théoriques supérieurs à 100 Mb/s. Ces débits seraient en pratique de l'ordre de quelques dizaines de Mb/s, suivant le nombre d'utilisateurs puisque la bande passante est partagée entre les terminaux actifs des utilisateurs présents dans une même cellule radio. La 5G [1] offrira des débits théoriques montants et descendants jusqu'à dix fois plus élevés que ceux de la 4G. Dans les expérimentations menées actuellement par les opérateurs télécoms et leurs équipementiers, les vitesses enregistrées affolent même les compteurs avec des

pointes dépassant allégrement les 10 Gbit/s. La 5G, c'est aussi un temps de latence très faible, de l'ordre de la milliseconde.

1.3. Couches protocolaires

Dans la structure de la pile protocolaire du réseau mobile de future génération, il existe une couche physique et trois sous-couches MAC [47]:

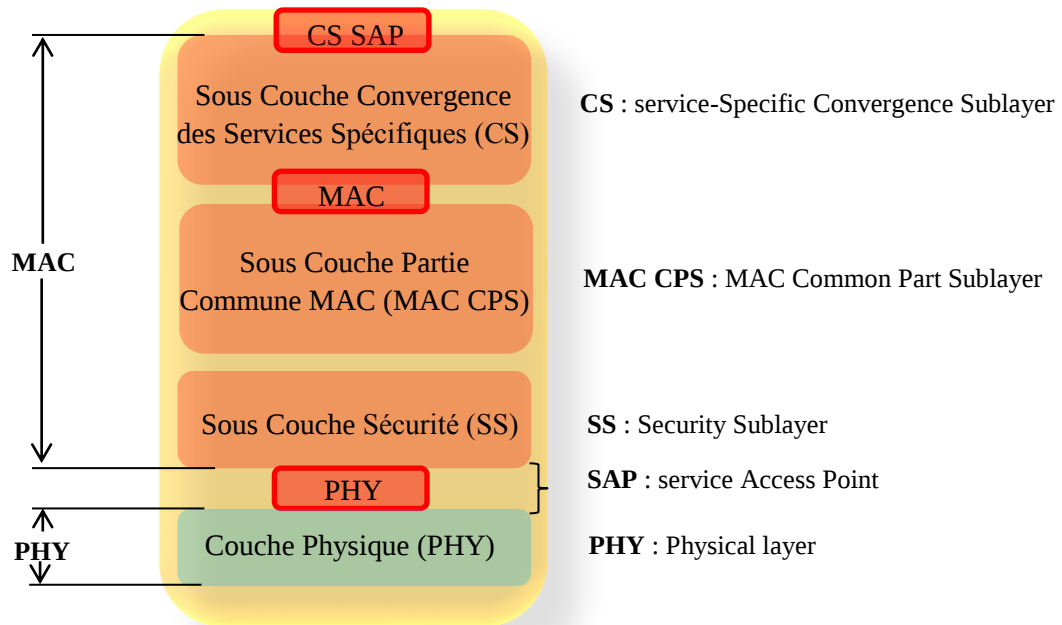


Figure 1.2 : Pile protocolaire du réseau mobile de future génération.

A -Service Specific Convergence Sublayer (1^{ère} sous couche MAC)

Joue le rôle d'interface avec les couches supérieures ou bien avec les systèmes externes. Elle a entre autre la charge de classer les paquets selon leur provenance et leur destination afin de les répartir sur la bonne connexion MAC.

B -Common Part Sublayer (2^{ème} sous couche MAC)

Contient les fonctions clés de la couche MAC. Elle détermine de quelle manière le médium va être partagé. C'est le cœur de la couche MAC à savoir qu'elle s'occupe de l'allocation de ressource, de l'établissement et de la maintenance des connexions, etc...

C -Sous couche de protection (3^{ème} sous couche MAC)

Contient les informations d'authentification et de cryptage. Elle s'occupe aussi du cryptage des données, de l'échange des clefs, etc...

D -Couche physique

- ✓ **Modulation** : Selon les besoins, différentes couches physiques peuvent être utilisées par la couche MAC. Au niveau physique, on utilisera par exemple différentes

méthodes de modulation (QPSK, 16-QAM, 64-QAM) pour gérer l'envoi des bits sur le support.

- ✓ **Multiplexage** : Pour gérer le partage des porteuses sur les voies montantes et descendantes, des techniques de multiplexage sont utilisées: TDD (Time Division Duplex) et FDD (Frequency Division Duplex).
- ✓ **Méthodes d'accès** : Il est nécessaire de partager un support unique entre plusieurs utilisateurs. Une politique d'accès au support est donc mise en place, en l'occurrence, le WiMax utilise TDM/TDMA (Time Division Multiplexing / Time Division Multiple Access).

1.4. Canal radio mobile

La communication entre deux mobiles n'est pas établie par un lien radio électrique direct ni par un système centralisé autour d'une unité de contrôle centrale gérant les différents mobiles. La zone géométrique à couvrir est divisée en cellules possédant chacune une station de base. La communication est alors assurée par des liens entre la station de base et les différents mobiles. Elle est assurée par allocation d'un canal à chaque mobile. Un canal utilise généralement deux fréquences de transmission: l'une permet de communiquer l'information de la station de base vers le mobile et s'appelle voie descendante de communication, l'autre permet de communiquer l'information du mobile vers la station de base et s'appelle voie montante qui sont illustrées ci-dessous :

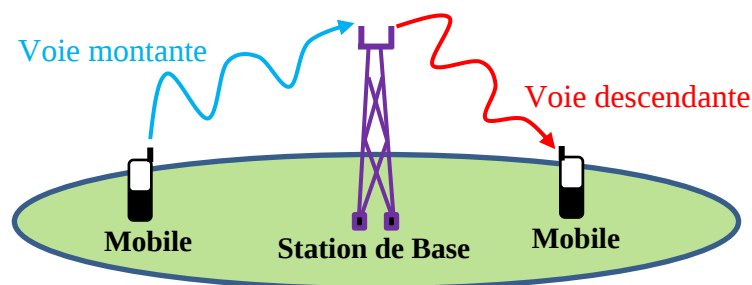


Figure 1.3 : Transmission en voie descendante et montante dans un contexte deux-utilisateurs.

Le canal de transmission constitue le problème central auquel il faut faire face dans les différentes solutions de transmission proposées. Lorsqu'on envoie un symbole à travers le canal, celui-ci sera reçu sous forme de versions superposées retardées et atténuées ce qui peut générer de l'interférence entre les symboles transmis. Un remède serait alors d'augmenter l'intervalle de temps entre ces symboles mais au détriment du débit souhaité. Afin de maintenir des débits élevés et annuler l'interférence entre symboles, un remède plus sophistiqué consiste en une

transmission parallèle des données ayant des durées suffisamment longues comme le réalise la modulation multiporteuse.

1.4.1. Analyse physique

La liaison entre la station de base et le mobile est dépendante du canal radio mobile. Dans une communication sur un canal radio mobile, le signal transmis est soumis à deux types de perturbations : le bruit additif et les perturbations de propagation à travers le canal [48].

Le bruit

Le premier type de perturbations provient directement de l'agitation thermique des électrons dans la matière qui ne sont pas à une température absolue nulle ($\theta = 0^\circ K$). Cette agitation provoque un mouvement chaotique et donc des accélérations aléatoires des électrons dans toutes les directions. Ce bruit est appelé bruit thermique et possède une distribution normale. La densité spectrale de puissance de rayonnement moyenne (mono-latérale notée N_0) de la distribution du bruit thermique émise par un corps porté à une certaine température a été modélisée par la loi de Planck. Aux fréquences radio, elle est approximée par $\gamma_b(f) = K_b \theta$ (exprimée en Watt/Hz) où K_b est la constante de Boltzmann et vaut 1.38×10^{-23} Joules.K⁻¹ et θ est la température du corps qui émet le rayonnement exprimée en Kelvins.

Les perturbations de propagation

En communications numériques, un autre type de perturbations pourrait apparaître. Il correspond aux atténuations dues à la propagation et à la superposition multiple et incohérente de signaux radioélectriques en réception. Ainsi, on distingue:

- **L'atténuation moyenne:** La puissance du signal reçue diminue globalement en moyenne en fonction de la distance d parcourue par l'onde électromagnétique avec une atténuation donnée sous forme d^n où n est un réel positif qui dépend de la liaison entre la station de base et le mobile. Lorsque la station de base et le mobile sont en vue directe, la puissance moyenne du signal diminue en puissance de 2 en fonction de la distance ($n=2$). L'atténuation en puissance est alors donnée par $Att(d) = \left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right)^2$ où λ est la longueur d'onde du signal transmis. Lorsque la station de base et le mobile ne sont pas en vue directe, la puissance du signal diminue avec une puissance plus grande de 2. Elle est alors comprise entre 3 et 5 suivant le type d'environnement.
- **La propagation par trajets multiples:** Elle est due aux réflexions, de diffractions et à la diffusion du signal transmis sous forme d'onde électromagnétique comme le montre la figure 1.4. Ainsi, on reçoit au niveau du récepteur une multitude d'ondes arrivant avec des amplitudes, des phases et des délais différents dont l'énergie est difficile à récupérer

entièrement. Cette multitude d'ondes se traduit par une sélectivité fréquentielle du canal c'est-à-dire ; ses composantes fréquentielles ne sont pas soumises au même niveau d'atténuation. Bien que cette sélectivité présente un gain de diversité fréquentiel, elle introduit une perte des propriétés du signal transmis.

- **L'effet Doppler :** Cet effet est dû à la mobilité du mobile et/ou des objets dans le canal radio mobile. Pour les systèmes à ondes stationnaires travaillant à une fréquence porteuse autour de quelques GHz, la distance entre un nœud et un ventre sera de quelques centimètres ce qui induit un changement rapide des amplitudes et des phases pour le moindre mouvement ce qui fait varier le canal au cours du temps. Ces fluctuations caractérisées généralement par un évanouissement rapide du canal introduisent une sélectivité temporelle du signal transmis mais dégradent aussi la communication.
- **L'évanouissement à long terme:** Il est généralement causé par l'obstruction des ondes par les obstacles (immeubles, forêts, collines...) ce qui résulte en une atténuation plus ou moins prononcée. Contrairement aux fluctuations dues aux trajets multiples, on qualifie ce type de fluctuations comme étant fluctuations à long terme comparativement à la longueur d'onde. De nombreuses études modélisent cet évanouissement comme une variable aléatoire de loi log-normale qui vient apporter une certaine incertitude à l'atténuation.

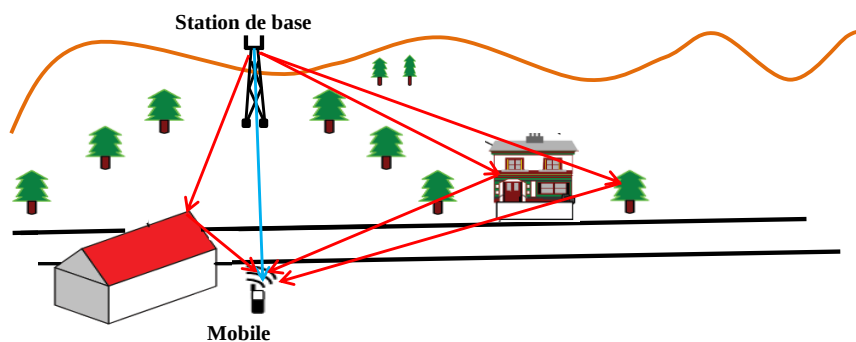


Figure 1.4 : Propagation radio-mobile (exemple d'une zone rurale).

La figure 1.5 récapitule les différentes sources de perturbations. Généralement, les variations de la puissance reçue dues aux effets de l'évanouissement à long terme et l'atténuation moyenne sont compensées par un contrôle de puissance au niveau de l'émetteur. Elles ne sont pas étudiées dans ce document. On s'intéressera particulièrement à l'effet Doppler et à la propagation par trajets multiples. En large bande, le canal de propagation est souvent décrit par la Réponse Impulsionnelle (RI) d'un filtre sélectif en fréquence et variable en temps. La RI représente ainsi les différents échos que subit le signal en transmission. En raison du mouvement du mobile ou bien des objets environnants, chaque version retardée du signal émis subit une modulation

supplémentaire correspondant à l'effet Doppler. On va voir que cette modulation parasite sera d'autant plus grande que la vitesse du mobile et/ou la fréquence porteuse sont plus grandes.

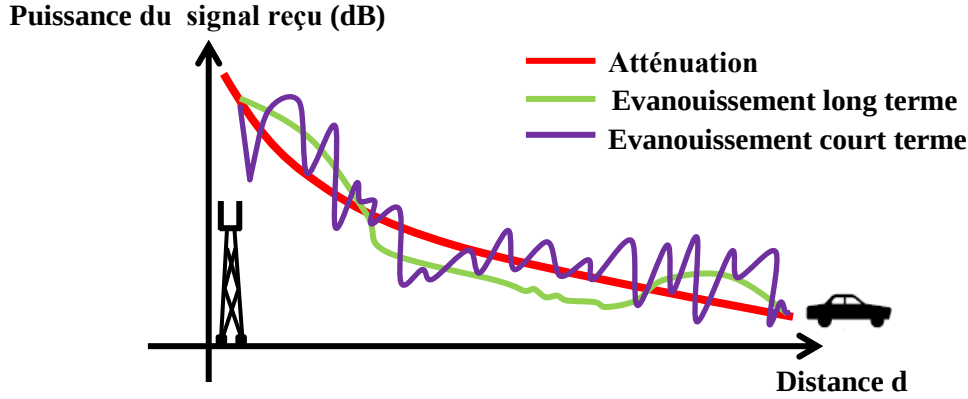


Figure 1.5 : Différents types d'atténuation en fonction de la distance du mobile.

1.4.2. Modélisation statistique du canal de propagation

La réponse impulsionnelle h du canal peut être exprimée selon l'expression (1.1) [49]. Cette expression considère des trajets fixes lorsque l'émetteur et le récepteur sont en mouvement.

$$h(t) = \sum_{p=0}^{P-1} |\beta_p| e^{j(2\pi v_b t + \theta_p)} \delta(t - \tau_p), \quad (1.1)$$

Dans l'expression (1.1), P correspond au nombre de trajets discernables par le récepteur. Le nombre de trajets discernables n'est pas obligatoirement égal au nombre de trajets réellement existant dans le canal. En effet, chacun des P signaux retardés résulte de la recombinaison de plusieurs trajets, comme nous l'avons vu précédemment. Dès lors, la contribution de chaque trajet discernable peut ainsi être modélisée par une amplitude $|\beta_p|$ et un déphasage θ_p , associés au retard τ_p . Le terme v_b , utilisé dans l'expression (1.1), désigne la fréquence de décalage Doppler, décalage provoqué par les déplacements relatifs de l'émetteur et/ou du récepteur. Cette représentation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation permet de lier les signaux reçus $r(t)$ et émis $s(t)$, selon les relations (1.2) et (1.3), où $w(t)$ désigne le terme de bruit blanc additif gaussien (AWGN pour *Additive White Gaussian Noise*).

$$r(t) = (h * s)(t) + w(t), \quad (1.2)$$

$$r(t) = \sum_{p=0}^{P-1} |\beta_p| e^{j(2\pi v_b t + \theta_p)} s(t - \tau_p) + w(t), \quad (1.3)$$

Avec $|\beta_p|$ est une variable aléatoire qui suit une distribution de Rayleigh [50] qui définit comme la racine carrée de la somme des carrés de deux variables aléatoires gaussiennes indépendantes de moyenne nulle et la phase θ_p est uniformément réparties sur $[0, 2\pi]$.

1.5. Modulation multi-porteuses

Les modulations multi-porteuses [2-4] ont été conçues sur le principe suivant: en émission, le signal fréquentiel est transmis sur un certain nombre N d'exponentielles complexes à des fréquences différentes appelées sous porteuses. On répartit ainsi un flux binaire ou de symboles à un rythme T_d sur l'ensemble de sous-porteuses ayant chacune un débit réduit. Comparativement à un système mono porteuse, la durée utile de transmission d'un symbole est multipliée par N . On obtient un symbole de durée utile $T_s = NT_d$ ce qui permet d'avoir un temps symbole plus grand que le délai maximal de l'étalement du canal limitant ainsi l'interférence entre symboles. En réception, une opération inverse est réalisée en utilisant des mises en forme adaptées à celles de transmission.

1.5.1. Systèmes OFDM

1.5.1.1. Principe de la modulation OFDM

Les modulations l'OFDM [2] ont pour principe de répartir des symboles complexes X_k sur N sous-porteuses. La largeur des sous-porteuses et le débit des symboles sont respectivement $1/T_d$ et $1/T_s$, avec $T_s = NT_d$. Les symboles complexes X_k sont issus d'un alphabet fini (mapping) qui été choisi de l'ensemble de constellation de la modulation numérique de la technique M-QAM, modulé par la $k^{ème}$ sous porteuse. L'expression du signal OFDM sur l'intervalle temporel $[0, T_s]$ peut s'exprimer comme [51]:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \Delta f t} \quad , \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (1.4)$$

Avec Δf est la différence de fréquence entre les sous-porteuses et il est mis à $\Delta f = 1/T_s$ afin de produire des sous porteuses orthogonales, où T_s est la durée de symbole OFDM. Le signal OFDM peut être produit par une opération de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) suivie d'une conversion numérique-analogique. Autrement-dit, on peut remplacer la variable t en (1.4) par la variable nT_s/N , nous obtenons la relation suivante :

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \frac{n}{N}} \quad , \quad 0 \leq n \leq N-1, \quad (1.5)$$

Où le terme en droite dans l'équation (1.5) c'est exactement l'opération IFFT. Donc elle peut être réécrite sous la forme :

$$x(n) = IFFT\{X_0, X_1, \dots, X_{N-1}\}, \quad (1.6)$$

1.5.1.2 Insertion de l'intervalle de garde

Les perturbations du canal de propagation induisent, entre autre, la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et l'apparition d'interférences entre symboles (ISI), dues aux trajets multiples. Afin d'éliminer ces interférences, une solution simple consiste à accroître le nombre N de sous-porteuses pour augmenter la durée symbole T_s . Cependant cette technique se heurte à différentes contraintes. Le temps de cohérence du canal, l'effet Doppler ou les contraintes technologiques, tel que le bruit de phase des oscillateurs, limitent l'emploi de cette technique. Une autre technique permet d'annuler ces ISI. En effet, l'ajout d'un intervalle de garde d'une durée T_g , supérieure ou égale à l'étalement τ_{max} de la réponse impulsionnelle du canal, précédant le symbole OFDM à émettre permet de supprimer ces interférences. Ainsi, cet intervalle de garde est baptisé "préfixe cyclique (CP pour *Cyclic Prefix*)". Dès lors la partie utile T_s de chaque symbole OFDM ne sera plus affectée par les ISI. La durée totale T_{tot} du symbole OFDM se voit donc augmentée et devient égale à $T_s + T_g$. La mise en œuvre de cette technique conduit donc à une perte en efficacité spectrale n_g . Cette perte peut s'exprimer comme suit [52]:

$$n_g = \frac{T_g}{T_g + T_s}, \quad (1.7)$$

L'insertion de l'intervalle de garde, se fait au début du symbole OFDM et est une copie de la fin de ce même symbole. En réception, la suppression de l'intervalle de garde permet de restituer l'orthogonalité entre les sous-porteuses.

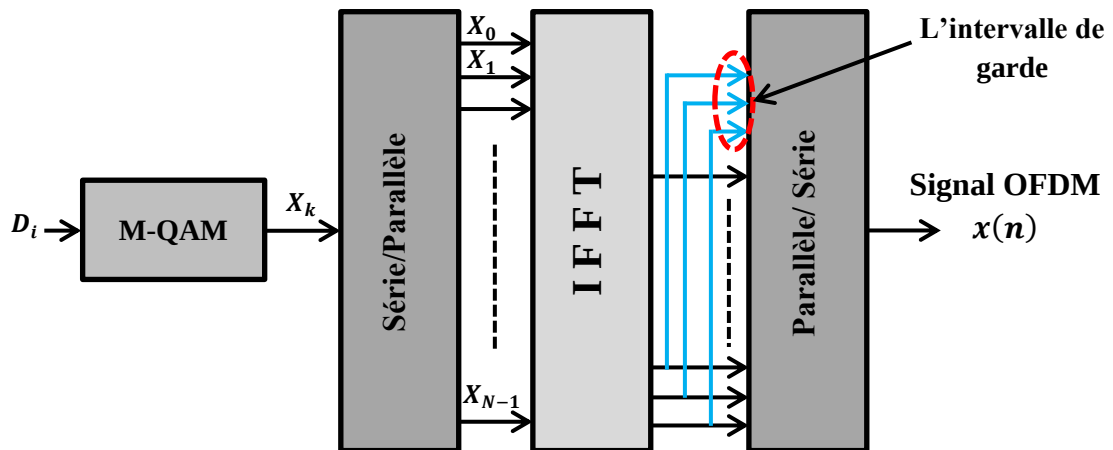


Figure 1.6 : Schéma synoptique des modulations CP-OFDM.

La figure 1.7 montre que l'espace entre chaque sous-porteuse $1/T_s$ lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres : c'est la condition d'orthogonalité (Orthogonal d'OFDM). Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et malgré ceci d'éviter les interférences entre sous-porteuse si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse.

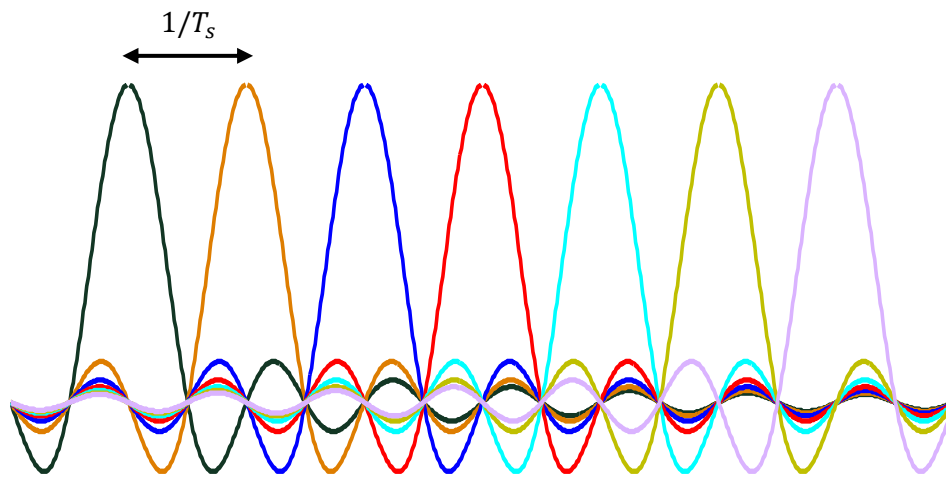


Figure 1.7 : Spectres des différentes porteuses.

1.5.2. Systèmes MC-CDMA

1.5.2.1. Technologie MC-CDMA

La technologie MC-CDMA est basée sur la combinaison entre les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre utilisant l'accès multiple à répartition par codes (CDMA pour *Code Division Multiple Access*). Depuis son apparition en 1993 [53], le MC-CDMA a tout d'abord fait l'objet de nombreuses comparaisons avec des systèmes utilisant la technique DS-CDMA [54]. Ces comparaisons ont largement démontré la supériorité des systèmes MC-CDMA vis-à-vis des systèmes DS-CDMA. En plus de ces études comparatives, des travaux, principalement réalisés sur liaison descendante, ont cherché à optimiser les systèmes MC-CDMA pour améliorer leurs performances. Ainsi, les sensibilités des systèmes MC-CDMA vis-à-vis des décalages Doppler ou des erreurs de synchronisation ont été évaluées. De nouvelles techniques de détection sont apparues et ont été comparées aux techniques habituellement utilisées. Lorsque les codes de Walsh-Hadamard sont choisis, il est possible de réaliser la fonction d'étalement et la transformée de Fourier en une seule opération permettant ainsi de réduire la complexité des émetteurs MC-CDMA.

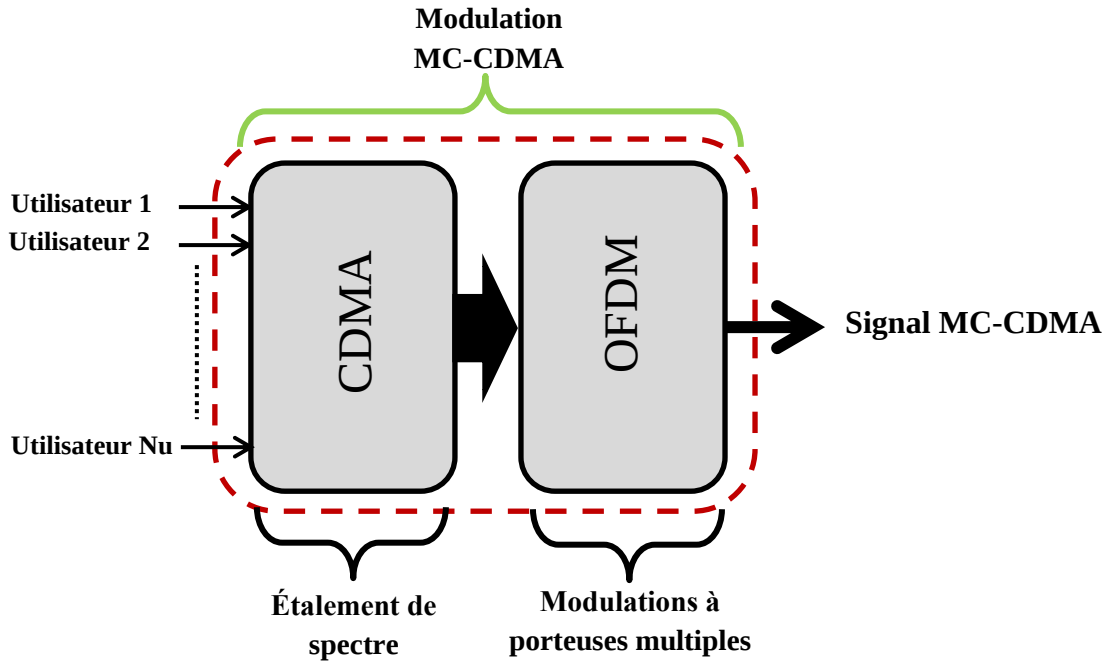


Figure 1.8 : Schéma synoptique des modulations MC-CDMA.

1.5.2.2. Codes de Walsh-Hadamard

Les codes de Walsh-Hadamard sont générés à partir de la matrice de transformation de Sylvester-Hadamard. Plus exactement, ils correspondent aux lignes ou aux colonnes orthogonales de cette matrice composée de ± 1 . La matrice de transformation de Sylvester-Hadamard [55] de taille $2^n \times 2^n$ satisfait la condition suivante:

$$H_m H_m^T = m I_m, \quad (1.8)$$

Où H_m^T est la matrice transposée de la matrice de Sylvester-Hadamard de taille $m \times m$ et I_m est la matrice identité de taille $m \times m$. Ainsi, d'après cette définition, les lignes ou les colonnes sont mutuellement orthogonales. Le fait d'interchanger les lignes ou les colonnes n'affecte donc en rien les propriétés d'une telle matrice. La matrice de transformation de Sylvester-Hadamard de taille $L_c \times L_c$ peut être construite récursivement de la manière suivante :

$$\begin{cases} H_1 = 1, \\ H_{L_c} = \begin{bmatrix} H_{L_c/2} & H_{L_c/2} \\ H_{L_c/2} & -H_{L_c/2} \end{bmatrix}, \end{cases} \quad (1.9)$$

Exemple 1.1 : pour $L_c = 4$;

$$H_1 = 1, \quad H_2 = \begin{bmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \Rightarrow H_4 = \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Ces codes sont généralement proposés pour les applications synchrones de systèmes MC-CDMA en raison de la facilité à les générer. De plus, la combinaison de la transformée rapide d'Hadamard assurant l'opération d'étalement et de la transformée rapide de Fourier assurant l'opération de modulations multi-porteuses dans les systèmes MC-CDMA permet des économies en terme de nombre d'opérations lors de la procédure d'implantation.

1.5.2.3. Principes du système MC-CDMA

A. L'émetteur

La technique MC-CDMA est basée sur la concaténation de l'étalement de spectre et de la modulation à porteuses multiples. Contrairement aux deux techniques précédentes, le modulateur MC-CDMA étale les données de chaque utilisateur dans le domaine fréquentiel. Plus précisément, le symbole complexe d_i propre à chaque utilisateur i est tout d'abord multiplié par chacun des chips $C_{i,k}$ du code d'étalement H_{L_c} , puis appliqué à l'entrée du modulateur à porteuses multiples. Chaque sous-porteuse transmet un élément d'information multiplié par un chip du code propre à cette sous-porteuse [56]. La figure 1.9 représente le modulateur MC-CDMA, afin de garantir l'orthogonalité entre les sous-porteuses après la fonction d'étalement, l'espacement Δf entre deux sous-porteuses adjacentes est proportionnel à l'inverse de la durée T_s d'un symbole MC-CDMA sur chaque sous-porteuses. D'où un espacement entre sous-porteuses :

$$\Delta f = \frac{1}{T_s}, \quad (1.10)$$

En posant $\alpha = N/L_c$, chaque utilisateur exploite N sous-porteuses pour transmettre α données par symbole MC-CDMA, le signal X pour le $b^{\text{ème}}$ symbole CDMA est :

$$X_{(b)}(m) = \sum_{i=1}^{N_u} d_i [b\alpha + l] C_i[k], \quad (1.11)$$

Avec $m = \{k + L_c \cdot l / k = 0, \dots, L_c - 1 \text{ et } l = 0, \dots, \alpha - 1\}$, le signal transmis pour le $b^{\text{ème}}$ symbole MC-CDMA est [57] :

$$z_{(b)}(t) = \sum_{m=0}^{N-1} X_{(b)}(m) e^{2\pi j f_m t}, \quad (1.12)$$

Où $f_m = \frac{m}{T_s}$, la bande de fréquence B_f occupée par les lobes principaux des sous-porteuses est égale à :

$$B_f = \frac{N}{T_s}, \quad (1.13)$$

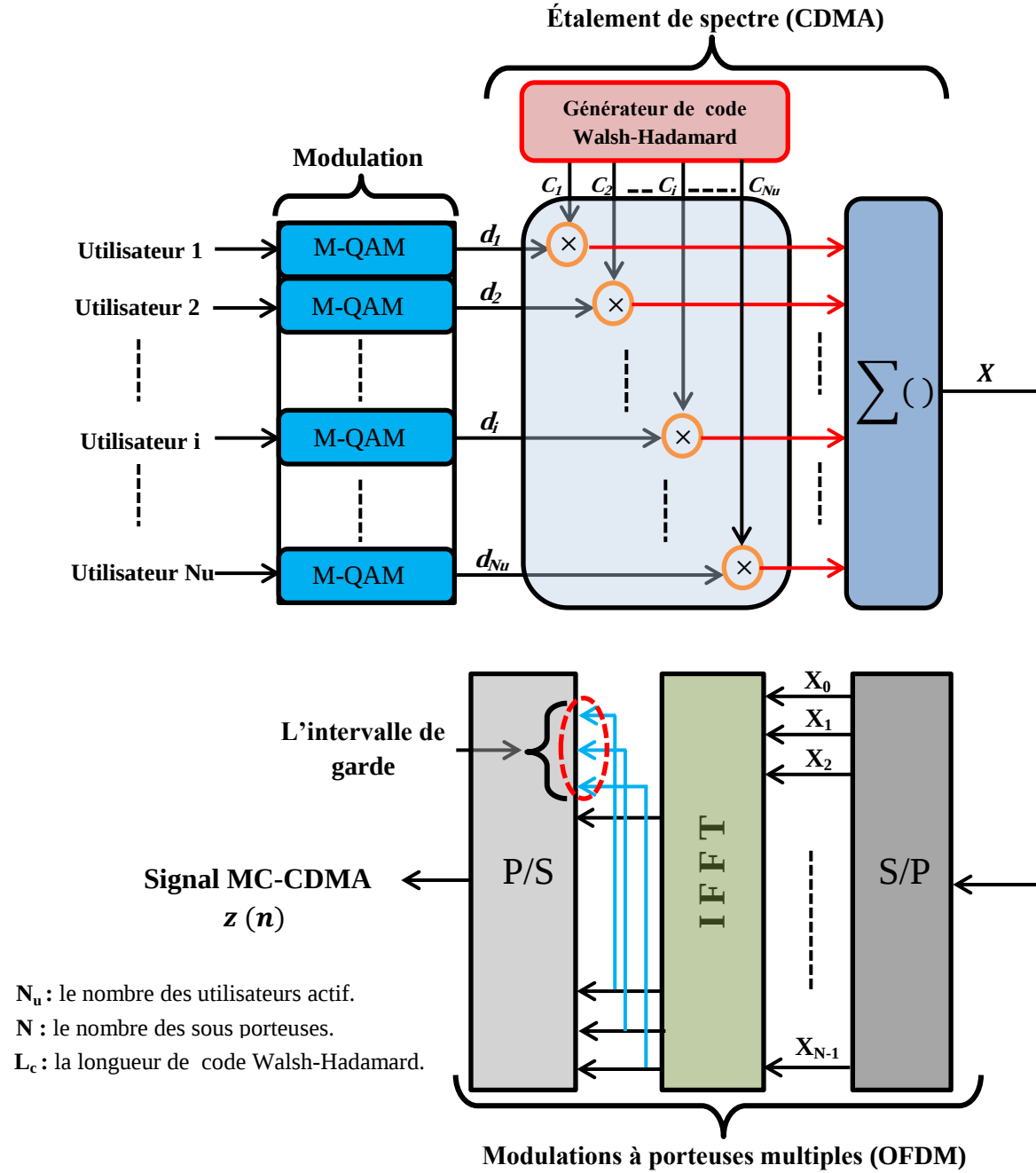


Figure 1.9 : Schéma de transmission Multi-utilisateur en MC-CDMA.

L'enveloppe complexe $z_{(b)}(t)$ du signal modulé, échantillonné à T_s/N , est donc égale à :

$$z_{(b)}\left(\frac{nT_s}{N}\right) = \sum_{m=0}^{N-1} X_{(b)}(m) e^{2j\pi n \frac{m}{N}}, \quad (1.14)$$

On remplace l'équation (1.11) dans l'équation (1.14) on obtient :

$$z_{(b)}\left(\frac{nT_s}{N}\right) = z_{(b)}(n) = \sum_{i=1}^{N_u} \sum_{l=0}^{\alpha-1} \sum_{k=0}^{L_c-1} d_i[b\alpha + l] C_i[k] e^{2j\pi n \frac{(k+L_c \cdot l)}{N}}, \quad (1.15)$$

Après simplification, on obtient l'expression de signal $z_{(b)}(n)$:

$$z_{(b)}(n) = \sum_{i=1}^{N_u} D_{i,(b)}(n) \cdot Q_i(n), \quad (1.16)$$

Avec : $D_{i,(b)}(n) = \sum_{l=0}^{\alpha-1} d_i[b\alpha + l] e^{2j\pi n \frac{l}{\alpha}}$ et $Q_i(n) = \sum_{k=0}^{L_c-1} C_i[k] e^{2j\pi n \frac{k}{N}}$.

Lorsqu'une séquence infinie des symboles MC-CDMA est transmise, le signal en sortie de l'émetteur est une juxtaposition des symboles MC-CDMA :

$$z(n) = \sum_{b=-\infty}^{b=+\infty} z_{(b)}(n), \quad (1.17)$$

B. Le récepteur

La figure 1.10 représente le récepteur MC-CDMA du $i^{\text{ème}}$ utilisateur. Sur ce schéma, où le traitement de l'accès multiple est dissocié du traitement de la diversité et de l'égalisation de canal, la séparation des utilisateurs est faite dans le domaine fréquentiel puisque le code d'étalement et d'accès multiple est appliqué dans ce domaine. Le signal MC-CDMA reçu en voie descendante à l'entrée du récepteur est noté $r(t)$ et s'écrit [58] :

$$r(t) = (h * z)(t) + w(t), \quad (1.18)$$

On remplace l'équation (1.1) dans l'équation (1.18) on obtient :

$$r(t) = \sum_{p=0}^{P-1} |\beta_p| e^{i(2\pi v_p t + \theta_p)} z(t - \tau_p) + w(t), \quad (1.19)$$

On remplace l'équation (1.12) dans l'équation (1.19) on obtient :

$$r(t) = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{N-1} |\beta_p| e^{i(2\pi v_p t + \theta_p)} X(m) e^{2\pi j \frac{m}{T_s}(t - \tau_p)} + w(t), \quad (1.20)$$

Des techniques d'égalisation plus ou moins complexes associées au traitement de la diversité doivent être mises en œuvre au niveau du récepteur afin d'obtenir une estimation d_i correcte, après les opérations de filtrage, de transposition en bande de base, d'échantillonnage, suppression de l'intervalle de garde, et l'opération de FFT, l'expression du signal reçu peut s'écrire :

$$r = H \cdot X + w, \quad (1.21)$$

Où r désigne un vecteur constitué des valeurs reçues sur chaque sous-porteuse :

$$r = [r_0 \quad \dots \quad r_{N-1}], \quad (1.22)$$

Et :

$$X = [X_0 \quad \dots \quad X_{N-1}], \quad (1.23)$$

La matrice H représente la matrice des coefficients complexes du canal de taille $N \times N$. Les hypothèses précédemment formulées sur le bon dimensionnement du système permettent de considérer cette matrice comme diagonale [59] :

$$H = \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & H_{N-1} \end{bmatrix}, \quad (1.24)$$

Le vecteur w représente les N composantes du bruit affectant chaque sous-porteuse et modélisables comme autant de processus gaussiens additifs :

$$w = [w_0 \quad \dots \quad w_{N-1}], \quad (1.25)$$

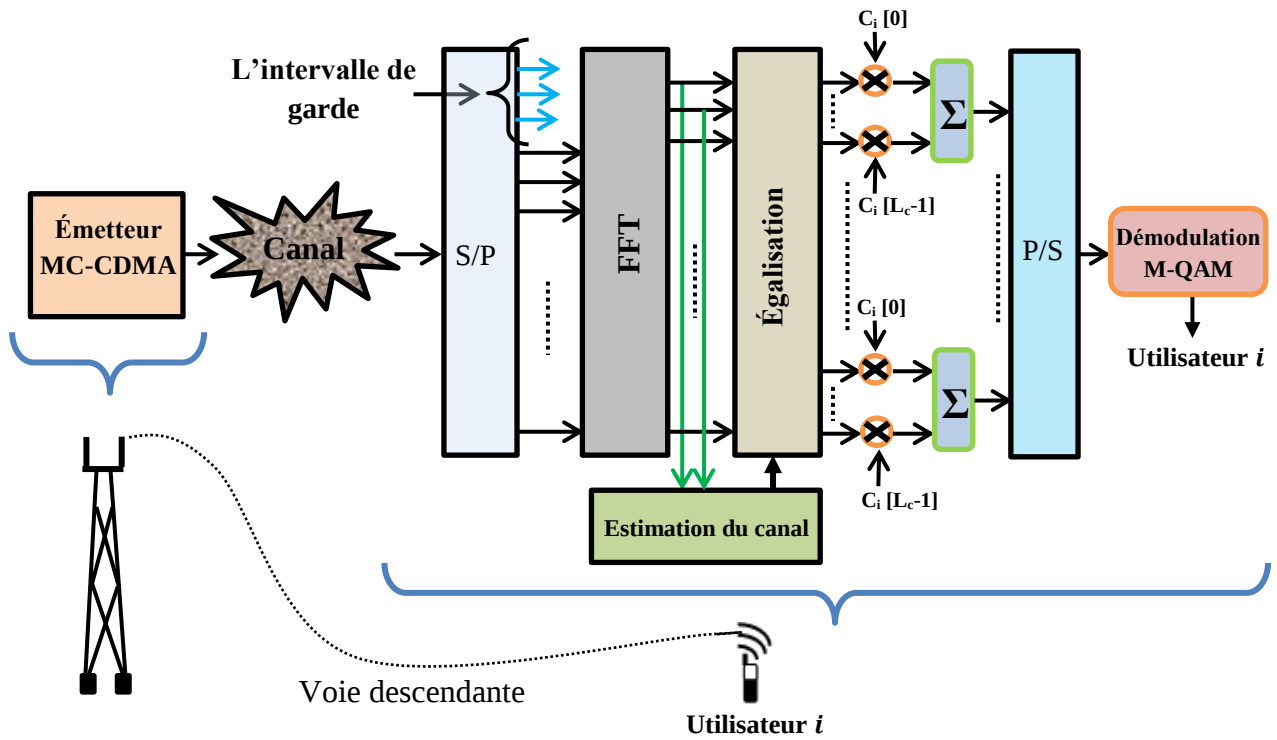


Figure 1.10 : Récepteur MC-CDMA du $i^{\text{ème}}$ utilisateur.

C. L'estimation de canal

L'estimation de canal pour les modulations à porteuses multiples dépend des procédés de démodulations mis en œuvre, deux techniques principales sont utilisées:

- ✚ la démodulation différentielle, suppose une quasi-invariance du canal sur une durée de deux symboles consécutifs. Cette méthode repose sur le codage de la transition d'un symbole à un autre selon les axes temporels et fréquentiels. Elle ne nécessite donc pas

l'estimation du canal en tout point, néanmoins, elle ne s'applique qu'aux modulations de phase.

✚ la démodulation cohérente n'est pas limitée à la modulation choisie. Cependant, elle nécessite l'estimation de la réponse fréquentielle du canal sur toutes les sous-porteuses. Elle repose sur l'interpolation des coefficients du canal aux positions définies des porteuses pilotes. La possibilité d'adapter le motif de répartition de ces porteuses pilotes dans le domaine temps-fréquence en fait une solution intéressante vis-à-vis des canaux radio mobiles.

Dans le cas de la démodulation cohérente, plusieurs schémas d'insertion de porteuses pilotes peuvent être considérés suivant les caractéristiques du canal de propagation. Par exemple, elles peuvent être introduites dans l'espace (temps-fréquence) comme représenté sur la figure (1.11). D'après le théorème d'échantillonnage, l'espacement fréquentiel $N_f \Delta f$ et temporel $N_t T_s$, entre deux porteuses pilotes successives, permettent de conduire à une bonne estimation si les relations suivantes sont vérifiées [49]:

$$N_f \Delta f \leq \frac{1}{2\tau_{max}}, \quad (1.26)$$

$$N_t T_s \leq \frac{9}{32\pi f_{dmax}}, \quad (1.27)$$

Où, $\tau_{max} = \max\{\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{P-1}\}$ et f_{dmax} désigne la fréquence Doppler maximale. Les conditions (1.26) et (1.27) étant vérifiées, l'estimation, en amplitude et en déphasage, des coefficients du canal pour chaque sous-porteuse dans le domaine temps-fréquence est possible.

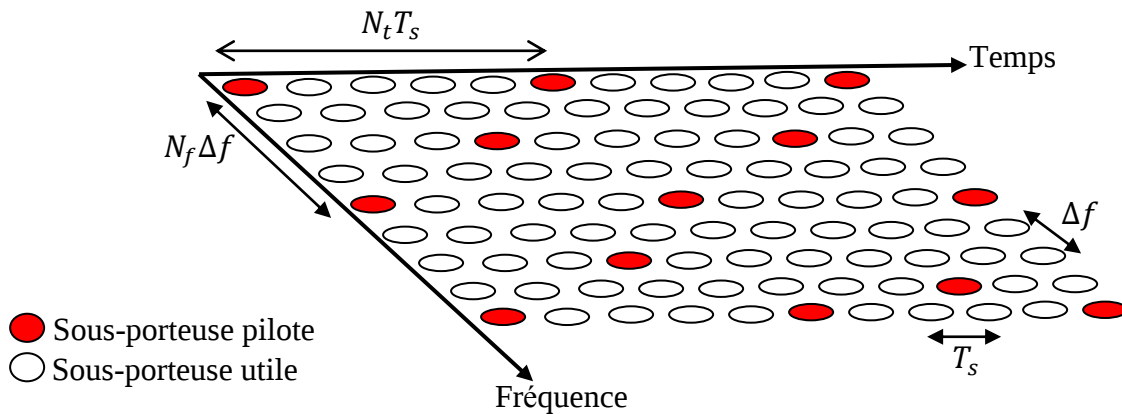


Figure 1.11 : Représentation dans le domaine temps-fréquence de l'agencement des porteuses pilotes au sein d'une trame de symboles MC-CDMA.

D. Égalisation mono-utilisateurs

L'égalisation mono-utilisateurs considère uniquement le signal de l'utilisateur actif, les autres utilisateurs sont assimilés à des brouilleurs. L'égalisation mono-utilisateurs classiquement rencontré utilise une structure linéaire, consistant en un égaliseur à une prise. En utilisant la notation matricielle précédente, il est possible d'exprimer G_H , la matrice diagonale composée des coefficients Γ_k d'égalisation [60, 61] :

$$G_H = \begin{bmatrix} \Gamma_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \Gamma_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \Gamma_{N-1} \end{bmatrix}, \quad (1.28)$$

Après égalisation et désétalement selon la séquence C_i de l'utilisateur considéré, l'estimation $\hat{d}_i$ du symbole émis peut s'exprimer par :

$$\hat{d}_i = C_i \cdot G_H \cdot r, \quad (1.29)$$

Avec la matrice C_i représente les codes d'étalement de taille $\alpha \times N$:

$$C_i = \begin{pmatrix} c_i[0:L_c - 1] & \dots & 0 \\ c_i[0:L_c - 1] & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & c_i[0:L_c - 1] & c_i[0:L_c - 1] \end{pmatrix}, \quad (1.30)$$

Où : $c_i[0:L_c - 1] = [c_i[0] \quad \dots \quad c_i[L_c - 1]]$.

1.5.3. Systèmes FBMC-OQAM

Pour surmonter certaines lacunes de CP-OFDM telles que la faible localisation du spectre, nous devons utiliser un filtre à forme d'impulsion finie (ou filtre prototype) $g(t)$ différent du filtre rectangulaire à bords lisses [62]. Cela conduit aux systèmes OFDM filtré [63] et aux systèmes de banques de filtres à porteuses multiples (FBMC pour *Filter Bank Multi-carrier*) [3, 64]. D'autre part, toute utilisation d'intervalle de garde entraîne une perte d'efficacité spectrale c'est-à-dire la densité de symbole $\rho < 1$, comme dans l'OFDM associée au CP. Par conséquent, pour éviter cet inconvénient, nous devons choisir un schéma à porteuses multiples avec une densité de symboles égale à un ($\rho = 1$). Cependant, il est théoriquement prouvé avec le théorème de Balian, voir [65], qu'il n'est pas possible d'obtenir une fonction prototype bien localisée en temps et en fréquence satisfaisant les conditions de l'orthogonalité et de la densité de symboles égale à un dans l'intervalle. Par conséquent, pour atteindre ces objectifs, nous devons assouplir la condition d'orthogonalité et les limiter au champ réel. Ensuite, pour pouvoir restituer

les données au niveau du récepteur, les données transmises doivent être des valeurs réelles ou purement imaginaires choisies dans une constellation PAM au lieu d'une constellation QAM. Mais pour maintenir le même débit de données souhaité, nous devons adopter deux symboles à valeurs réelles équivalent au symbole à valeur complexe par unité de surface du plan temps-fréquence.

1.5.3.1. Principe de FBMC-OQAM

L'idée principale de la FBMC-OQAM est de transmettre des symboles QAM décalés (OQAM pour *offset-QAM*) au lieu de symboles QAM conventionnels. En effet, du côté de l'émetteur, chaque flux de données complexe $X_{k,m}$, $k = 0, 1, \dots, N - 1$, porté au rythme de $1/T_s$ par $k^{\text{ème}}$ sous-flux de données, se divise en ses composantes en phase (partie réelle) et en quadrature (partie imaginaire). Celles-ci peuvent être considérées comme les éléments d'une paire de séquences PAM qui sont ensuite transmises avec un décalage temporel $T_s/2$. Toute paire de symboles PAM adjacents, le long des axes temps et fréquence, est transmise avec un déphasage de $\pm\pi/2$. On indiquant maintenant $a_{k,m'}$ le symbole PAM transmis, à la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse et à l'instant $m'T_s/2$, qui est la composante en phase ou en quadrature d'un symbole QAM (complexe). Soit la réponse impulsionnelle du filtre prototype notée $g(t)$ de longueur $L_g = KT_s$, où K est référé par le facteur de chevauchement, d'où le signal transmis en bande de base à temps continu dans FBMC-OQAM peut être écrit sous la forme:

$$s(t) = \sum_{m'=0}^{2M-1} \sum_{k=0}^{N-1} a_{k,m'} \cdot g(t - m' \frac{T_s}{2}) e^{j \frac{2\pi k}{T_s} t} e^{j \varphi_{k,m'}}, \quad 0 \leq t \leq (M + K - 0.5)T_s, \quad (1.31)$$

Où M représente le nombre des symboles OQAM transmis par une seule trame. Les symboles $a_{k,m'}$ sont tirés d'une constellation PAM réelle est donné par:

$$m' = \begin{cases} 2m, & m' \text{ est paire} \\ 2m+1, & m' \text{ est impaire} \end{cases}, \quad (1.32)$$

$$a_{k,m'} = \begin{cases} (1 - \beta) \cdot R_m^k + \beta \cdot I_m^k, & \text{est paire} \\ \beta \cdot R_m^k + (1 - \beta) \cdot I_m^k, & m' \text{ est impaire} \end{cases},$$

$$\beta = k \text{ modulo } 2, 0 \leq k \leq N - 1.$$

Où, R_m^k et I_m^k sont respectivement les parties réelle et imaginaire de données complexes $X_{k,m}$. Le terme de phase $\varphi_{k,m'}$, garantie le respect de la condition d'orthogonalité réelle, et peut être donné par:

$$\varphi_{k,m'} = \frac{\pi}{2}(k + m') + \varepsilon \pi k m', \quad (1.33)$$

Avec, ε peut prendre l'une des valeurs dans $\{-1, 0, 1\}$. Dans notre cas, nous prenons $\varepsilon = -1$ comme dans [66]. Le symbole FBMC-OQAM à temps discret peut-être écrit comme suit:

$$s(n) = \sum_{m'=0}^{2M-1} \sum_{k=0}^{N-1} a_{k,m'} \cdot g\left(n - m' \frac{NL}{2}\right) e^{j \frac{2\pi k}{NL} n} e^{j \varphi_{k,m'}}, \quad (1.34)$$

Où, $0 \leq n \leq N_s - 1$ avec $N_s = (M + K - 0.5)NL$ et L représente le facteur de sur-échantillonnage. L'expression ci-dessus peut donc être écrite d'une manière plus simple:

$$s(n) = \sum_{m'=0}^{2M-1} \sum_{k=0}^{N-1} a_{k,m'} g_{k,m'}(n), \quad (1.35)$$

Où, $g_{k,m'}(n)$ est définie par:

$$g_{k,m'}(n) = g\left(n - m' \frac{NL}{2}\right) e^{j \frac{2\pi k}{NL} n} e^{j \varphi_{k,m'}}, \quad (1.36)$$

Le filtre prototype doit être conçu de manière à satisfaire la condition d'orthogonalité limitée au champ réel:

$$\Re \left\{ \sum_{n=0}^{N_s-1} g_{k,m'}(n) g_{p,q'}^*(n) \right\} = \delta_{k,p} \delta_{m',q'} = \begin{cases} 1, & k = p \text{ et } m' = q' \\ 0, & k \neq p \text{ ou } m' \neq q' \end{cases}, \quad (1.37)$$

Où, $g_{p,q'}^*(n)$ représente le conjugué de $g_{k,m'}(n)$, en supposant un canal sans bruit et sans distorsion, le symbole démodulé sur la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse et le $m'^{\text{ème}}$ instant, peut être déterminé à l'aide du produit scalaire entre $s(n)$ et $g_{k,m'}(n)$:

$$r_{k,m'} = \langle s(n), g_{k,m'}(n) \rangle = \sum_{n=0}^{N_s-1} s(n) g_{k,m'}^*(n) = \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{q'=0}^{2M-1} a_{p,q'} \sum_{n=0}^{N_s-1} g_{k,m'}(n) g_{p,q'}^*(n), \quad (1.38)$$

Par conséquent :

$$r_{k,m'} = a_{k,m'} + \sum_{(p,q') \neq (k,m')} a_{p,q'} \sum_{n=0}^{N_s-1} g_{k,m'}(n) g_{p,q'}^*(n) = a_{k,m'} + I_{k,m'}, \quad (1.39)$$

Où, $I_{k,m'}$ représente l'interférence inter-symbole d'un système FBMC-OQAM. Puisque tous les symboles transmis $a_{k,m'}$ sont des symboles PAM (les symboles sont des valeurs réelles) et que la condition d'orthogonalité réelle est respectée, le terme $I_{k,m'}$ est une quantité purement

imaginaire, c'est-à-dire que $I_{k,m'} = j\lambda_{k,m'}$ avec $\lambda_{k,m'}$ est une valeur réelle. Par conséquent, l'équation est décrite comme suit:

$$r_{k,m'} = a_{k,m'} + j\lambda_{k,m'}, \quad (1.40)$$

Le symbole PAM transmis $a_{k,m'}$ est simplement récupéré en extrayant la partie réelle du signal démodulé $r_{k,m'}$:

$$a_{k,m'} = \Re\{r_{k,m'}\}, \quad (1.41)$$

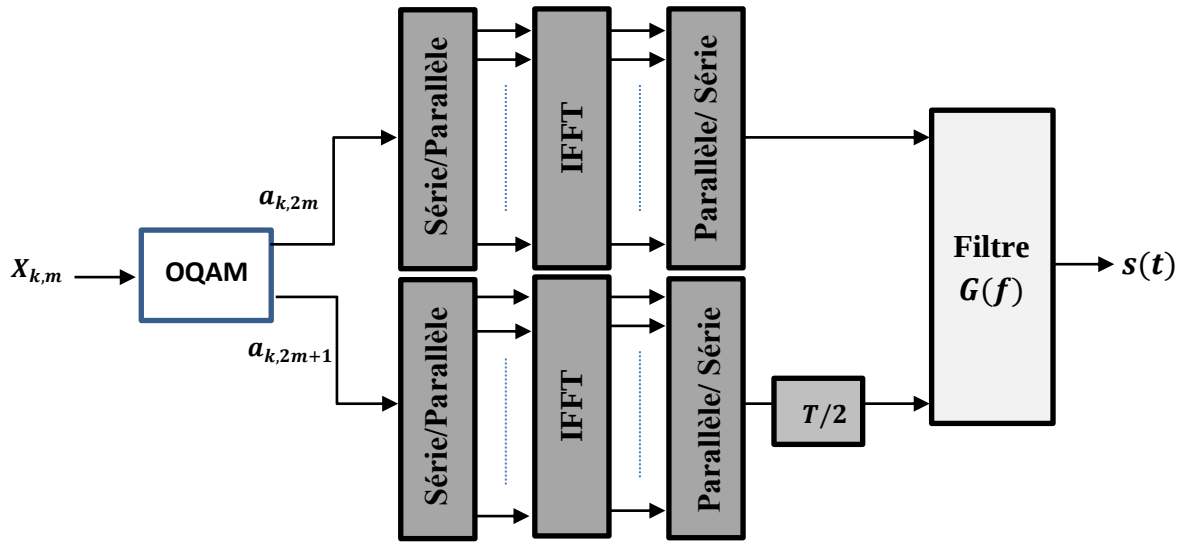


Figure 1.12 : Schéma synoptique des modulations FBMC-OQAM.

1.5.3.2. FBMC-OQAM dans un canal multi-trajets

Pour la transmission sur un canal réaliste, la propriété d'orthogonalité dans l'équation (1.37) serait perdue. Comme le système FBMC-OQAM n'introduit aucun intervalle de garde, les symboles transmis successivement se chevaucheraient en raison de l'effet de canal multi-trajets. Pour simplifier la dérivation, nous supposons que le canal de transmission est invariant dans le temps. On suppose également, comme dans le cas de CP-OFDM, que le nombre de sous-porteuses (N) est suffisamment grand par rapport à la longueur de la réponse du canal de transmission (L_h), de sorte que le canal est vu comme un évanouissement plat à chaque sous-canal. Après le passage à travers le canal à trajets multiples, la version en bande de base du signal reçu sans bruit additif, peut être écrite en temps discret comme suit:

$$\begin{aligned}
r(n) &= \sum_{l=0}^{L_h-1} h(l)s(n-l) \\
&= \sum_{m'=0}^{2M-1} \sum_{k=0}^{N-1} a_{k,m'} \sum_{l=0}^{L_h-1} h(l)g_{k,m'}(n-l) \\
&= \sum_{m'=0}^{2M-1} \sum_{k=0}^{N-1} a_{k,m'} e^{j\frac{2\pi k}{NL}n} e^{j\varphi_{k,m'}} \sum_{l=0}^{L_h-1} h(l)g\left(n-l-m'\frac{NL}{2}\right) e^{j\frac{2\pi kl}{NL}},
\end{aligned} \tag{1.42}$$

En mettant $\Phi = \sum_{l=0}^{L_h-1} h(l)g\left(n-l-m'\frac{NL}{2}\right) e^{j\frac{2\pi kl}{NL}}$, on remarque que le terme exponentiel $e^{j\frac{2\pi kl}{NL}}$ a des variations rapides pour $l \in \{0,1, \dots, L_h-1\}$ et ne peut pas être considéré comme étant constant sur cet ensemble. Cependant, $g\left(n-l-m'\frac{NL}{2}\right)$ peut avoir des variations relativement lentes lorsque $l \in \{0,1, \dots, L_h-1\}$. En effet, la largeur de bande du filtre est très petite par rapport à la largeur de la bande de cohérence, cela mène à la $L_h \ll KNL$, ce qui signifie également que les variations temporelles de $g(n)$ sont nécessairement très limitées. Par conséquent, nous pouvons supposer que $g\left(n-l-m'\frac{NL}{2}\right) \approx g\left(n-m'\frac{NL}{2}\right)$ pour $l \in \{0,1, \dots, L_h-1\}$. Alors, le terme Φ peut-être approximé par:

$$\Phi \approx g\left(n-m'\frac{NL}{2}\right) \sum_{l=0}^{L_h-1} h(l) e^{j\frac{2\pi kl}{NL}} \approx g\left(n-m'\frac{NL}{2}\right) H_{k,m'}, \tag{1.43}$$

D'où :

$$H_{k,m'} = \sum_{l=0}^{L_h-1} h(l) e^{j\frac{2\pi kl}{NL}}, \tag{1.44}$$

Où $H_{k,m'}$ est la réponse en fréquence du canal à la sous-porteuse k et à l'indice de temps m' , et en tenant compte de la présence du terme AWGN, nous pouvons simplifier (1.42) comme suit:

$$r(n) \approx \sum_{m'=0}^{2M-1} \sum_{k=0}^{N-1} H_{k,m'} a_{k,m'} g_{k,m'}(n) + w(n), \tag{1.45}$$

La démodulation du signal reçu à la position temps-fréquence (k, m') fournit un symbole complexe noté $r_{k,m'}$ est donné par:

$$\begin{aligned}
r_{k,m'} &= \sum_{n=0}^{N_s-1} r(n)g_{k,m'}^*(n) \\
&= \sum_{q'=0}^{2M-1} \sum_{p=0}^{N-1} H_{p,q'} a_{p,q'} \sum_{n=0}^{N_s-1} g_{p,q'}(n)g_{k,m'}^*(n) + \sum_{n=0}^{N_s-1} w(n)g_{k,m'}^*(n),
\end{aligned} \tag{1.46}$$

Selon la condition d'orthogonalité réelle (1.37), on peut alors écrire :

$$r_{k,m'} = H_{k,m'} a_{k,m'} + \sum_{(p,q') \neq (k,m')} H_{p,q'} a_{p,q'} \langle g_{p,q'}, g_{k,m'} \rangle + w_{k,m'}, \quad (1.47)$$

Où ; $\{w_{k,m'} = \sum_{n=0}^{N_s-1} w(n) g_{k,m'}^*(n)\}$ est un terme de bruit à la sortie du démodulateur, en conséquence, l'expression (1.47) devient comme suit:

$$r_{k,m'} = H_{k,m'} a_{k,m'} + I_{k,m'} + w_{k,m'}, \quad (1.48)$$

Où ; $I_{k,m'} = \sum_{(p,q') \neq (k,m')} H_{p,q'} a_{p,q'} \langle g_{p,q'}, g_{k,m'} \rangle$ est maintenant un terme d'interférence complexe puisque $H_{k,m'}$ sont des coefficients complexes. Le filtre prototype $g(n)$ est supposé comme bien localisé dans le domaine temps-fréquence, ce qui signifie qu'il existe un ensemble fini $\Psi_{k,m'}$ des positions voisines autour de celle considérée qui peut être défini comme :

$$\Psi_{k,m'} = \{(p, q') \in \{0, 1, \dots, N-1\} \times \{0, 1, \dots, 2M-1\} - (k, m')\} | \langle g_{p,q'}, g_{k,m'} \rangle \neq 0\}. \quad (1.49)$$

Nous pouvons réécrire le terme d'interférence ($I_{k,m'}$) comme suit:

$$I_{k,m'} = \sum_{(p,q') \in \Psi_{k,m'}} H_{p,q'} a_{p,q'} \langle g_{p,q'}, g_{k,m'} \rangle, \quad (1.50)$$

Puisque le filtre est bien localisé, nous considérons que les coefficients de canal $H_{p,q'}$ constants dans l'ensemble de $\{\Psi_{k,m'}\}$ c'est-à-dire ; $\forall (p, q') \in \Psi_{k,m'} \Rightarrow H_{p,q'} \approx H_{k,m'}$ (voir la figure 1.13). Dans ce cas, on peut décrire:

$$I_{k,m'} \approx H_{k,m'} \sum_{(p,q') \in \Psi_{k,m'}} a_{p,q'} \langle g_{p,q'}, g_{k,m'} \rangle \approx j H_{k,m'} \lambda_{k,m'}, \quad (1.51)$$

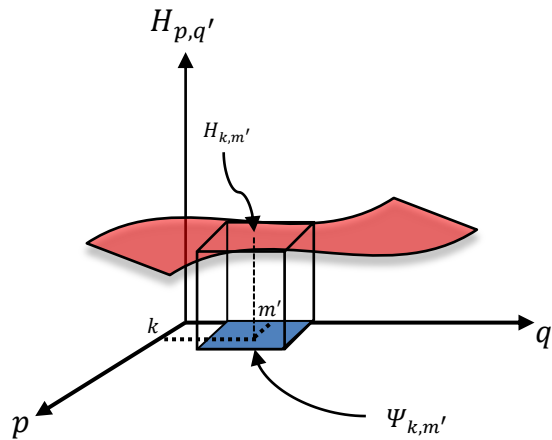


Figure 1.13 : Représentation des coefficients du canal $H_{p,q'}$ dans le domaine temps-fréquence.

Où la dernière égalité est obtenue selon (1.37) et $\lambda_{k,m'}$ est un terme d'interférence de valeur réelle. Enfin, en substituant cette dernière expression dans (1.48), nous obtenons le signal démodulé exprimé par:

$$r_{k,m'} = H_{k,m'}(a_{k,m'} + j\lambda_{k,m'}) + w_{k,m'}, \quad (1.52)$$

L'estimation du symbole transmis $\hat{a}_{k,m'}$ est simplement récupérée par la relation suivante :

$$\hat{a}_{k,m'} = \Re \left\{ \frac{r_{k,m'}}{H_{k,m'}} \right\}, \quad (1.53)$$

1.5.3.3. Filtre prototype PHYDYAS

Le filtre prototype PHYDYAS est celui qui a été adopté dans la couche physique pour le projet européen PHYDYAS [67]. Ce prototype de filtre a été introduit par Bellanger dans [68]. Le filtre prototype est conçu en utilisant la technique d'échantillonnage de fréquence [69]. L'idée de cette technique est de déterminer la réponse en fréquence continue $G(f)$ au moyen de la formule d'interpolation des échantillons de la réponse en fréquence désirée G_k , uniformément espacés et positionnés aux points de fréquences $f_k = k / KT_s$, où K est le facteur de chevauchement et T_s est la période de symbole. La réponse en fréquence continue est définie comme suit:

$$G(f) = \sum_{k=1-K}^{K-1} G_k \frac{\sin(\pi(KT_s f - k))}{\pi(KT_s f - k)}, \quad (1.54)$$

Ensuite, la réponse impulsionnelle continue du filtre prototype est obtenue par la transformée de Fourier inverse de $G(f)$, qui est:

$$g(t) = \sum_{k=1-K}^{K-1} G_k e^{j2\pi \frac{kt}{KT_s}}, \quad t \in [0, KT_s], \quad (1.55)$$

Pour le filtre prototype PHYDYAS, le facteur de chevauchement est choisi pour être $K = 4$ et les coefficients des fréquences G_k sont déterminées conformément à la théorie de Nyquist et optimisés pour offrir la sélectivité maximale en fréquence ainsi que minimiser le brouillage total généré par la structure du banc de filtres [70]. Les coefficients des fréquences G_k du filtre PHYDYAS, sont donnés par [71] :

$$\begin{cases} G_0 = 1, & G_1 = 0.971960, & G_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}, & G_3 = \sqrt{1 - G_1^2} = 0.235147, \\ G_k = 0 & \text{pour } k > 3, \\ G_k = G_{-k} & \text{pour } k < 0, \end{cases} \quad (1.56)$$

La réponse impulsionnelle continue du filtre prototype PHYDYAS est donnée par :

$$g(t) = 1 + 2 \sum_{k=0}^3 G_k \cos\left(\pi \frac{kt}{2T_s}\right) \quad \text{pour } t \in [0, 4T_s], \quad (1.57)$$

1.6. Définition et caractérisation du PAPR d'un signal multi-porteuses

Dans cette section, nous allons d'abord donner un bref aperçu sur le concept de PAPR. Après cela, nous fournirons les conditions nécessaires sur le facteur de sur-échantillonnage du signal discret pour obtenir une bonne approximation du PAPR [9] du signal continu.

1.6.1. Définition du PAPR

Le PAPR [10] est un paramètre majeur dans un système de télécommunication longue distance. En fait, à la sortie du convertisseur numérique analogique (CNA), il est généralement nécessaire d'amplifier la puissance du signal à transmettre via l'amplificateur de puissance [13]. Malheureusement, l'amplificateur de puissance à région non linéaire peut entraîner une distorsion importante des signaux d'enveloppe non-constants comme les signaux multi-porteuses, ces distorsions sont généralement difficiles à enlever au niveau du récepteur. Les signaux multi-porteuses présentent de fortes variations d'amplitudes au tour de la puissance moyenne. Le paramètre (PAPR) sert à mesurer une dynamique temporelle du signal. Sa connaissance est essentielle pour caractériser le recul de puissance nécessaire pour faire fonctionner l'amplificateur de puissance sans distorsion du signal temporel. On note ainsi que pour des signaux à fort PAPR, un tel choix entraînerait un surdimensionnement de l'amplificateur, suivi d'une consommation d'énergie, d'où l'intérêt de la réduction du PAPR.

Le PAPR décrit les fluctuations de puissance d'un signal relativement à sa puissance moyenne pour un signal $x(t)$ défini sur un horizon temporel $[0 ; T_s]$, il est défini par [72,73]:

$$PAPR_{x(t)} = \frac{\max_{t \in [0; T_s]} \{|x(t)|^2\}}{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |x(t)|^2 dt}, \quad (1.58)$$

Le PAPR peut se décliner pour des signaux analogiques, numériques, à supports finis ou infinis. Il a été montré qu'une borne supérieure du PAPR pour les modulations multi-porteuses à N porteuses et travaillant avec des symboles issus d'une modulation de type QAM à M états est donnée par [74]:

$$PAPR_{max, M-QAM} = 3N \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M} + 1}, \quad (1.59)$$

Cependant cette borne est beaucoup trop large et ne reflète pas la réalité au plus près des fluctuations du signal multiporteuse, à cette fin, nous aborderons la caractérisation du PAPR d'un signal OFDM pour obtenir une bonne approximation du PAPR du signal discret.

1.6.2. Caractérisation du PAPR d'un signal OFDM

En fait, au niveau du matériel, la réduction du PAPR se fait en amont du circuit de conversion Numérique-Analogique, ainsi il est important de définir une approximation du PAPR d'un symbole OFDM en augmentant le facteur de sur-échantillonnage. Pour ce faire, nous allons revenir sur l'équation (1.5) dans un contexte plus général, c'est-à-dire, nous allons travailler dans le cas d'un sur-échantillonnage. Ce choix est destiné à donner une bonne approximation du PAPR d'un signal continu via ses échantillons discrets. On peut facilement deviner que plus le facteur de sur-échantillonnage est grand, plus l'approximation est meilleure. Cependant, pour des raisons de complexité numérique, il est intéressant de voir jusqu'à quelle valeur du facteur de sur-échantillonnage L on peut affirmer avoir une bonne approximation du PAPR. Supposons que le signal continu du symbole OFDM est $x(t)$, soit échantillonné à la période $T_e = \frac{T_s}{NL}$, on a :

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \frac{n}{NL}} \quad , \quad 0 \leq n \leq NL - 1, \quad (1.60)$$

En communication numérique, un sur-échantillonnage est toujours suivi d'un filtrage passe bande afin de supprimer les répliques du spectre aux fréquences multiples [75]. Nous allons adopter le « Zero-Padding » dans le domaine fréquentiel pour supprimer ces répliques. Ainsi, comme dans [76], soit $\check{X}$ le vecteur de dimension NL obtenu après l'opération de « Zero-Padding » sur le vecteur $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$, c'est à dire :

$$\check{X} = \left[X_0, X_1, \dots, X_{\frac{N}{2}-1}, 0, \dots, 0, X_{\frac{N}{2}}, \dots, X_{N-1} \right], \quad (1.61)$$

Alors, le vecteur symbole discret $x(n)$ de dimension NL peut toujours être obtenu via une opération d'IFFT de taille NL . La fonction de répartition complémentaire (CCDF pour *Cumulative Complementary Distribution Function*) est l'outil le plus utilisé dans la littérature pour caractériser le recul nécessaire pouvant permettre une amplification du signal sans distorsion. En effet, comme son nom l'indique, la CCDF est une probabilité du PAPR du symbole OFDM qui est plus grand qu'un seuil représenté par $PAPR_0$. On a :

$$CCDF(PAPR_0) = \text{prob}(PAPR_{x(n)} > PAPR_0), \quad (1.62)$$

La figure 1.14 donne une illustration de l'impact du facteur de sur-échantillonnage sur l'approximation de la CCDF du PAPR du signal analogique à partir du signal discret. On constate clairement qu'à partir de $L = 4$, les courbes n'évoluent plus. Il est alors généralement admis que le PAPR d'un signal continu peut alors être obtenu en sur-échantillonnant simplement le signal OFDM d'un facteur $L = 4$.

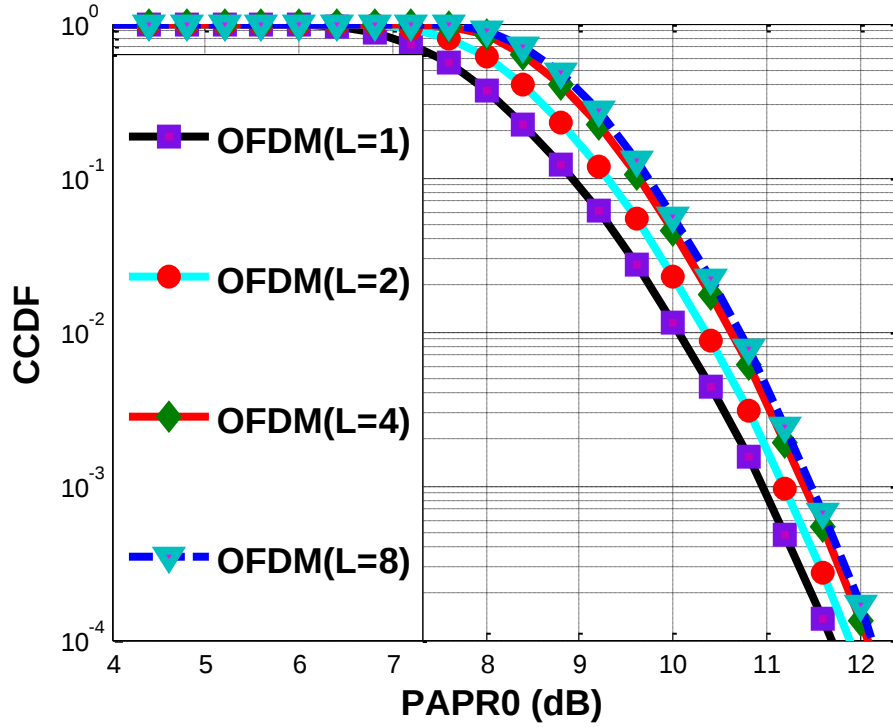


Figure 1.14 : Estimation de la CCDF en fonction de L pour $N = 256$.

1.6.3. Analyse théorique de la fonction de répartition complémentaire

D'après le théorème de la limite centrale et pour de grandes valeurs de NL , que les échantillons des parties réelles et imaginaires de $x(n)$ suivent une distribution gaussienne de moyenne nulle et de variance σ^2 , ayant pour densité de probabilité :

$$f_G(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(x^2)/2\sigma^2}, \quad (1.63)$$

Où :

$$\sigma^2 = \frac{1}{NL} \sum_{k=0}^{NL-1} \sigma_{x_k}^2, \quad (1.64)$$

Où $\sigma_{x_k}^2$ est la variance des éléments complexes x_k , l'amplitude de chaque échantillon d'un signal OFDM suit donc une distribution de Rayleigh de moyenne égale à $\sigma\sqrt{\pi/2}$ et de variance égale à $(2 - \frac{\pi}{2}) \sigma^2$, cette densité de probabilité est donnée par:

$$f_R(|x|) = \frac{|x|}{\sigma^2} e^{-(|x|^2)/2\sigma^2}, \quad (1.65)$$

La probabilité que l'amplitude d'un échantillon n' soit inférieure à une certaine valeur γ est donnée par :

$$\text{prob}(|x(n'T_s/NL)| \leq \gamma) = \int_0^\gamma f_R(s) ds = 1 - e^{-(\gamma^2)/2\sigma^2}, \quad (1.66)$$

En supposant que les échantillons soient statistiquement indépendants, la probabilité qu'il y ait au moins une amplitude d'un échantillon qui soit supérieure à une certaine valeur γ d'un symbole OFDM entier est donnée par [77]:

$$\begin{aligned} \text{prob}(\max |x(n)| > \gamma) &= 1 - \text{prob}(\max |x(n)| \leq \gamma) \\ \Rightarrow \text{prob}(|x(n')| > \gamma) &= 1 - \prod_{n'=0}^{NL-1} \text{prob}(|x(n')| \leq \gamma) \\ \Rightarrow \text{prob}(|x(n')| > \gamma) &= 1 - (\text{prob}(|x(n')| \leq \gamma))^{NL}, \end{aligned} \quad (1.67)$$

On remplace l'équation (1.65) dans l'équation (1.66) on obtient :

$$\text{prob}(|x(n)| > \gamma) = 1 - (1 - e^{-(\gamma^2)/2\sigma^2})^{NL}, \quad (1.68)$$

Etant donné que $PAPR_0 = \frac{\gamma^2}{2\sigma^2}$, cette dernière relation exprime finalement la fonction de répartition complémentaire du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal OFDM notée par la suite CCDF ($PAPR_0$) on a:

$$CCDF(PAPR_0) = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^{NL}, \quad (1.69)$$

Van Nee [78] a montré que la CCDF du signal $x(n)$ échantillonné à fréquence critique est donnée par la relation suivante:

$$CCDF(PAPR_0) = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^{2.8N}, \quad (1.70)$$

La figure 1.15 présente la comparaison entre les deux cas ; théorique et simulation de la fonction de répartition complémentaire du PAPR. Dans le premier cas (Théorique de Van Nee) nous avons utilisé l'équation (1.70) et dans le deuxième cas (simulation) nous avons calculé les PAPR de 10^4 symboles OFDM en vue de choisir les valeurs pour faire la comparaison et prendre les valeurs $PAPR_0$ de 0 à 12dB avec un écart de 0.4 dB. Pour chaque valeur de $PAPR_0$,

nous avons calculé le nombre des PAPR qui est supérieur à cette valeur, ensuite nous divisons les résultats obtenus par le nombre total des PAPR.

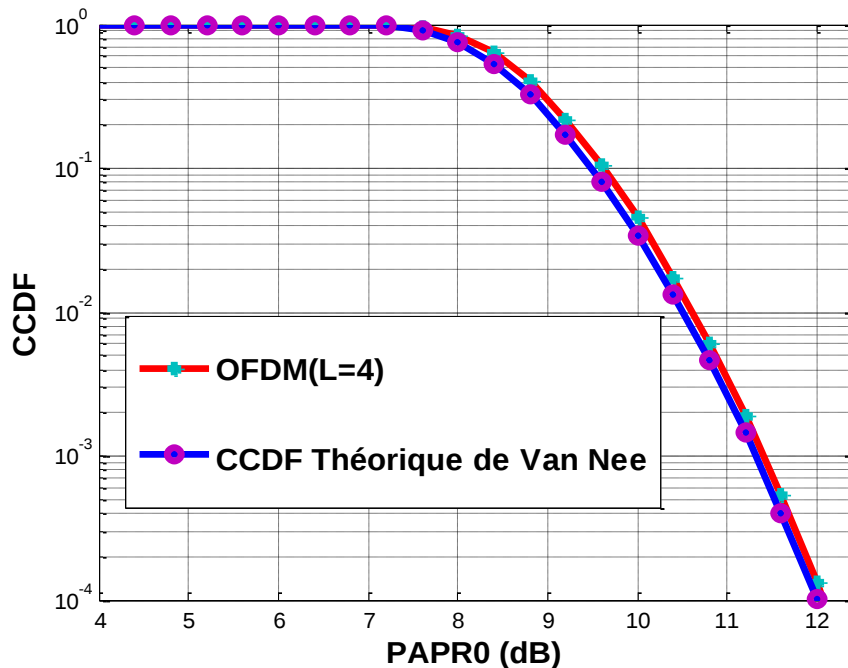


Figure 1.15 : Comparaison des fonctions de répartition complémentaire du PAPR dans le deux cas théorique et simulation à $N=256$ porteuses.

1.7. Conclusion

Les travaux de recherche entrepris dans le domaine de la cinquième génération connaissent une multitude de difficultés dans leur avancement quant à la résolution des problèmes tels que ; le choix de la modulation et le codage du canal, le problème du PAPR et l'estimation du canal. Dans ce cadre, plusieurs technologies d'accès sans fil sont proposées à l'utilisateur pour pouvoir se connecter au mieux, n'importe où, n'importe quand et avec n'importe quel réseau d'accès. Pour cela, les différentes technologies sans fil, doivent coexister de manière à ce que la meilleure technologie puisse être retenue en fonction du profil de l'utilisateur et de chaque type d'application et de service qu'il demande. Dans ce chapitre, on a traité un état de l'art sur la structure d'une chaîne de télécommunication de la future génération. A cet effet, nous avons parcouru brièvement les techniques de réduction du PAPR les plus répandues dans la littérature. Comme il a été question, d'étudier le problème de transmission dans un canal radio mobile ainsi que sa modélisation.

La modulation en particulier OFDM, MC-CDMA et FBMC-OQAM ont constitué une grande partie de ce chapitre, où l'OFDM est une technologie récente très performante permettant de

transmettre des données en parallèle sur plusieurs fréquences porteuses différentes. Elle est bien adaptée aux canaux de transmission radio longue distance sans transmission à ondes multiples (échos), alors elle peut réduire considérablement les interférences entre les symboles. La technique MC-CDMA est caractérisée par l'ajout d'un composant CDMA aux modulations multi-porteuses OFDM. Les avantages associés expliquent l'intérêt porté à son application dans le cas des liaisons descendantes des futurs réseaux sans fil (5G). Néanmoins, malgré ces avantages, les modulations OFDM et MC-CDMA présentent certains inconvénients. Tout d'abord, l'ajout du préfixe cyclique entraîne une perte d'efficacité spectrale car le préfixe cyclique n'est qu'une copie de certains symboles déjà transmis, ce qui réduit le débit effectif. D'autre part, l'utilisation d'un filtre rectangulaire génère des lobes secondaires importants, cela veut dire que les signaux transmis sur les bords de la bande sont nuisibles aux autres systèmes occupant les bandes adjacentes. Ces inconvénients ont motivé les chercheurs à développer d'autres solutions alternatives tels que les modulations multi-porteuses à base de filtre bank (FBMC). En fait, la modulation FBMC-OQAM peut faire face à la sélectivité en fréquence du canal sans introduire aucun intervalle de garde (CP). En outre, FBMC utilise un filtre de mise en forme bien localisé en fréquence, ce qui réduit considérablement l'effet de débordement du spectre hors bande. Ainsi, un nombre plus important de sous-porteuses peuvent être utilisées d'une bande allouée. En FBMC-OQAM, chaque sous-porteuse est modulée avec la modulation OQAM, et la condition d'orthogonalité est maintenue dans le domaine réel. En effet, les données transmises sont portées par la partie réelle des symboles reçus, et leur partie imaginaire représente l'interférence intrinsèque de la modulation FBMC-OQAM.

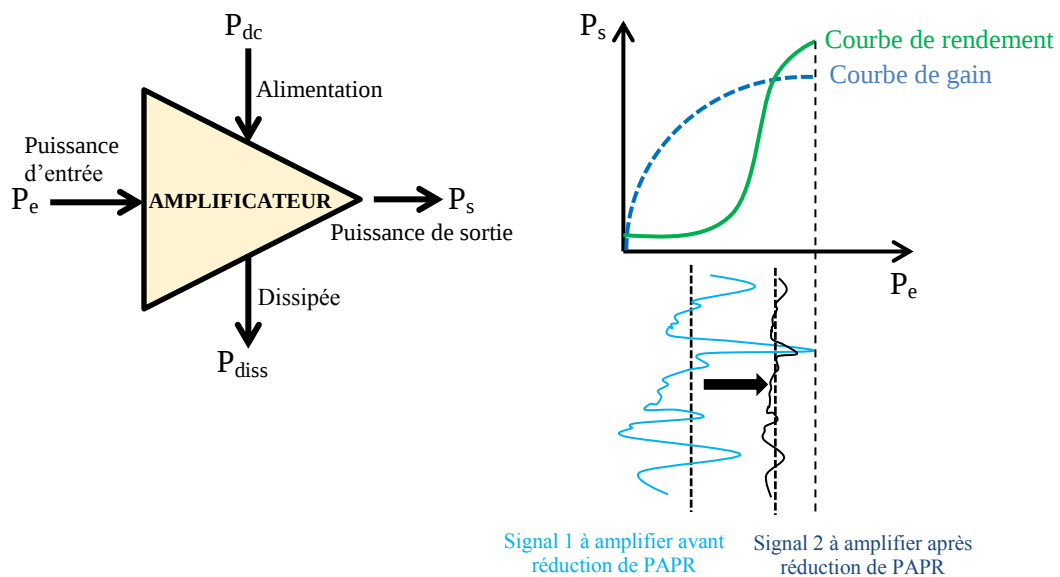
Nous avons clôturé cette phase de recherche par la présentation du PAPR et donner une caractérisation théorique du PAPR d'un signal OFDM ainsi que l'influence du facteur de sur-échantillonnage sur le signal. Les résultats de la simulation ont montré que le facteur de sur-échantillonnage, quand il est porté à la valeur quatre, il n'y aura plus d'augmentation significative de la CCDF. D'où nous pouvons conclure qu'un facteur de sur-échantillonnage d'au moins 4 est nécessaire pour approcher le mieux possible la puissance crête continue.

Le prochain chapitre traitera la caractérisation des paramètres d'intérêt de l'amplificateur de puissance. Comme il sera question d'exposer, dans ce chapitre, quelques résultats de simulation concernant l'influence de l'amplificateur de puissance sur la performance du système multi-porteuses.

CHAPITRE 2

Amplificateur de Puissance

HPA



2.1. Introduction

Dans les systèmes de télécommunication, les émetteurs ont besoin d'amplificateurs de puissance pour fournir une puissance suffisante au signal à transmettre (signal radio fréquence) afin de résister à l'atténuation provoquée par la propagation de l'espace libre [48]. Pour injecter au signal cette puissance nécessaire, l'amplificateur de puissance puise de l'énergie dans une source d'énergie électrique. Ainsi, il est important de déterminer le rendement énergétique de l'amplificateur et de s'interroger aussi sur l'impact du signal à amplifier sur ce rendement d'autant plus que l'amplificateur de puissance est l'élément qui consomme le plus d'énergie parmi tous les éléments de l'émetteur [13,79]. Cependant, l'amplificateur de puissance doit fonctionner dans une zone dite non linéaire à haute efficacité. Malheureusement, c'est fâcheusement dans cette zone que se produisent les non-linéarités de l'amplificateur, sources de distorsion des signaux à transmettre. Le PAPR des signaux à amplifier est d'autant plus important que ces effets sont accentués et plus nuisibles. Souvent, nous sommes obligés de surdimensionner l'amplificateur pour éviter ces effets, tout en perdant l'objectif du rendement maximal. La spécification des caractéristiques de l'amplificateur de puissance semblait utile, voire indispensable, avant de considérer des techniques répondant aux exigences de linéarité et de rendement.

Dans ce chapitre, nous expliquerons les caractéristiques de l'amplificateur de puissance. Plus généralement, nous aborderons les généralités de l'amplificateur, à savoir la caractéristique de transfert qui reflète les relations entrée / sortie, les notions sur les paramètres d'intérêt de l'amplificateur de puissance et des classes d'opérations de l'amplificateur (operating). Nous allons ensuite caractériser l'amplificateur de puissance à travers sa modélisation comportementale. Pour quantifier les effets des non-linéarités, nous allons définir le rapport de puissance du canal adjacent (ACPR pour *Adjacent Channel Power Ratio*), le rapport signal sur bruit (SNR pour *Signal to Noise Ratio*), la magnitude de vecteur d'erreur (EVM pour *Error Vector Magnitude*), le produit d'intermodulation d'ordre n (IP n pour *Intermodulation products n^{th} order*). Nous clôturerons le chapitre par un aperçu sur les effets des non-linéarités des amplificateurs de puissance sur la densité spectrale de puissance (PSD) et le BER.

2.2. Généralités sur les amplificateurs de puissance

2.2.1. Définition

Pour assurer un routage correct des informations, les émetteurs ont besoin d'amplificateurs de puissance qui fournissent une certaine puissance aux signaux radiofréquences afin d'éviter leur dégradation grave lors de leur propagation en espace libre. L'amplificateur de puissance puise

ensuite l'énergie nécessaire au signal dans une source d'alimentation en courant continu. En général, il existe deux catégories d'amplificateurs de puissance utilisés dans les systèmes de communication [80, 81] :

- ✚ L'amplificateur à tubes à ondes progressives (TOP, TWTA pour *Travelling Wave Tube Amplifier*) [82] est un tube à vide utilisé en hyperfréquences pour réaliser des amplificateurs de faible, moyenne ou forte puissance. Il sert à réaliser des amplificateurs à bande large ainsi qu'à particulièrement faible bruit de fond. Il convient spécifiquement bien pour les amplificateurs des satellites de communication.
- ✚ L'amplificateur à semi-conducteur (SSPA pour "*Solid State Power Amplifier*") [83] est un système électronique augmentant la tension et/ou l'intensité d'un signal électrique. L'énergie nécessaire à l'amplification est tirée de l'alimentation électrique du système. Ces types sont utilisés, notamment dans les transmissions radio terrestres comme dans le cas des téléphones portables ou de la boucle radio.

2.2.2. Caractérisation de l'amplificateur de puissance

Pour déterminer la relation entre la puissance d'entrée, la puissance utilisée par l'amplificateur et la puissance de sortie du signal nous allons considérer le graphe ci-dessous qui donnent la relation entrée-sortie (AM/AM pour *Amplitude/Amplitude*) appelées caractéristiques de transfert ou fonction de transfert AM/AM [84].

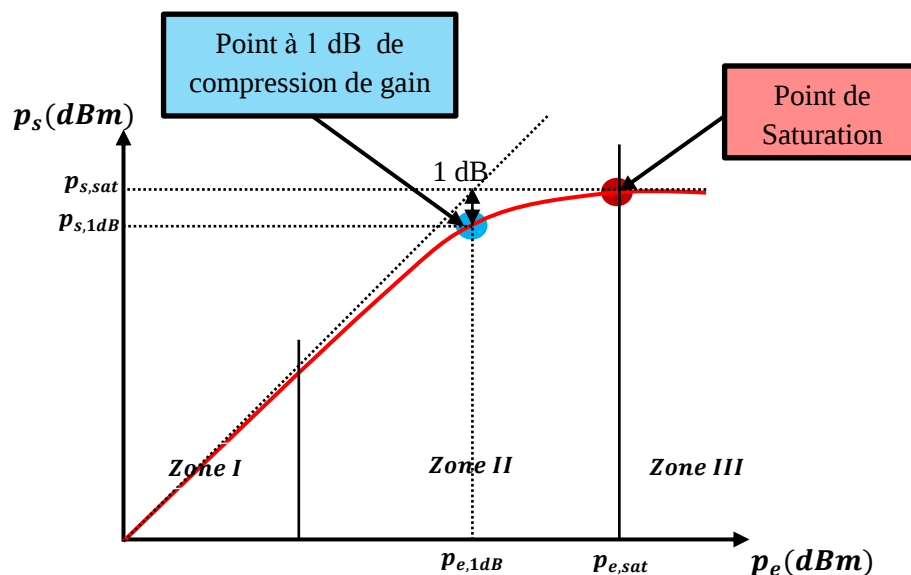


Figure 2.1 : Allure de la courbe AM/AM d'un amplificateur de puissance.

Selon la courbe de la fonction de transfert AM/AM on peut identifier trois zones de fonctionnement de l'amplificateur de puissance [85] :

1. **Zone I ou Zone Linéaire** : dans cette zone, l'amplificateur a un comportement linéaire, le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée donne une valeur constante appelée le gain de l'amplificateur, où les distorsions engendrées sont quasi inexistantes. Le fonctionnement dans cette zone revient à surdimensionner l'amplificateur de puissance entraînant ainsi un rendement énergétique très faible.
2. **Zone II ou Zone de Compression** : dans cette zone, la courbe AM/AM n'est plus linéaire. Cette non-linéarité provoquera des distorsions sur le signal de sortie qui seront de plus en plus importantes à l'approche de la Zone III. Elle est la zone de transition entre la zone linéaire et la zone de saturation. Dans les sections suivantes, nous verrons que ces dégradations de performances du système, dues aux distorsions, peuvent être accentuées lorsque les signaux à amplifier ont un PAPR élevé tel que les signaux multi-porteuses.
3. **Zone III ou Zone de Saturation** : dans cette zone, la puissance de sortie (courbe AM/AM) ne varie quasiment plus quelque soit la puissance d'entrée. D'où le nom de zone de saturation. Les dégradations sont à leur plus haut niveau dans cette zone.

2.3. Paramètres déterminants de l'amplificateur de puissance

2.3.1. Efficacité énergétique

L'amplificateur de puissance est un composant actif essentiel pour amplifier un signal quittant la bande de base et l'amener à un niveau de puissance requis pour pourvoir l'émettre. L'amplificateur est alimenté par une source de courant continu qui lui permet d'amplifier tout signal se trouvant à son entrée. Les puissances d'entrée de l'amplificateur sont la puissance d'alimentation fournie par la source de courant continu généralement notée par P_{dc} et la puissance du signal d'entrée notée P_e . Les puissances de sortie sont respectivement la puissance du signal RF sortant notée P_s et la puissance dissipée par effet joule notée P_{diss} . Il existe une relation qui permet de relier ces puissances, elle est formulée comme suit [86]:

$$P_e + P_{dc} = P_s + P_{diss}, \quad (2.1)$$

Malheureusement, en réalité, il faut aussi considérer P_{diss} comme une puissance de pure perte dissipée au sein de l'amplificateur, comme indiqué sur le schéma de bilan de puissance de la Figure 2.2.

On parle d'efficacité énergétique de puissance pour donner une mesure de la quantité de P_{dc} qui a été effectivement convertie en P_s . Les critères de cette efficacité énergétique fournissent une information à propos des pertes P_{diss} , un aspect extrêmement important pour la conception et le dimensionnement des systèmes d'évacuation de la chaleur ou de refroidissement. Parmi les

mesures possibles de l'efficacité énergétique, la plus répandue, est celle de l'efficacité énergétique η_{DC} , défini comme le rapport entre la puissance P_s fournie à la charge, l'antenne en l'occurrence, et la puissance de consommation P_{dc} de l'amplificateur :

$$\eta_{DC} = \frac{P_s}{P_{dc}}, \quad (2.2)$$

D'autres mesures [85,86] du critère essentiel pour évaluer le fonctionnement d'amplificateur de puissances sont ; le rendement ρ_P défini par l'équation (2.3), et l'efficacité énergétique PAE (PAE pour *Power Added Efficiency*), défini par l'équation (2.4) :

$$\rho_P = \frac{P_s}{P_e + P_{dc}}, \quad (2.3)$$

$$PAE = \frac{P_s - P_e}{P_{dc}}, \quad (2.4)$$

Ces mesures permettent de donner une idée du rendement et du gain en même temps, contrairement à l'efficacité énergétique η_{DC} .

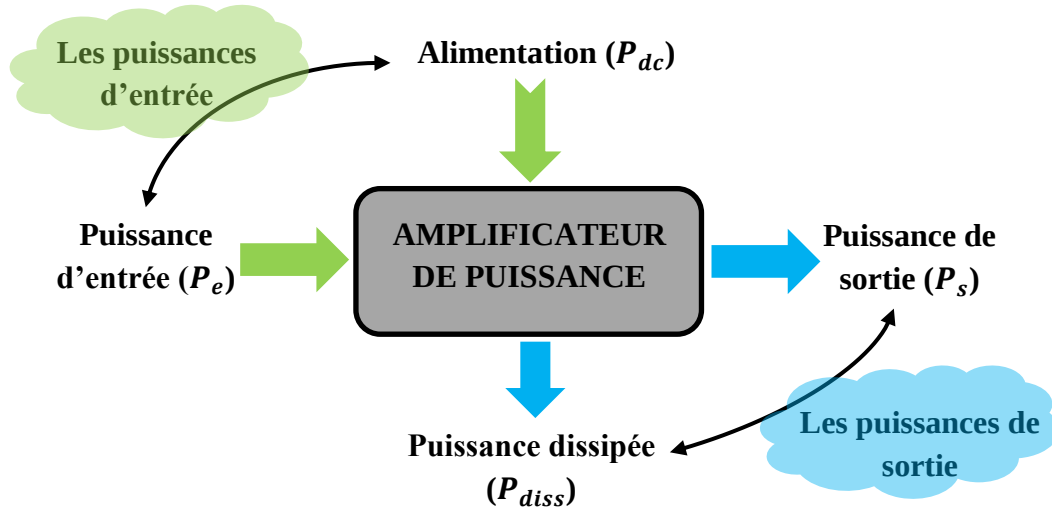


Figure 2.2 : Bilan simplifié des différentes puissances d'un amplificateur.

2.3.2. Recul d'entrée et le recul de sortie

Un signal traversant un amplificateur de puissance subit alors à la fois la compression AM/AM. Il est nécessaire de présenter les notions de recul d'entrée (IBO pour *Input Back Off*) et recul de sortie (OBO pour *Output Back Off*) qui traduisent le recul en entrée et le recul en sortie respectivement. Soient $P_{e,1dB}$ et $P_{s,1dB}$ les puissances respectives d'entrée et de sortie au point de compression 1dB. La grandeur IBO généralement exprimée en dB, est le rapport entre la

puissance de saturation ramenée à l'entrée (ou de la puissance d'entrée au point de compression 1 dB) et la puissance d'entrée du signal :

$$IBO = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{e,sat}}{P_e} \right) [dB], \quad (2.5)$$

Ou encore [87] :

$$IBO = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{e,1dB}}{P_e} \right) [dB], \quad (2.6)$$

De la même façon, on définit le paramètre *OBO* qui est le rapport entre la puissance de saturation (ou de la puissance de sortie au point de compression 1 dB) et la puissance moyenne de sortie du signal :

$$OBO = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{s,sat}}{P_s} \right) [dB], \quad (2.7)$$

Ou il peut être écrit comme suit [87] :

$$OBO = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{s,1dB}}{P_s} \right) [dB], \quad (2.8)$$

À partir de ces relations, on peut constater effectivement que plus le recul d'entrée (ou de sortie) est élevé, plus l'amplificateur est surdimensionné par rapport au signal à amplifier, et par conséquent moins il y a des distorsions dû à la non-linéarité. Ainsi donc pour s'éloigner de la zone de compression, de nombreux systèmes fonctionnent avec un *IBO* (ou *OBO*) élevé. On verra par la suite que le rendement de l'amplificateur est faible dans cette zone qui correspond à la zone linéaire.

2.4. Classes d'opération de l'amplificateur de puissance

Les définitions des classes d'opération de l'amplificateur s'appliquent indépendamment de la technologie des semi-conducteurs utilisés pour la conception de l'amplificateur [88-90] mais plutôt par rapport à l'angle de conduction 2θ du courant de drain [89]. Il existe de nombreuses classes d'opération de l'amplificateur de puissance. Les amplificateurs sont classés dans les catégories A, B, AB et C pour les amplificateurs analogiques, et D, E et F pour les amplificateurs à découpage. Les classes des amplificateurs les plus couramment utilisées sont les classes A, B, AB, et C.

1. L'amplificateur de classe (A) a une caractéristique linéaire, et les signaux amplifiés subissent des distorsions faibles au prix d'un rendement faible. En effet, le rendement maximal théorique d'un amplificateur de cette classe est de 50%, mais à cause des

exigences en linéarité des applications, le rendement est plutôt limité à 25%. Son angle de conduction vaut $2\theta = 2\pi$.

2. L'amplificateur de classe (B) est généralement utilisé pour des applications qui n'ont pas un besoin strict en linéarité. Le rendement d'un amplificateur de classe (B) est sensiblement meilleur que celui d'un amplificateur de classe (A), il atteint 78% [89, 90], tout en fournissant un certain niveau de linéarité. Il a un angle de conduction de $2\theta = \pi$.
3. Dans un amplificateur de classe (AB), l'angle de conduction 2θ est compris entre π et 2π . L'amplificateur de classe (AB) est un compromis entre la classe (A) et la classe (B). La distorsion de la classe (AB) est supérieure à celle de la classe (A), mais inférieure à celle de la classe (B). En revanche, un amplificateur de classe (AB) a un rendement qui est inférieur au rendement maximal théorique de la classe (B), mais a un rendement supérieur à celui de la classe (A), c'est-à-dire un rendement compris entre 50% et 78%. L'amplificateur de classe (AB) est, en général, le plus fréquemment utilisé.
4. L'amplificateur de classe (C) dont l'angle de conduction 2θ est inférieur à π , a une caractéristique non-linéaire très prononcée. Il en résulte d'importantes distorsions dans le signal amplifié. Cela le rend inapte pour des applications qui nécessitent un niveau de linéarité assez élevé. Les amplificateurs de classe (C) ont un rendement proche de 100%.

Le Tableau 2.1 extrait de [91] résume les différentes caractéristiques des classes d'amplificateurs de puissances analogiques.

Tableau 2.1 : Caractérisation des classes d'opération des amplificateurs de puissance.

Classe	Angle de conduction (2θ)	Puissance de sortie	Rendement maximal	Gain	Plage de linéarité
A	2π	Satisfaisante	50%	Important	Grande
B	π	Moyenne	78.5%	Moyen	Moyenne
AB	Entre π et 2π	Moyenne	50% à 78.5%	Satisfaisant	Satisfaisante
C	Inférieur à π	Faible	100%	Faible	Faible

2.5. Modélisation comportementale d'un amplificateur

2.5.1. Modèle de Saleh

Le modèle le plus courant des amplificateurs à ondes progressives est le modèle de Saleh [82] dont les caractéristiques de transferts AM/AM et AM/PM sont données ci-dessous :

$$\mathcal{F}_A[A(t)] = \frac{\alpha_a[A(t)]}{1 + \beta_a[A(t)]^2},$$

$$\mathcal{F}_\phi[A(t)] = \frac{\alpha_\phi[A(t)]^2}{1 + \beta_\phi[A(t)]^2},$$
(2.9)

Notons que pour de grandes valeurs de l'amplitude $A(t)$, $\mathcal{F}_A[A(t)]$ est proportionnel à $1/A(t)$, et $\mathcal{F}_\phi[A(t)]$ s'approche d'une constante. Dans [82], les valeurs des paramètres α_a , β_a , α_ϕ et β_ϕ sont obtenues par des mesures expérimentales dans un cadre de transmission multi-porteuses et sont données par :

$$\alpha_a = 1.9638, \beta_a = 0.9945, \alpha_\phi = 2.5293, \beta_\phi = 2.8168, \quad (2.10)$$

2.5.2. Modèle de Rapp

Le modèle couramment utilisé pour les amplificateurs à semi-conducteur dans le cadre des transmissions multi-porteuses est le suivant [83] :

$$\mathcal{F}_A[A(t)] = \frac{G \cdot A(t)}{\left[1 + \left[\frac{A(t)}{A_0} \right]^{2\rho} \right]^{\frac{1}{2\rho}}},$$

$$\mathcal{F}_\phi[A(t)] \approx 0,$$
(2.11)

Où A_0 est l'amplitude de la tension de sortie de saturation, G le gain en puissance de l'amplificateur et ρ est un facteur souvent appelé « Smoothness Factor » en anglais, qui permet de contrôler la transition entre la zone linéaire et la zone de saturation de la caractéristique de transfert AM/AM de l'amplificateur.

2.6. Mesure des distorsions

Cette section est consacrée aux définitions générales des mesures de qualité en émission qui permettent d'évaluer objectivement la linéarité d'un émetteur. Des mesures dans le domaine fréquentiel permettront d'évaluer la puissance des produits d'intermodulation dans le voisinage de la bande utile, et on s'intéressera ici à la mesure le rapport de puissance du canal adjacent (ACPR pour *Adjacent Channel Power Ratio*). Dans le domaine temporel, la vérification de la fidélité du signal émis peut être évaluée par moyen de l'amplitude du vecteur d'erreur (EVM pour *Error Vector Magnitude*), comme on le montre plus loin.

2.6.1. Rapport de puissance du canal adjacent

Pour quantifier l'interférence générée dans les bandes adjacentes de la bande utile, un paramètre ACPR est défini. L'ACPR [92] est défini par l'écart en puissance entre le lobe principal (bande utile) et les lobes secondaires comme le montre la figure 2.3.

On parle d'ACPR droite et d'ACPR gauche suivant le côté de la bande adjacente prise en compte. L'ACPR est donné par la relation suivant :

$$ACPR = \frac{\int_{BU} DSP(f) df}{\int_{BA} DSP(f) df} \quad (2.12)$$

Où BU et BA représentent la bande adjacente et la bande utile, respectivement.

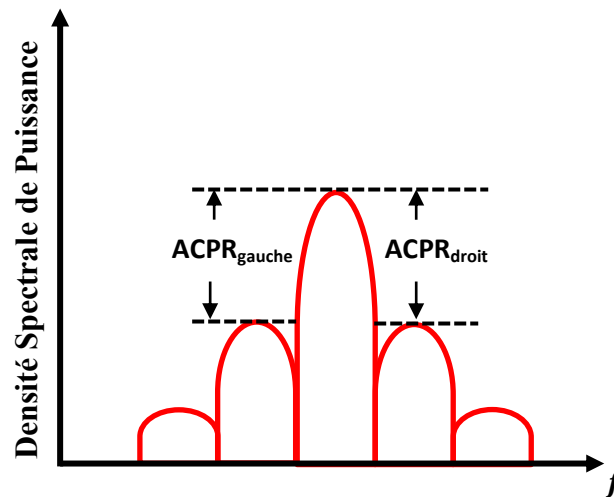


Figure 2.3 : Calcul de l'ACPR.

2.6.2. Amplitude du vecteur d'erreur

Dans le domaine temporel, une émission radio peut être décrite à partir des variations en amplitude et phase autour d'une porteuse principale, ces variations de la porteuse sont exprimées en format cartésien comme une paire complexe, avec une composante en phase, I (In-phase) et une composante en quadrature Q (Quadrature). Lors du passage par l'amplificateur, les non-linéarités dégradent le signal émis. Les composantes I et Q récupérées en réception, après démodulation, peuvent alors conduire à des erreurs lors de l'échantillonnage. Ceci est à éviter car entraîne une augmentation du BER. Puisque le canal de transmission lui-même viendra ajouter des atténuations, échos, évanouissements, interférences, et d'autres effets non souhaités qui dégraderont le signal en réception, il est donc important d'assurer une qualité optimale du signal dès l'émission, l'EVM peut se calculer à chaque temps symbole.

Soit X_n le signal temporel complexe (émis) mesuré en réception ou en émission et soit $\hat{X}_n$ le signal de référence idéal. L'EVM est calculé comme suit :

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum |X_n - \hat{X}_n|^2}{\sum |X_n|^2}}, \quad (2.12)$$

La figure 2.4 montre comment calculer l'EVM.

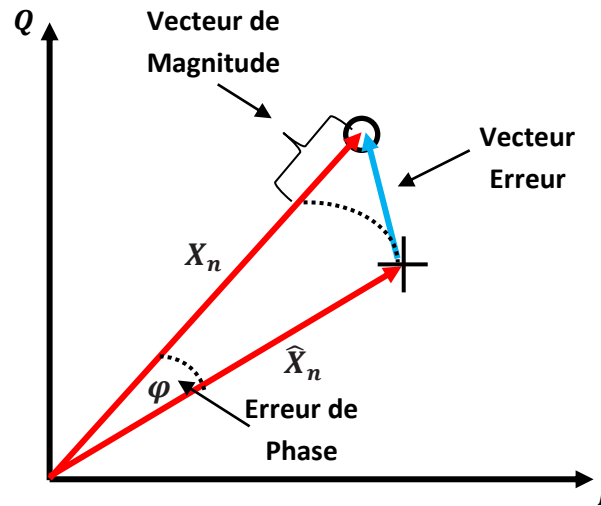


Figure 2.4 : Calcul de l'EVM.

2.6.3. Produit d'intermodulation d'ordre

Les non-linéarités des amplificateurs de puissance génèrent des produits d'intermodulation d'ordre n (IP n) [93], qui dépend directement de l'ordre de l'équation polynomiale représentant cette non-linéarité. La distorsion d'intermodulation se produit à des fréquences qui sont la somme et / ou la différence de multiples entiers des fréquences fondamentales. Si un amplificateur non linéaire commande deux signaux aux fréquences f_1 et f_2 , la non-linéarité donnerait lieu à des composantes de sortie supplémentaires à $f_1 + f_2$ et $f_1 - f_2$, appelées produits d'intermodulation de second ordre. Ces produits de second ordre se mélangeront à l'original des signaux pour produire des produits d'intermodulation de troisième ordre de fréquences $2f_1 + f_2$, $2f_1 - f_2$, $2f_2 + f_1$ et $2f_2 - f_1$. Les produits de troisième ordre posent un problème majeur en réception radio car ils se rapprochent des signaux qui les provoquent. Les distorsions d'intermodulation des amplificateurs de puissance à large bande constituent un aspect important dans la conception au moyen d'amplificateurs opérationnels, en particulier dans le domaine des communications des systèmes multiporteuse où la largeur de bande utilisable pour chaque répéteur est limitée. Dans la distorsion d'intermodulation d'ordre n , la sortie contient non

seulement la fréquence fondamentale, mais, comme indiqué précédemment, ses multiples. La distorsion d'intermodulation résulte du mélange de deux signaux ou plus de fréquences différentes. La sortie parasite se produit à la somme et / ou à la différence de multiples entiers des fréquences d'entrée.

2.7. Effet de l'amplificateur de puissance sur les systèmes des communications

La non-linéarité de l'amplificateur de puissance ne poserait pas de problème si les signaux d'entrée étaient à enveloppe constante et à faible dynamique (à faible PAPR). C'est le cas par exemple dans des signaux GSM. Les futurs systèmes (4G ou 5G) de communication devront faire face au problème existant de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance mais avec une difficulté supplémentaire, du fait de la nature spécifique des signaux (signaux multistandards donc très large et à très grande dynamique, c'est-à-dire à fort PAPR). Nous présentons dans ce qui suit, les distorsions engendrées par la non-linéarité de l'amplificateur de puissance et les conséquences sur la qualité de la transmission. Nous utilisons un système de communication qui intègre un amplificateur de Rapp [83] dont les caractéristiques de transferts AM/AM et AM/PM sont données par l'équation 2.11.

2.7.1. Effet sur la constellation et la mesure de l'EVM

Pour une utilisation efficace du spectre disponible, les systèmes de transmission numériques actuels utilisent des modulations multi-porteuses avec un grand nombre d'états de phase et d'amplitudes. Cependant, ces modulations sont très sensibles aux distorsions, bien entendu, aux distorsions non linéaires provenant des amplificateurs de la chaîne de transmission.

L'amplificateur a une incidence directe sur la constellation ce qui se traduit par une déformation de celle-ci entraînant de ce fait des erreurs sur les bits transmis (voir la figure 2.5). Pour illustrer ce phénomène, nous considérons un schéma simplifié constitué d'un signal d'entrée (issu d'une modulation 16-QAM) et d'un amplificateur de puissance de type SSPA (donné par le modèle de Rapp). Un bruit blanc gaussien $w(t)$ est ajouté à la sortie de l'amplificateur.

Le signal $x(t)$ à l'entrée de l'amplificateur de puissance est un signal monostandard de type WLAN (signal OFDM de $N = 64$ sous-porteuses, de modulation 16-QAM). L'EVM calculé à partir des signaux $x(t)$ et $y(t)$ est donné par la figure 2.6. Elle montre que l'EVM décroît quand le recul d'entrée augmente, c'est-à-dire que, quand l'amplification se fait de plus en plus dans la zone linéaire. Elle montre aussi que l'EVM diminue avec le rapport signal à bruit (SNR). En effet, un IBO faible engendre des distorsions importantes dans le signal amplifié ; de la même

manière, un SNR faible, signifie un niveau de bruit assez important dans la bande qui va perturber de façon significative le signal émis.

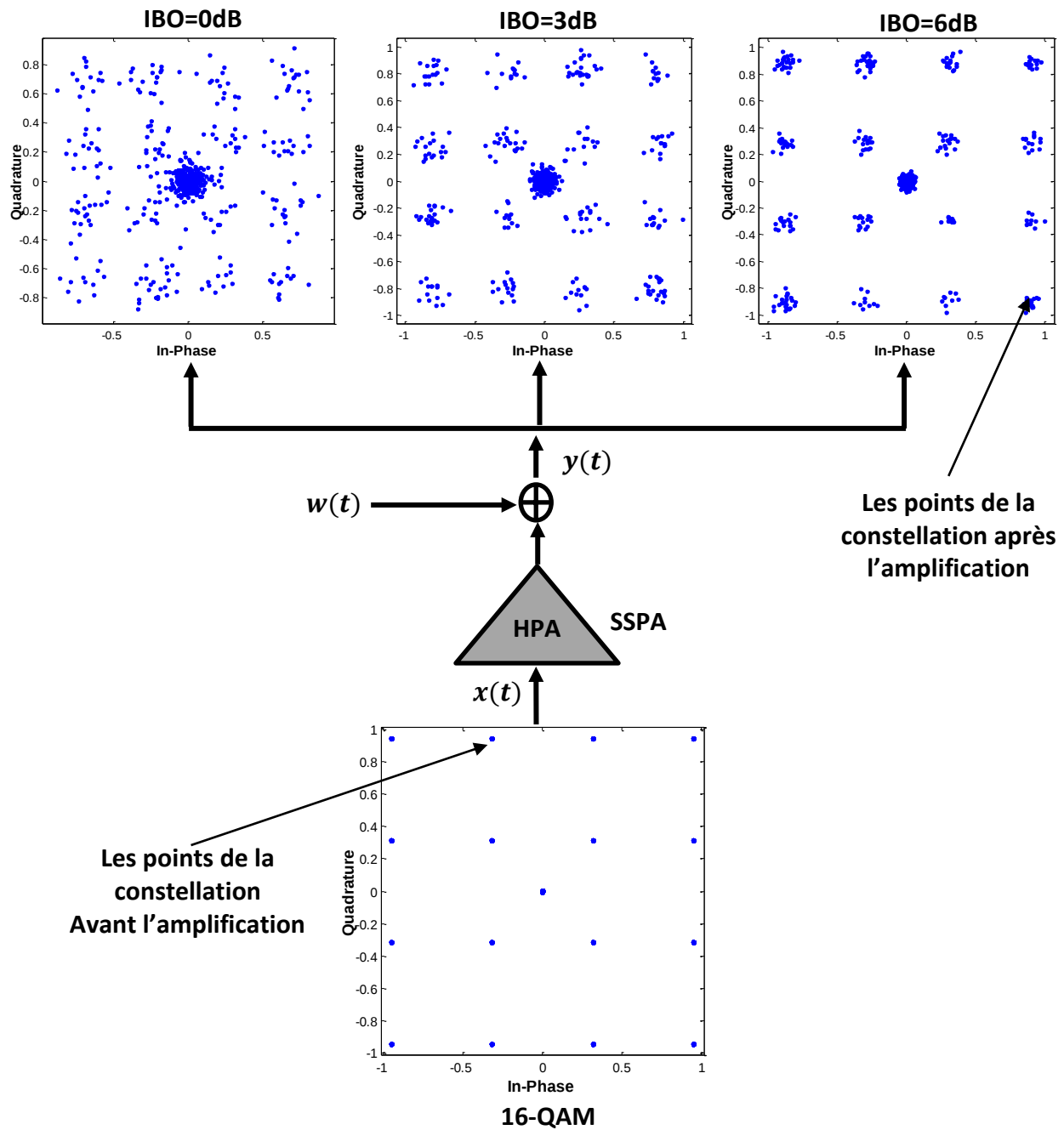


Figure 2.5 : Effet de l'amplificateur de puissance sur les points de la constellation.

2.7.2. Effet sur le spectre

L'influence de la caractéristique non-linéaire de l'amplificateur sur les signaux amplifiés s'exprime aussi par des remontées spectrales. Cela se traduit par des interférences avec d'autres signaux émis dans des canaux voisins. Le facteur de mérite qui permet de mesurer les

interférences avec les canaux adjacents est l'ACPR qui a été défini en équation (2.12). Le Tableau 2.2 montre les mesures de l'ACPR selon les valeurs d'IBO, où $BU = BA = 5\text{MHz}$, il sera question de montrer l'influence d'une amplification non-linéaire sur le spectre des signaux à fortes dynamiques (PAPR élevé). Le phénomène de remontée spectrale est montré par la figure 2.7. Elle montre que la remontée spectrale (les interférences avec les canaux adjacents) augmente quand le recul diminue. En effet, des valeurs faibles de l'IBO signifient que l'amplificateur de puissance fonctionne en limite de sa zone de saturation. C'est dans cette zone que les signaux subissent le plus de distorsions ce qui explique la remontée spectrale de plus en plus importante lorsque l'IBO devient de plus en plus faible.

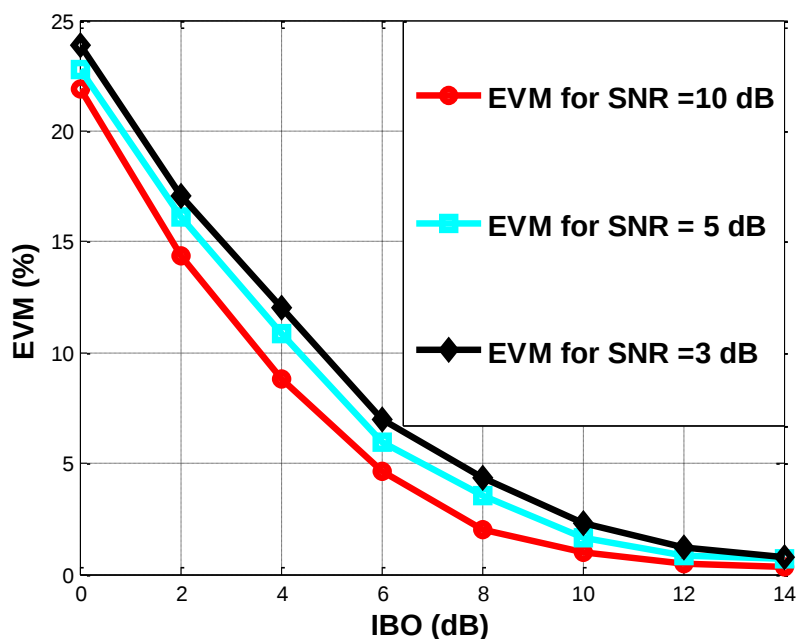


Figure 2.6 : EVM en fonction du recul d'entrée (IBO) pour différentes valeurs du SNR.

2.7.3. Effet sur le taux d'erreur binaire

On a vu qu'une amplification non-linéaire des signaux a une incidence directe sur la constellation qui se traduit par un EVM qui augmente avec la perte de linéarité (quand on s'approche de la zone de saturation). Ceci a inévitablement une répercussion sur le BER. La figure 2.8 donne les performances du BER en fonction du SNR pour différentes valeurs de recul d'entrée (IBO). Le système de transmission simulé est de type OFDM comportant 64 sous porteuses de modulation 16-QAM. Le canal de transmission est un canal Gaussien comme montré par la figure 2.5. Nous pouvons effectivement observer une dégradation des performances du BER pour de faibles valeurs de l'IBO. Cependant lorsque l'IBO devient important, le BER tend à se fondre dans la courbe OFDM sans HPA. C'est la preuve qu'il y a

moins de perturbations liées aux non-linéarités de l'amplificateur lorsque le signal est amplifié dans la zone linéaire et lorsque le signal est amplifié de plus en plus dans la zone de saturation, il subit de plus en plus de distorsions.

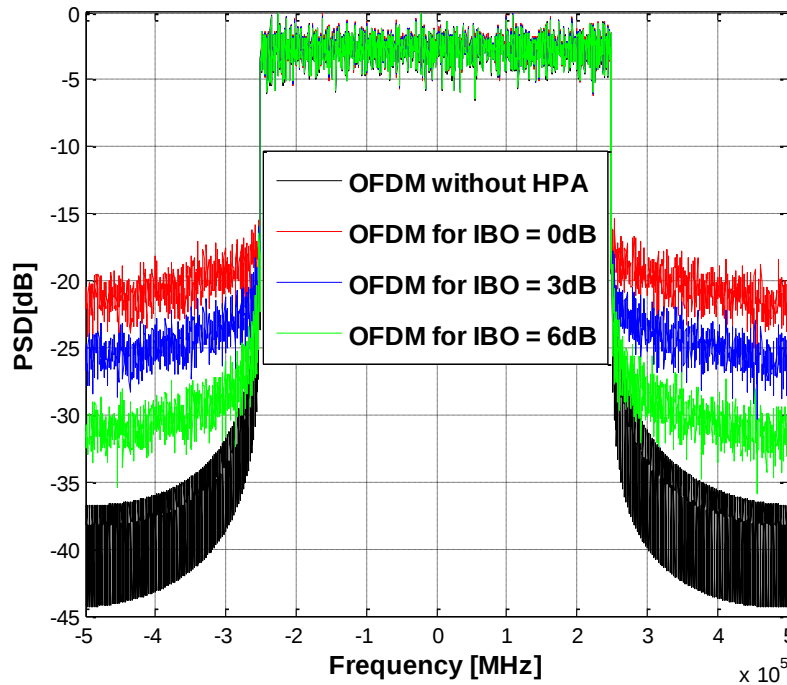


Figure 2.7 : Effet de l'amplificateur de puissance sur le spectre pour différentes valeurs du IBO.

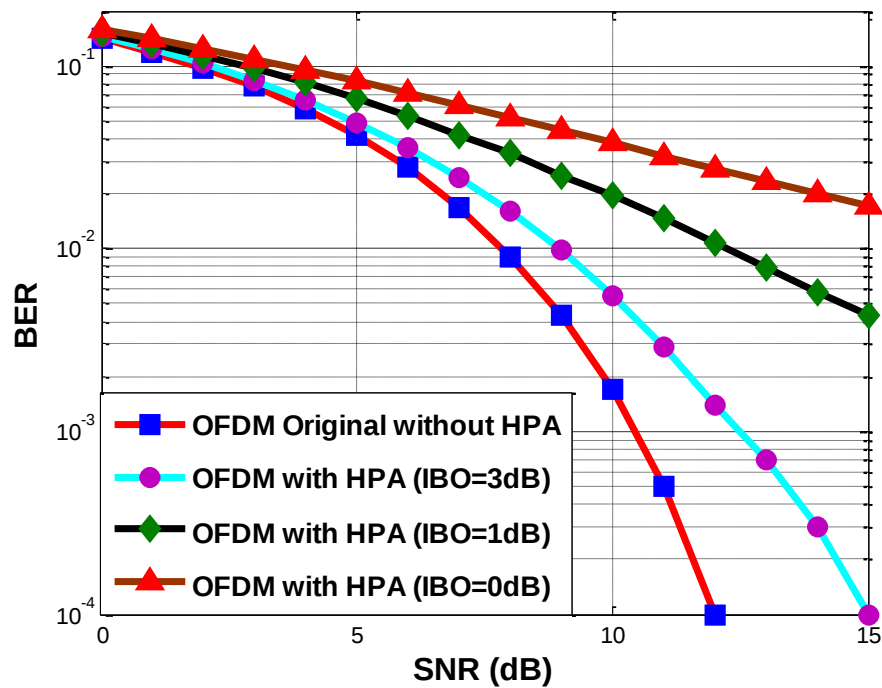


Figure 2.8 : Effet de l'amplificateur de puissance sur le BER pour différentes valeurs du IBO.

Tableau 2.2 : Exemple de mesure de l'ACPR selon les valeurs d'IBO.

<i>IBO (dB)</i>	<i>0</i>	<i>3</i>	<i>6</i>	<i>12</i>	<i>15</i>
<i>ACPR (dB)</i>	-34,1210	-34,0124	-33,8102	-33,4342	-33,2178

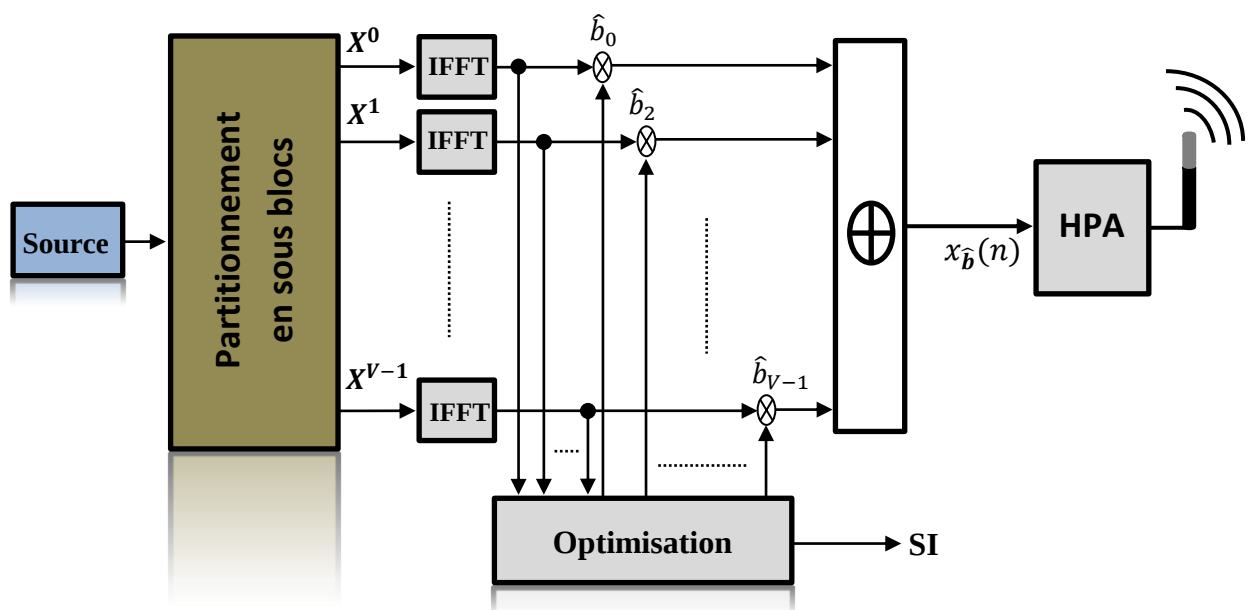
2.8. Conclusion

La compréhension du fonctionnement de l'amplificateur facilite l'étude des non-linéarités de l'amplificateur. C'est ce à quoi nous nous sommes intéressés dans ce chapitre, comme nous avons présenté des généralités sur les types d'amplificateurs utilisés dans les systèmes de télécommunication ainsi que la définition de quelques termes tels que ; le rendement énergétique et les classes d'opération de l'amplificateur de puissance. Nous avons également défini quelques paramètres permettant de quantifier les effets de la non-linéarité. Enfin, un certain nombre d'effets de l'amplification du signal d'enveloppe non constante ont été présentés. Par de simples exemples, il a été montré que les distorsions engendrées par une telle amplification ce qui nécessite, implicitement, de lutter contre ces effets. D'autre part, nous avons montré que plus l'IBO est grand, moins le signal est dégradé et qu'au retour l'efficacité énergétique de l'amplificateur est faible. Ces résultats montrent l'intérêt de faire un compromis entre l'efficacité énergétique et la dégradation du signal. En effet, nous avons montré que plus le PAPR est grand, plus il est difficile de concilier efficacité énergétique et dégradation du signal. Cette conclusion justifie l'intérêt de la réduction du PAPR avant l'amplification.

CHAPITRE 3

État de l'art des techniques de réduction du PAPR

PTS



3.1. Introduction

Parmi les problèmes cruciaux rencontrés dans les systèmes multi-porteuses (MC) en particulier ; OFDM, FBMC-OQAM et MC-CDMA, est celui du PAPR élevé qui réduit l'efficacité de l'amplificateur de puissance utilisé au niveau de l'émetteur. Ce problème est dû au fait que le signal de sortie du système MC résulte de la somme des symboles modulés sur différentes sous-porteuses, comme il est à souligner qu'il existe une probabilité que tous les symboles aient la même phase, ce qui conduit à un pic très élevé par rapport à la valeur moyenne du signal MC en question. Le PAPR a été défini dans le chapitre 1 comme les fluctuations de puissance d'un signal relativement à sa puissance moyenne. Les amplificateurs de puissance sont utilisés du côté émetteur de tout système de communication. La linéarité est une propriété recherchée dans ce genre d'amplificateurs de puissance, ce qui se traduit par un choix judicieux du point de fonctionnement qui doit se situer dans la région de fonctionnement linéaire. En raison du PAPR élevé, le point de fonctionnement se déplace vers la région de saturation entraînant un écrêtage des pics du signal, ce qui provoque une distorsion en hors bande (OOB). Nous devrions donc augmenter la plage dynamique de l'amplificateur de puissance pour maintenir le point de fonctionnement dans la région linéaire, ce qui réduit le rendement et surdimensionner l'amplificateur de puissance ce qui engendre l'augmentation de son coût. Ces contraintes représentent sans aucun doute des problèmes pertinents qui ont attiré l'attention de nombreux chercheurs [75, 76, 85, 84]. La solution fournie consiste à réduire le PAPR tout en exploitant l'amplificateur de puissance dans une région à haute efficacité. En outre, on trouve dans la littérature un certain nombre de techniques appartenant à différentes catégories, telles que les techniques d'écrêtage et de filtrage, les techniques de codage et les techniques probabilistes. La technique la plus simple pour combattre les PAPR dans le signal MC consiste à utiliser l'écrêtage et le filtrage.

L'objectif de ce chapitre est de faire un état de l'art non exhaustif des techniques de réduction de PAPR en particulier les techniques ; la Tone Reservation (TR), l'écrêtage classique, la selective mapping (SLM) et la séquence de transmission partielle (PTS). En effet, toutes les techniques de réduction du PAPR requièrent généralement des compromis soit en termes de dégradations du BER, de complexité numérique, de pollution des canaux adjacents due à la remontée des lobes secondaires du signal après réduction du PAPR pour certaines techniques ou en termes d'augmentation ou de diminution de la puissance moyenne du signal après réduction du PAPR, ou de débit. Il est de coutume dans le monde de la recherche de s'accorder sur des critères de comparaison afin de permettre un arbitrage plus ou moins cohérent entre les

différentes contributions apportées sur le domaine. Ainsi, à cet effet, les techniques de réduction du PAPR peuvent être réparties globalement en trois grandes familles que sont ; les techniques de codages, les techniques probabilistes et les techniques dites d'ajout de signal. Pour chacune de ces techniques, on peut observer des "points faibles" communs qui peuvent servir de critères de comparaison. En guise d'illustration, on peut citer par exemple les techniques de la séquence de transmission partielle (PTS) qui font parties de la famille des techniques dites probabilistes. Ces techniques agissent sur la phase des sous-porteuses de données afin d'atténuer le PAPR. Inversement, ils sont désavantagés en raison de la multiplicité de blocs de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) et de la complexité de calcul qui est directement proportionnelle à la taille du vecteur de phase requise pour obtenir les meilleures performances du PAPR. Nous reviendrons en détail sur ces techniques dans la section 3.5 de ce chapitre.

3.2. Méthode de 'Tone Reservation'

La méthode 'Tone Reservation (TR)' [94-96] est une technique de la classe des méthodes ajout de signal. C'est une méthode qui a été essentiellement étudiée sur le signal OFDM d'une façon générale sans spécification d'une norme particulière et qui peut être généralisée à tout type de systèmes multi-porteuses. Cette technique fait partie d'une famille de méthodes de réduction du PAPR que Jose Tellado-Mourelo a exposé en 1999 dans sa thèse de doctorat [76]. La méthode TR est donc une technique relativement récente. L'idée maîtresse de la méthode consiste à réserver un nombre de sous-porteuses du signal OFDM sur lesquelles sera ajoutée de l'information pertinente pour modifier le signal temporel, de sorte à diminuer la dynamique de l'enveloppe du signal. Le schéma de principe de la méthode est donné par la figure 3.1.

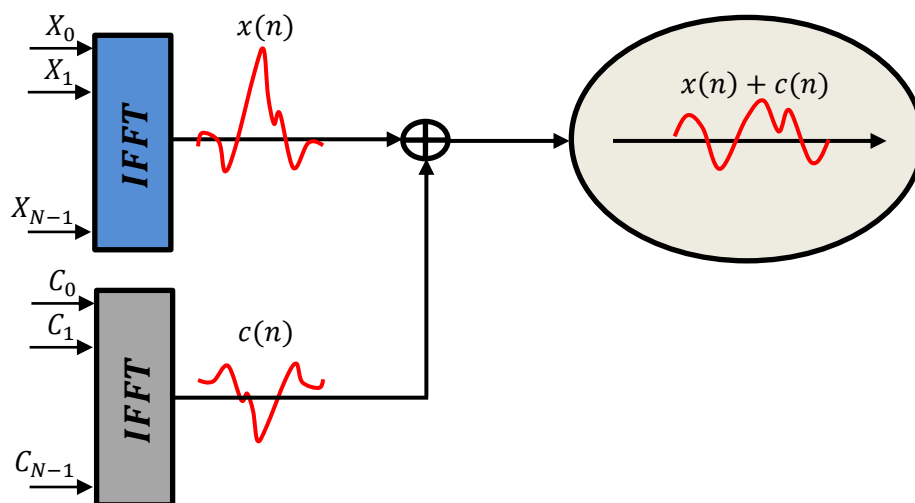


Figure 3.1 : Schéma de principe de la Tone Reservation.

Dans cette méthode, l'émetteur et le récepteur s'accordent sur le nombre des sous-porteuses qui sont réservées pour porter le signal correcteur susceptible de diminuer le PAPR d'où l'appellation de la méthode "Tone Reservation". Il faut savoir qu'à la base la méthode de la TR n'est pas à compatibilité descendante. En effet lorsqu'elle a été introduite pour la première fois par Jose Tellado-Mourelo dans sa thèse de doctorat [76], les positions des "porteuses réservées" n'étaient pas fixées (connues en avance), cela suppose donc que le récepteur doit être informé des sous-porteuses qui sont dédiées à porter le signal de réduction du PAPR. Cependant S. Zabré dans sa thèse de doctorat [97], a proposé de rendre la méthode à compatibilité descendante en utilisant les porteuses nulles (comme par exemple des porteuses non-utilisées qui existent dans certains standards) pour porter le signal de réduction du PAPR sous la contrainte que le gabarit d'émission exigé le standard soit respecté [85]. De façon générale, le principe de la TR est comme suit :

Soit $\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ le vecteur symbole fréquentiel de données à partir duquel est généré le signal OFDM et soit $\mathbf{C} = [C_0, C_1, \dots, C_{N-1}]$ le vecteur signal de réduction du PAPR. Posons $\mathcal{R} = \{i_0, i_1, \dots, i_{N_{\mathcal{R}}-1}\}$ l'ensemble ordonné des indices des sous-porteuses réservées à la réduction du PAPR, ou $N_{\mathcal{R}}$ est le nombre de porteuses nulles avec $N_{\mathcal{R}} \ll N$. Ainsi, le vecteur à émettre devient $\mathbf{X} + \mathbf{C}$. Par construction J. Tellado force les vecteurs $\mathbf{X}$ et $\mathbf{C}$ à être orthogonaux c'est-à-dire : $\forall k \in \{0, 1, \dots, N-1\}, X_k \times C_k = 0$. En d'autres termes nous avons :

$$X_k + C_k = \begin{cases} X_k, & k \notin \mathcal{R}, \\ C_k, & k \in \mathcal{R}, \end{cases} \quad (3.1)$$

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

$$\begin{aligned} y(n) &= IFFT\{X_k + C_k\}, \\ &= x(n) + c(n), \end{aligned} \quad (3.2)$$

Le PAPR du signal à émettre s'écrit :

$$PAPR_{y(n)} = \frac{\max_{0 \leq k \leq NL-1} |x(n) + c(n)|^2}{\frac{1}{NL} \sum_{n=0}^{NL-1} |x(n) + c(n)|^2}, \quad (3.3)$$

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

$$\min_{c(n)} \left\{ \frac{\max_{0 \leq k \leq NL-1} |x(n) + c(n)|^2}{\frac{1}{NL} \sum_{n=0}^{NL-1} |x(n)|^2} \right\}, \quad (3.4)$$

Comme le dénominateur n'est pas fonction du signal correcteur $c(n)$, le problème de minimisation du PAPR est équivalent alors à la relation (3.5) :

$$\begin{aligned} \min_{c(n)} \left\{ \max_{0 \leq k \leq NL-1} |x(n) + c(n)|^2 \right\} &= \min_{c(n)} \|x(n) + c(n)\|_{\infty}^2 \\ &= \min_C \|IFFT(\mathbf{X} + \mathbf{C})\|_{\infty}^2, \end{aligned} \quad (3.5)$$

Où $\|V\|_{\infty}^2$ est la norme infinie du vecteur V . Soit $C = \{C_{i_0}, C_{i_1}, \dots, C_{i_{N_R-1}}\}$ le vecteur de réduction du PAPR. L'équation (3.5) peut aussi se réécrire :

$$\min_C \left\{ \|x(n) + \hat{Q}C\|_{\infty}^2 \right\}, \quad (3.6)$$

Où $\hat{Q}$ est la restriction de la matrice IFFT aux colonnes d'indices $\{i_0, i_1, \dots, i_{N_R-1}\}$. L'équation (3.6) est un problème d'optimisation convexe qui peut être formulé comme un problème QPQC (Quadratic Programs with Quadratic Constraints) [98]. La solution exacte (qui est la solution optimale) du problème QPQC existe et s'écrit :

$$C^{opt} = \min_C \left\{ \|x(n) + \hat{Q}C\|_{\infty}^2 \right\}, \quad (3.7)$$

Dans sa thèse de doctorat [97], S. Zabré a modélisé le problème de l'optimisation convexe (3.6) sous forme SOCP (Second Order Cone Programming). Cependant, cette modélisation sous forme SOCP ne réduit pas en soit la complexité de calcul de la solution optimale, mais permet de prendre en compte la variation de la puissance moyenne liée à la méthode.

Toujours dans [76], J. Tellado a proposé une solution sous-optimale au problème QPQC basée sur l'algorithme du gradient dont la complexité est très faible. Dès lors, beaucoup de techniques de TR à complexité de calcul faible ont été proposées. Ces techniques à complexité de calcul faible sont toutes sous-optimales en terme de réduction du PAPR, mais semblent réalistes dans le sens où elles peuvent être implémentées dans des systèmes réels.

Ainsi donc, S. Litsyn proposa dans [99], un algorithme du gradient à faible complexité de calcul qui donne une solution sous-optimale au problème QPQC dans le domaine fréquentiel.

3.2.1. Avantages de la technique de TR

L'avantage de la technique TR est qu'elle permet d'obtenir une bonne réduction du PAPR tout en assurant une compatibilité descendante.

3.2.2. Inconvénients de la technique de TR

Les difficultés dans la technique TR résident essentiellement dans le choix de l'algorithme d'optimisation (complexité, convergence) et dans le choix du seuil. Le seuil ne doit être choisi au

détriment d'une altération du signal transmis. Un autre inconvénient de cette technique est qu'elle augmente sensiblement la puissance transmise. La puissance moyenne relative ajoutée est donnée par :

$$\Delta E = 10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{n=0}^{NL-1} |x(n) + c(n)|^2}{\sum_{n=0}^{NL-1} |x(n)|^2} \right] \quad (3.8)$$

3.3. Méthode d'écrêtage '*Clipping method*'

Intuitivement cette méthode est très simple à comprendre, car il s'agit, à l'aide d'un écrêtage de l'amplitude du signal à un seuil prédéterminé de diminuer l'amplitude maximale du signal au niveau de ce seuil. Ce procédé a donc pour effet de diminuer la variation de puissance du signal et par conséquent de diminuer la sensibilité du signal aux non-linéarités. Le signal résultant, s'il reste compatible, est dégradé et n'aura pas les performances nominales à la réception. De plus, la saturation étant elle-même, par principe un élément non-linéaire, tous les défauts intrinsèques à ce type d'élément se retrouveront ici [85]. De nombreuses méthodes d'écrêtage ont été développées comme en témoignent les travaux dans [27, 28, 100]. Cette technique a été proposée dès le début de la mise en œuvre de l'OFDM terrestre (DVB-T), dans les années 1997 [100]. Ainsi, un signal x sera donc écrêté suivant la loi suivante :

$$f(x) = \begin{cases} x & |x| \leq A, \\ Ae^{j\varphi(x)} & |x| > A, \end{cases} \quad (3.9)$$

Où $y = f(x)$ est le signal résultant, A l'amplitude limite ou seuil d'écrêtage et $\varphi(x)$ est la phase du signal x . Cette technique, comme toutes les techniques de distorsions, génère les trois problèmes classiques d'une non-linéarité :

- (a) Remontée des lobes secondaires par les produits d'intermodulation.
- (b) Génération d'interférences entre symboles non-linéaires (sous-réserve de la présence de filtrage convolutif).
- (c) Génération de bruit dans la bande utile : bruit à structure particulière car il correspond aux différents produits d'intermodulation qui tombent dans la bande utile.

Le point (a) peut facilement être traité par un filtre sélectif en fréquence situé juste après l'écrêtage. Ce filtre a été proposé dans [101] ; nous pouvons donc dire qu'il fait partie de la technique. Ce filtre est nécessaire pour diminuer l'ACPR, qui mesure la remontée des lobes secondaires. Pour les standards OFDM actuels, ce filtre n'ajoute pas réellement de complexité car il est défini dans le standard pour limiter la bande du canal.

D.Guel dans sa thèse de doctorat [85] a proposé une méthode de filtrage fréquentiel à base du filtrage numérique (FFT/IFFT) pour traiter le point (c). C'est le filtre que nous utilisons au

chapitre 5 du manuscrit. Les articles de L.J Cumin [100] peuvent être considérés comme la référence sur cette méthode. Ils analysent les effets des 3 points précédents sur la densité spectrale de puissance et sur le BER. Bien entendu, celui-ci est dégradé de plusieurs dB à cause du bruit d'écrêtage dans la bande. Dans [102], K.R. Panta et J. Armstrong montrent que ce problème est moins important lorsque le signal traverse un canal sélectif en fréquence. Ils montrent, en effet, que le taux d'erreur est majoritairement dû aux sous-porteuses qui sont très affectées par le canal, et dans ce cas la contribution du bruit d'écrêtage sur le BER est très faible. Une autre analyse de ce problème montre que la dégradation en rapport signal à bruit peut être efficacement atténuée en utilisant un code performant comme la combinaison entre le turbo code (TC) et le code de contrôle de parité à faible densité (LDPC) [30].

3.3.1. Avantages de la technique d'écrêtage

Cette méthode est vraiment très simple à mettre en œuvre tout en garantissant la compatibilité descendante. Ce système d'écrêtage réalisé en bande de base apparaît alors simple à mettre en place car les fonctions d'écrêtage et de filtrage sont implémentées en numérique sur le signal temporel. En outre, la présence d'un filtre sélectif en fréquence pour rejeter les produits d'intermodulation n'est pas un problème car généralement dans tous les standards actuels de type multi-porteuses, il existe un filtre de bande, qu'il suffit de rendre plus sélectif. Cela permet donc d'obtenir à l'émission une valeur d'ACPR acceptable.

3.3.2. Inconvénients de la technique d'écrêtage

Cette méthode a pour conséquence directe l'augmentation de l'ACPR qui se dégrade donc suite à l'écrêtage. Comme on a dit ci-dessus ce problème peut être facilement franchi à l'aide d'un filtrage suffisamment sélectif après l'écrêtage. En outre, les produits d'intermodulation générés par la non-linéarité de la fonction d'écrêtage vont retomber aussi dans la bande utile du signal (point 3 ci-dessus) générant un bruit d'intermodulation qui ne sera pas éliminé par simple filtrage. De très nombreux travaux se sont intéressés aux moyens possibles pour diminuer ce bruit généré dans la bande. En général, ils utilisent le fait que le bruit a une structure particulière, ce qui permet de mettre en œuvre, à la réception, des techniques de soustraction (itérative ou non) du bruit. En conclusion, cette méthode d'écrêtage classique plus filtrage serait intéressante et utilisable si le gain obtenu était supérieur aux dégradations apportées par la non-linéarité de la fonction d'écrêtage. Comme généralement cela n'est pas le cas, cette méthode est restée un cas d'école et n'est pas utilisée. Le problème est donc encore ouvert.

3.4. La méthode de 'Selective Mapping'

L'idée est de multiplier la séquence de symboles complexes issus de la modulation numérique par une série de U différents vecteurs Φ de façon à ce que ne soit retenu que le produit au PAPR le plus faible (après IFFT). Cette méthode nécessite néanmoins la transmission d'une information de redondance pour que le récepteur identifie le vecteur Φ optimal. On doit cette technique à R. Bauml, R. Fischer et J. Huber [103]. Elle a été ensuite détaillée et agrémentée de précision dans [104, 105] par S.H Muller et J.B Huber.

Cette méthode s'applique à l'OFDM pour un nombre quelconque de sous-porteuses et pour une modulation numérique quelconque. Soit $\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ le vecteur symbole OFDM dans le domaine fréquentiel. L'idée de cette méthode est de multiplier le vecteur $\mathbf{X}$ par un vecteur $\Phi^u = [\phi_0^u, \phi_1^u, \dots, \phi_{N-1}^u]$. Les ϕ_k^u sont de la forme :

$$\phi_k^u = e^{j\varphi_k^u}, \varphi_k^u \in [0, 2\pi], u = 0, \dots, U_s - 1, \quad (3.10)$$

Le nouveau signal OFDM dans le domaine fréquentiel après pondération s'écrit :

$$\mathbf{X}^u = \mathbf{X} \cdot \Phi^u, \quad (3.11)$$

On obtient ainsi U_s signaux différents de N composantes. Finalement, le signal OFDM temporel transmis s'écrit :

$$x^{\hat{u}}(n) = IFFT\{\mathbf{X}^{\hat{u}}\}, \quad (3.12)$$

Où $\hat{u}$ est l'indice correspond au signal OFDM dont le PAPR est le plus faible. La valeur de cet indice sera alors transmise au récepteur pour la reconstruction via un code correcteur d'erreurs. Dans [105], les auteurs proposent que le nombre de bits sur lequel doit être codé cet indice soit de l'ordre de $\log_2(U_s)$. Le principe de la technique est illustré par la figure 3.2.

3.4.1. Avantages de la 'Selective Mapping'

Cette méthode permet une réduction très importante du PAPR avec un «overhead» extrêmement faible. Ensuite, elle est applicable pour un nombre de sous-porteuses quelconque et ceci quelle que soit la modulation numérique utilisée.

3.4.2. Inconvénients de la 'Selective Mapping'

Aux vues des performances de la méthode, elle ne semble pas avoir d'inconvénient majeur, mise à part la complexité, du fait de l'utilisation de U_s opérations d'IFFT. De plus, cette méthode nécessite la transmission de séquences de l'information latérale (SI) pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le PAPR le plus faible.

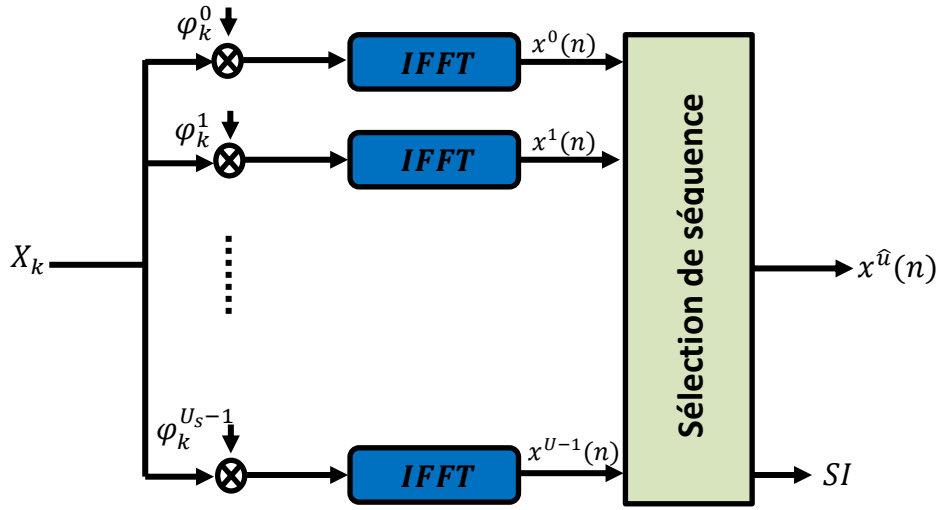


Figure 3.2 : Schéma de principe de la Selective Mapping.

3.5. Méthode de Séquence de Transmission Partielle

Parmi les techniques les plus étudiées pour la réduction du PAPR, on trouve la PTS, car tout cela offre une forte diminution du PAPR. De plus, la PTS permet l'utilisation de stratégies méta-heuristiques pour une efficacité de difficulté de calcul réduite. Concrètement, dans un PTS, la transmission de perspicacité est généralement divisée en sous-blocs disjoints. Le bloc IFFT est généralement utilisés, puis les sous-blocs sont mis en rotation et équilibrés par un vecteur de pondération. Ensuite, les sous-blocs sont additionnés et le PAPR de la transmission est définitivement déterminé pour chaque vecteur d'étape. Ce processus est généralement répété jusqu'à ce que le PAPR préféré soit définitivement découvert.

3.5.1. Technique de PTS pour la réduction du PAPR du signal OFDM

L'idée de cette méthode [106] est de tronquer le train des N porteuses en V blocs de N/V porteuses. Une porteuse utilisée dans un bloc particulier sera mise à zéro dans tous les autres. Une fois ces N/V blocs formés, l'idée initiale de la technique SLM est appliquée; un vecteur $b_v = e^{j\frac{2\pi}{W}\gamma_v}$, $\gamma_v \in \{0, \dots, W-1\}$ et $v = 0, 1, \dots, V-1$, effectuera une pondération de chacun des V blocs après IFFT pour former le signal final au PAPR le plus faible. Comme illustré sur les figures 3.3 et 3.4, l'algorithme du PTS est comme suit :

- (i) Le symbole OFDM fréquentiel $\mathbf{X}$ de N porteuses est tronqué en V sous-blocs disjoints $\mathbf{X}^v$ de N/V porteuses tel que ; $\mathbf{X} = \sum_{v=0}^{V-1} \mathbf{X}^v$.
- (ii) Chaque sous-bloc disjoint $\mathbf{X}^v$, on applique un décalage de phase et le nouvel symbole OFDM fréquentiel s'écrit :

$$\mathbf{X}_b = \sum_{v=0}^{V-1} b_v \mathbf{X}^v, \quad (3.13)$$

(iii) Le symbole OFDM temporel $x_b(n)$ s'écrit alors :

$$x_b(n) = IFFT \left\{ \sum_{v=0}^{V-1} b_v \mathbf{X}^v \right\} = \sum_{v=0}^{V-1} b_v IFFT \{ \mathbf{X}^v \} = \sum_{v=0}^{V-1} b_v x^v(n), \quad (3.14)$$

Où le vecteur de décalage de phase b_v est optimisé de la façon suivante :

$$\hat{\mathbf{b}} = \underset{b_v}{\operatorname{argmin}} \left(\max_{0 \leq n \leq N.L-1} |x_b(n)| \right),$$

Le signal de transmission est donné par :

$$x_{\hat{\mathbf{b}}}(n) = \sum_{v=0}^{V-1} \hat{b}_v x^v(n), \quad (3.15)$$

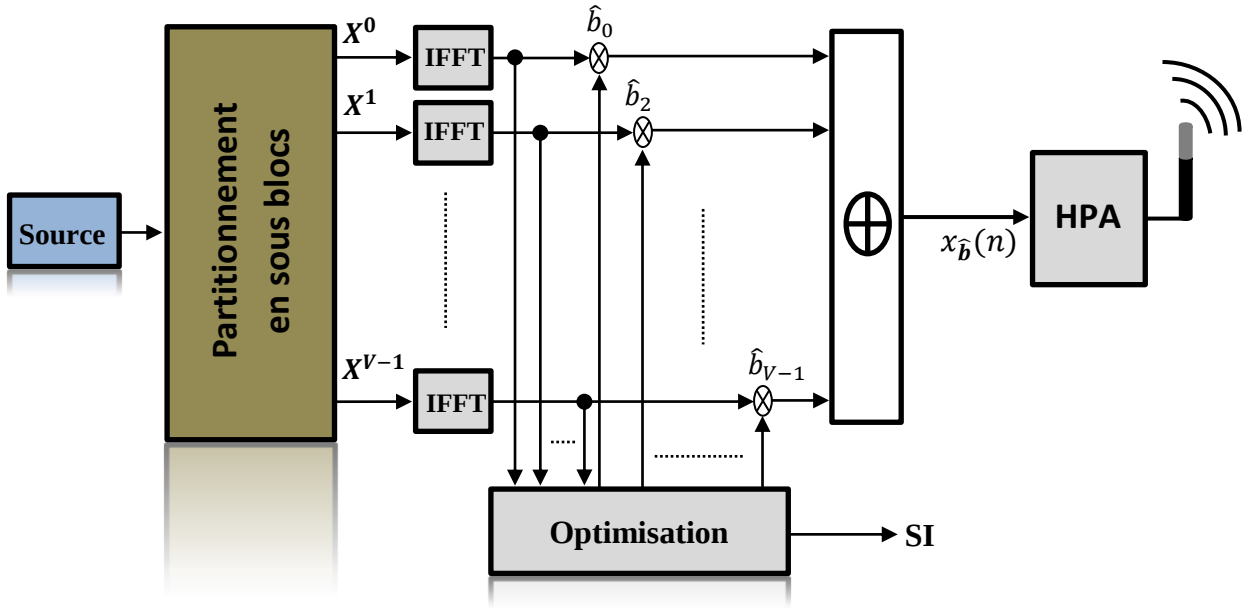


Figure 3.3 : Schéma de principe de la PTS.

La façon dont les symboles sont partitionnés en sous-blocs a une influence sur la performance et la complexité de la technique. L'inconvénient majeur de la technique PTS réside dans la complexité de la recherche des vecteurs de pondération b_v pour minimiser le PAPR. En effet, en considérant V sous blocs et des facteurs de pondérations binaires (les vecteurs b_v , $v = 1, 2$ sont uniquement composés de 1 ou -1), le nombre de combinaisons possibles est de 2^{V-1} qui doivent être toutes passées en revue pour déterminer le jeu de vecteurs qui minimise le PAPR. Un autre inconvénient de la technique des PTS est qu'elle nécessite la transmission de l'information

latérale (SI) pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le PAPR le plus faible.

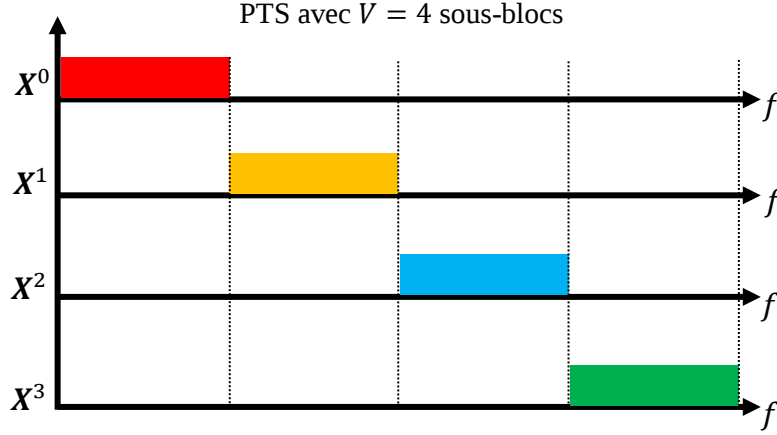


Figure 3.4 : Exemple de partitionnement d'un symbole en sous-blocs pour l'application de la technique PTS.

Le système PTS standard nécessite une recherche approfondie pour trouver le vecteur optimal, ce qui entraîne une grande complexité de calcul, qui peut constituer le principal inconvénient de ce système. Pour se débarrasser de cet inconvénient du PTS, de nombreuses stratégies probabilistes sont lancées dans la littérature suivante :

- Dans la technique I-PTS (Iterative Flipping Algorithm) [107], la première étape est le calcul du PAPR du signal original, puis la seconde étape commence par la multiplication du deuxième sous-bloc par le facteur $b_1 = e^{j\frac{2\pi}{W}\gamma_1}$ en suite le calcul du PAPR à chaque fois et enfin l'extraction de γ'_1 qui correspond à la plus basse des valeurs du PAPR. Cette valeur est conservée dans ce sous-bloc, sachant que le premier sous-bloc est multiplié par le facteur $b_0 = 1$ et que cette opération se poursuit jusqu'à la dernière étape. Si le nombre de processus de recherches est W . Par conséquent, la complexité de la recherche de cette technique est proportionnelle à $W(V - 1)$.
- Dans la technique GD-PTS (Gradient Descent) [108], initialement, tous les facteurs de phase considèrent que $b_v = 1, v = 0, \dots, V - 1$. Ensuite, GD-PTS optimise les facteurs de phase de façon itérative les uns par rapport à leurs facteurs de phase précédents. Les facteurs de phase éligibles pour l'optimisation sont ceux pour lesquels la distance de Hamming est égale ou sensiblement inférieure au rayon r de leur origine. Ce qui signifie que la complexité de calcul du GD-PTS est proportionnelle à $C_r^{V-1} \cdot W^r \cdot I$, où I est le nombre d'itérations maximum et $C_r^{V-1} = \frac{(V-1)!}{r!(V-1-r)!}$ est le coefficient binomial.

- ABC-PTS (Artificial Bee Colony) a été proposé par Karaboga [109]. Dans cet algorithme ; les abeilles utilisées, les abeilles observatrices et les abeilles éclaireuses ont pour tâche d'obtenir des ressources alimentaires optimales. En premier lieu, les positions des ressources alimentaires sont produites de manière aléatoire. Dans le problème de diminution de la valeur du PAPR, le placement d'une source de nourriture est identique au vecteur de phase $b_i = [b_{i0}, b_{i1}, \dots, b_{i(V-1)}]$ où $i = 1, \dots, SN$ et SN indique la taille de la population, qui comprend les abeilles utilisées ou les abeilles observatrices. Les abeilles utilisées recherchent une source de nourriture fraîche dans un rayon proche de la ressource précédente, si la quantité de nectar de la nouvelle ressource est supérieure à la précédente. La nouvelle offre est mémorisée comme une réponse optimale. Les étapes de l'algorithme ABC [109] sont répétées au sein d'un cycle appelé le cycle maximal (MC). Dans un cycle, les solutions possibles de nombres d'aliments (FN) sont identifiées et, dans l'algorithme ABC-PTS, des solutions possibles $MCN \times FN$ sont suggérées pour obtenir le vecteur de phase optimal.
- La technique BFO-PTS (Bacteria Foraging Optimisation) qui modélise le comportement d'alimentation des bactéries E-coli a été présenté et développé par Passino [110]. BFO est un algorithme complexe composé de trois étapes organisées en boucles imbriquées: (i) l'étape de la chimiotaxie: elle modélise la manière dont les bactéries se déplacent dans le gradient de nutriments. Il se compose de deux parties: culbuter et nager. Une chute est simplement une réorientation des bactéries dans une direction aléatoire. Une nage est un mouvement de la bactérie dans le sens de la dégringolade d'une étape spécifique pour chaque bactérie. (ii) L'étape de la reproduction: les bactéries sont triées par santé, la moitié malsaine est éliminée et la moitié restante est copiée pour créer une population de taille originale. (iii) L'étape d'élimination-dispersion: avec une certaine probabilité, les bactéries sont réinitialisées à une nouvelle position modélisant les perturbations naturelles de la bactérie E. coli dans l'environnement. La chimiotaxie se produit dans la boucle la plus interne, la reproduction dans la boucle centrale et la dispersion-élimination dans la boucle la plus externe.

3.5.2. Technique de PTS pour la réduction du PAPR du signal FBMC-OQAM

La seine scientifique regorge de chercheurs [111-113] traitant de la technologie PTS dans le système FBMC-OQAM. La majorité affirme que l'application de la technologie PTS dans le système FBMC-OQAM est différente de l'OFDM, en raison du chevauchement des symboles FBMC-OQAM parmi eux. La figure 3.5 montre que dans ce système, la longueur de chaque

symbole est $4.5NL$, le symbole actuel chevauche avec les quatre symboles précédents, ce qui affecte sévèrement la valeur du PAPR, en tenant compte de la partie chevauchante des symboles précédents pour déterminer le vecteur de phase optimal du symbole actuel. Considérons $\mathbf{X}_m$ le bloc représentant les symboles d'entrée pour FBMC-OQAM où $\mathbf{X}_m = (X_{m,0} \ X_{m,1} \ \dots \ X_{m,N-1})^T$, $0 \leq m \leq M-1$. Selon la technologie PTS, ce bloc est divisé en V sous-blocs, comme mentionné précédemment dans le système OFDM, où $\mathbf{X}_m = \sum_{v=0}^{V-1} \mathbf{X}_m^v$, tel que $\mathbf{X}_m^0, \mathbf{X}_m^1, \dots, \mathbf{X}_m^{V-1}$, ces sous-blocs sont ensuite multipliés par le facteur de phase, auquel il a été fait référence précédemment. L'offset mapping OQAM des sous-blocs $\{\mathbf{X}_m^0, \mathbf{X}_m^1, \dots, \mathbf{X}_m^{V-1}\}_{m=0}^{M-1}$ comporte le symbole réel $\{a_{m'}^1, a_{m'}^2, \dots, a_{m'}^{V-1}\}_{m'=0}^{2.M-1}$, d'après l'équation (1.32). Avant de procéder à la détermination du vecteur de phase optimal pour chaque bloc, nous devons introduire la fonction $\mathcal{G}\{\mathbf{X}_m\}$, qui représente le symbole d'un sous-bloc de rang m , conformément à la relation suivante :

$$\mathcal{G}\{\mathbf{X}_m\}(n) = \sum_{m'=2.m}^{2.m+1} \sum_{k=0}^{N-1} a_{m',k} \cdot h\left(n - m' \frac{NL}{2}\right) e^{j \frac{2\pi k}{LN} n} e^{j \varphi_{m',k}}, \quad (3.16)$$

Où ; $m \frac{NL}{2} \leq n \leq m \frac{NL}{2} + 4.5NL - 1$.

La séquence temporelle de FBMC-OQAM, qui s'étend du premier symbole au $m^{\text{ème}}$ symbole, peut être exprimée dans la relation suivante :

$$s_m(n) = \sum_{q=0}^m \mathcal{G}\{\mathbf{X}_q\}(n), \quad (3.17)$$

Lors de l'application de la technique C-PTS au signal temporel $s_m(n)$ représenté par l'équation (3.17), où les symboles ont été considérés comme s'étendant du premier symbole au $m^{\text{ème}} - 1$ symbole, le PAPR aurait été déjà réduit auparavant. En ce qui concerne le symbole m , le PAPR est réduit comme suit :

$$\hat{s}_m(n) = \sum_{q=0}^{m-1} \hat{\mathcal{G}}\{\mathbf{X}_q\} + \sum_{i=0}^{V-1} \mathcal{G}\{\mathbf{X}_m^i\} \cos\left(\frac{2\pi \hat{v}_{i,m}}{W}\right) + \sum_{i=0}^{V-1} \mathcal{G}\{j\mathbf{X}_m^i\} \sin\left(\frac{2\pi \hat{v}_{i,m}}{W}\right) \quad (3.18)$$

Tandis que :

$$\hat{\mathcal{G}}\{\mathbf{X}_q\} = \sum_{i=0}^{V-1} \mathcal{G}\{\mathbf{X}_q^i\} \cos\left(\frac{2\pi \hat{v}_{i,q}}{W}\right) + \sum_{i=0}^{V-1} \mathcal{G}\{j\mathbf{X}_q^i\} \sin\left(\frac{2\pi \hat{v}_{i,q}}{W}\right) \quad (3.19)$$

Le PAPR peut être calculé pour le signal temporel dans le domaine $n \in \psi_m$ en fonction de la relation suivante :

$$PAPR_m = \frac{\max_{n \in \psi_m} |\hat{s}_m(n)|^2}{\frac{1}{4.5NL} \sum_{n \in \psi_m} |\hat{s}_m(n)|^2}, \quad (3.20)$$

Où ; $\psi_m = \left[m \frac{NL}{2}, m \frac{NL}{2} + 4.5NL - 1 \right]$.

Le vecteur de phase optimal peut être déterminé pour la valeur la plus basse possible du $PAPR_m$ comme suit :

$$\langle \hat{v}_{0,m}, \hat{v}_{1,m}, \dots, \hat{v}_{V-1,m} \rangle = \underset{v_{i,m} \in \{0,1,\dots,W-1\}}{\mathbf{argmin}} (PAPR_m), \quad (3.21)$$

La PTS nécessite une information latérale (SI), représentée par un vecteur de phase optimal pour restituer le signal original au niveau du récepteur FBMC-OQAM, où la longueur de SI est égale à $M \cdot (V - 1) \log_2(W)$ bits.

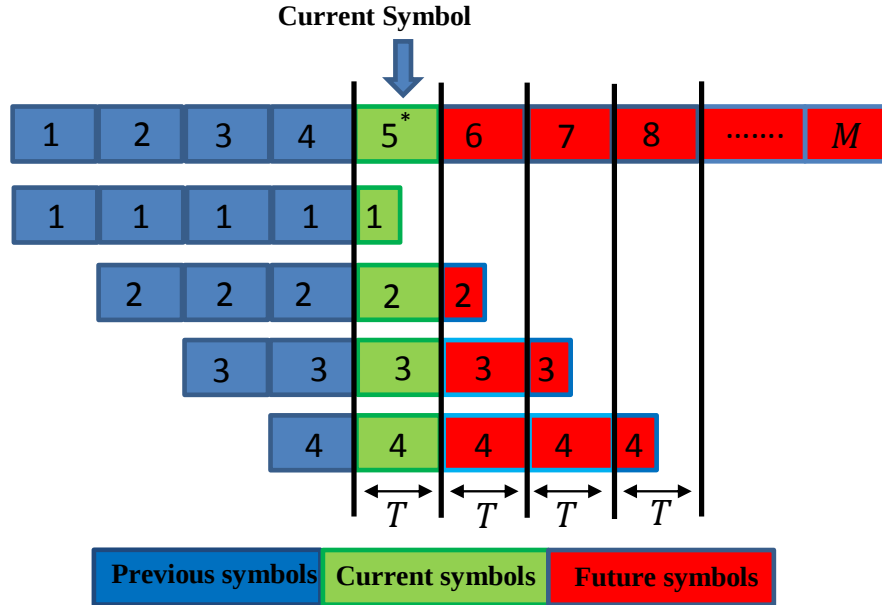


Figure 3.5 : Chevauchement des symboles dans le système FBMC-OQAM.

Lorsque la technique PTS est appliquée dans le système FBMC-OQAM, la complexité de calcul peut être estimée par la détermination du nombre de multiplications (RM_s) et d'additions (RA_s) réelles impliquées dans cette conception. Pour la fonction g , le nombre de multiplications $RM_{S_g} = NL \cdot \log_2(NL) + 2N(4L + 1)$, tandis que le nombre d'additions est $RA_{S_g} = 2NL \cdot \log_2(NL) + 7NL$, le nombre de multiplications et d'additions permettant de calculer le $PAPR_m$ pendant chaque domaine ψ_m sont; $RM_{S_{PAPR_m}} = 4NL$, $RA_{S_{PAPR_m}} = 4NL - 1$, respectivement. La détermination de la complexité de calcul de la technique PTS inclus la

détermination des complexités du vecteur de phase optimal, de celle de calcul de la fonction g ainsi que celle du calcul du $PAPR_m$. Finalement, les complexités de calcul de la technique PTS peuvent être résumées par ce qui suit :

- pour $W = 2$, en permanence le terme, $\sin\left(\frac{2\pi\hat{v}_{i,q}}{W}\right) = 0$:

$$\begin{aligned} RMs &= 16MVNL(2^V + N) + (4NL + 1)MN, \\ RAs &= 8MNL(2NV - V + 2V \times 2^V - 2^V), \end{aligned} \quad (3.22)$$

- pour $W \neq 2$, pas toujours le terme, $\sin\left(\frac{2\pi\hat{v}_{i,q}}{W}\right) = 0$:

$$\begin{aligned} RMs &= 2MV \cdot (NL \cdot \log_2(NL) + 2N(4L + 1)) + 9MVLNW^{V-1}, \\ RAs &= 2MV \cdot (2NL \cdot \log_2(NL) + 7NL) + ((9V - 0.5)LN - 1)MW^{V-1}, \end{aligned} \quad (3.23)$$

Ainsi, ce travail de recherche abordera les problèmes rencontrés par la technologie PTS dans le système FBCM-OQAM tels que:

- Le problème de complexité de calcul qui concerne le nombre de multiplications et d'additions utilisées dans la recherche du vecteur de phase optimal ;
- La longueur du SI susceptible de provoquer une diminution du débit ;
- Difficulté de la restauration du SI au niveau du récepteur ;
- Le problème de la structure de chevauchement du système FBMC-OQAM.

Plusieurs chercheurs ont travaillé sur le problème de la structure de chevauchement qui peut diminuer la complexité de calcul du système FBMC-OQAM, parmi eux ; l'auteur dans [112] a proposé le schéma dit S-PTS (Sparse Partial Transmit Sequence), dans ce schéma ; la première étape consiste à diviser les données de transmission interdépendantes en plusieurs sous-blocs, puis à détecter et enregistrer l'emplacement du pic maximum aléatoire des signaux FBMC-OQAM du domaine temporel dérivés de la superposition des sous-blocs. La deuxième étape renvoie l'emplacement enregistré aux sous-blocs et utilise des facteurs de phase pour optimiser la phase de chaque donnée sur la position correspondante des sous-blocs. Cela permet de diminuer la superposition des données sur ce point d'emplacement mais ne modifie aucune donnée sur d'autres positions, de manière à réduire le PAPR du signal FBMC-OQAM, l'algorithme du schéma S-PTS se trouve dans [112]. La différence entre les schémas C-PTS et S-PTS réside dans le fait que toutes les données sont prises en compte pour sélectionner la combinaison optimale de rotation de phase dans le schéma C-PTS, alors que le schéma S-PTS proposé n'exécute que l'opération d'optimisation de phase données avec pic élevé, sans modifier les données sur les autres positions. Cela signifie que la complexité de calcul du schéma S-PTS proposé serait bien

inférieure à celle du schéma C-PTS. De plus, comme la probabilité de survenue du pic maximal des signaux FBMC-OQAM est relativement faible, seuls quelques pics maximum doivent être traités avec optimisation de phase afin que son impact sur la puissance moyenne des signaux FBMC-OQAM soit imperceptible. Il est expliqué théoriquement que le schéma S-PTS proposé peut entraîner une diminution significative du PAPR des signaux FBMC-OQAM. L'auteur dans [113] a proposé une nouvelle structure d'optimisation pour la technique de PTS, appelée P-PTS (Pretreated Partial Transmit Sequence), afin de réduire le PAPR de signal FBMC-OQAM. En raison de la structure en chevauchement des signaux FBMC-OQAM, il prend en compte plusieurs blocs de données lors de la réduction de la puissance de crête, au lieu de chaque bloc de données indépendamment. Cette technique comporte deux étapes ; la première utilise un schéma d'optimisation commun à plusieurs symboles qui se chevauchent, dans lequel les séquences de rotation de phase du symbole actuel sont déterminées et optimisées en fonction des symboles précédents se chevauchant, la deuxième utilise un nouveau schéma de segment basé sur la technique PTS, similaire à la C-PTS. L'idée principale est de diviser les signaux FBMC-OQAM qui se chevauchent en un certain nombre de segments, puis de diviser et de multiplier certains sous-blocs disjoints par des facteurs de rotation de phase différents dans chaque segment. La comparaison des deux schémas conduit aux conclusions suivantes; P-PTS permet d'obtenir de bien meilleures performances de réduction du PAPR avec une complexité de calcul moindre. En outre, le P-PTS introduit deux paramètres clés V et U , ce qui permet d'utiliser différentes combinaisons de paramètres et de faciliter la négociation de la complexité et des performances de calcul. Par rapport au schéma S-PTS, différentes combinaisons de paramètres peuvent être facilement échangées entre la complexité de calcul et les performances de réduction du PAPR.

3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis la lumière sur les techniques de réduction du PAPR du signal à transmettre, les plus répandues dans la littérature ont fait l'objet d'une étude permettant de mettre en relief leurs avantages et leurs inconvénients qui sont en l'occurrence; les techniques ; TR, SLM, Clipping et PTS, cette dernière a été notre principale préoccupation durant ce travail de recherche. Cette technique de réduction du PAPR est bien connue dans le domaine des signaux et systèmes multi-porteuses, en particulier la modulation OFDM. En dépit de son importance et de sa robustesse dans ce domaine, elle n'en demeure pas moins fastidieuse à mettre en œuvre car ceci impose des recherches approfondies dans le but d'aboutir au vecteur de phase optimale, entraînant une grande complexité de calcul, ce qui a constitué le principal inconvénient de ce système. Autre contrainte majeure rencontrée lors de la récupération du

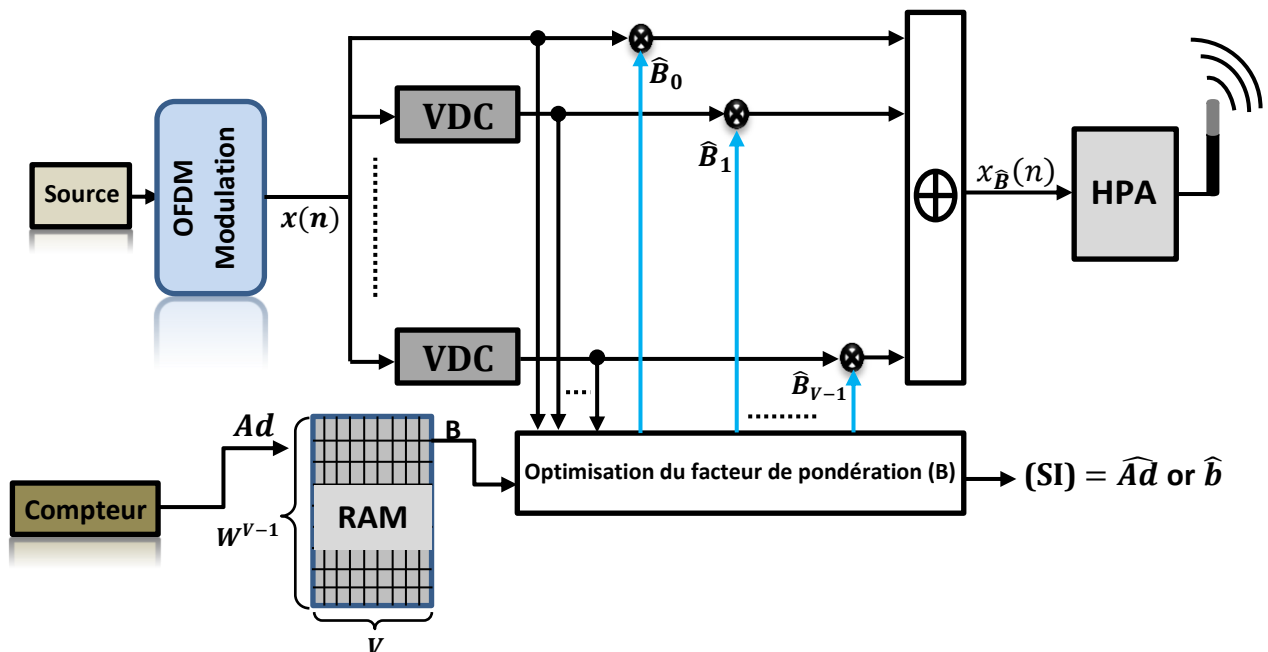
signal original, le récepteur doit disposer d'informations latérales en l'occurrence le vecteur de phase optimal.

Au même titre que l'OFDM, la modulation FBMC-OQAM qui est considérée comme l'une des candidates aux systèmes de communication sans fil à large bande de la prochaine génération, présente l'un des principaux inconvénients qui est la valeur du PAPR très élevé. Pour surmonter ce problème, la méthode PTS est le moyen approprié qui a permis de réduire le PAPR du signal FBMC-OQAM. Cette méthode a contribué à améliorer les performances de réduction des PAPR, et ce en augmentant le nombre de facteurs de phase prédéterminés. Cependant, les informations latérales sont proportionnées et augmentent en fonction du nombre de facteurs de phase prédéterminés. Comme, il est nécessaire d'informer le récepteur de ces détails afin qu'il puisse restituer le signal original dans les meilleures conditions. Dans le chapitre suivant, un nouveau schéma sera proposé, basé sur la séquence de transmission partielle (N-PTS), qui peut résoudre le problème du PAPR élevé; il peut également combattre le problème de structure chevauchante dans le système FBMC-OQAM. En conséquence, les résultats obtenus révèlent une réduction substantielle de la complexité de calcul et de la restauration du système de l'information latérale (SI) au moyen du critère de distance minimale euclidienne (MED).

CHAPITRE 4

Contribution sur la Méthode de Séquence de Transmission Partielle

New-PTS



4.1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter une nouvelle approche de séquence de transmission partielle (New-PTS). Cette approche comme cela sera expliqué dans ce chapitre propose une amélioration de la méthode de PTS conventionnel (C-PTS). L'objectif visé est de réduire le PAPR dans un système OFDM, en dépit de ses caractéristiques concurrentielles, la technique C-PTS est considérée comme coûteuse en raison de ses multiples blocs de transformée de Fourier discrète rapide inverse (IFFT) ainsi que la difficulté de trouver le facteur de phase optimal à travers un processus approfondi. Dans la présente étude, une stratégie remarquable a été adoptée, consistant principalement à éliminer les blocs IFFT et ce, en agissant sur les données disponibles dans la mémoire vive (RAM), la plus petite valeur PAPR est calculée et l'adresse correspondante est déterminée avec précision. Une telle adresse est l'information latérale (SI) à envoyer pour restituer le signal original des utilisateurs au niveau de récepteur d'OFDM. De plus, l'efficacité de la réduction dite de complexité de la méthode New-PTS (CR-New-PTS) est soulignée afin de limiter le nombre de processus de recherches nécessaires pour obtenir les meilleures performances du PAPR, ce qui réduit de manière significative la complexité des calculs.

Comme nous nous sommes intéressés, dans ce même chapitre, au problème du PAPR élevé des systèmes FBMC-OQAM, donc un nouveau schéma a été proposé basé sur les séquences de transmission partielle (N-PTS). Ce schéma peut être utilisé pour résoudre le problème des structures chevauchantes au cours de la détermination du facteur de phase optimal ainsi que celui du PAPR élevé, ce qui se traduit par la réduction de la complexité de calcul. La méthode proposée a été appliquée dans le domaine fréquentiel du signal FBMC-OQAM. Cette méthode consiste principalement en la lecture des données stockées en mémoire vive (RAM) à partir d'une adresse qui est calculée en trois étapes, la première étape repose sur un dispositif bâti autour d'un compteur jouant le rôle de générateur de code décimal ; la seconde étape permet de convertir ce nombre décimal en une valeur dans un système numérique ayant une base W . La troisième étape, quant à elle, se charge du calcul de cette adresse selon un changement aléatoire des positions des éléments du vecteur donné. Parallèlement, l'adresse optimale qui correspond à la valeur PAPR la plus basse est déterminée. Une telle adresse est l'information latérale qui est estimée au niveau du récepteur selon un décodeur proposé à cet effet pour restituer le signal d'origine sur le récepteur. Ce processus est répété plusieurs fois afin d'obtenir de meilleures performances en termes de réduction de la valeur PAPR. Les résultats obtenus révèlent une réduction significative de la complexité du calcul et de la restauration du SI en utilisant le décodeur de distance euclidienne minimale (MED) [114], de sorte que nous n'aurons pas besoin

de réserver des bits SI. À ce stade, il convient de mentionner que ni l'hors bande (OOB) ni le taux d'erreur binaire (BER) ne sont affectés.

4.2. Nouvelle technique de la PTS pour la réduction du PAPR du signal OFDM

Dans cette section, nous allons aborder le traitement de plusieurs problèmes rencontrés par la technologie de la PTS et parmi eux [26]:

- Le problème des sous-blocs IFFT, où V , qui correspond au nombre de blocs IFFT inclus dans la conception de la technique PTS conventionnelle, est un paramètre primordial pour diminuer la valeur du PAPR. Par conséquent, augmenter le nombre V signifie une augmentation du nombre de blocs IFFT, ce qui complique la conception de la PTS. Ainsi, cette section tend à suggérer un nouveau modèle afin de surmonter les problèmes de la PTS, cette technique est appelée «New-PTS».
- Le deuxième problème est le nombre de processus de recherches dans la détermination de la valeur minimale du PAPR, malgré l'existence de plusieurs techniques pour traiter cette question, évoquées précédemment. Dans ce chapitre, nous suggérons une nouvelle technique pour limiter le nombre de processus de recherches, cette technique, développée par nos soins que nous avons dénommé «CR-New-PTS».

4.2.1. New-PTS

Dans cette technique, le bloc des données d'entrée $\mathbf{X}$ de longueur N est partitionné en V sous-blocs disjoints de longueur N , notés $\mathbf{X}^0, \mathbf{X}^1, \dots, \mathbf{X}^{V-1}$, tels que $\mathbf{X} = \sum_{v=0}^{V-1} \mathbf{X}^v$, où $\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ représente les symboles complexes dans le domaine fréquentiel de signal OFDM et $\chi(\mathbf{X}^i) \cap \chi(\mathbf{X}^j) = \{\emptyset\}$ pour $i \neq j$, où $\{\emptyset\}$ est l'ensemble vide et $\chi(\mathbf{U}) = \{i | u_i \neq 0\}$ est le support d'un vecteur $\mathbf{U} = [u_0, u_1, \dots, u_{N-1}]$. Dans cette technique, chaque $\mathbf{X}^i$ est choisi pour avoir un poids uniforme égal à N/V . Il y a en général trois schémas de partitionnement possibles sur le bloc OFDM, y compris les partitions adjacentes, entrelacées et aléatoires. L'objectif de la nouvelle technique PTS (New-PTS) est d'éliminer les blocs IFFT en choisissant des partitions entrelacées qui sont données par:

$$\mathbf{X}^v = [X_0^v, X_1^v, \dots, X_{N-1}^v] \quad / \quad X_i^v = \begin{cases} X_i, & i \in \Omega_v \\ 0, & i \in \Omega_v^c \end{cases} \quad (4.1)$$

Où $\Omega_v = \{v + m.V | m \in \{0, 1, \dots, N/V - 1\}\}$, $v = 0, 1, \dots, V - 1$ et Ω_v^c est l'ensemble du complément de Ω_v dans $\Lambda_N = \{0, 1, \dots, N - 1\}$.

La sous-séquence de signal $\mathbf{x}^v = [x_0^v, x_1^v, \dots, x_{N.L-1}^v]$, est générée en appliquant l'opération d'IFFT de $N.L$ point pour chaque sous-bloc de symbole $\mathbf{X}^v$, en tenant compte de l'insertion de

$N \cdot (L - 1)$ zéros au milieu de chaque $\mathbf{X}^v$. La sous-séquence de signal $x^v(n)$ est donné par la relation suivante (la démonstration de cette relation se trouve dans l'annexe C) :

$$x^v(n) = \frac{1}{V} \sum_{i=0}^{V-1} x(n - i \frac{N \cdot L}{V}) e^{j(\frac{2\pi}{V})iv}, \quad (4.2)$$

Où $x(n - i \frac{N \cdot L}{V})$ indique la version décalée cycliquement (VDC) vers la gauche du symbole OFDM à temps discret $x(n)$ par le nombre entier $i \frac{N \cdot L}{V}$, les sous-séquences $\mathbf{x}^v$ sont additionnées après multiplication par un facteur de rotation $b_v = e^{j\frac{2\pi}{W}\gamma_v}$, tels que :

$$x'(n) = \frac{1}{V} \sum_{v=0}^{V-1} b_v x^v(n), \quad (4.3)$$

En remplaçant l'expression $x^v(n)$ dans l'équation 4.3 nous obtenons ce qui suit :

$$x'(n) = \sum_{i=0}^{V-1} (\frac{1}{V} \sum_{v=0}^{V-1} b_v e^{j(\frac{2\pi}{V})iv}) x(n - i \frac{N \cdot L}{V}), \quad (4.4)$$

Avec $B_i = \text{IFFT}\{b_0, b_1, \dots, b_{V-1}\} = \frac{1}{V} \sum_{v=0}^{V-1} b_v e^{j(\frac{2\pi}{V})iv}$, $x'(n)$ devient comme suit :

$$x'(n) = x_{\mathbf{B}}(n) = \sum_{i=0}^{V-1} B_i x(n - i \frac{N \cdot L}{V}), \quad (4.5)$$

Sachant que $b_v \in \left\{ e^{j\frac{2\pi}{W}\gamma_v} \mid \gamma_v \in \{0, 1, \dots, W-1\} \right\}$, il existe donc W^{V-1} possibilités pour le vecteur de phase $\mathbf{b} = [b_0, b_1, \dots, b_{V-1}]$ avec $b_0 = 1$, sur cette base, tous les candidats possibles peuvent être enregistrés pour que $\mathbf{B} = [B_0, B_1, \dots, B_{V-1}]$. La sauvegarde de $\mathbf{B}$ dans la mémoire vive (RAM) sera sous la forme d'une matrice dont la taille est $V \times W^{V-1}$, en outre, chaque candidat dispose d'une adresse (Ad) appropriée qui représente un entier compris entre 0 et $W^{V-1} - 1$, et qui peut être écrite comme suit :

$$Ad = 0 \cdot W^{V-1} + \gamma_1 W^{V-2} + \dots + \gamma_{V-1} = \langle 0, \gamma_1, \dots, \gamma_{V-1} \rangle_W, \quad (4.6)$$

Où $\langle . \rangle_W$ est l'écriture du nombre entier (Ad) dans le système de numérotation de base W . Tous les candidats possibles du vecteur $\mathbf{B}$ sont stockés dans la mémoire RAM en fonction de l'adresse appropriée (Ad), telle que :

$$RAM(Ad) = \mathbf{B} = \text{IFFT} \left\{ 1, e^{j\frac{2\pi}{W}\gamma_1}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{W}\gamma_{V-1}} \right\}, \quad (4.7)$$

Afin de choisir le signal à transmettre $x_{\mathbf{B}}(n)$ avec le PAPR minimal correspondant à l'adresse $\widehat{Ad}$ qui est obtenu par :

$$\widehat{Ad} = \underset{\substack{0 \leq Ad \leq W^{V-1}-1 \\ \mathbf{B} = \text{RAM}(Ad)}}{\text{argmin}} \left(\max_{0 \leq n \leq N.L-1} |x_{\mathbf{B}}(n)| \right), \quad (4.8)$$

Où, **argmin** localise l'élément minimum de la valeur $\max_{0 \leq n \leq N.L-1} |x'(n)|$, et renvoie l'indice correspondant de cet élément dans la variable (Ad). Le vecteur de rotation optimal $\widehat{\mathbf{b}}$ peut être déterminé à partir de la valeur optimale $\widehat{Ad}$ d'après la relation suivante :

$$\widehat{\mathbf{b}} = \left[1, e^{j\frac{2\pi}{W}\widehat{\gamma}_1}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{W}\widehat{\gamma}_{V-1}} \right], \quad (4.9)$$

Où $\langle 0, \widehat{\gamma}_1, \dots, \widehat{\gamma}_{V-1} \rangle_W = \widehat{Ad}$, après avoir utilisé l'équation (4.6), d'où le signal de transmission $x_{\widehat{\mathbf{B}}}(n)$ est donné par la relation suivante :

$$x_{\widehat{\mathbf{B}}}(n) = \sum_{i=0}^{V-1} \widehat{B}_i x \left(n - i \frac{N.L}{V} \right), \quad (4.10)$$

Où :

$$\widehat{\mathbf{B}} = [\widehat{B}_0, \widehat{B}_1, \dots, \widehat{B}_{V-1}] = \text{RAM}(\widehat{Ad}), \quad (4.11)$$

La figure 4.1 montre l'émetteur OFDM utilisant le schéma New-PTS. Il est bien connu que les performances de réduction du PAPR de la PTS dépendent du schéma de partitionnement des sous-blocs IFFT, contrairement, ces mêmes sous-blocs IFFT sont éliminés dans la New-PTS.

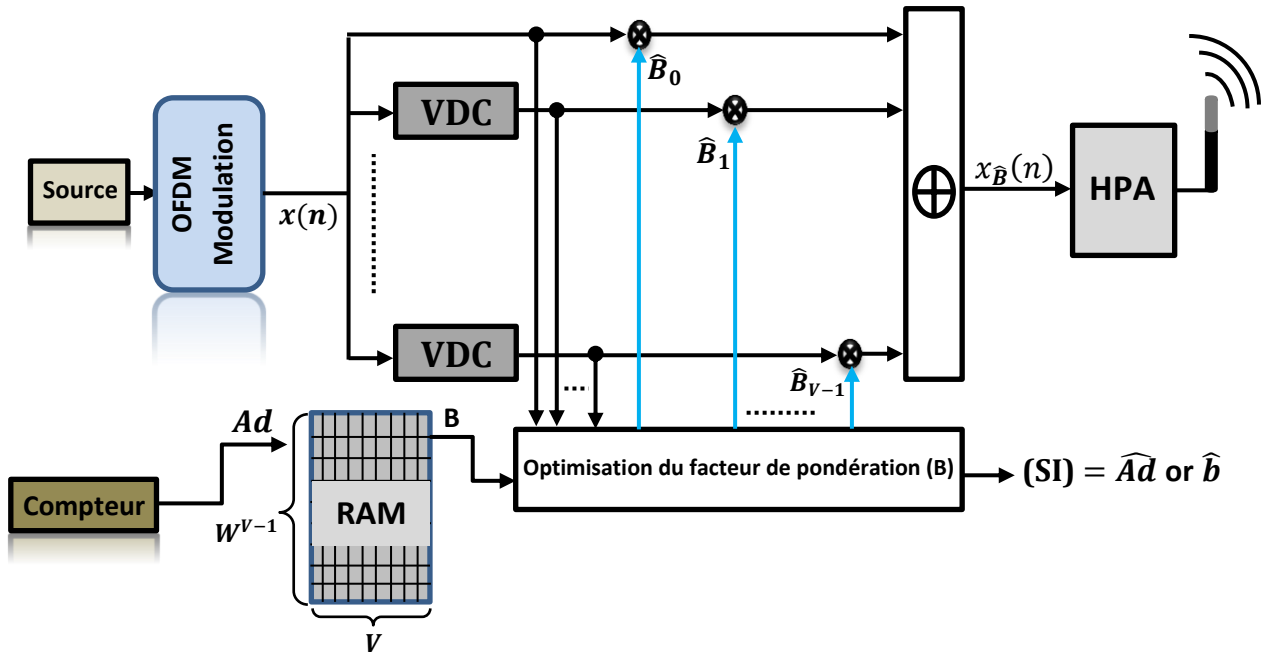


Figure 4.1 : Schéma fonctionnel du nouveau PTS (New-PTS).

Un émetteur est nécessaire pour envoyer le SI ($\widehat{Ad}$ ou $\widehat{b}$) afin de restituer correctement la séquence de symboles d'entrée initiale au niveau du récepteur, ce qui entraîne une certaine perte de débit de transmission des données. Par conséquent, de nombreux chercheurs s'intéressent à la transmission du SI sans dégradation des performances du système [115-119].

4.2.2. Technique de réduction de la complexité

La technique de réduction de la complexité (CR-New-PTS) se concentre principalement sur la résolution du problème du nombre de processus de recherche pour obtenir le vecteur optimal, qui correspond au PAPR le plus bas. En effet, la technique New-PTS proposée dans ce chapitre ne prend pas en compte la réduction du nombre de processus de recherche qui est égale W^{V-1} pour obtenir l'adresse optimale. En considérant V sous-blocs, on forme alors V_b groupes; contenant V_a sous-blocs, c'est-à-dire que $V = V_b \times V_a$, les sous-blocs V_b sont additionnés et multipliés par le facteur de phase b_u où $u \in \{0, 1, \dots, V_a - 1\}$ avec $b_0 = 1$. La sélection des groupes est effectuée à l'aide d'un indice (*index*) obtenu par le changement aléatoire des positions des éléments du vecteur $\pi = [0 \ 1 \dots V - 1]$. L'étape de constitution des sous-groupes X'_u à partir des sous-blocs $X^0, X^1, \dots, X^{V-1}$ est représentée par l'équation suivante :

$$X'_u = [X^{\text{index}(V_b \cdot u + 0)} \dots X^{\text{index}(V_b \cdot u + V_b - 1)}], \quad (4.12)$$

Où : $u \in \{0, 1, \dots, V_a - 1\}$ et $\text{index}(i)$ désigne les éléments d'un vecteur causés par l'entrelaceur aléatoire du vecteur π ; puis l'opération IFFT est appliquée selon la relation suivante, pour obtenir le signal temporel :

$$x'(n) = \text{IFFT} \left\{ \sum_{u=0}^{V_a-1} b_u \sum_{m=0}^{V_b-1} X^{\text{index}(V_b \cdot u + m)} \right\}, \quad (4.13)$$

L'utilisation de la linéarité de l'opération IFFT conduit à ce qui suit :

$$x'(n) = \sum_{u=0}^{V_a-1} b_u \sum_{m=0}^{V_b-1} x^{\text{index}(V_b \cdot u + m)}(n), \quad (4.14)$$

$$\text{Où : } x^{\text{index}(V_b \cdot u + m)}(n) = \text{IFFT} \{ X^{\text{index}(V_b \cdot u + m)} \}.$$

L'application des règles mathématiques de New-PTS précédemment utilisées pour éliminer les blocs IFFT, l'expression (4.14) devient :

$$x'(n) = x_B(n) = \sum_{i=0}^{V-1} B_i x \left(n - i \frac{N \cdot L}{V} \right), \quad (4.15)$$

Où :

$$B_i = \frac{1}{V} \sum_{u=0}^{V_a-1} b_u \sum_{m=0}^{V_b-1} e^{j\left(\frac{2\pi i}{V}\right) \text{index}(V_b \cdot u + m)}, \quad (4.16)$$

Les adresses utilisées pour lire les données B_i stockées dans la RAM peuvent être calculées. Ceci est réalisé en faisant un compteur, qui compte de $\text{count} = 0$ à $\text{count} = W^{V_a-1} - 1$; la valeur décimale, à savoir le compte, est convertie en une valeur dans le système du nombre de base W de sorte que $(\text{count})_{10} = \langle 0, \gamma_1, \dots, \gamma_{V_a-1} \rangle_W$ à chaque incrément, telle que :

$$Ad = \sum_{u=1}^{V_a-1} \gamma_u \sum_{m=0}^{V_b-1} W^{\text{index}(V_b \cdot u + m)}, \quad (4.17)$$

L'adresse $(\widehat{Ad})$ qui correspond au vecteur optimal $\widehat{\mathbf{B}} = [\widehat{B}_0, \widehat{B}_1, \dots, \widehat{B}_{V-1}]$ pour obtenir le signal de transmission $x_{\widehat{\mathbf{B}}}(n)$ avec le minimum PAPR est obtenue comme suit :

$$\widehat{Ad} = \underset{\mathbf{B} = \text{RAM}(Ad)}{\text{argmin}} \left(\max_{0 \leq n \leq N \cdot L - 1} |x'_{\mathbf{B}}(n)| \right), \quad (4.18)$$

Le signal de transmission est donné par :

$$x_{\widehat{\mathbf{B}}}(n) = \sum_{i=0}^{V-1} \widehat{B}_i x \left(n - i \frac{N \cdot L}{V} \right), \quad (4.19)$$

Cette technique est répétée N_{iter} itérations; où : $x(n)$ et $x_{\widehat{\mathbf{B}}}(n)$ sont remplacés par $x_j(n)$ et $x_{j+1}(n)$, respectivement; ensuite, l'adresse optimale (Ad) peut être calculée pour chaque itération. Ainsi, pour atteindre cet objectif, définissons l'opération $\oplus_W$ entre les deux nombres entiers A et B compris entre 0 et W^{V-1} pour calculer C , où :

$$C = A \oplus_W B, \quad (4.20)$$

On suivant ces étapes:

- A et B sont convertis du système décimal au système numérique de base W , où :

$$\begin{aligned} A &= \langle 0, a_1, \dots, a_{V-1} \rangle_W, \\ B &= \langle 0, b_1, \dots, b_{V-1} \rangle_W, \end{aligned} \quad (4.21)$$

- $c_1, \dots, c_{V-1}$ sont calculés où :

$$c_i = (a_i + b_i) \bmod W, \quad i = 1, \dots, V-1. \quad (4.22)$$

- Calculer C' , où $\langle 0, c_1, \dots, c_{V-1} \rangle_W$ est converti en valeur décimale, telle que

$$C' = 0 \cdot W^{V-1} + c_1 W^{V-2} + \dots + c_{V-1}, \quad (4.23)$$

- Enfin :

$$C = A \oplus_W B = C', \quad (4.24)$$

L'adresse optimale pour chaque itération peut être trouvée à travers ce processus comme suit :

$$Ad_{j+1} = Ad_j \oplus_W \widehat{Ad}_{j+1}, \quad (4.25)$$

Où : $\widehat{Ad}_{j+1}$ est l'adresse optimale pour obtenir le PAPR minimal du signal temporel $x_j(n)$, l'adresse initiale est considérée comme égale à zéro ($Ad_0 = 0$) et $x_0(n) = x(n)$. Le nombre de processus de recherche pour CR-New PTS est alors $N_{iter}W^{V-1}$.

4.3. Analyse de la complexité de calcul pour les techniques New-PTS et C-PTS

Il est convenu que $N.L$ points IFFT nécessitent $(N.L/2)\log_2(N.L)$ multiplications complexes et $(N.L)\log_2(N.L)$ additions complexes. Le schéma C-PTS est constitué de V sous-blocs IFFT. Par conséquent, le nombre de multiplications complexes (n_{mul}) et le nombre d'additions complexes (n_{add}) pour effectuer V opérations d'IFFT sont respectivement $(V.N.L/2)\log_2(N.L)$ et $(V.N.L)\log_2(N.L)$. De plus, $W^{V-1} \cdot (V-1).N.L$ des multiplications et additions complexes sont nécessaires pour combiner les signaux de V sous-blocs pour obtenir les W^{V-1} candidats dans le but de rechercher le PAPR minimal. Ainsi, le nombre total des multiplications ($n_{C-PTS,mul}$) et celui des additions ($n_{C-PTS,add}$) pour le schéma C-PTS sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} n_{C-PTS,mul} &= (V.N.L/2)\log_2(N.L) + (V-1).N.L.W^{V-1}, \\ n_{C-PTS,add} &= (V.N.L)\log_2(N.L) + (V-1).N.L.W^{V-1}, \end{aligned} \quad (4.26)$$

Quant au système PTS proposé (New-PTS), il ne nécessite qu'un seul bloc IFFT. Par conséquent, le nombre de multiplications complexes (n_{mul}) et celui des additions complexe (n_{add}) pour effectuer une opération IFFT sont $(N.L/2)\log_2(N.L)$ et $(N.L)\log_2(N.L)$, respectivement. Il y a W^{V-1} candidats possibles pour avoir le minimum du PAPR du signal transmis, où le nombre total des multiplications ($n_{New-PTS,mul}$) et celui des additions ($n_{New-PTS,add}$) pour le schéma New-PTS sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} n_{New-PTS,mul} &= (N.L/2)\log_2(N.L) + (V-1).N.L.W^{V-1}, \\ n_{New-PTS,add} &= N.L.\log_2(N.L) + (V-1).N.L.W^{V-1}, \end{aligned} \quad (4.27)$$

Comme une multiplication complexe équivaut à quatre additions complexes [118], la complexité peut être exprimée de la manière suivante:

$$\begin{aligned} C_{C-PTS} &= n_{C-PTS,mul} + \frac{n_{C-PTS,add}}{4}, \\ C_{New-PTS} &= n_{New-PTS,mul} + \frac{n_{New-PTS,add}}{4}, \end{aligned} \quad (4.28)$$

Le rapport de réduction de la complexité des calculs (CCRR pour *Computational Complexity Reduction Ratio*) est un paramètre important dans l'analyse de la complexité de calcul pour la technique conventionnelle (C-PTS) par rapport à une technique récente (New-PTS). Le CCRR peut être calculé à l'aide de l'équation suivante:

$$CCRR_{New-PTS/C-PTS} = \left(1 - \frac{C_{New-PTS}}{C_{C-PTS}}\right) \times 100\%, \quad (4.29)$$

Si la valeur du $CCRR_{New-PTS/C-PTS}$ est négative, cela signifie que la C-PTS est meilleure que la New-PTS en termes de complexité de calcul. Si les valeurs sont égales à zéro, alors elles ont la même complexité de calcul. Alors que dans le cas où les valeurs sont positives, la technique récente est meilleure, en analysant les résultats du Tableau 4.1, nous remarquons ce qui suit:

Tableau 4.1 : CCRR du New-PTS par rapport au C-PTS.

(V, W)	N		
	64	256	1024
(16, 2)	0.0146 %	0.0183 %	0.0220 %
(8, 4)	0.0293 %	0.0366 %	0.0439 %
(8, 2)	3.5959 %	4.4492 %	5.2852%
(4, 4)	6.8182 %	8.3333 %	9.7826%
(4, 2)	33.3333 %	37.5000 %	40.9091 %

- Les valeurs du CCRR sont des valeurs positives quelque soient les paramètres V, W et N , ce qui montre que New-PTS est meilleur que C-PTS. Ceci est dû à l'élimination des sous-blocs IFFT.
- Les valeurs du CCRR varient selon l'évolution des paramètre V, W et N , par exemple, lors de la fixation (V, W) et de l'augmentation de la valeur de N le CCRR augmente, tandis que dans le cas $V = 4$, les valeurs du CCRR augmentent rapidement en variant $W = 4$ à $W = 2$ pour quelque soient les valeurs de N .

4.4. Résultats de simulation et discussions

Dans cette section, nous comparons d'abord la méthode CR-New-PTS aux méthodes I-PTS, GD-PTS, ABC-PTS, BFO-PTS, recherche aléatoire du PTS (RS-PTS pour *Random Search*) et optimum du PTS (O-PTS pour *Optimum-PTS*) en termes de performances de réduction du PAPR et le nombre de processus de recherches dans le système OFDM. Deuxièmement, les performances du BER des techniques CR-New-PTS et O-PTS sont montrées lors de l'utilisation

et sans utilisation de l'amplificateur de puissance (HPA). Des comparaisons sont effectuées à la fois en modulation d'amplitude en quadratures de 16 constellations (16-QAM pour *16-Quadrature Amplitude Modulation*) et en modulation de phase en quadrature (QPSK pour *Quadrature Phase Shift Keying*). Les paramètres de simulation ayant servi à cette étude sont fournis dans le Tableau 4.2, où le taux du codage convolutif (CC pour *Convolution Coded*) est égal à $\frac{1}{2}$, la longueur de contrainte est égale à 7, le premier registre ($g_1 = 133$) et le deuxième registre ($g_2 = 171$). Les combinaisons possibles de facteurs de phase sont $\{1, -1\}$ et $\{1, -1, j, -j\}$ pour $W = 2$ et $W = 4$, respectivement. Les auteurs [26] essayent, d'une part, de s'adapter aux exigences de la transmission de données dans les futurs systèmes sans fil, mais, d'autre part, ils souhaitent indiquer une extension des résultats rapportés dans ce travail; en conséquence, tous les résultats sont rapportés à $CCDF = 10^{-5}$ et le $BER = 10^{-7}$.

Tableau 4.2 : Paramètres de Simulation.

Paramètres	Quantité	Valeur
16-QAM, QPSK	Type de modulation	4, 2 bits
N	Nombre de sous-porteuses	256
V	Nombre de sous-blocs	16, 8, 4
W	Nombre du facteur de phase	2, 4
SSPA	Amplificateur	-
IBO (dB)	Input Back-off	0, 3, 6
p	Smoothness factor	0.5
L	Facteur sur-échantillonnage	4

4.4.1. Performance des méthodes pour la réduction du PAPR

Les figures 4.2 et 4.3 montrent les courbes CCDF du PAPR des schémas précédents comparés pour 16-QAM et QPSK, respectivement. Les courbes CCDF de l'OFDM d'origine du PAPR sont également incluses à des fins de comparaison. Comme le montre la figure 4.2, le PAPR du signal OFDM d'origine est de 12 dB. Rappelons que le nombre de processus de recherches dans la méthode O-PTS est W^{V-1} . En prenant $W = 2$ et $V = 16$ dans O-PTS où la recherche exhaustive est utilisée, on obtient une valeur PAPR de 6.8 dB, avec $W^{V-1} = 2^{15} = 32768$ recherches; en prenant $W = 2$, et $V = 8$ indique une valeur PAPR de 7.91 dB avec $W^{V-1} = 2^7 = 128$ recherches. De plus, lorsque $W = 4$ et $V = 4$, la valeur du PAPR est de 9.56 dB avec $W^{V-1} = 4^3 = 64$ recherches. Le cas de la technique I-PTS, où le nombre de processus de recherches est $W \cdot (V - 1)$, indique une valeur PAPR de 8.4 dB avec $W \cdot (V - 1) = 2 \cdot (16 - 1) = 30$

recherches. La technique GD-PTS, par contre, le nombre de processus de recherches est proportionnel à $C_r^{V-1} \cdot W^r \cdot I$, où I est le nombre d'itérations maximales, $C_r^{V-1} = \frac{(V-1)!}{r!(V-1-r)!}$ est le coefficient binomial et r est la distance de Hamming; cette technique donne une valeur PAPR de 8 dB avec un le nombre de processus de recherches de $C_2^{15} \cdot 2^2 \cdot 3 = 1260$. RS-PTS est utilisée pour $SN = 1024$ en qualité de nombre de processus de recherches, ce qui est égal au nombre de vecteurs de phases qui sont sélectionnées de manière aléatoire selon deux états -1 ou +1; la valeur du PAPR est alors de 7.5 dB. Dans la technique ABC-PTS, où le nombre d'aliments (FN) et le nombre de cycles maximum (MC) sont utilisés comme paramètres d'entrée, nous obtiendrons $I = FN \times MC$ processus de recherches.

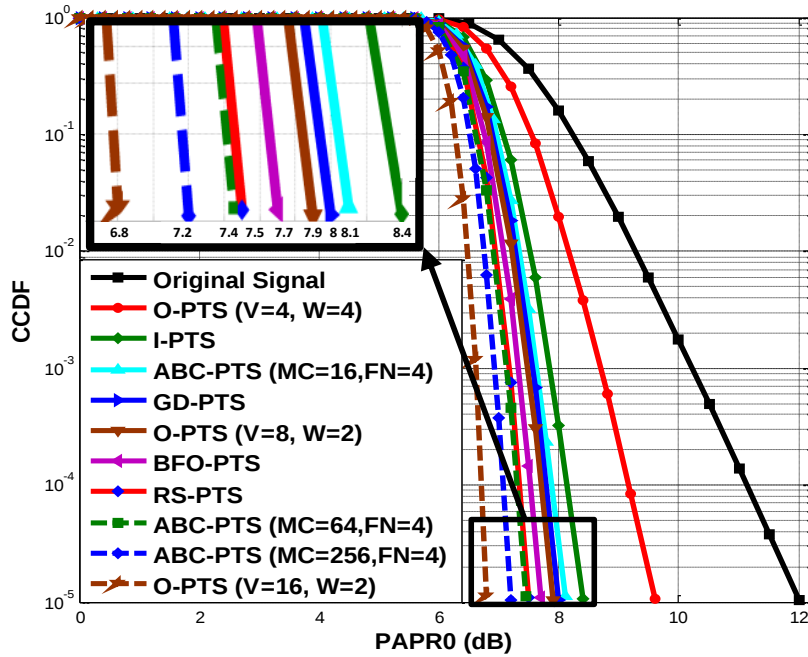


Figure 4.2 : Comparaison des performances de réduction du PAPR des techniques O-PTS, ABC-PTS, RS-PTS, BFO-PTS, GD-PTS, I-PTS et du signal OFDM original pour 16-QAM.

Pour les valeurs suivantes de I , $I = 4 \times 16 = 64$, $I = 4 \times 64 = 256$ et $I = 4 \times 256 = 1024$, la valeur PAPR correspondante est égale à 8.1 dB, 7.45 dB et 7.19dB, respectivement. Pour la technique RS-PTS, quant à elle, avec $SN = 1024$ présente des performances similaires à celles d'ABC-PTS avec un nombre de processus de recherches de 256 seulement. Dans BFO-PTS, les paramètres d'entrée sont les suivants: $S = 6$, $N_c = 4$, $N_s = 2$, $N_{re} = 4$, $N_{ed} = 2$, $P_{ed} = 0.25$, $M_{sw} = 10$, $W_r = 10$ et $W_a = 0.2$ où S est la taille de la population de bactéries, N_c est le nombre d'étapes chimiotactiques, N_s est le nombre de pas de nage, N_{re} est le nombre de pas de reproduction, N_{ed} est le nombre d'élimination-dispersion, P_{ed} est la probabilité d'élimination-

dispersion, M_{sw} est l'ampleur de l'effet d'essaimage, W_a est le coefficient de l'effet attractif, et W_r fait référence au coefficient de l'effet répulsif. Le nombre de processus de recherches est alors $S \times N_c \times N_s \times N_{re} \times N_{ed} = 6 \times 4 \times 2 \times 4 \times 2 = 384$; par conséquent, la valeur du PAPR est de 7.7 dB. La figure 4.3 présente des performances similaires à celles de la figure 4.2, avec une différence de presque 0.2 dB pour toutes les méthodes.

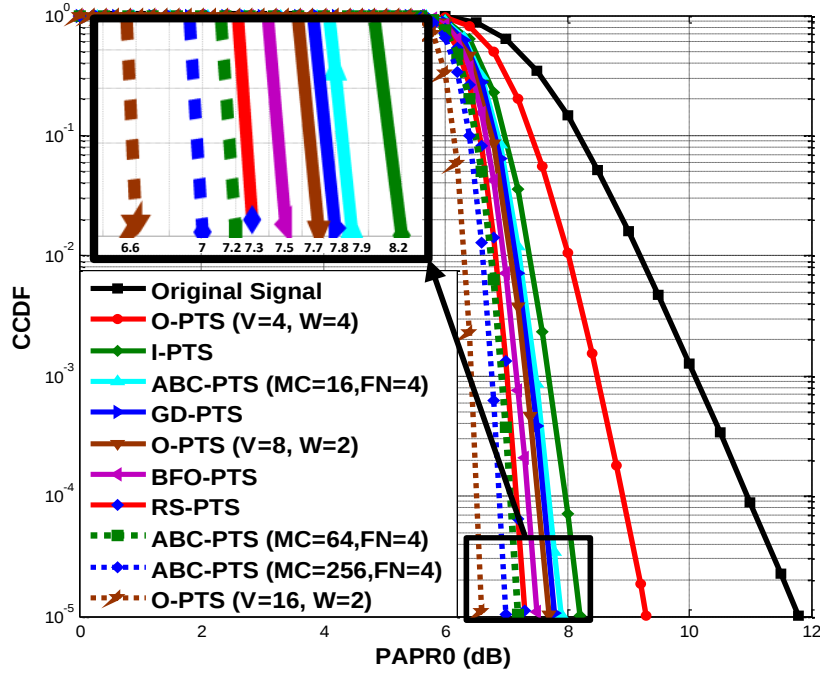


Figure 4.3 : Comparaison des performances de réduction du PAPR des techniques O-PTS, ABC-PTS, RS-PTS, BFO-PTS, GD-PTS, I-PTS et du signal OFDM original pour QPSK.

Les figures 4.4 et 4.5 montrent les performances de réduction du PAPR de la technique CR-New-PTS pour 16-QAM et QPSK, en tenant compte des divers paramètres affectants cette technique tels que W , V et V_a à $CCDF = 10^{-5}$. De plus, le nombre d'itérations utilisé dans cette technique est $N_{iter} = 2$. La valeur du PAPR pour $V = 16$, $W = 2$ et $V_a = 8$ est de 7.17dB et 7dB pour 16-QAM et QPSK, respectivement, alors que le nombre de processus de recherches est de $2.2^7 = 256$; en définissant $V = 8$, $W = 4$ et $V_a = 4$, la valeur du PAPR est égale à 8 dB et 7.82 dB pour 16-QAM et QPSK, respectivement, et le nombre de processus de recherches est de $2.4^3 = 128$. Dans le cas où $V = 16$, $W = 2$ et $V_a = 4$, la valeur du PAPR devient respectivement de 9.21 dB et 9.04 dB pour 16-QAM et QPSK, tandis que le nombre de processus de recherches est de $2.2^3 = 16$. Enfin, pour $V = 8$, $W = 4$ et $V_a = 2$, la valeur du PAPR est égale à 9.48 dB et 9.27 dB, respectivement pour 16-QAM et QPSK, le nombre de processus correspondant de recherches est de $2.4^1 = 8$.

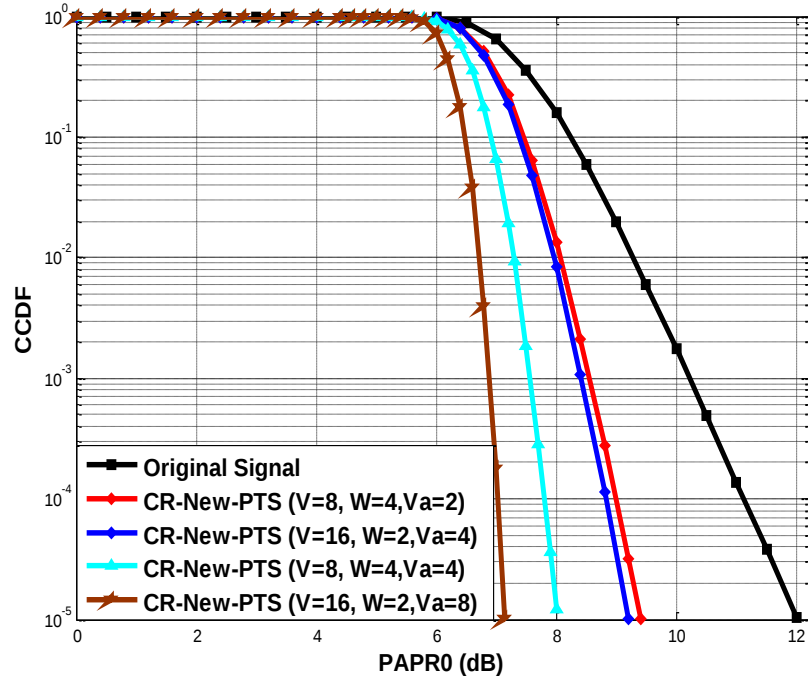


Figure 4.4 : Comparaison des performances de réduction du PAPR de technique CR-New-PTS pour différentes valeurs des paramètres W , V et V_a pour 16-QAM.

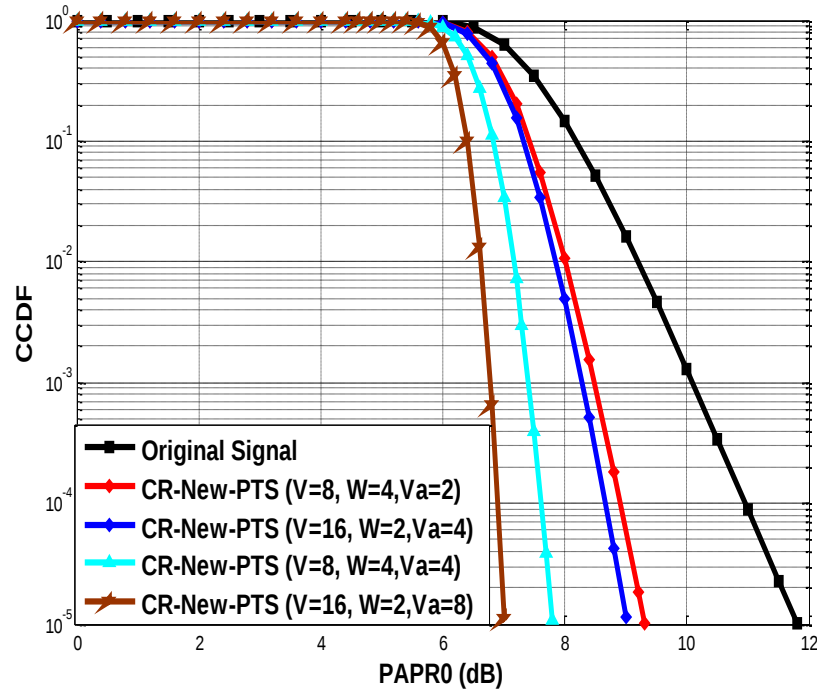


Figure 4.5 : Comparaison des performances de réduction du PAPR de technique CR-New-PTS pour différentes valeurs des paramètres W , V et V_a pour QPSK.

Sur les figures 4.6 et 4.7, des comparaisons simultanées sont effectuées aisément dans le cas de la technique CR-New-PTS proposée et les autres schémas existants. L'objectif est de montrer

la force et la faiblesse de chaque technique simulée pour les modulations 16-QAM et QPSK. Il est démontré que la nouvelle méthode proposée est la plus appropriée pour atteindre les objectifs attendus en termes de performance de réduction du PAPR et du nombre de processus de recherches. Il peut être révélateur de noter que la technique CR-New-PTS est très proche de O-PTS, par rapport à ABC-PTS. Par conséquent, à $CCDF = 10^{-5}$, la valeur PAPR de la CR-New-PTS est de 7.17 et 7 dB pour les modulations 16-QAM et QPSK, respectivement, tandis que le nombre de processus de recherches est de 256. En prenant le même nombre de processus de recherches dans la technique ABC-PTS, la valeur PAPR devient 7.45 dB pour 16-QAM et 7.27 dB pour QPSK, ce qui représente une différence de 0.23dB et 0.27dB, respectivement. Nous obtiendrons la même valeur PAPR de 7.19 dB et de 7 dB pour les 16-QAM et QPSK, respectivement, dans le cas de la technique ABC-PTS avec $MC = 256$, $FN = 4$ et CR-New-PTS avec $Va = 8$, $V = 16$, $W = 2$. Le nombre de processus de recherches est de 1024 et 256, ce qui permet des améliorations satisfaisantes avec un gain de quatre fois le temps d'exécution.

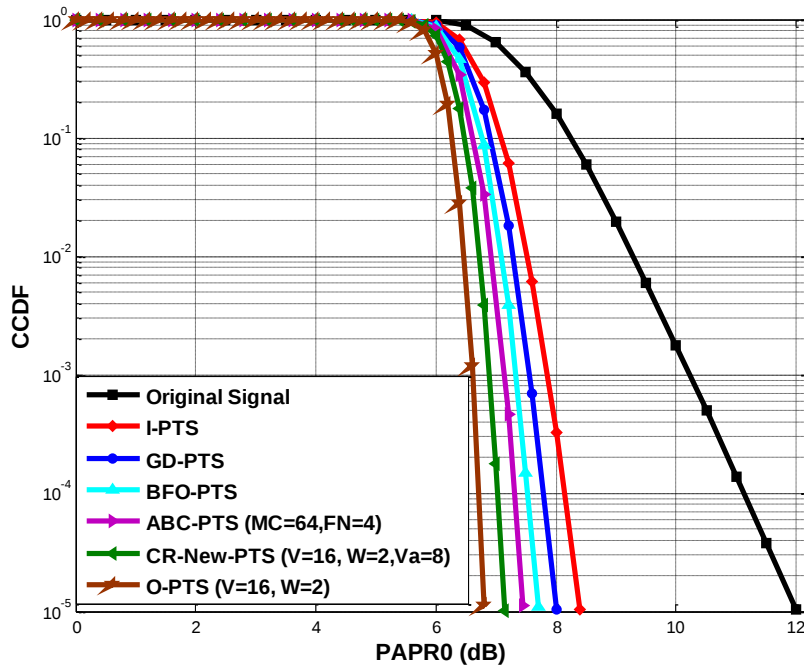


Figure 4.6 : Comparaison des performances de réduction du PAPR des techniques O-PTS, CR-New-PTS, ABC-PTS, BFO-PTS, GD-PTS, I-PTS et du signal OFDM original pour 16-QAM.

Le Tableau 4.3 montre la complexité du processus de recherche et les différentes valeurs PAPR des approches PTS décrites précédemment, à $CCDF = 10^{-5}$. La valeur PAPR de la CR-New-PTS pour un nombre de processus de recherches de 256, n'est supérieure que de 0,4 dB à celle de l'O-PTS ayant un nombre de processus de recherches de 32768. Par conséquent, la CR-

New-PTS affiche une complexité de recherche de seulement $256/32768 = 0,78\%$ par rapport à O-PTS.

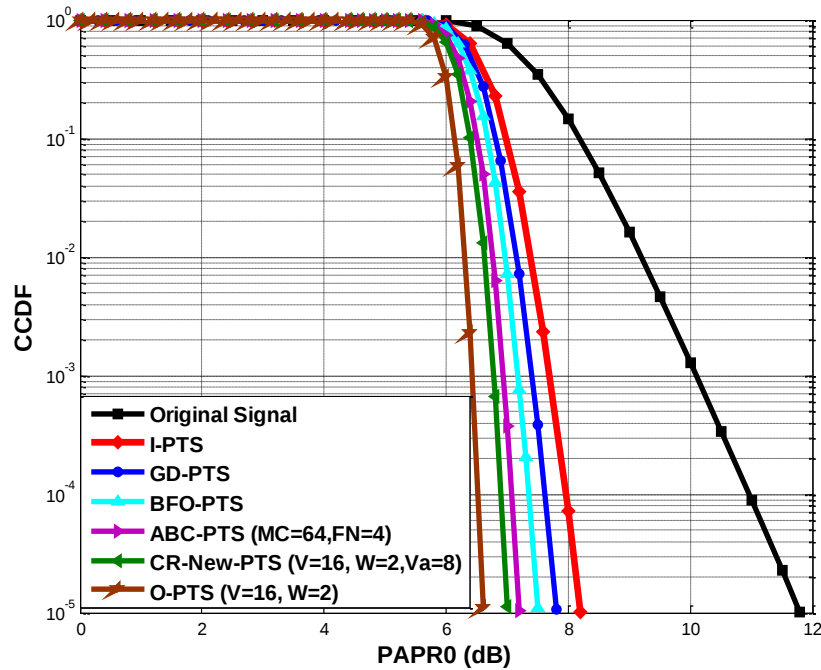


Figure 4.7 : Comparaison des performances de réduction du PAPR des techniques O-PTS, CR-New-PTS, ABC-PTS, BFO-PTS, GD-PTS, I-PTS et du signal OFDM original pour QPSK.

Avec un nombre de processus de recherches de 8 dans la CR-New-PTS, on obtient presque la même réduction du PAPR que pour l'O-PTS, avec un nombre de processus de recherches de 64. Toutefois, lorsque le nombre de processus de recherches est respectivement de 128 et 256, la CR-New-PTS donne la même réduction du PAPR que le GD-PTS à un nombre de processus de recherches de 1260 et ABC-PTS ayant 1024 recherches, respectivement. Globalement, la CR-New-PTS avec un nombre de processus de recherches de 256 offre une meilleure valeur PAPR que toutes les autres méthodes.

Tableau 4.3 : Analyse de complexité des différentes techniques PTS.

Méthode	Nombre de Processus de Recherches	PAPR (dB)	
		16-QAM	QPSK
Original	0	12	11.83
O-PTS ($V = 16, W = 2$)	32768	6.8	6.61
O-PTS ($V = 4, W = 4$)	64	9.56	9.3

ABC-PTS($FN = 4, MC = 64$)	256	7.45	7.2
ABC-PTS($FN = 4, MC = 256$)	1024	7.19	7
I-PTS	30	8.4	8.2
GD-PTS	1260	8	7.82
BFO-PTS	384	7.7	7.52
RS-PTS	1024	7.5	7.31
CR-New-PTS($V = 8, W = 4, V_a = 2$)	8	9.48	9.27
CR-New-PTS ($V = 16, W = 2, V_a = 4$)	16	9.21	9.04
CR-New-PTS ($V = 8, W = 4, V_a = 4$)	128	8	7.82
CR-New-PTS ($V = 16, W = 2, V_a = 8$)	256	7.17	7

4.4.2. Performance BER du système OFDM

Afin de mesurer les performances du BER, un bruit additif blanc gaussien (AWGN) est utilisé dans toutes les simulations et le rapport signal sur bruit (SNR) est donné en termes de P_{avg}/N_0 , N_0 étant la densité spectrale de puissance du bruit et P_{avg} la puissance moyenne du signal reçu. Les figures 4.8 et 4.9 illustrent les courbes BER qui sont obtenues dans le cas de la CR-New-PTS avec un nombre de processus de recherches de 256 et celui de la O-PTS avec un nombre de processus de recherches de 32768, en considérant l'effet d'un amplificateur de puissance en adoptant les modulations QPSK et 16-QAM, lors de la simulation. La valeur IBO reste très importante pour les performances du système en termes de BER. La figure 9 montre que, lorsque la modulation QPSK est utilisée, les performances au BER de la CR-New-PTS pour $IBO = 3dB$ et $IBO = 6dB$ sont respectivement de $17.5dB$ et $21.5dB$ à un $BER = 10^{-7}$. De la même manière, les performances du BER de l'O-PTS pour $IBO = 3dB$ et $IBO = 6dB$ sont respectivement de $17.3dB$ et $21.3dB$ à $BER = 10^{-7}$. Dans ce cas, la CR-New-PTS affiche à peu près les mêmes performances de BER que l'O-PTS. De plus, on peut voir sur les figures 4.8 et 4.9 que la performance de la modulation QPSK dépasse de $4dB$ celle de 16-QAM.

Dans le scénario du canal multi trajets de type Rayleigh, les courbes de BER sont illustrées aux figures 4.10 et 4.11 en utilisant les mêmes paramètres de simulation de la même manière que dans le cas du canal AWGN. On considère 16 trajets du canal utilisé. La figures 4.10 révèle que, lorsque nous utilisons la modulation QPSK, les performances au BER de la CR-New-PTS pour $IBO = 3dB$ et $IBO = 6dB$ sont respectivement de $28.1dB$ et $24.4dB$ à un $BER = 10^{-7}$, les

performances BER de l'O-PTS pour $IBO = 3 \text{ dB}$ et $IBO = 6 \text{ dB}$ sont respectivement de 27.4 dB et 24.1 dB.

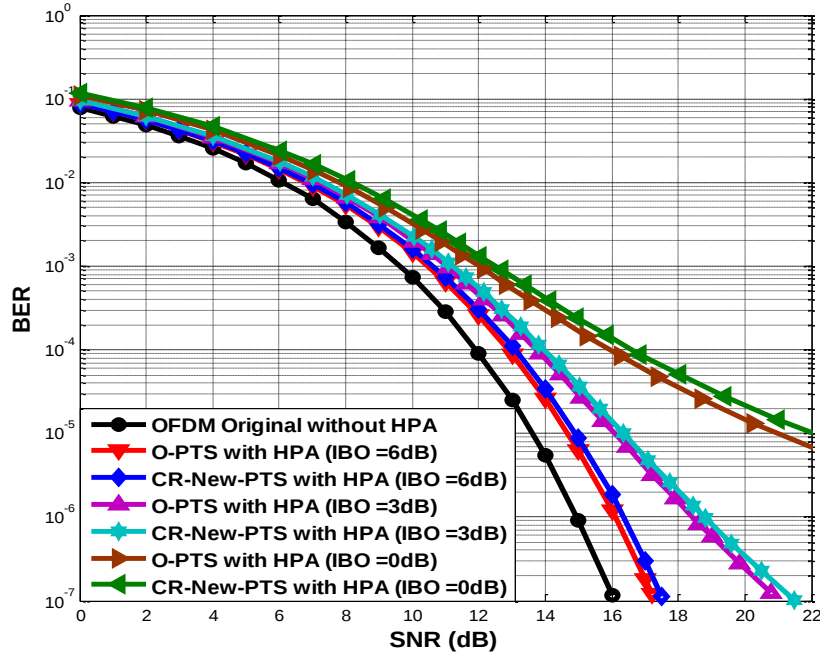


Figure 4.8 : Performances du BER du système OFDM utilisant CR-New-PTS et O-PTS, pour la modulation QPSK, lorsque HPA est utilisé sur un canal AWGN.

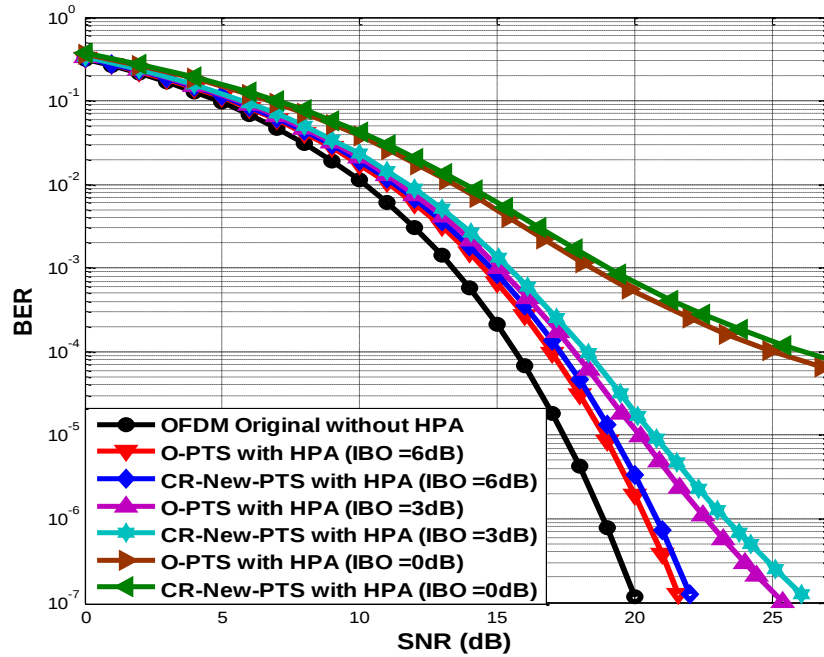


Figure 4.9 : Performances du BER du système OFDM utilisant CR-New-PTS et O-PTS, pour la modulation 16-QAM, lorsque HPA est utilisé sur un canal AWGN.

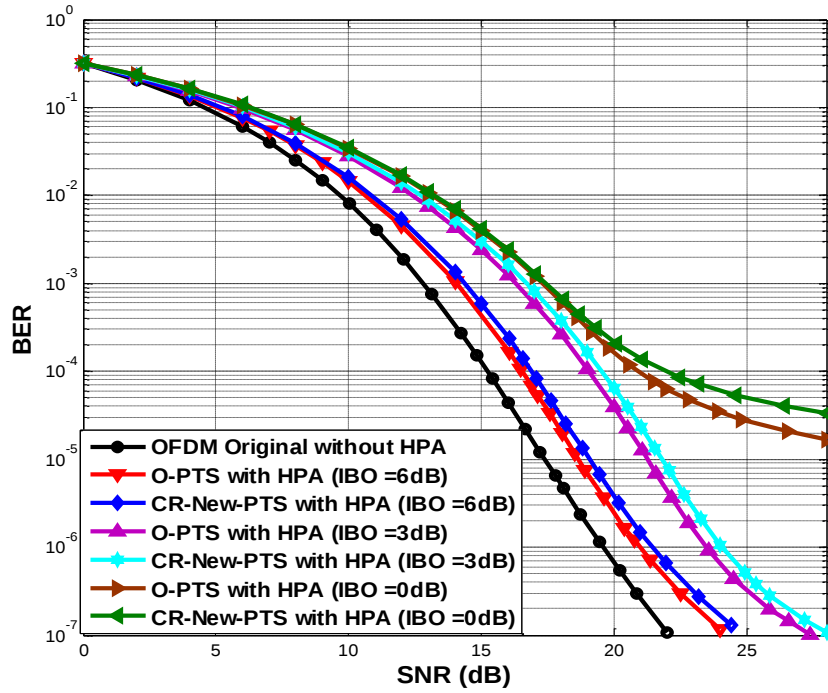


Figure 4.10 : Performances du BER du système OFDM utilisant CR-New-PTS et O-PTS, pour la modulation QPSK, lorsque HPA est utilisé sur un canal Rayleigh.

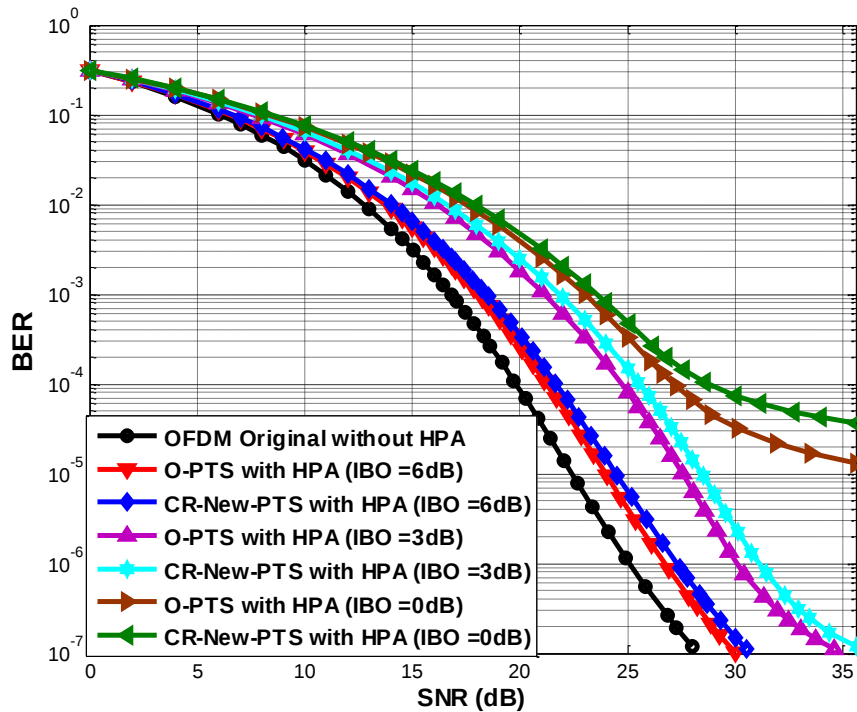


Figure 4.11 : Performances du BER du système OFDM utilisant CR-New-PTS et O-PTS, pour la modulation 16-QAM, lorsque HPA est utilisé sur un canal Rayleigh.

La figure 4.11 montre que, lors de l'utilisation de la modulation 16-QAM, les performances BER de la CR-New-PTS pour $IBO = 3dB$ et $IBO = 6dB$ sont de $35.6 dB$ et $30.5 dB$, respectivement. De la même manière, les performances en termes de BER de l'O-PTS pour $IBO = 3 dB$ et $IBO = 6 dB$ sont respectivement de $34.6 dB$ et $30 dB$, à un $BER = 10^{-7}$. De plus, $IBO = 0 dB$ entraîne une dégradation des performances de la CR-New-PTS et l'O-PTS, pour QPSK et 16-QAM dans le cas du canal AWGN et du scénario multi-trajets de type Rayleigh.

4.5. Nouvelle technique de la PTS pour la réduction du PAPR du signal FBMC-OQAM

Dans cette technique, les sous-blocs sont constitués par le signal fréquentiel $S(k)$, qui est déterminé à partir de la mise en œuvre de l'opération FFT sur le signal temporel $s(n)$ de longueur N_s (voir l'équation 1.34). Le signal fréquentiel $S(k)$ est partitionné en V_s sous-blocs disjoints de longueur N_s , notés $S^0, S^1, \dots, S^{V_s-1}$, tels que $S = \sum_{v=0}^{V_s-1} S^v$, où $S = [S_0, S_1, \dots, S_{N_s-1}]$. La mise en œuvre de cette procédure nécessite l'emploi d'un bloc FFT pour générer le signal fréquentiel et V_s opérations IFFT pour la détermination des sous-blocs dans le domaine temporel $s^v(n)$, ce qui représente une tâche fastidieuse qui se répercute sur la complexité du calcul. Afin de surmonter cette contrainte, nous recourons à l'utilisation de partitionnement entrelacées, sur cette base le bloc FFT et les sous-blocs IFFT seront éliminés. Le sous-bloc dans le domaine temporel $s^v(n)$ peut être calculé directement à l'aide de l'équation suivante :

$$s^v(n) = \frac{1}{V_s} \sum_{i=0}^{V_s-1} s(n - i \frac{N_s}{V_s}) e^{j(\frac{2\pi}{V_s})iv}, \quad (4.30)$$

Où $s(n - i \frac{N_s}{V_s})$ indique la version décalée cycliquement (VDC) vers la gauche du symbole FBMC-OQAM à temps discret $s(n)$ par le nombre entier $i \frac{N_s}{V_s}$, les sous-blocs dans le domaine temporel $s^v(n)$ sont additionnés après multiplication par un facteur de rotation $b_v = e^{j\frac{2\pi}{W}v}$, tel que :

$$s'(n) = \frac{1}{V_s} \sum_{v=0}^{V_s-1} b_v s^v(n), \quad (4.31)$$

Où $b_0 = 1$, en remplaçant l'expression $s^v(n)$ dans l'équation 4.29 nous obtenons ce qui suit :

$$s'(n) = \sum_{i=0}^{V_s-1} \left\{ \frac{1}{V_s} \sum_{v=0}^{V_s-1} b_v e^{j(\frac{2\pi}{V_s})iv} \right\} s\left(n - i \frac{N_s}{V_s}\right), \quad (4.32)$$

Le signal représenté par l'équation 4.32 peut être écrit comme suit :

$$s'(n) = \sum_{i=0}^{V_s-1} B_i s\left(n - i \frac{N_s}{V_s}\right), \quad (4.33)$$

Où :

$$B_i = \frac{1}{V_s} \sum_{v=0}^{V'-1} b_v e^{j\left(\frac{2\pi}{V_s}\right)iv}, \quad (4.34)$$

Il existe W^{V_s-1} possibilités pour le vecteur de phase $\mathbf{b} = [1, b_1, \dots, b_{V_s-1}]$, ce qui nous permet de tirer la même caractéristique par rapport au vecteur $\mathbf{B} = [B_0, B_1, \dots, B_{V_s-1}]$, ce qui est confirmé par l'équation 4.34. Tous les candidats possibles pour le vecteur $\mathbf{B}$ peuvent être enregistrés dans la mémoire (RAM) ayant une taille $V_s \times W^{V_s-1}$. Un tel candidat a une adresse (Ad) qui lui est affectée dont la valeur est comprise dans la plage 0 à $W^{V_s-1} - 1$, et qui peut être écrite comme suit :

$$Ad = 0.W^{V_s-1} + \gamma_1 W^{V_s-2} + \dots + \gamma_{V_s-1} = \langle 0, \gamma_1, \dots, \gamma_{V_s-1} \rangle_W, \quad (4.35)$$

Les vecteurs $\mathbf{B}$ possibles sont stockés en fonction de l'adresse appropriée, telle que :

$$RAM(Ad) = \mathbf{B}, \quad (4.36)$$

Cette technique ne prend pas en compte toutes les adresses possibles, mais considère certaines d'entre elles, choisies par un processus de façon aléatoire, et pour tester autant d'adresses que possible elle effectuera N_{iter} itérations pour obtenir l'adresse optimale qui s'approche au mieux de la valeur déterminée en considérant toutes les possibilités, ce qui revient à la détermination de la valeur du PAPR minimal. À cet effet, ils se forment alors V_b groupes; contenant V_a sous-blocs, c'est-à-dire que; $V_s = V_b \times V_a$, la sélection des groupes est effectuée à l'aide d'un indice (*index*) obtenu par le changement aléatoire des positions des éléments du vecteur $\pi = [0 \ 1 \dots V_s - 1]$. Sur cette base, les adresses utilisées pour lire les données $\mathbf{B}$ pour chaque itération peuvent être calculées comme suit :

$$\overline{Ad} = \sum_{u=1}^{V_a-1} \gamma_u \sum_{m=0}^{V_b-1} W^{index(V_b.u+m)}, \quad (4.37)$$

L'adresse ($\widehat{Ad}_j$) appropriée du vecteur optimal $\widehat{\mathbf{B}} = [\widehat{B}_0, \widehat{B}_1, \dots, \widehat{B}_{V_s-1}]$ correspondant à la séquence du signal $\bar{s}_j(n)$ transmis, qui indique la valeur minimale du PAPR à l'itération j est obtenue par :

$$\widehat{Ad}_j = \underset{B=RAM(\overline{Ad})}{argmin} \left(\max_{0 \leq n \leq N_s-1} \left| \sum_{i=0}^{V_s-1} B_i \bar{s}_{j-1} \left(n - i \frac{N_s}{V_s} \right) \right| \right) \quad (4.38)$$

Le signal de transmission pour l'itération j est donné par :

$$\bar{s}_j(n) = \sum_{i=0}^{V_s-1} \hat{B}_i \bar{s}_{j-1} \left(n - i \frac{N_s}{V_s} \right) \quad (4.39)$$

L'adresse optimale pour chaque itération peut être trouvée à travers de processus $\oplus_W$ est calculée par l'équation suivante :

$$\overline{Ad}_j = \overline{Ad}_{j-1} \oplus_W \widehat{Ad}_j \quad (4.40)$$

Où $\widehat{Ad}_j$ est l'adresse optimale pour obtenir le PAPR minimal du signal temporel $\bar{s}_j(n)$, l'adresse initiale est considérée comme égale à zéro ($\overline{Ad}_0 = 0$) et $\bar{s}_0(n) = s(n)$. Le nombre de processus de recherche pour N-PTS est proportionnel à $N_{iter} W^{V_a-1}$.

La figure 4.12 représente le schéma fonctionnel de la nouvelle PTS (N-PTS) qui est constitué par trois étages de base, qui sont les suivants :

- ✓ Le premier étage effectue le stockage, il s'agit d'une étape transitoire qui n'est pas incluse de manière permanente dans le système. Parce qu'elle est caractérisée par le stockage des données calculées par un ordinateur externe, sous forme d'opérations IFFT sur les facteurs de phase. Dans ce processus de stockage, chaque vecteur a une adresse appropriée mémorisée dans une (RAM). Une fois ce processus terminé, la mémoire est prête pour les deuxième et troisième étapes, qui sont en permanence dans le système.
- ✓ La deuxième étape consiste en la lecture des données stockées en RAM à une adresse calculée en trois phases :
 - La première phase permet d'effectuer un comptage décimal ;
 - La seconde phase assure la conversion de ce nombre en une valeur dans le système du numérique de base W ;
 - La troisième phase, quant à elle, se charge de calculer cette adresse selon un changement aléatoire des positions des éléments du vecteur π .
- ✓ La tâche de la troisième étape, est l'optimisation pour déterminer le vecteur optimal qui correspond au PAPR minimum. Dans cette étape, les vecteurs sont multipliés par les signaux décalés (VDC) en suite additionnés entre eux, et tous les vecteurs sont testés par les adresses appropriées qui ont été calculées dans la deuxième étape, ce qui nous permet d'aboutir aux valeurs du PAPR. Pour obtenir le vecteur optimal, qui est l'information latérale (SI), il convient de sélectionner la valeur minimale du PAPR. Ce processus est répété plusieurs fois afin d'obtenir la meilleure performance en termes de réduction du PAPR.

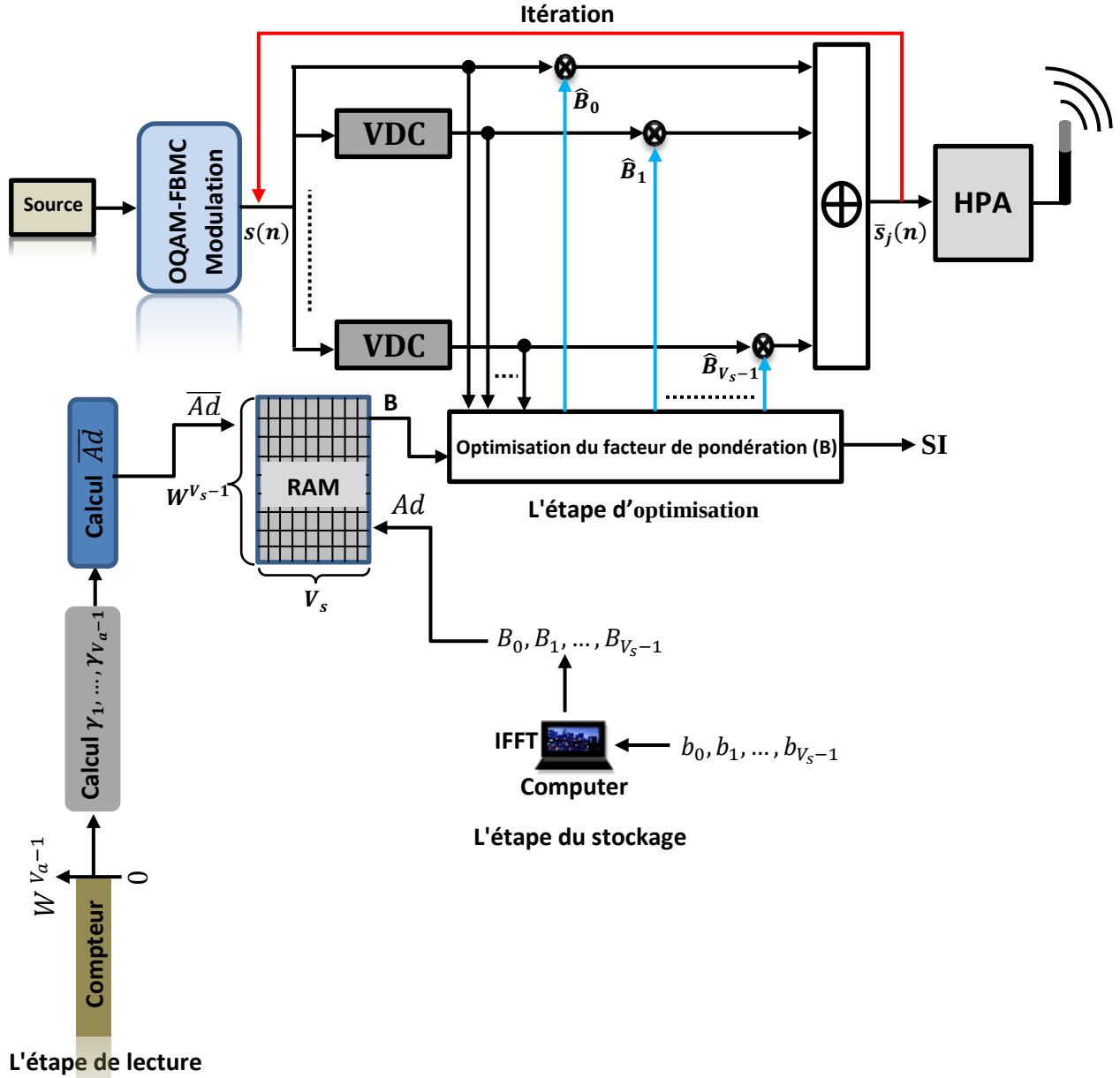


Figure 4.12 : Schéma fonctionnel de la nouvelle technique PTS (N-PTS).

4.5.1. Méthode de la restauration l'information latérale

Tout au long de cette section, les notations suivantes sont utilisées: $\Re\{z\}$ représente la partie réelle du nombre complexe z alors que $\Im\{z\}$ est la partie imaginaire et $q_{m'} = m' \frac{NL}{2}$. Soit $[h(0) h(1) \dots h(L_h - 1)]$ la réponse impulsionnelle discrète d'un canal multi trajets, où L_h désigne le retard maximal de canal. Par conséquent, le signal au niveau du récepteur en basse bande peut être écrit comme suit:

$$r(n) = \sum_{\tau=0}^{L_h-1} h(\tau) \bar{s}_j(n - \tau) + w(n), \quad (4.41)$$

Où $w(n)$ représente le bruit additif blanc gaussien (AWGN) avec une moyenne nulle et une variance σ^2 . Après l'estimation et l'égalisation de canal, le signal temporel approximatif $\hat{s}_j(n)$ sera comme suit :

$$\hat{s}_j(n) = \sum_{\tau=0}^{L_h'-1} h'(\tau)r(n-\tau) + w'(n), \quad (4.42)$$

Où $h'(\tau)$ est la réponse impulsionnelle inverse de $h(\tau)$ de longueur L_h' . Le bruit $w'(n)$ peut-être écrit comme suit :

$$w'(n) = \sum_{\tau=0}^{L_h'-1} h'(\tau)w(n-\tau), 0 \leq n \leq N_s - 1, \quad (4.43)$$

Pour le schéma N-PTS, $\widehat{Ad}$ qui est l'adresse de la séquence de phase optimale, doit être détectée en premier lieu au niveau du récepteur; Il faut essayer divers facteurs de phase pour obtenir le $\widehat{Ad}$ appropriée, car il reste inconnu au récepteur. À cet égard, un décodeur MED est proposé dans cette section. Le signal $\hat{s}_j(n)$ peut être écrit comme suit :

$$\hat{s}_j(n) = \sum_{i=0}^{V_s-1} \hat{B}_i \hat{s} \left(n - i \frac{N_s}{V_s} \right), \quad (4.44)$$

Le signal temporel approximatif $\hat{s}(n)$ du signal temporel d'origine $s(n)$ peut être extrait par la relation suivante :

$$\hat{s}(n) = \sum_{i=0}^{V_s-1} \hat{B}_i^* \hat{s}_j \left(n - i \frac{N_s}{V_s} \right), \quad (4.45)$$

Où $\hat{B}_i^*$ est le nombre complexe conjugué de $\hat{B}_i$. En gardant à l'esprit que les vecteurs possibles de $\mathbf{B} = [B_0, B_1, \dots, B_{V_s-1}]$ sont stockés dans la RAM à la réception, la démodulation de $\hat{s}(n)$ au $(m, k)^{ième}$ point temps-fréquence génère un symbole à valeur réelle comme suit :

$$\hat{a}_{m',k} = \Re \left\{ \sum_{n=q_{m'}}^{q_{m'}+4NL} \hat{s}(n) g \left(n - m' \frac{NL}{2} \right) e^{-j \frac{2\pi k}{LN} n} e^{-j \varphi_{m',k}} \right\}, \quad (4.46)$$

Où : $0 \leq m' \leq 2M - 1$ et $0 \leq k \leq N - 1$.

Considérant que le vecteur $\hat{\mathbf{B}} = [\hat{B}_0, \hat{B}_1, \dots, \hat{B}_{V_s-1}]$ est inconnu au niveau du récepteur, il peut être évalué en mesurant la distance moyenne entre le signal obtenu en faisant toutes les tentatives possibles des vecteurs $\mathbf{B}$ et le signal de constellation qui en est le plus proche, c'est-à-dire qui a des distances minimales euclidiennes (MED). L'algorithme du décodeur MED proposé dans cette section le souligne, où le vecteur $\hat{\mathbf{B}}$ est dérivé des vecteurs stockés $\mathbf{B}$. Sur cette base, le vecteur

optimal correspondant à la distance la plus faible est ensuite identifié. Pour cette raison, le vecteur optimal $\hat{\mathbf{B}}$ est remplacé par le vecteur adéquat $\mathbf{B}$ dans l'expression de $\hat{s}(n)$ donnant la relation suivante :

$$\begin{aligned}\hat{a}_{m',k} &= \Re \left\{ \sum_{n=q_{m'}}^{q_{m'}+4NL} \sum_{i=0}^{V_s-1} B_i^* \hat{s} \left(n - i \frac{N_s}{V_s} \right) g \left(n - m' \frac{NL}{2} \right) e^{-j \frac{2\pi k}{LN} n} e^{-j \varphi_{m',k}} \right\} \\ &= \Re \left\{ \sum_{i=0}^{V_s-1} B_i^* \sum_{n=q_{m'}}^{q_{m'}+4NL} \hat{s} \left(n - i \frac{N_s}{V_s} \right) g \left(n - m' \frac{NL}{2} \right) e^{-j \frac{2\pi k}{LN} n} e^{-j \varphi_{m',k}} \right\},\end{aligned}\quad (4.47)$$

Si on met: $\hat{A}_{m',k,i} = \sum_{n=q_{m'}}^{q_{m'}+4NL} \hat{s} \left(n - i \frac{N_s}{V_s} \right) g \left(n - m' \frac{NL}{2} \right) e^{-j \frac{2\pi k}{LN} n} e^{-j \varphi_{m',k}}$.

On obtient :

$$\begin{aligned}\hat{a}_{m',k}(\mathbf{B}) &= \hat{a}_{m',k} = \Re \left\{ \sum_{i=0}^{V_s-1} B_i^* \cdot \hat{A}_{m',k,i} \right\} \\ &= \sum_{i=0}^{V_s-1} \Re \{ B_i^* \} \cdot \Re \{ \hat{A}_{m',k,i} \} - \Im \{ B_i^* \} \cdot \Im \{ \hat{A}_{m',k,i} \},\end{aligned}\quad (4.48)$$

Ainsi, le décodeur MED illustré par la figure 4.13, et peut être obtenu à partir de la relation suivante :

$$\hat{\mathbf{B}} = \underset{\substack{0 \leq Ad \leq W^{V_s-1}-1 \\ \mathbf{B} = \text{RAM}(Ad)}}{\text{argmin}} \left(\frac{1}{2MN} \sum_{m'=0}^{2M-1} \sum_{k=0}^{N-1} (\hat{a}_{m',k}(\mathbf{B}) - a_{m',k})^2 \right), \quad (4.49)$$

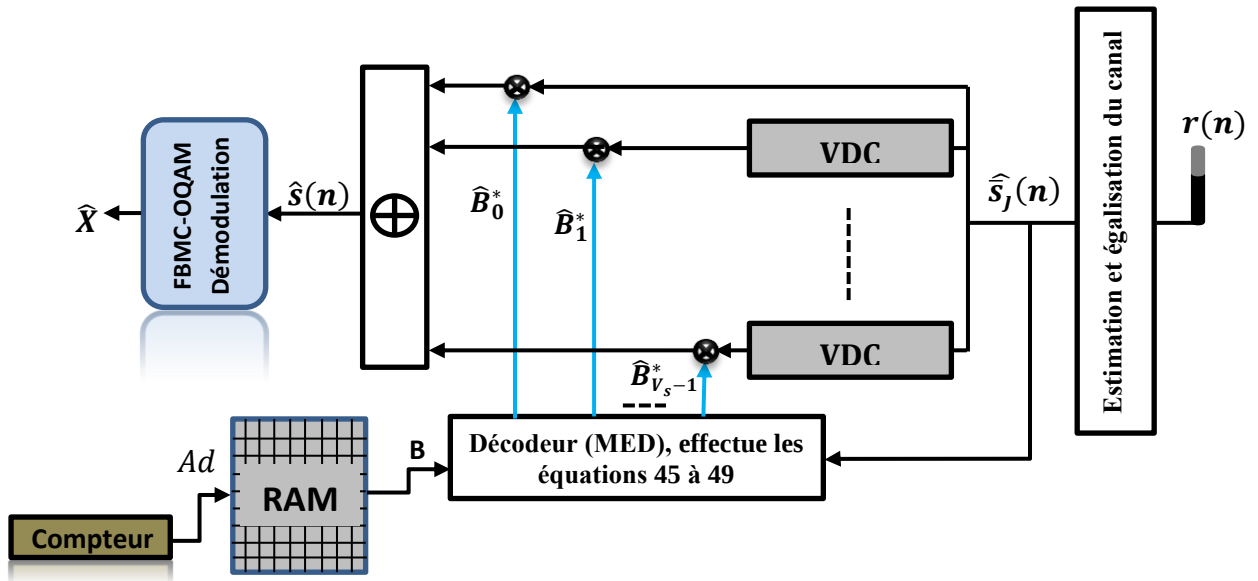


Figure 4.13 : Le principe du décodeur MED.

Où $a_{m',k}$ est la partie réelle du signal de constellation la plus proche au signal $\hat{a}_{m',k}$ en termes du MED.

4.5.2. Résultats de simulation et discussions

Cette section propose des analyses comparatives entre les techniques de la PTS classique et la technique proposée qui est adoptée, en l'occurrence la N-PTS. Les comparaisons concernant la réduction du PAPR et la complexité de calcul pour obtenir le facteur de phase optimal. L'adéquation de la nouvelle méthode est évaluée sur la base de l'indicateur le plus couramment utilisé, à savoir le BER variant en fonction du rapport signal à bruit (SNR). Ceci est appliqué au système FBMC-OQAM afin de mettre en évidence la force du système N-PTS par rapport aux systèmes PTS classiques, lorsque le SSPA est utilisé à la fois dans les canaux à évanouissement Gaussien et de Rayleigh. De plus, le présent travail est complété en insistant sur les performances du système pour les canaux susmentionnés en cas de transmission de SI idéal et de SI estimé à l'aide du décodeur MED. Les paramètres de simulation ayant servi à cette étude sont présentés dans le tableau 4.4 où le taux de codage convolutif (CC) est égal à $\frac{1}{2}$, la longueur de contrainte est égale à 7, le premier registre ($g_1 = 133$) et le deuxième registre ($g_2 = 171$). Le nombre des symboles OQAM par trame est $M = 96$. Il est judicieux de souligner ici l'extension de la simulation actuelle de manière à ce que les futurs systèmes sans fil répondent aux besoins en matière de transmission de données. Ainsi, tous les résultats rapportés sont donnés en valeurs mesurées $CCDF = 10^{-5}$ et $BER = 10^{-7}$.

Tableau 4.4: Paramètres de Simulation.

Paramètres	Quantité	Valeur
4- OQAM	Type de modulation	2 bits
Codage Convolutif (CC)	Codage de canal	{7 133 171}
N	Nombre de sous-porteuses	256
M	Nombre de symboles OQAM par trame	96
IBO	Input Back-off	3dB
p	smoothness factor	0.5
L	Facteur sur-échantillonnage	4

4.5.2.1. Performance des méthodes pour la réduction du PAPR

La figure 4.14 montre les courbes CCDF du PAPR des schémas précédents comparés pour la modulation 4-QAM. La courbe CCDF du PAPR du signal original FBMC-OQAM est également

incluse à des fins de comparaison. Comme le montre la figure 4.14, le PAPR du signal d'origine FBMC-OQAM est de 11.5 dB. Toutes les différentes techniques utilisent $W = 2$, en prenant $V = 4$ dans C-PTS, on obtient une valeur du PAPR égale à 10.5 dB; en prenant $V = 8$, engendre une valeur du PAPR de 8.4 dB. Dans la technique S-PTS utilisant $T_a = 2T_s$ où T_a est la durée de chaque segment et T_s est l'intervalle de symbole complexe, la performance de réduction du PAPR de cette technique est effectuée par $V = 4$ et $V = 8$, la valeur PAPR correspondante est égale à 9 dB et 7.75 dB, respectivement. Dans le cas P-PTS, utilisant $U = 32$ séquences de rotation de phase donne une valeur PAPR de 8.7 dB pour $V = 4$ et en prenant $V = 8$, une valeur PAPR de 7.25 dB. Il convient de noter que $T_a = 2T_s$ vise à obtenir les meilleures performances [112]. Le cas P-PTS montre des valeurs de PAPR de 8,7 dB et 7,25 dB pour $V = 4$ et $V = 8$, respectivement. Le nombre de séquences de rotation de phase est défini par $U = 32$ pour répondre à la situation de performance la plus élevée [113]. En résumé, P-PTS offre la meilleure performance de réduction du PAPR.

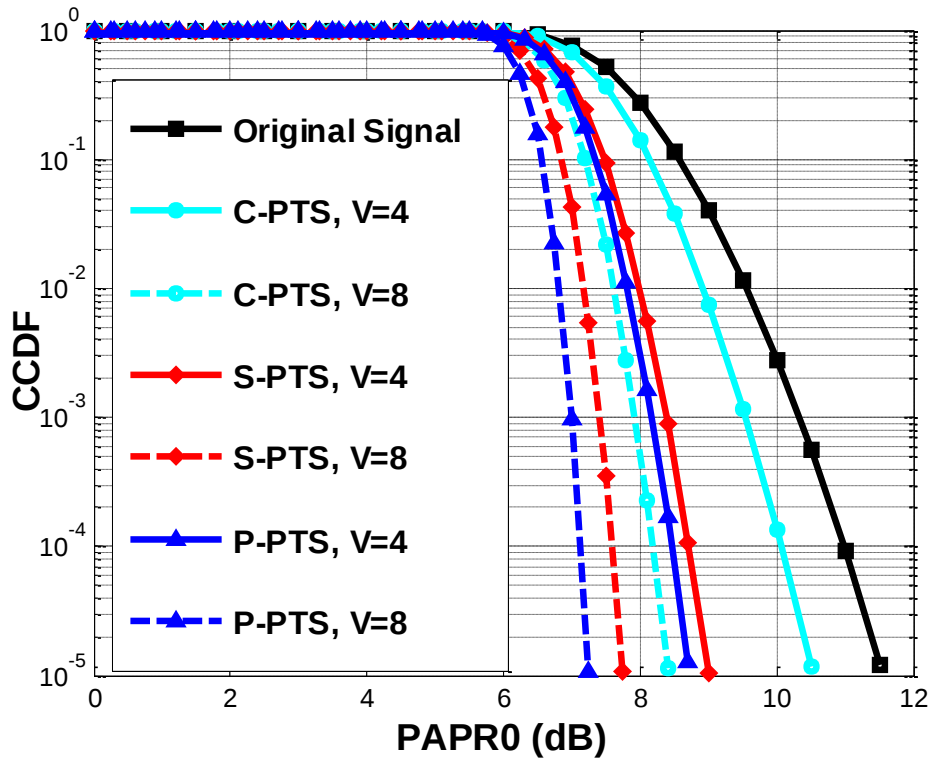


Figure 4.14 : Comparaison des performances de réduction du PAPR des techniques C-PTS, S-PTS, P-PTS et du signal FBMC-OQAM original.

La performance de réduction du PAPR utilisant le schéma N-PTS est illustrée par la figure 4.15 pour $W = 2$, $V_s = 32$ et $V_a = 8$, à $CCDF = 10^{-5}$; le nombre d'itérations (N_{iter}) est ; 1, 2, 4, 6, 8 et 10. En conséquence, les valeurs correspondantes du PAPR obtenues sont

respectivement, $10.8dB$, $9.2dB$, $8.1dB$, $7.2dB$, $6.8dB$ et $6.8dB$. Il est également à noter que la performance obtenue se stabilise à partir de la huitième itération (le maximum), qui est ensuite utilisée dans la suite de cette section.

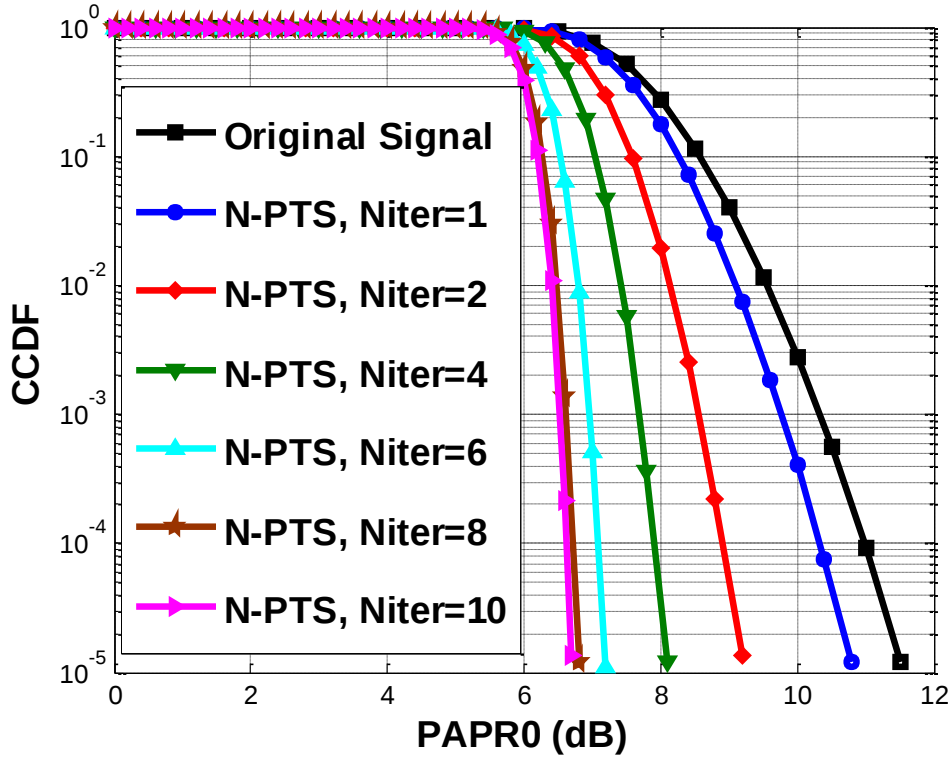


Figure 4.15 : Comparaison des performances de réduction du PAPR de la technique N-PTS pour différentes valeurs de N_{iter} dans le cas $W = 2$, $V_s = 32$ et $V_a = 8$.

La figure 4.16 montre les performances de réduction du PAPR du schéma N-PTS pour la modulation 4-QAM lorsque le nombre d'itérations est fixé à $N_{iter} = 8$, et en faisant varier les différents paramètres influents tels que; V_s , W et V_a . La valeur du PAPR est de $10dB$, pour $V_s = 8$, $W = 4$ et $V_a = 4$. De plus, la valeur PAPR de $8,8 dB$ est obtenue en prenant $V_s = 16$, $W = 4$ et $V_a = 4$, tandis que la valeur PAPR devient $8.1 dB$ quand $V_s = 16$, $W = 2$ et $V_a = 8$. En outre, en prenant $V_s = 32$, $W = 4$ et $V_a = 4$ la valeur du PAPR est égale à $7.4 dB$. Enfin, pour $V_s = 32$, $W = 2$ et $V_a = 8$, la valeur du PAPR est de $6,8 dB$.

La figure 4.17 compare les performances de réduction du PAPR du schéma N-PTS par rapport aux schémas P-PTS, S-PTS et C-PTS; la technique N-PTS utilise $V_s = 32$, $W = 2$ et $V_a = 8$ lorsque le nombre d'itérations est défini par $N_{iter} = 8$. Le nombre de sous-blocs pour les schémas S-PTS, P-PTS et C-PTS est $V = 8$, et celui de séquences de rotation de phase pour le schéma P-PTS est $U = 32$. Par ailleurs, la longueur de chaque segment pour le schéma S-PTS

est $T_a = 2T_s$. Il est intéressant de montrer que l'écart entre la valeur PAPR du signal original est réduit de 4.7dB , 4.25dB , 3.75dB et 3.1dB comparé aux schémas N-PTS, P-PTS, S-PTS et C-PTS, respectivement. Le système N-PTS offre définitivement les meilleures performances.

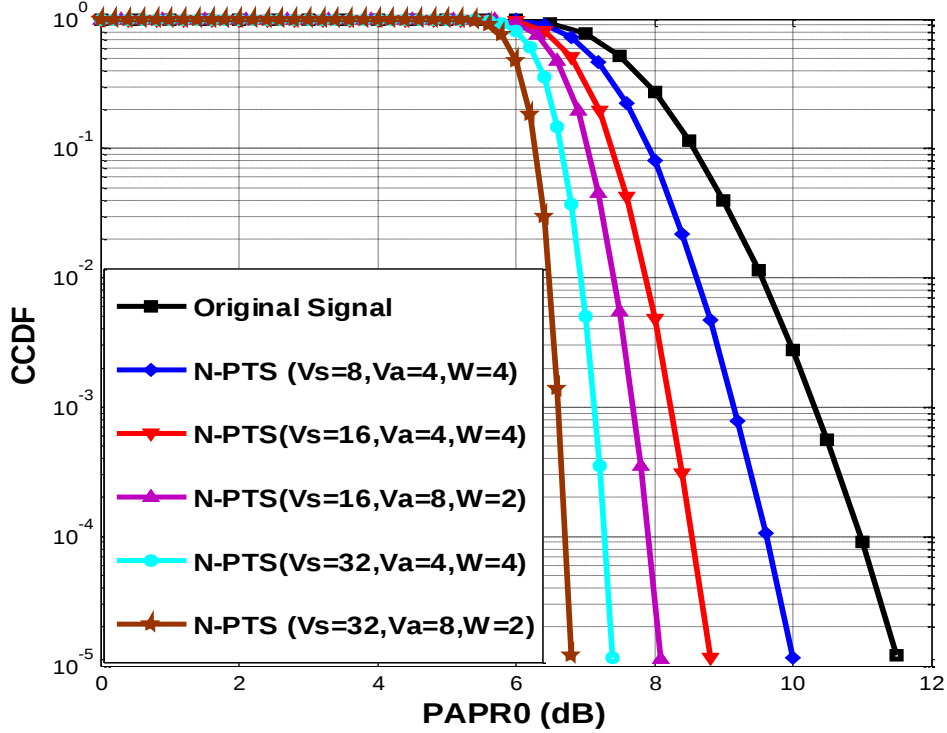


Figure 4.16 : Comparaison des performances de réduction du PAPR de la technique N-PTS pour différentes valeurs des paramètres W , V et V_a pour $N_{iter} = 8$.

4.5.2.2. Analyse de la complexité des calculs

Il est convenu qu'une multiplication complexe nécessite quatre multiplications réelles et deux additions réelles, tandis qu'une addition complexe nécessite deux additions réelles. Le schéma N-PTS combine les V_s signaux des blocs pour obtenir les $N_{iter}W^{V_a-1}$ possibilités et rechercher le PAPR minimum parmi eux. Ainsi, le nombre de multiplications réelles (RMs) et le nombre d'additions réelles (RAs) pour le schéma N-PTS sont donnés par la relation suivante :

$$\begin{aligned} \text{RMs} &= 4V_sN_s N_{iter}W^{V_a-1}, \\ \text{RAs} &= 2N_s \cdot (2V_s - 1) N_{iter}W^{V_a-1} \end{aligned} \quad (4.50)$$

De plus, les multiplications et additions réels requises des schémas N-PTS, C-PTS, P-PTS et S-PTS sont énumérés dans le Tableau 4.5.

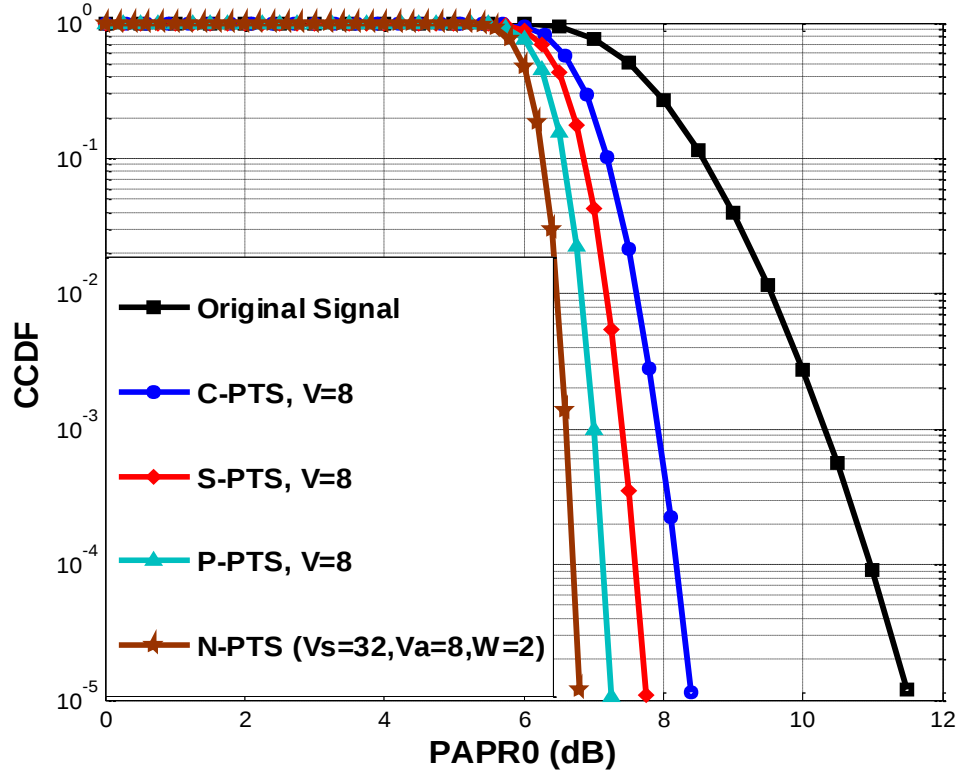


Figure 4.17: Comparaison des performances de réduction du PAPR des techniques C-PTS, S-PTS, P-PTS, N-PTS et du signal FBMC-OQAM original.

Tableau 4.5 : Multiplications réelles et additions réelles requises pour des schémas N-PTS, C-PTS, P-PTS et S-PTS.

Schémas	Multiplications Réelles (RMs)	Additions Réelles (RAs)
N-PTS	$4V_s N_s N_{iter} W^{V_a-1}$	$2N_s \cdot (2V_s - 1) N_{iter} W^{V_a-1}$
C-PTS	$16MVL(2^V + N) + (4NL + 1)MN$	$8MNL(2NV - V + 2V \times 2^V - 2^V)$
P-PTS	$4NML(NLU + NLV + 2^V)$	$2NML(2NLU + 2NV + 2V \times 2^V - U - V - 2^V)$
S-PTS	$4VNL(\frac{M}{2} + 4)(N + 2^V) + (4LN + 1)MN$	$2NL(\frac{M}{2} + 4)(2NV - V + 2V \times 2^V - 2^V)$

En ce qui concerne la complexité de calcul, qui est également l'une des restrictions à prendre en compte lors de l'application d'un nouveau schéma, la complexité de calcul et les performances de réduction du PAPR peuvent être reliées à l'aide des équations données dans le tableau 4.6. Les résultats du calcul sont répertoriés dans le Tableau 4.6. Dans le schéma N-PTS, en définissant $V_s = 32$, $W = 2$, $V_a = 8$ et $N_{iter} = 8$, la valeur du PAPR est réduite de 4,7 dB, par

rapport au cas du signal original, en plus, seulement $RM_s = 13041664$ et $RA_s = 13612454$ sont requis. Dans le schéma P-PTS, la valeur du PAPR est réduite de $4.25dB$ par rapport au cas du signal original, par contre le nombre de multiplications réelles et d'additions réelles, augmente de $RM_s = 175230256$ et $RA_s = 175864127$, respectivement. Dans le cas S-PTS où la valeur du PAPR est réduite de $3.75dB$ par rapport au cas du signal original, $RM_s = 304814871$ et $RA_s = 310245708$ (presque 30 fois plus grand). Enfin, lorsque l'écart de la valeur PAPR entre le schéma C-PTS et le signal original est $3.1dB$, le nombre de multiplications réelles et d'additions réelles augmente considérablement jusqu'à $RM_s = 1245789461$ et $RA_s = 1276897541$ (environ 100 fois plus grand).

Tableau 4.6 : Comparaison de la complexité des calculs en termes de RM_s et RA_s .

Schémas	RM_s	RA_s	PAPR (dB) à $CCDF=10^{-5}$
N-PTS	13041664	13612454	6.8
P-PTS	175230256	175864127	7.25
S-PTS	304814871	310245708	7.75
C-PTS	1245789461	1276897541	8.4

Au cours de cette section, la densité spectrale de puissance (PSD) est également considérée comme un élément important dans les communications radio modernes. La figure 4.18 confirme que le système FBMC-OQAM est caractérisé par un très faible taux d'hors bande (OOB) par rapport au système OFDM, ce qui en fait le candidat émergent des systèmes de communication sans fil de la nouvelle génération. Ceci peut également être étendu aux techniques N-PTS et C-PTS dans un système FBMC-OQAM sans utiliser HPA; Comme on peut le voir d'après les résultats ci-dessous, le nouveau PTS n'a pas d'effet négatif sur OOB.

4.5.2.3. Performance BER du système FBMC-OQAM

Dans cette section, les performances du BER sont évaluées dans le cas des systèmes N-PTS, P-PTS, S-PTS et C-PTS sur des canaux à évanouissement AWGN et Rayleigh, en prenant en compte le modèle SSPA. En fait, l'amplificateur de puissance à semi-conducteurs (SSPA) est généralement utilisé au niveau du l'émetteur. À des fins de simulation ; le paramètre de contrôle de la transition entre la zone linéaire et la zone de saturation du modèle SSPA est défini comme $p = 0.5$, et le recul d'entrée (IBO) est $3dB$.

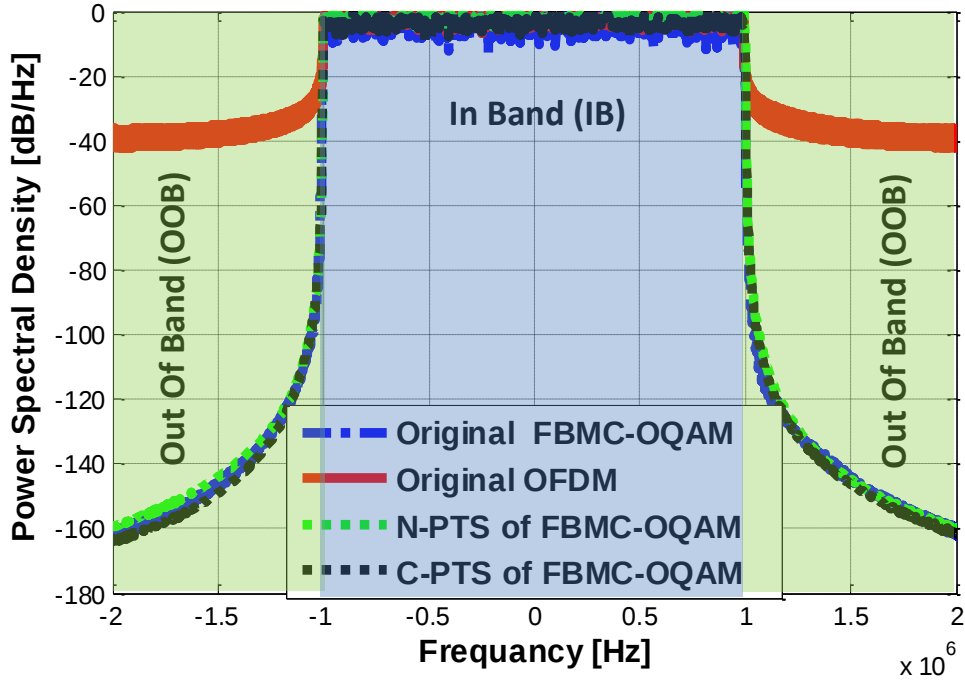


Figure 4.18 : Densité spectrale de puissance des signaux C-PTS, N-PTS et des signaux originaux FBMC-OQAM et OFDM.

Le canal reliant les antennes d'émission et de réception est conçu comme un canal à atténuation de Rayleigh sélectif en fréquence avec une réponse impulsionnelle d_i , $i = 0, 1, \dots, L_d - 1$. On considère 16 trajets utilisés dans ce canal. Les figures 4.19 et 4.20 illustrent les performances du BER pour les canaux à évanouissements AWGN et Rayleigh, respectivement. Les paramètres correspondants sont ; $V_s = 32$, $W = 2$, $V_a = 8$ et $N_{iter} = 8$ pour la technique N-PTS; $U = 32$ et $V = 8$ pour la technique P-PTS; $T_s = 2T$ et $V = 8$ concernant la technique S-PTS, et $V = 8$ dans le cas de la technique C-PTS. Les performances idéales du BER pour le signal original sont obtenues lorsque HPA n'est pas utilisé (amplificateur linéaire), mais sa présence est nécessaire pour évaluer son impact sur les performances du BER. Le schéma N-PTS proposé conduit à de fortes améliorations effectives des performances du BER par rapport au signal original quand le SSPA est employé. Au $BER = 10^{-7}$, à travers le canal AWGN; les valeurs du SNR quand on utilise le SSPA sont; 12.1 dB , 13.2 dB , 14 dB , 16.2 dB et 18 dB pour les schémas N-PTS, P-PTS, S-PTS, C-PTS et la modulation FBMC-OQAM originale, respectivement; de la même manière, on détermine les valeurs du SNR dans le cas de l'emploi du canal Rayleigh qui sont, 21 dB , 22 dB , 23.5 dB , 25.5 dB et 29 dB , respectivement, pour les schémas N-PTS, P-PTS, S-PTS, C-PTS et la modulation FBMC-OQAM originale.

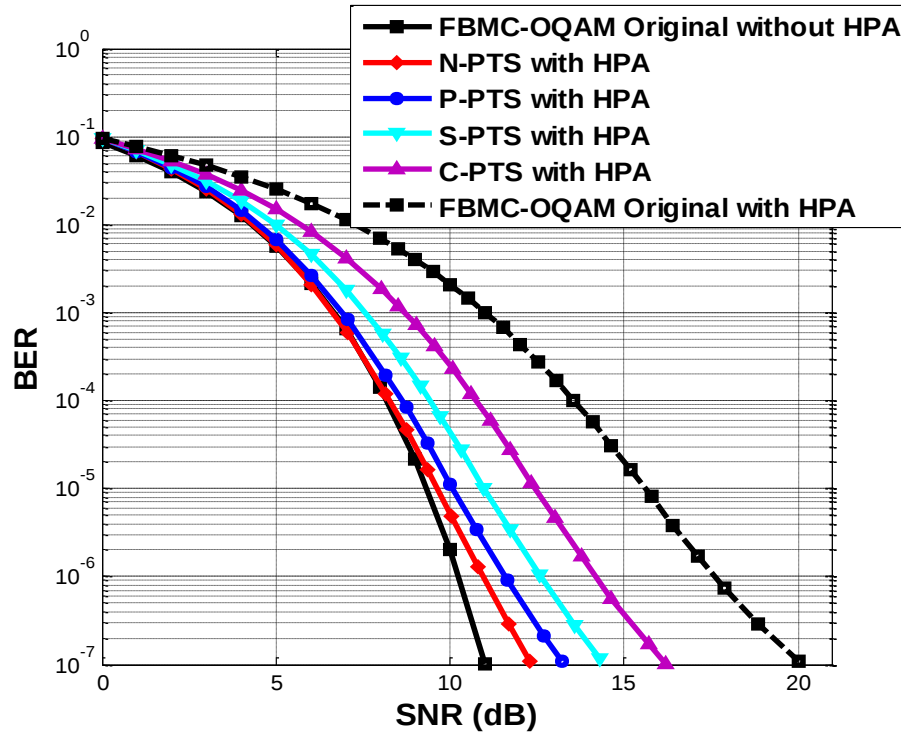


Figure 4.19 : Performances du BER du système FBMC-OQAM utilisant N-PTS, P-PTS, S-PTS et C-PTS lorsque HPA est utilisé ($IBO = 3\text{dB}$) à travers le canal AWGN.

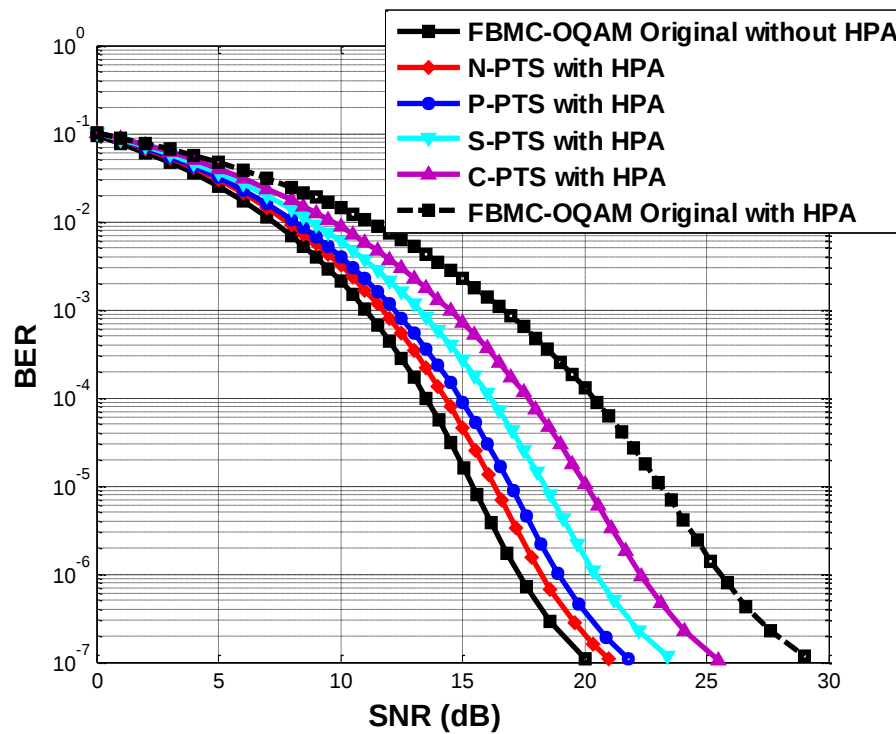


Figure 4.20 : Performances du BER du système FBMC-OQAM utilisant N-PTS, P-PTS, S-PTS et C-PTS lorsque HPA est utilisé ($IBO = 3\text{dB}$) à travers le canal Rayleigh.

Pour résumer, la technique N-PTS permet d'obtenir les meilleures performances du BER que les autres techniques. Les figures 4.21 et 4.22 montrent les performances du BER de la technique N-PTS dans les cas où; la transmission idéale du SI (par exemple transmission câblée) et l'estimation du SI à l'aide du décodeur MED au niveau du récepteur à travers les canaux AWGN et Rayleigh. Il est à rappeler que la transmission idéale de l'information latérale n'est pas forcément considérée comme un cas efficace dans la pratique.

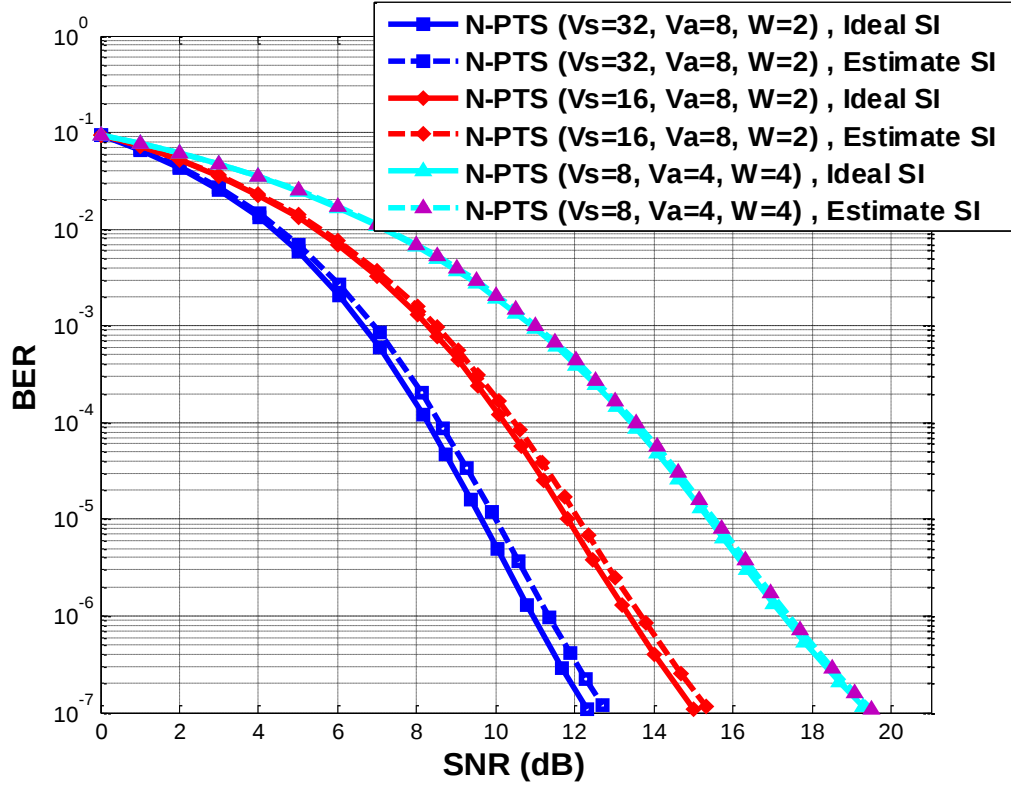


Figure 4.21 : Comparaison des performances du BER lors de la transmission idéal du SI et celui estimé à travers le canal AWGN avec HPA ($IBO = 3dB$).

Les paramètres de N-PTS sont; ($V_s = 32, W = 2, V_a = 8$), ($V_s = 16, W = 2, V_a = 8$), et ($V_s = 8, W = 4, V_a = 4$), respectivement. En conséquence, à un $BER = 10^{-7}$, comme le montre la figure 4.21, en cas de la transmission idéale du SI, les valeurs du SNR sont ; $12.4 dB$, $15 dB$ et $19.5 dB$, respectivement ; Par ailleurs, ces valeurs du SNR sont $12.8 dB$, $15.3 dB$, et $19.6 dB$ lorsque l'estimation est utilisée. Comme illustré par la figure 4.22, avec le canal Rayleigh, $21 dB$, $24.3 dB$ et $30 dB$ sont obtenus en cas de la transmission idéale du SI, alors que ces valeurs du SNR sont ; $21.8 dB$, $24.9 dB$, et $30.2 dB$ avec l'estimation du SI. Il convient de mentionner que les performances du FBMC-OQAM en cas d'estimation du SI utilisant le décodeur MED sont plus proches du cas idéal pour la transmission du SI.

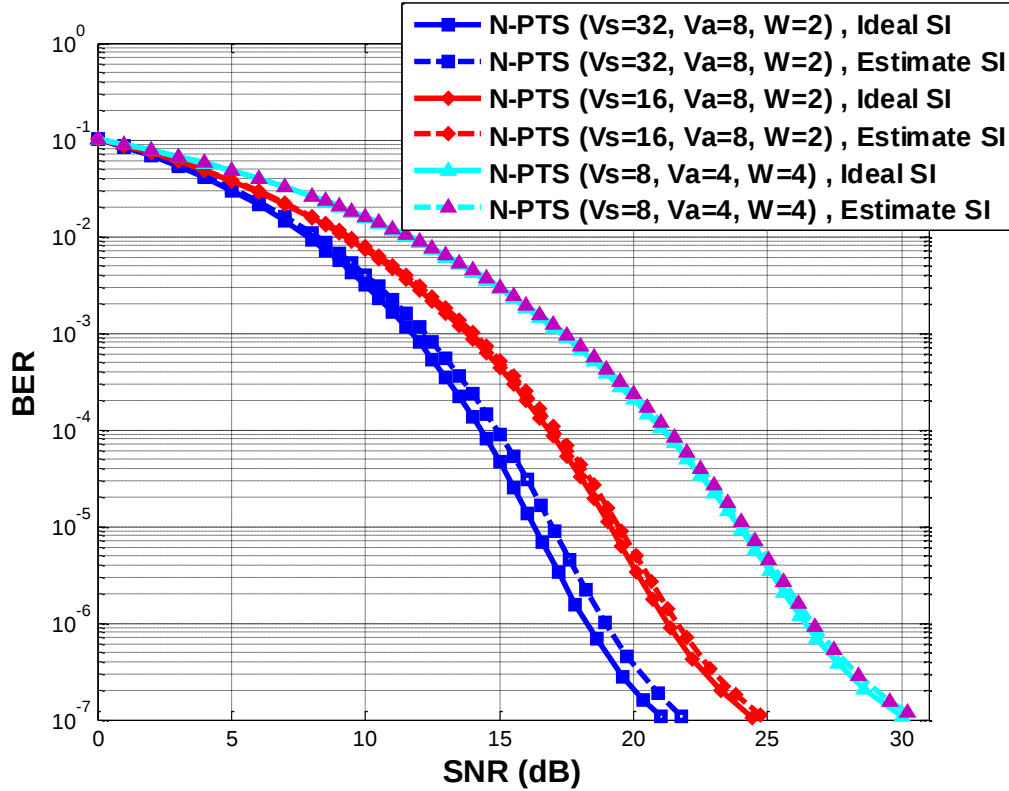


Figure 4.22 : Comparaison des performances du BER lors de la transmission idéal du SI et celui estimé à travers le canal Rayleigh avec HPA (IBO = 3dB).

4.6. Conclusion

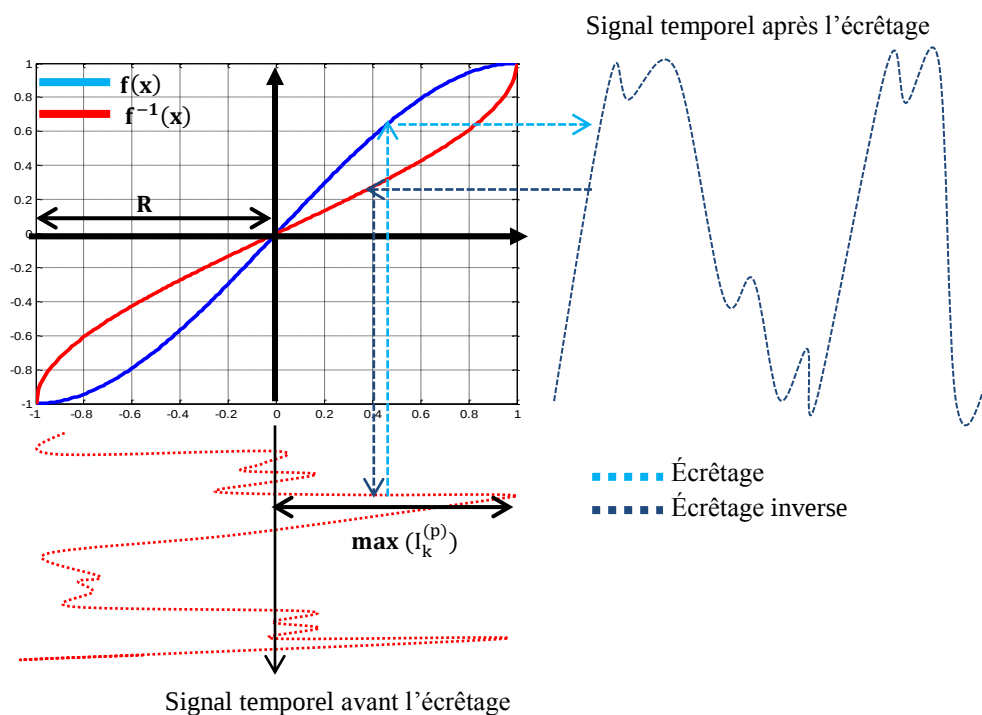
Dans ce chapitre, la technique PTS a été clairement soulignée pour réduire le PAPR des systèmes OFDM et FBMC-OQAM. Cependant, PTS est confronté au problème inhérent de complexité de calcul dû aux multiples blocs IFFT et au nombre de processus de recherche permettant d'obtenir le facteur de phase optimal. Ce sont sans aucun doute des questions pertinentes, car il existe un besoin pressant de solutions innovantes. Dans cet objectif, une nouvelle technique PTS a été proposée à cet égard, qui a pour but d'éliminer les blocs IFFT. En conséquence, cela a conduit à une réduction de la complexité de calcul en termes de nombre de multiplications et d'additions complexes, comme le confirment les résultats significatifs obtenus grâce à l'analyse du paramètre CCRR. De plus, la technique CR-New-PTS proposée a permis d'améliorer le nombre de recherches dans ce type d'investigation. De même, dans ce chapitre, on a proposé une méthode qui repose principalement sur le décodeur MED pour la restauration SI par le système au niveau de la réception sans réservation de bits supplémentaires par rapport à l'information principale. Les résultats de la simulation ont été obtenus en comparant les technique proposées dites ; CR-New-PTS, New-PTS et N-PTS et la PTS conventionnelle en

termes de BER et de CCDF. Les résultats, en substance, ont montré que la méthode proposée est plus judicieuse en matière de complexité des calculs comme elle présente de meilleures performances dans la réduction du PAPR, et l'amélioration du BER.

CHAPITRE 5

Contribution sur la méthode de l'écrêtage inversible

IICM



5.1. Introduction

La technique d'écrtage a été proposée par de nombreux chercheurs [27, 28, 29, 120] dans le but de réduire les fluctuations de l'enveloppe du signal modulé à émettre en gardant sa dynamique en amplitude à la valeur envisagée. Malheureusement le spectre du signal ainsi écrté présente une déformation de son allure suite aux produits d'intermodulation (IPn) générés par la saturation du signal. Ce phénomène est appelé la remontée des lobes secondaires. Un filtrage opportun après écrtage réduit cette remontée spectrale en garantissant des valeurs acceptables d'ACPR. L'emploi de la fonction non-linéaire d'écrtage engendre un problème, en réception, qui se manifeste telle une forte dégradation du BER causée par l'interférence entre symboles (IES) non-linéaires et du bruit d'intermodulation générés dans la bande utile du signal. Nous avons, donc, pensé qu'une compensation des effets de l'écrtage était nécessaire pour franchir au moins un de ces inconvénients, l'IES non-linéaire. S.Ragusa dans sa thèse doctorat [72] a proposé une idée pour la compensation de l'IES non-linéaire dont on a parlé ci-dessus, se basant sur l'inversion de la fonction d'écrtage afin que cette technique de réduction du PAPR puisse garantir de très bonnes performances en termes de BER. Puisque la fonction d'écrtage classique n'étant pas inversible, Ragusa a préféré choisir une autre respectant les hypothèses d'inversion. A l'émission cette fonction est dite écrtage doux (soft clipping), tandis qu'à la réception nous retrouvons son inverse. La combinaison de l'écrtage doux et de son inversion donne lieu à cette nouvelle méthode de réduction du PAPR que nous allons expliquer dans la suite et que nous appellerons écrtage inversible.

Dans ce chapitre, nous proposons une approche appelée une méthode d'écrtage itératif inversible (IICM) pour traiter le PAPR du signal MC-CDMA en fonction des caractéristiques du système de communication sans fil. Cette méthode est basée sur une fonction d'écrtage proposée du côté de l'émetteur et son inverse au niveau du récepteur qui compense l'effet de dégradation des performances sur le signal d'information. Notre fonction d'écrtage suggérée présente une complexité de calcul inférieure à celle de la méthode de S.Ragusa [27]. De plus, la méthode IICM [29] proposée utilise un polynôme de degré 3 pour délivrer la fonction d'écrtage inversible, où la fonction inverse est obtenue de façon exacte par l'adoption de la solution radicale de équation de 3^{ème} degré, d'où une meilleure performance de BER, tant qu'on utilise le filtre fréquentiel basé sur la transformée de Fourier rapide (FFT) pour réduire les déformations des lobes adjacents causés par les non-linéarités du dispositif (HPA). Dans ses travaux, Ragusa a utilisé un polynôme de degré cinq pour écrté le signal transmis, comme il a approximé la fonction inverse à un polynôme de degré cinq, ce qui pourrait entraîner de mauvaises

performances en termes de BER par rapport à la méthode IICM. En outre, la méthode IICM peut atteindre des degrés supérieurs à ceux de Ragusa, en utilisant le processus itératif. Par exemple, on peut atteindre un polynôme de sixième degré optimisé en utilisant seulement deux itérations, tandis que trois itérations fournissent un polynôme de neuvième degré et ainsi de suite. Les résultats des simulations démontrent que la méthode IICM donne une meilleure performance en termes de réduction du PAPR, de taux d'erreur binaire (BER) et de complexité de calcul en utilisant deux itérations seulement.

5.2. Description de l'écrêtage inversible

La technique de l'écrêtage inversible a été récemment proposée par S. Ragusa [27, 72]. L'idée force de cette technique est de masquer une non-linéarité inconnue par une non linéarité connue et plus importante qui soit inversible à la réception comme le montre la figure 5.1. Elle prend son origine dans les études d'automatique non-linéaire. Il est à noter que l'écrêtage est à compatibilité descendante si la fonction d'inversion n'est pas réalisée en réception. Sinon il s'en suit une dégradation des performances qu'il faut prendre en compte.

5.2.1. Principe général

L'écrêtage inversible permet de masquer une non-linéarité par une autre non-linéarité plus forte. Le système se compose donc de trois principales parties :

- (i) La fonction d'écrêtage doux, $f(x)$, qui présente une caractéristique non-linéaire plus forte que celle du HPA. Cette fonction est inversible et employée à l'émission. Soit $x(t)$ le signal à écrêter, l'écrêtage est réalisé par toute fonction $y = f(x)$ qui présente un niveau de saturation y_{sat} pour $x(t) = x_{sat}$.
- (ii) La fonction de filtrage présente toujours à l'émission pour obtenir la valeur d'ACPR envisagée. Ce filtre est basé sur le filtre numérique de type FFT/IFFT.
- (iii) La fonction d'inversion, $f^{-1}(x)$, qui compense à la réception les effets de l'écrêtage doux.

En réception cette non-linéarité liée à la fonction $f(x)$ peut être compensée par inversion, $f^{-1}(x)$, pour améliorer les performances d'un tel système en termes de BER. L'écrêtage inversible, donc, cachera la non-linéarité de l'amplificateur de puissance en émission (masquage). En outre, cet écrêtage peut se réaliser à l'aide de différentes fonctions inversibles qui saturent le signal émis à un certain niveau. Dans notre étude nous avons retenu la fonction polynomiale. Un filtrage après écrêtage est aussi indispensable pour limiter la remontée des lobes secondaires sur le spectre du signal émis et donc pour assurer une bonne performance du

système en termes de ACPR. La figure 5.1 montre le principe du masquage de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance et de l'écrêtage inversible tandis que dans la figure 5.2 nous retrouvons le schéma bloc complet pour l'émission et pour la réception lorsque les fonctions $f(x)$ et $f^{-1}(x)$ sont réalisées en bande de base et en numérique.

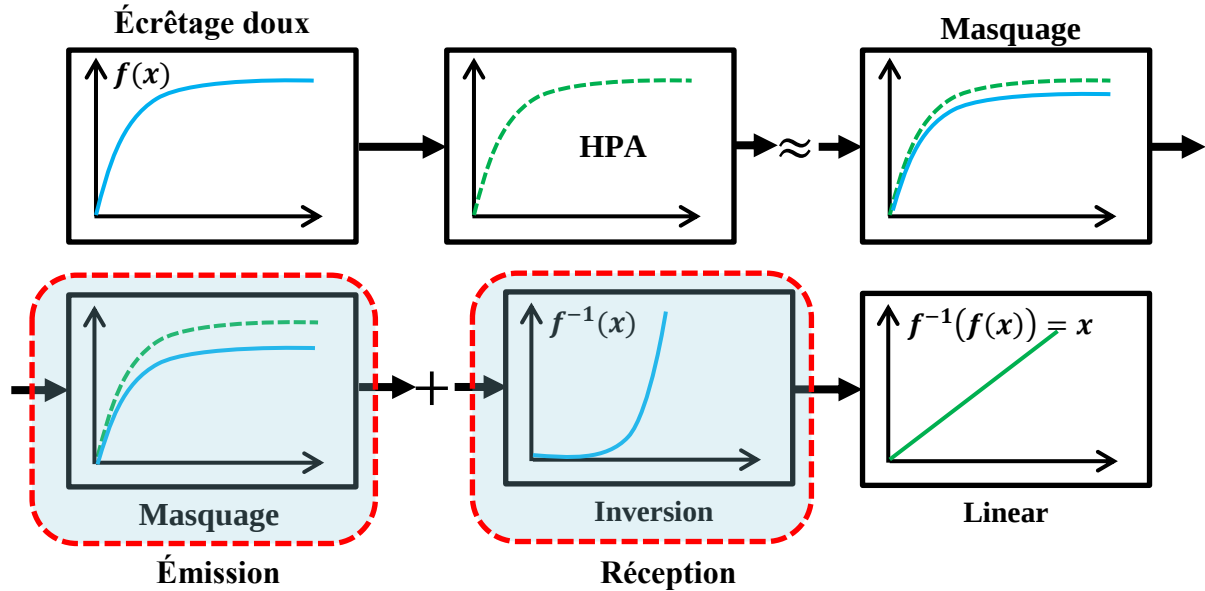
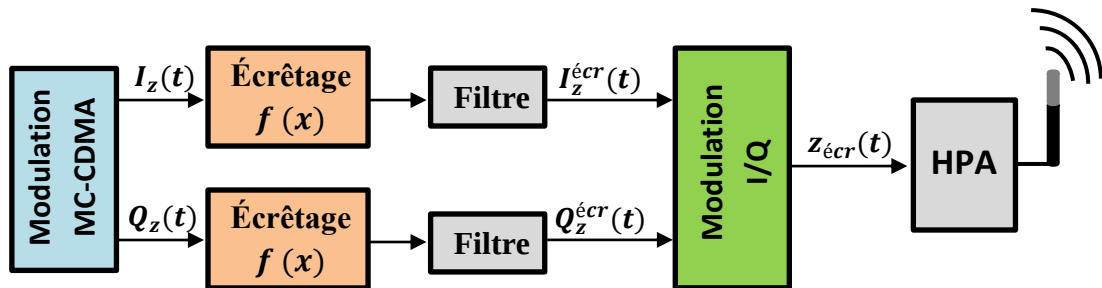
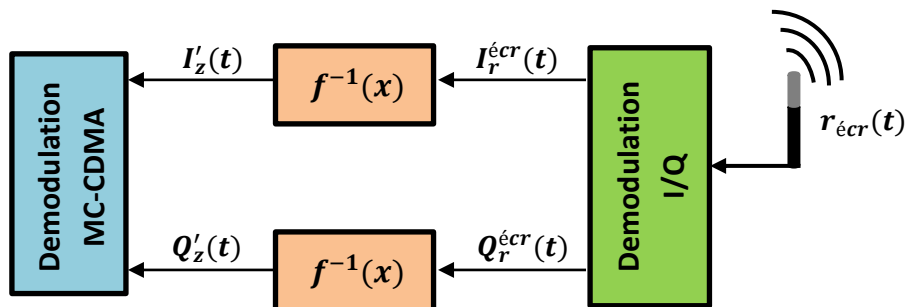


Figure 5.1 : Écrêtage inversible (masquage de l'amplificateur de puissance).



(a) Émission



(b) Réception

Figure 5.2 : Schéma complet de l'écrêtage inversible.

la sortie du modulateur MC-CDMA le signal $z(t) = I_z(t) + jQ_z(t)$ est généré. Puis il est échantillonné par la fonction $f(x)$. Ensuite les voies I/Q sont filtrées en donnant lieu au signal $z_{\text{écr}}(t) = I_z^{\text{écr}}(t) + jQ_z^{\text{écr}}(t)$. Enfin ce signal est modulé autour de la porteuse radiofréquence et amplifié $\{z_{\text{écr}}(t)\}$. À la réception, le signal $r_{\text{écr}}(t)$ est démodulé et enfin la fonction d'inversion est appliquée sur les voies I/Q. Supposons ensuite que dans l'expression de $I_z(t)$ et $Q_z(t)$ on tienne aussi compte de la présence du filtre et que la non-linéarité de l'amplificateur de puissance est bien masquée par l'écrêtage en émission, alors l'équation du signal émis s'écrit de la manière suivante :

$$\tilde{z}_{\text{écr}}(t) = \Re[z_{\text{écr}}(t)e^{j2\pi f_c t}] = \rho_{\text{écr}} \cos(2\pi f_c t + \phi_{\text{écr}}), \quad (5.1)$$

Et à la réception :

$$r_{\text{écr}}(t) = \tilde{z}_{\text{écr}}(t) = \rho_{\text{écr}} \cos(2\pi f_c t + \phi_{\text{écr}}), \quad (5.2)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \rho_{\text{écr}} &= \sqrt{[I_z^{\text{écr}}(t)]^2 + [Q_z^{\text{écr}}(t)]^2} = \sqrt{[I_r^{\text{écr}}(t)]^2 + [Q_r^{\text{écr}}(t)]^2}, \\ \phi_{\text{écr}} &= \arctan \left[\frac{Q_z^{\text{écr}}(t)}{I_z^{\text{écr}}(t)} \right] = \arctan \left[\frac{Q_r^{\text{écr}}(t)}{I_r^{\text{écr}}(t)} \right], \end{aligned} \quad (5.3)$$

D'où :

$$I_z^{\text{écr}}(t) = I_r^{\text{écr}}(t) \text{ et } Q_z^{\text{écr}}(t) = Q_r^{\text{écr}}(t), \quad (5.4)$$

Ensuite la fonction d'inversion est appliquée sur chaque voie I/Q et après inversion on obtient :

$$\begin{aligned} I'_z(t) &= f^{-1}[I_r^{\text{écr}}(t)], \\ Q'_z(t) &= f^{-1}[Q_r^{\text{écr}}(t)], \end{aligned} \quad (5.5)$$

Et d'après l'équation (5.4) et les schémas de la figure 5.2, on obtient :

$$\begin{aligned} I'_z(t) &= f^{-1}[I_z^{\text{écr}}(t)] = f^{-1}[f[I_z(t)]] \approx I_z(t), \\ Q'_z(t) &= f^{-1}[Q_z^{\text{écr}}(t)] = f^{-1}[f[Q_z(t)]] \approx Q_z(t), \end{aligned} \quad (5.6)$$

Les signaux I/Q à la réception et après inversion $I'_z(t)$ et $Q'_z(t)$ représentent alors une très bonne approximation des signaux I/Q à l'émission avant écrêtage $I_z(t)$ et $Q_z(t)$ sauf que l'erreur résiduelle introduite par le filtre en émission n'est pas éliminée par l'inversion. De façon générale, on en déduit donc que la fonction inverse en réception compense les effets de

l'écrêtage en émission sur le module et sur la phase du signal MC-CDMA transitant sur la chaîne de transmission.

5.2.2. Fonction polynomiale d'écrêtage proposée par S.Ragusa

Soit $x(t)$ le signal à écrêter, l'écrêtage est réalisé par toute fonction $y = f(x)$ qui présente un niveau de saturation y_{sat} pour $x(t) = x_{sat}$. La fonction $f[.]$ prise en considération doit être monotone croissante et positive dans le domaine de $x(t)$ afin que son inversion en réception soit réalisable. Cette fonction polynomiale est donnée par l'expression suivante :

$$f(x) = a_1x + a_3x^3 + a_5x^5, \quad (5.7)$$

Pour la fonction polynomiale $f(x)$, il a été retenu un polynôme impair d'ordre 5. Cela se justifie par l'analyse spectrale des signaux après écrêtage. En fait, la caractéristique non linéaire de ces fonctions d'écrêtage $f(x)$ génère des produits d'intermodulation d'ordre n (IP n) qui vont déformer le spectre du signal écrêté en causant une remontée des lobes secondaires. Les coefficients $\{a_1, a_3, a_5\}$ se calculent à partir de la solution du système d'équations à 5 inconnues décrit ci-dessous. Puis à l'aide de la fonction polyfit de Matlab, ces coefficients ont été déterminés d'après ce qui suit :

$$\begin{cases} \lim_{x \rightarrow +\infty} f(x) = y_{sat}, \\ \lim_{x \rightarrow -\infty} f(x) = -y_{sat}, \\ f(0) = 0, \end{cases} \quad (5.8)$$

L'approximation de la fonction inverse de $f(x)$ est donnée par la relation suivante:

$$f^{-1}(x) \approx b_1x + b_3x^3 + b_5x^5, \quad (5.9)$$

Le nouveau polynôme $f^{-1}(x)$ identifie sa fonction inverse sur l'intervalle des x défini. Dans ce cas aussi les coefficients $\{b_1, b_3, b_5\}$ se déduisent à partir du système d'équations à 5 inconnues suivant :

$$\begin{cases} \lim_{x \rightarrow y_{sat}} f^{-1}(x) = +\infty, \\ \lim_{x \rightarrow -y_{sat}} f^{-1}(x) = -\infty, \\ f^{-1}(0) = 0, \end{cases} \quad (5.10)$$

Après l'application des conditions (5.8) et (5.10) ainsi que le traitement sur le signal temporel MC-CDMA en termes de l'ACPR il a été permis de choisir un niveau de saturation $y_{sat} = 0.1$ qui correspond à un ratio d'écrêtage (CR pour *Clipping Ratio*) égale à 0.9 , sur cette base les valeurs des coefficients $\{a_1, a_3, a_5\}$ et $\{b_1, b_3, b_5\}$ ont été obtenues comme suit :

$$\begin{aligned} \{a_1, a_3, a_5\} &= \{0.75, -5.5, 13.99\}, \\ \{b_1, b_3, b_5\} &= \{1.34, 0.2, 3600\}, \end{aligned} \quad (5.11)$$

D'après cela, les fonctions polynomiales $f(x)$ et $f^{-1}(x)$ utilisées dans la méthode proposée par S.Ragusa peuvent se récrire comme suit :

$$\begin{aligned} f(x) &= 0.75x - 5.5x^3 + 13.99x^5, \\ f^{-1}(x) &\approx 1.34x + 0.2x^3 + 3600x^5, \end{aligned} \quad (5.12)$$

5.3. Méthode d'écrêtage itératif inversible pour la réduction du PAPR

Cette méthode a été proposée dans [29] dite IICM qui utilise un polynôme de degré 3 pour dériver la fonction d'écrêtage inversible, en amélioration de celle de Ragusa qui utilise un polynôme de degré 5. De plus, la méthode de Ragusa utilise une approximation dans la fonction inverse, pouvant entraîner une dégradation des performances du système de transmission, contrairement à la méthode IICM proposée, la fonction inverse est employée de manière exacte. Ceci sera expliqué en détail dans les sections ci-dessous.

5.3.1. Fonction d'écrêtage proposée et son inverse

La fonction d'écrêtage inversible est placée du côté de l'émetteur, cette fonction proposée devrait être inversible dans le domaine de définition du signal transmis. En conséquence, étant donné le signal $x(t)$ à écrêter, l'écrêtage est effectué via une fonction de saturation $y = f(x)$ ayant un certain niveau de saturation y_{sat} à $x(t) = x_{sat}$. La fonction $f(.)$ doit être croissante de façon monotone et positive dans le domaine de définition de $x(t)$ pour être inversible, comme le montre la figure 5.3.

Soit le $b^{\text{ème}}$ symbole de signal complexe MC-CDMA, $z_{(b)}(n)$, peut être exprimé en termes de composantes en phase, $I_{(b)}(n)$, et en quadrature, $Q_{(b)}(n)$, comme suit:

$$z_{(b)}(n) = I_{(b)}(n) + jQ_{(b)}(n), \quad (5.13)$$

Les valeurs maximales des composantes du signal en phase et en quadrature R_I et R_Q sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} R_I &= \max |I_{(b)}(n)|, \\ R_Q &= \max |Q_{(b)}(n)|, \end{aligned} \quad (5.14)$$

Afin de dériver la fonction d'écrêtage inversible, nous proposons le polynôme de troisième degré, qui est une fonction non linéaire, où son niveau de saturation est inférieur au niveau de saturation de l'amplificateur de puissance afin de réaliser l'idée du masquage, et elle est placée

avant de l'amplificateur de puissance dans la chaîne de transmission au niveau de l'émetteur. La fonction polynomiale $f(x)$ proposée pour l'écrêtage inversible est donnée par la relation suivante :

$$f(x) = ax^3 + bx^2 + cx + d, \quad (5.15)$$

Où les coefficients a , b , c et d sont calculés en tenant compte des conditions imposées au signal MC-CDMA comme suit :

$$f(0) = 0, \quad (5.16)$$

$$f(R) = R, \quad (5.17)$$

$$\left. \frac{df(x)}{dx} \right|_{x=R} = 0, \quad (5.18)$$

$$f(-x) = -f(x), \quad (5.19)$$

En utilisant les conditions précédentes représentées par les équations 16-19 et après quelques développements mathématiques, les valeurs de a , b , c et d peuvent être obtenues où $a = -\frac{1}{2R^2}$, $b = 0$, $c = \frac{3}{2}$ et $d = 0$. Ainsi, la fonction d'écrêtage inversible sera déterminée d'après l'équation suivante :

$$f(x) = -\frac{1}{2R^2}(x^3 - 3R^2x), \quad (5.20)$$

Où l'amplitude maximale du signal MC-CDMA transmise à travers le HPA est exprimée comme suit :

$$R = y_{sat} = x_{sat}, \quad (5.21)$$

La fonction inverse $f^{-1}(x)$ qui assure l'écrêtage inverse au niveau du récepteur peut être donnée de manière exacte par la relation suivante (la démonstration de cette relation est donnée en annexe D) :

$$f^{-1}(x) = 2R \sin\left(\frac{1}{3} \text{Arcsin}\left(\frac{x}{R}\right)\right), \quad (5.22)$$

La représentation graphique de la fonction de l'écrêtage et son inverse sont illustrées par la figure 5.3.

5.3.2. Réduction du PAPR par la méthode de l'écrêtage inversible proposée

La méthode de l'écrêtage est effectuée séparément sur les composantes en phase $I_{(b)}(n)$ et en quadrature $Q_{(b)}(n)$ pour faciliter les calculs. Cependant, le signal écrêté à transmettre est régénéré par les deux composantes (I/Q) en amont du HPA, comme illustré par figure 5.6.

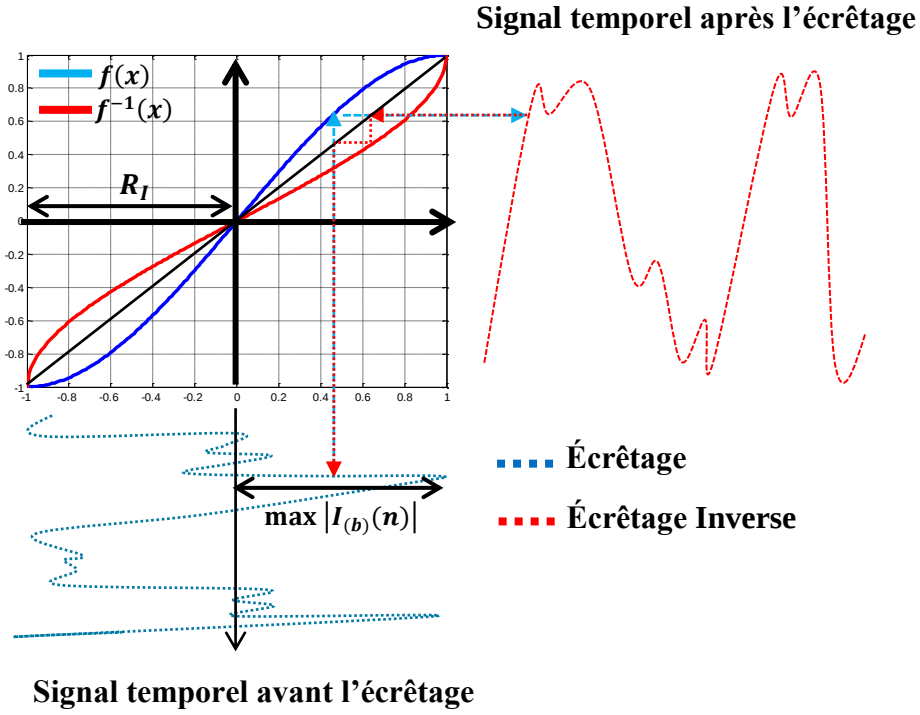


Figure 5.3 : Principe de la méthode de l'écrêtage inversible proposée.

5.3.2.1. Émission

Comme il a été mentionné précédemment, la fonction d'écrêtage inversible est effectuée séparément sur les composantes $I_{(b)}(n)$ et $Q_{(b)}(n)$ du signal MC-CDMA complexe $z_{(b)}(n)$, au niveau de l'émetteur, en utilisant les équations suivantes:

$$I_{(b)}^{\text{écr}}(n) = -\frac{1}{2R_I^2} \left([I_{(b)}(n)]^3 - 3R_I^2 [I_{(b)}(n)] \right), \quad (5.23)$$

$$Q_{(b)}^{\text{écr}}(n) = -\frac{1}{2R_Q^2} \left([Q_{(b)}(n)]^3 - 3R_Q^2 [Q_{(b)}(n)] \right), \quad (5.24)$$

Le signal écrêté $z_{(b)}^{\text{écr}}(n)$ régénéré par des deux composantes (I/Q) pour le $b^{\text{ème}}$ symbole est donné par la relation suivante :

$$z_{(b)}^{\text{écr}}(n) = I_{(b)}^{\text{écr}}(n) + jQ_{(b)}^{\text{écr}}(n), \quad (5.25)$$

Cette méthode est répétée N_{iter} itérations; où : $z_{(b)}(n)$ et $z_{(b)}^{\text{écr}}(n)$ sont remplacés par $z_{(b)}^j(n)$ et $z_{(b)}^{j+1}(n)$, le signal initial est considéré comme $z_{(b)}^0(n) = z_{(b)}(n)$ pour pouvoir exécuter le processus itératif, à cet effet, nous l'avons dénommé la méthode de l'écrêtage itératif inversible (IICM). En outre, cette méthode peut atteindre des degrés supérieurs à ceux de S.Ragusa, à titre d'exemple, on peut atteindre un polynôme de sixième degré optimisé en utilisant seulement deux

itérations, tandis que trois itérations fournissent un polynôme de neuvième degré et ainsi de suite. La figure 5.4 représente le principe de la méthode de l'écrêtage itératif inversible (IICM).

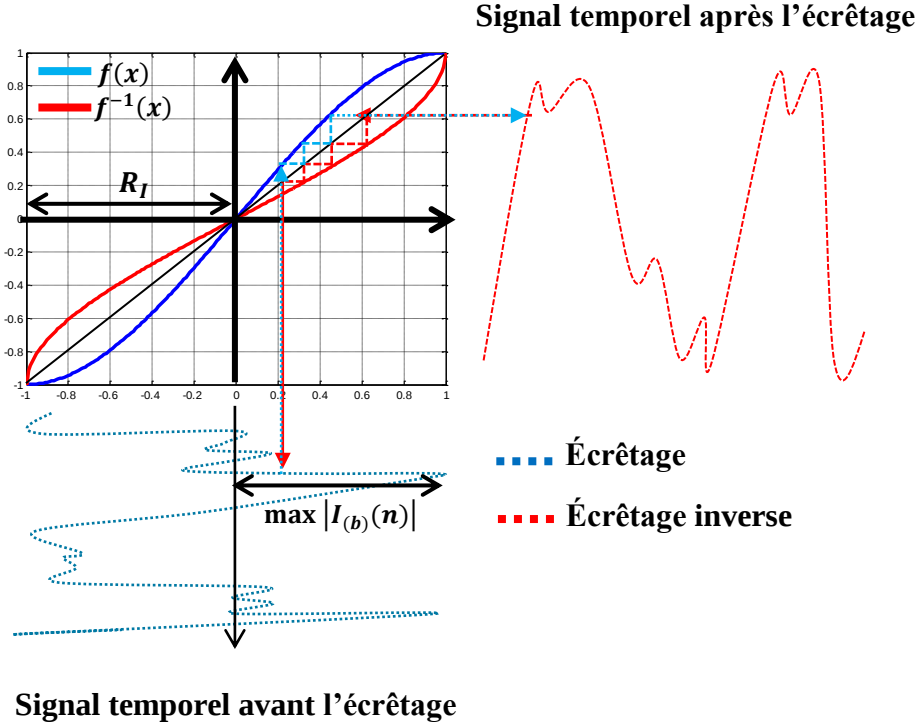


Figure 5.4 : Principe de la méthode de l'écrêtage itératif inversible (exemple 3 itérations).

5.3.2.2. Filtrage numérique à base de FFT/IFFT

Soit $\tilde{z}_{(b)}^{ecr}(n)$ le signal à la sortie du FFT/IFFT, comme illustré par la figure 5.5, le filtrage consiste en une opération FFT suivie d'une opération IFFT. La FFT transforme les échantillons temporels $z_{(b)}^{ecr}(n)$ en composantes fréquentielles $Z_{(b)}^{ecr}(k)$ dont ceux qui sont positionnées sur les porteuses hors band (OOB) sont mises à zéro, c'est-à-dire :

$$\tilde{Z}_{(b)}^{ecr}(k) = \begin{cases} Z_{(b)}^{ecr}(k), & k \in \left[1; \frac{N}{2}\right] \cup \left[N\left(L - \frac{1}{2}\right); N.L\right] \\ 0, & k \in \left[\frac{N}{2} + 1; N\left(L - \frac{1}{2}\right) - 1\right] \end{cases}, \quad (5.26)$$

Les composantes fréquentielles $\tilde{Z}_{(b)}^{ecr}(k)$ sont ensuite transformées vers le domaine temporel par l'IFFT. Les $\tilde{Z}_{(b)}^{ecr}(k)$ doivent cependant respecter les spécifications du masque d'émission. Le filtre résultant dépend du temps, et rejette les composantes de fréquences discrètes hors bande. Cela signifie qu'il ne provoque aucune distorsion dans la bande du signal MC-CDMA. Comme le filtre fonctionne symbole par symbole, il ne peut provoquer aucune interférence entre symboles.

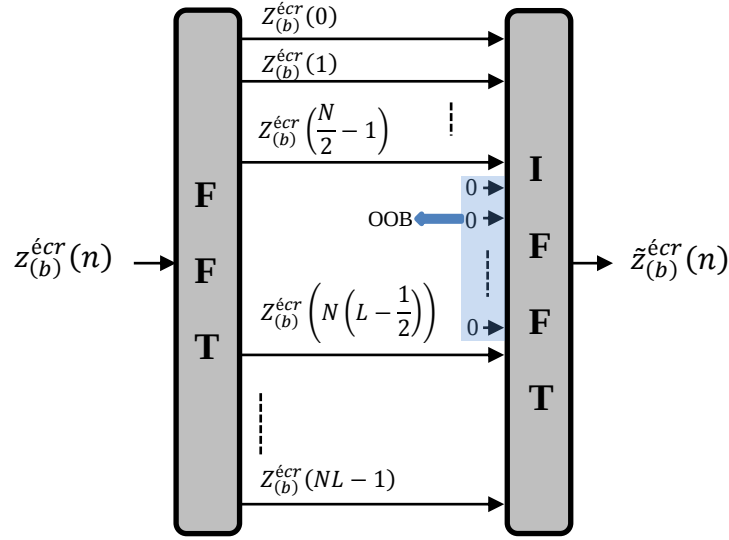


Figure 5.5 : Filtrage numérique à base de FFT/IFFT.

Par conséquent, le signal d'écrêtage après l'opération de filtrage numérique FFT/IFFT (voir la figure 5.6 (a)) peut être écrit comme suit:

$$\tilde{z}_{(b)}^{ecr}(n) = \tilde{I}_{(b)}^{ecr}(n) + j\tilde{Q}_{(b)}^{ecr}(n), \quad (5.27)$$

5.3.2.3. Réception

Afin de restituer le signal original par le récepteur, les informations concernant le maximum du signal MC-CDMA pour les composantes en phase (R_I) et en quadrature (R_Q) doivent être transmises en tant qu'informations latérale (SI). Toutefois, l'inverse de la fonction d'écrêtage est appliqué aux composantes du signal reçu $I_{(b)}^{rec}(n)$ et $Q_{(b)}^{rec}(n)$ au niveau du récepteur afin de compenser les distorsions non linéaires introduites dans la bande utile du signal écrêté, améliorant ainsi la qualité du signal reçu. Au niveau de la réception, le signal reçu peut être représenté comme :

$$z_{(b)}^{rec}(n) = \tilde{z}_{(b)}^{ecr}(n) + w(n), \quad (5.28)$$

Où $w(n)$ désigne le bruit blanc additif gaussien et l'expression dans (5.28) peut être réécrite en fonction des composantes en phase et en quadrature reçues comme suit :

$$z_{(b)}^{rec}(n) = I_{(b)}^{rec}(n) + jQ_{(b)}^{rec}(n), \quad (5.29)$$

En appliquant la fonction d'écrêtage inverse sur les composantes en phase et en quadrature du signal reçu, comme montré par la figure 5.6 (b), on obtient :

$$I_{(b)}^{inv}(n) = 2R_I \sin \left[\frac{1}{3} \text{Arcsin} \left(\frac{I_{(b)}^{rec}(n)}{R_I} \right) \right], \quad (5.30)$$

$$Q_{(b)}^{inv}(n) = 2R_Q \sin \left[\frac{1}{3} \text{Arcsin} \left(\frac{Q_{(b)}^{rec}(n)}{R_Q} \right) \right], \quad (5.31)$$

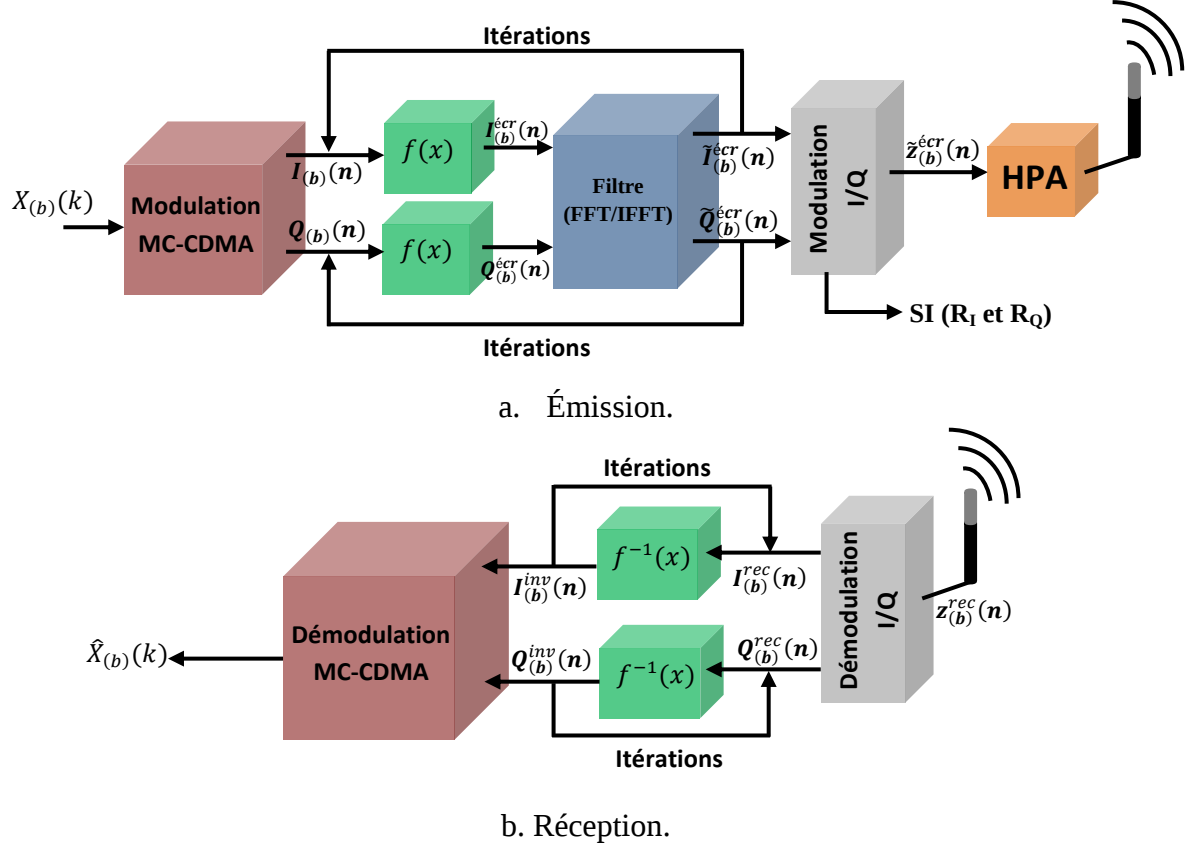


Figure 5.6 : Schéma complet de l'écrêtage inversible proposé pour le système MC-CDMA.

5.3.3. Algorithme IICM proposé

L'algorithme exécutant l'approche IICM est résumé ci-dessous. Il convient de mentionner que l'algorithme proposé est exécuté pour $N_{sym} = 10^5$ symboles MC-CDMA. Afin de pouvoir suivre aisément les différentes étapes de cet algorithme, le filtre numérique FFT/IFFT a été désigné par la fonction Ω .

Algorithm : Écrêtage itératif inversible (IICM).

$b = 1, m = 1,$

Étape 1 : $R_I = \max |I_{(b)}(n)|_{n=0, \dots, N.L-1},$

Étape 2 : $R_Q = \max |Q_{(b)}(n)|_{n=0, \dots, N.L-1},$

$$\text{Étape 3 : } I_{(b)}^{\text{écr}}(n) = -\frac{1}{2R_I^2} \left([I_{(b)}(n)]^3 - 3R_I^2[I_{(b)}(n)] \right),$$

$$\text{Étape 4 : } Q_{(b)}^{\text{écr}}(n) = -\frac{1}{2R_Q^2} \left([Q_{(b)}(n)]^3 - 3R_Q^2[Q_{(b)}(n)] \right),$$

$$\text{Étape 5 : } z_{(b)}^{\text{écr}}(n) = I_{(b)}^{\text{écr}}(n) + jQ_{(b)}^{\text{écr}}(n),$$

$$\text{Étape 6 : } \tilde{z}_{(b)}^{\text{écr}}(n) = \Omega[z_{(b)}^{\text{écr}}(n)],$$

$$\text{Étape 7 : } \tilde{z}_{(b)}^{\text{écr}}(n) = \tilde{I}_{(b)}^{\text{écr}}(n) + j\tilde{Q}_{(b)}^{\text{écr}}(n),$$

$$\text{Étape 8 : } I_{(b)}(n) = \tilde{I}_{(b)}^{\text{écr}}(n) \text{ et } Q_{(b)}(n) = \tilde{Q}_{(b)}^{\text{écr}}(n),$$

$$\text{Étape 9 : } m = m + 1 \text{ si } m \leq N_{\text{iter}}, \text{ retour à l'étape 3,}$$

$$\text{Étape 10 : } z_{(b)}(n) = I_{(b)}(n) + jQ_{(b)}(n), \quad m = 1,$$

$$\text{Étape 11 : } b = b + 1, \text{ si } b \leq N_{\text{sym}}, \text{ retour à l'étape 1,}$$

Fin.

5.4. Méthode de dimensionnement des systèmes MC-CDMA

5.4.1. Paramètres caractéristiques du canal de propagation

La connaissance du retard maximal $\tau_{\max}$ permet le dimensionnement de l'intervalle de garde, garantissant l'absence d'interférences entre symboles. Ainsi, la durée de cet intervalle doit respecter l'inégalité suivante :

$$\frac{N_g}{f_e} \geq \tau_{\max}, \quad (5.32)$$

Où f_e est la fréquence d'échantillons et N_g désigne le nombre d'échantillons copiés. Le dimensionnement du paramètre N_g contraint le nombre de sous-porteuses du système. En effet, après insertion de l'intervalle de garde, le symbole MC-CDMA est constitué de $N_g + N$ échantillons complexes. Par conséquent, l'ajout de cet intervalle de garde implique des pertes en efficacité spectrale. Afin de limiter ces pertes, on choisit N vérifiant :

$$N \geq 4N_g, \quad (5.33)$$

Les distorsions d'amplitudes et de phases, introduites par le canal, pendant la durée T_s d'un symbole MC-CDMA, impliquent l'insertion d'un espacement entre sous-porteuses Δf très supérieur à la fréquence Doppler maximale $f_{\max}$. L'espacement entre sous-porteuse Δf vérifie :

$$0.1\Delta f \geq f_{\max}, \quad (5.34)$$

5.4.2. Contraintes liées au contexte de développement

La fréquence d'échantillonnage f_e sera déduite de la construction de la modulation MC-CDMA :

$$f_e = \frac{N}{T_s} = N\Delta f, \quad (5.35)$$

Ce critère est retenu afin de minimiser l'interférence entre sous-porteuses notamment pour des systèmes visant une grande mobilité et des fréquences porteuses élevées. Il est possible de déterminer cette valeur en prenant en considération la bande allouée à l'application et le filtrage analogique, nécessaire en sortie de la modulation à porteuses multiples afin de limiter l'occupation spectrale du signal modulé. Dès lors N sera pris égal à la valeur en puissance de 2 supérieure au nombre de sous-porteuses utiles N_{pu} . Ainsi, $N_a/2$ sous-porteuses nulles seront insérées de chaque côté du spectre. Dès lors, N est donc égal à $N_{pu} + N_a$ et le rapport entre N_a et N vérifie :

$$0.7 \leq \frac{N_{pu}}{N} \leq 0.85, \quad (5.36)$$

L'efficacité spectrale n du système, ainsi que le débit binaire D_u par utilisateur peuvent être estimés comme suit :

$$n = \frac{T_s}{T_s + T_g} m \cdot R, \quad (5.37)$$

$$D_u = \frac{1}{L_c} \cdot \frac{1}{T_s + T_g} N \cdot m \cdot R = \alpha \frac{1}{T_s + T_g} m \cdot R, \quad (5.38)$$

Où R est le taux du codage, m est le nombre de bits par symbole et T_g est la durée de l'intervalle de garde.

5.5. Résultats de simulation et discussions

Les simulations sont exécutées dans un canal gaussien ainsi que dans le canal multi trajets de type Rayleigh. Le tableau 5.1 présente la configuration des paramètres du système MC-CDMA pour la future génération [46, 48]. Cette configuration est effectuée par utilisation de 256 sous-porteuses, la fréquence d'échantillonnage est de 50 MHz, la durée de l'intervalle de garde prise égale à 0.8 μ s, soit 40 échantillons, le nombre de sous-porteuses actives est de 192, et par conséquent la bande occupée est de 37.5 MHz. Le choix du nombre d'utilisateurs dépend des longueurs des codes d'étalement utilisées. Dans notre cas, nous considérerons des séquences orthogonales de Walsh-Hadamard. En effet, les meilleures propriétés de cette famille de codes ont été démontrées dans le cas des liaisons descendantes synchrones. La longueur L_c de ces

séquences orthogonales étant en puissance de 2 (voir l'exemple 1.1), nous considérerons dans le cas où L_c peut prendre la valeur 16. Ainsi, chacun des utilisateurs considérés peut, selon le cas, transmettre 12 données par symbole MC-CDMA, l'espacement entre sous-porteuses est de 195.3125 kHz.

Tableau 5.1 : Paramètres de Simulation.

Paramètres caractéristiques	Configuration
Fréquence d'échantillonnage (f_e)	50MHz
Nombre de sous-porteuses (N)	256
Nombre de sous-porteuses utiles (N_{pu})	192
Durée de symbole (T_s)	5.12 μ s
Durée de l'intervalle de garde (T_g)	0.8 μ s
L'espacement entre sous-porteuses (Δf)	195.3 kHz
Bande utilisée (W)	37.5MHz
Nombre d'utilisateurs actifs (N_{usr})	16
Longueur de code d'étalement (L_c)	16
Modulation M-QAM	16
La taille de la matrice de parité du code LDPC	64800x43200
Facteur de sur-échantillonnage (L)	4
Nombre total de symboles MC-CDMA transmis	10^5

Le modèle de simulation de la transmission et de la réception utilisé dans cette section est montré par la figure 5.7. Ce modèle comprend trois étages principaux tels que ; l'émetteur, le récepteur et le canal. L'émetteur est composé des blocs suivants: un bloc de source utilisé comme un générateur de flux des données binaires qui est injecté à l'entrée d'un deuxième bloc de codage du canal ; utilisant le codeur LDPC avec un taux de codage égal $\frac{1}{2}$. Le troisième bloc constituant l'émetteur est celui de la modulation M-QAM qui est utilisé pour générer les deux composantes, en phase et en quadrature, des symboles de données complexes. Le bloc suivant, est celui de la MC-CDMA est composé par la combinaison entre deux sous-blocs successifs; un bloc de CDMA et un bloc d'OFDM. Le cinquième bloc se charge de la réduction du PAPR du signal MC-CDMA, qui sera effectuée par la fonction d'écrêtage inversible avec processus itératif plus un filtrage numérique de type FFT/IFFT. L'émetteur est complété par un amplificateur de puissance (HPA) de type SSPA avec un coefficient de Rapp de $p = 2$. Les mêmes procédures sont utilisées dans le récepteur mais avec des blocs inverses correspondants, tels que ; la fonction

inverse de l'écrêtage, filtrage, démodulation MC-CDMA, démodulation M-QAM, décodage de canal. Le canal utilisé pour la validation des résultats de la simulation est le canal gaussien (AWGN) ainsi que le canal multi-trajets de type Rayleigh.

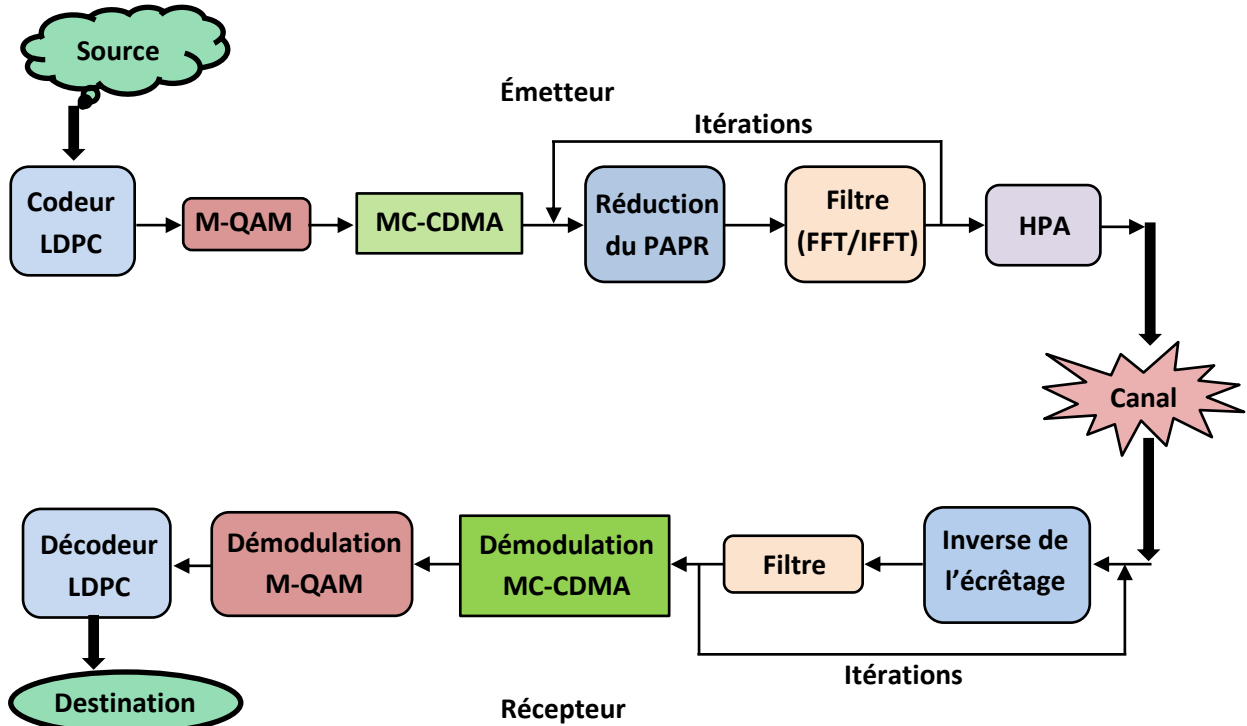


Figure 5.7 : Modèle de la simulation.

Pour la fonction polynomiale $f(x)$, nous avons testé un polynôme impair d'ordre 3 pour justifier l'analyse spectrale des signaux après écrêtage par rapport à la méthode de Ragusa. En fait, la caractéristique non-linéaire de ces fonctions d'écrêtage polynomiales pour les méthodes de Ragusa et de l'IICM génère des produits d'intermodulation d'ordre n (IP_n) qui vont déformer le spectre du signal écrêté en causant une remontée des lobes secondaires. À titre d'exemple, nous avons écrêté un signal à deux tons ($f_1 = 450\text{Mhz}$, $f_2 = 500\text{Mhz}$) en utilisant la fonction polynomiale de l'IICM pour 2 itérations et ensuite la fonction polynomiale proposée par Ragusa. Le spectre du signal à deux tons ainsi que ceux après écrêtage pour les deux différentes fonctions sont montrés dans la figure 5.8. Notre attention se focalise maintenant sur la fonction polynomiale. Nous remarquons alors que les produits d'intermodulation d'ordre supérieur à 5 sont négligeables et les ordres pairs, se situant loin de la bande utile du signal, vont être éliminés par le filtre de canal. Cela confirme le choix d'un polynôme impair d'ordre 3 ou 5 tout en gardant une approche très réaliste de la problématique. Comme la figure 5.8 présente certains des avantages de notre fonction d'écrêtage. Ceci est caractérisé par de petites amplitudes du produit

d'intermodulation impair au-dessus du troisième ordre que l'on peut négliger en partant de la deuxième itération par rapport au polynôme du cinquième ordre de Ragusa. De plus, le filtre de canal élimine ceux qui ont le même ordre, produits par un ordre polynomial uniforme, situés loin de la bande utile du signal.

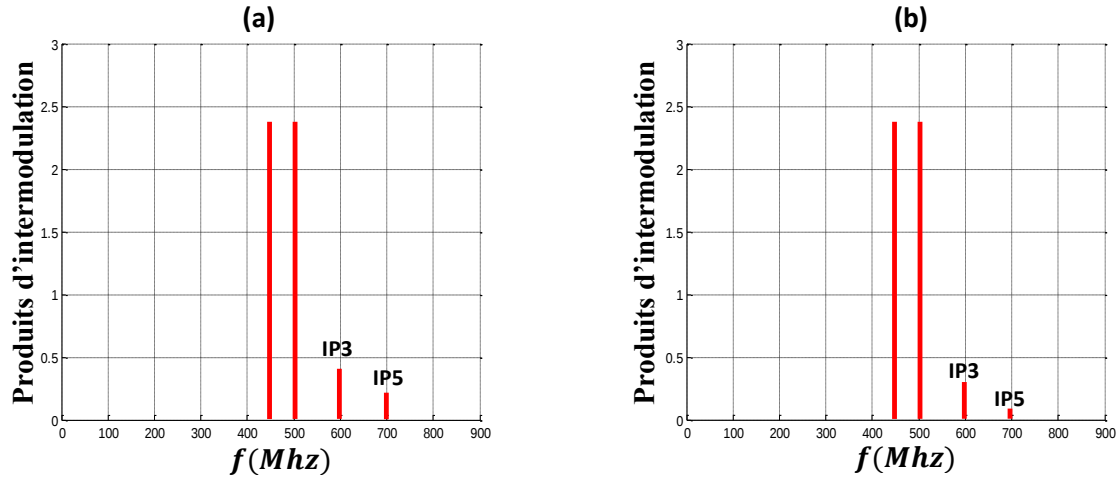


Figure 5.8 : Produits d'intermodulation (IP) pour (a) Ragusa, (b) IICM (2 itérations).

La figure 5.9 (a) représente le signal MC-CDMA original transmis dans le domaine temporel, alors que la figure 5.9 (b) illustre l'application de la méthode de réduction du PAPR par la fonction d'écrêtage inversible proposée avec deux itérations. Enfin, ces résultats montrent qu'il y'a un effet visible de la méthode IICM proposée sur le signal transmis MC-CDMA en terme de la réduction du PAPR, où le signal obtenu est caractérisé par une enveloppe semi-constante.

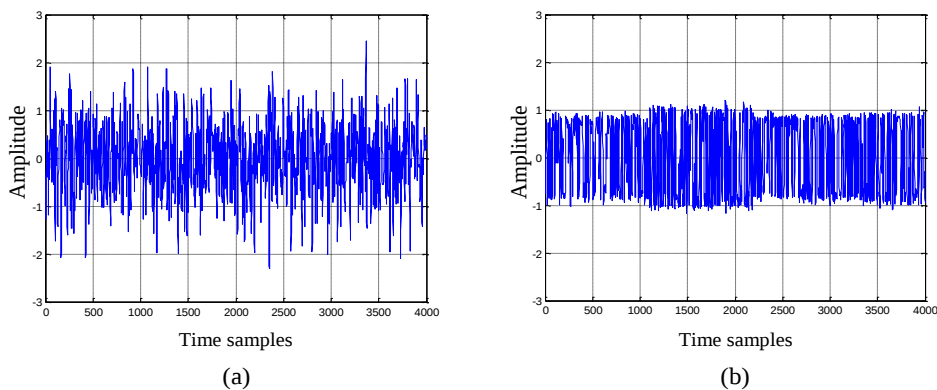


Figure 5.9 : Signal MC-CDMA, (a) sans écrêtage (b) avec écrêtage (en utilisant 2 itérations).

La figure 5.10 montre les courbes CCDF du PAPR des méthodes d'écrêtage précédentes (IICM, Ragusa) pour la modulation MC-CDMA. Les trois catégories de courbes sont illustrées par cette figure tels que; la première représente le signal MC-CDMA original (ligne noire) sans aucun processus de réduction du PAPR dits «Initial PAPR», la deuxième catégorie englobe les

résultats obtenus en utilisant l'algorithme IICM proposé avec différentes itérations tel que; $N_{iter} = \{1, 2, 3, 4, 5\}$ pour la réduction du PAPR, et le troisième correspond à la performance obtenue en utilisant la méthode de Ragusa développée dans [27].

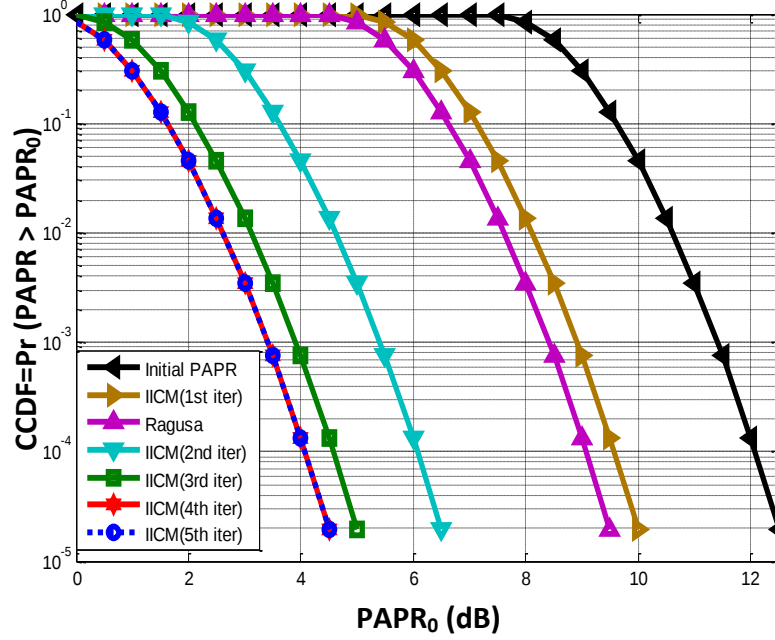


Figure 5.10 : Comparaison des performances de réduction du PAPR des méthodes IICM, Ragusa et du signal MC-CDMA original (Initial PAPR).

Comme on peut observer sur la figure 5.10 que la méthode proposée réduit considérablement le PAPR, par rapport à celle de Ragusa et ce après la première itération, $N_{iter} = 2$. On peut également remarquer qu'un gain de 6 dB à $CCDF = 10^{-4}$ est obtenu entre le signal MC-CDMA original (sans réduction du PAPR) et la méthode IICM avec deux itérations. L'utilisation de la méthode de Ragusa permet d'atteindre un gain de 3,0 dB. Tandis que, la méthode proposée assure un gain deux fois supérieur à celui de la méthode de Ragusa pour un nombre d'itérations ($N_{iter} = 2$). Comme illustré à la figure 5.10, le PAPR est encore réduit à mesure que le nombre d'itérations augmente pour la même valeur CCDF.

La figure 5.11 présente une comparaison des résultats de la méthode IICM proposée avec ceux de J.Armstrong développés dans [28]. Il convient de mentionner qu'Armstrong a utilisé l'approche par écrêtage dur (Hard) en ce qui concerne un niveau d'écrêtage de 6 dB. En plus de cela, il a utilisé un filtre de domaine de fréquence basé sur FFT afin de réduire la puissance hors bande. Ces opérations sont répétées jusqu'à ce que les pics de repousse causés par le filtrage soient éliminés. Armstrong a également utilisé la théorie de Bussgang pour calculer le rapport signal sur bruit de d'écrêtage (SCNR pour *signal to clipping noise ratio*) pendant la réception.

En revanche, la méthode propose un d'écrêtage doux puisque qu'elle utilise la fonction d'écrêtage inversible suivie du filtre du domaine fréquentiel basé sur la FFT (filtre numérique FFT/IFFT). Au niveau du récepteur, l'inverse de la fonction d'écrêtage est utilisé pour compenser la distorsion du signal reçu. En conséquence, notre approche proposée donne de meilleurs résultats par rapport à la méthode Armstrong, ceci est confirmé par les résultats obtenus dans la figure 5.11, dans laquelle l'IICM, avec seulement deux itérations, surpasse la meilleure solution d'Armstrong.

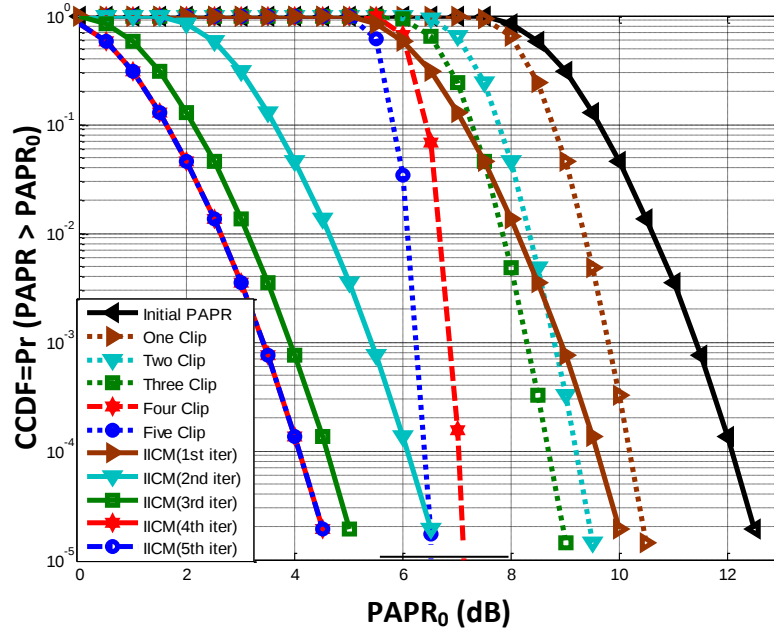


Figure 5.11 : Comparaison des performances de réduction du PAPR des méthodes IICM, Ragusa, Armstrong et du signal MC-CDMA original.

Les différents résultats obtenus pour évaluer la performance du BER du système MC-CDMA sont exprimés en fonction des rapports SNR et E_b/N_0 , où E_b est l'énergie par bit d'information utile et N_0 la densité spectrale de puissance du mono latéral du bruit additif. Le rapport E_b/N_0 est déterminé par la relation suivante:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{T_s + T_g}{mT_s R} \times \frac{N}{\alpha N_u} \times SNR, \quad (5.39)$$

La figure 5.12 montre le taux d'erreur binaire (BER) obtenu en termes d' E_b/N_0 , il convient de noter aussi l'obtention d'un important gain E_b/N_0 de 8,5 dB à l'utilisation du codage par rapport à la non utilisation du codage de canal pour le système MC-CDMA. On peut constater que la méthode proposée n'est que d'environ 0,75 dB au $BER = 10^{-5}$ pour une seule itération, moins bonne que le signal original sans effet d'écrêtage, et surpasse la méthode de Ragusa de 1,95 dB

et 0,75 dB au $\text{BER} = 10^{-5}$ pour la première et la deuxième itération respectivement. Comme le montre les résultats obtenus, il est important de souligner que le BER se dégrade fortement après la 4^{ème} itération ($N_{\text{iter}} = 5$).

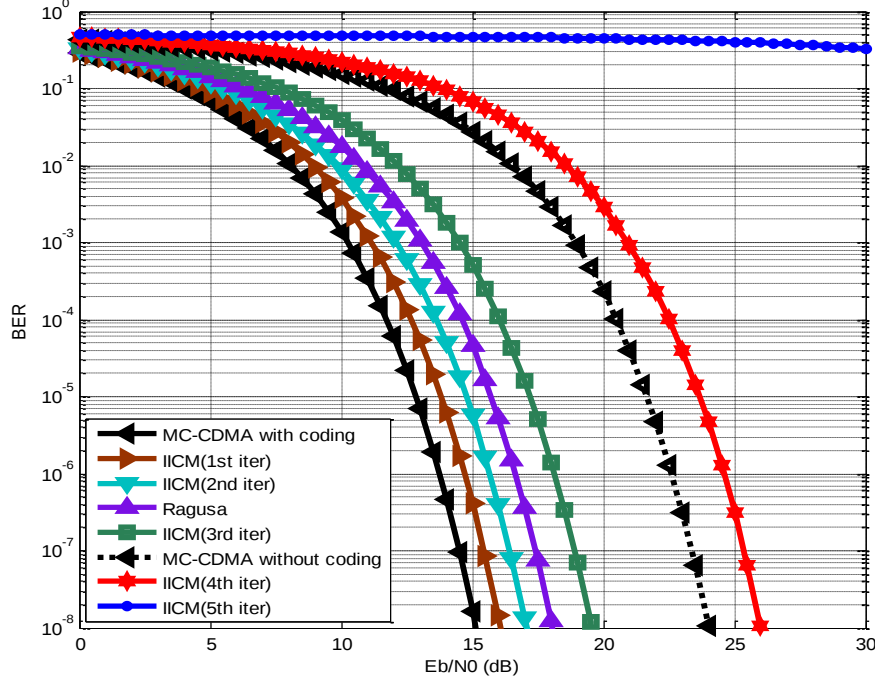


Figure 5.12 : Comparaison des performances du BER en termes d' E_b/N_0 des méthodes IICM et Ragusa à travers le canal AWGN.

La figure 5.13 illustre le BER par rapport à E_b/N_0 en présence de HPA et d'autre part en absence de HPA avec le paramètre du recul d'entrée (IBO) égal à 6 dB. On peut remarquer sur cette figure que, à $\text{BER} = 10^{-5}$, et en présence de HPA, un gain de 9,35 dB en termes E_b/N_0 est atteint entre le signal MC-CDMA sans masquage HPA par la fonction d'écrêtage et le signal MC-CDMA avec l'écrêtage ayant deux itérations. De plus, la méthode IICM surpasse celle de Ragusa de 1,95 dB à $\text{BER} = 10^{-5}$ pour la deuxième itération, en tenant compte que le HPA soit masqué, préalablement, par un écrêtage doux pour les deux méthodes. La figure 5.14 montre les performances du BER en fonction du rapport signal à bruit (SNR) confirmant les résultats obtenus par la figure 5.13. La figure 5.15, quant à elle, met en exergue les performances du BER par rapport à E_b/N_0 avec et sans HPA (IBO = 6 dB) dans un canal multi-trajets de type Rayleigh. Il est nécessaire de mentionner qu'en l'absence de HPA, la méthode IICM, en utilisant seulement deux itérations, surpasse celle de Ragusa de 2,5 dB en termes d' E_b/N_0 à $\text{BER} = 10^{-5}$, alors que, en présence de HPA, révèle 1 dB à $\text{BER} = 10^{-4}$ pour les mêmes nombres d'itérations, confirmant ainsi les bonnes performances de la méthode proposée.

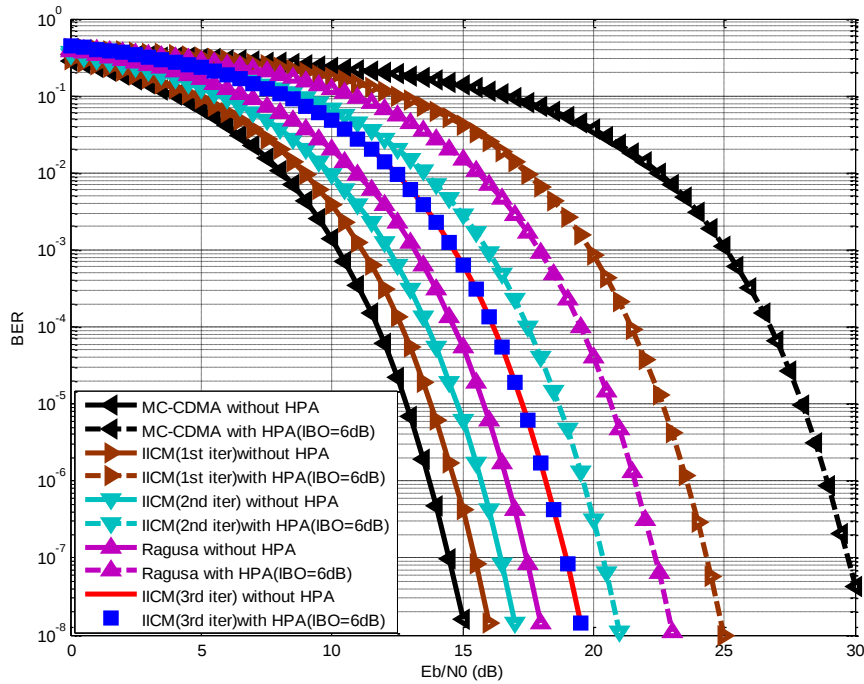


Figure 5.13 : Comparaison des performances du BER en termes d' E_b/N_0 des méthodes IICM et Ragusa à travers le canal AWGN avec un recul d'entrée du HPA (IBO) égal 6dB.

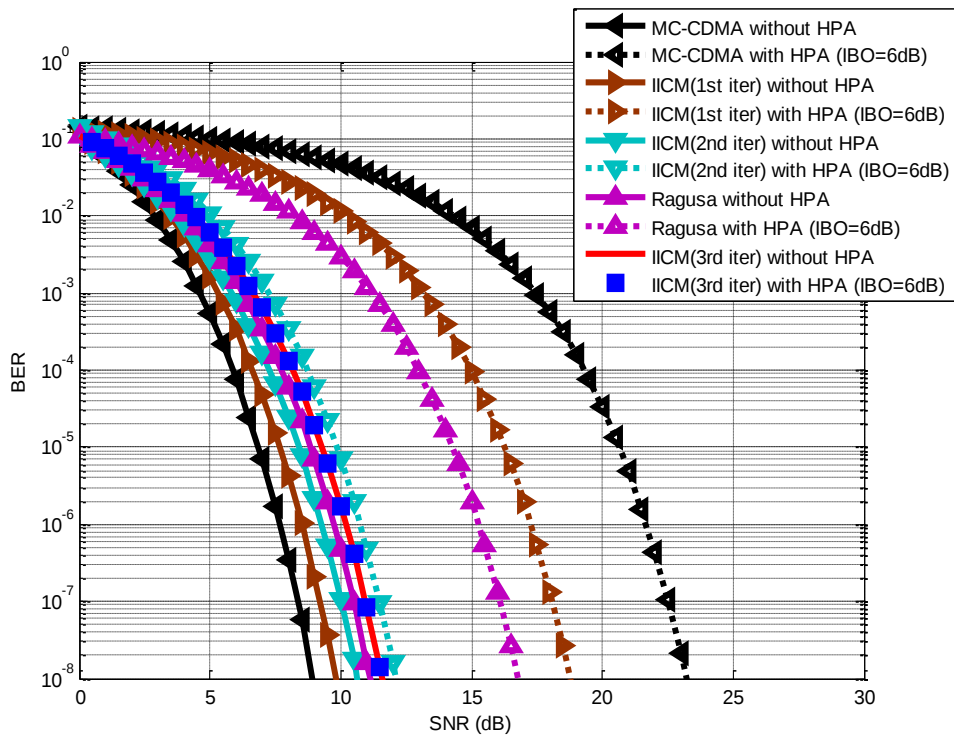


Figure 5.14 : Comparaison des performances du BER en termes de SNR des méthodes IICM et Ragusa à travers le canal AWGN avec un recul d'entrée du HPA (IBO) égal 6dB.

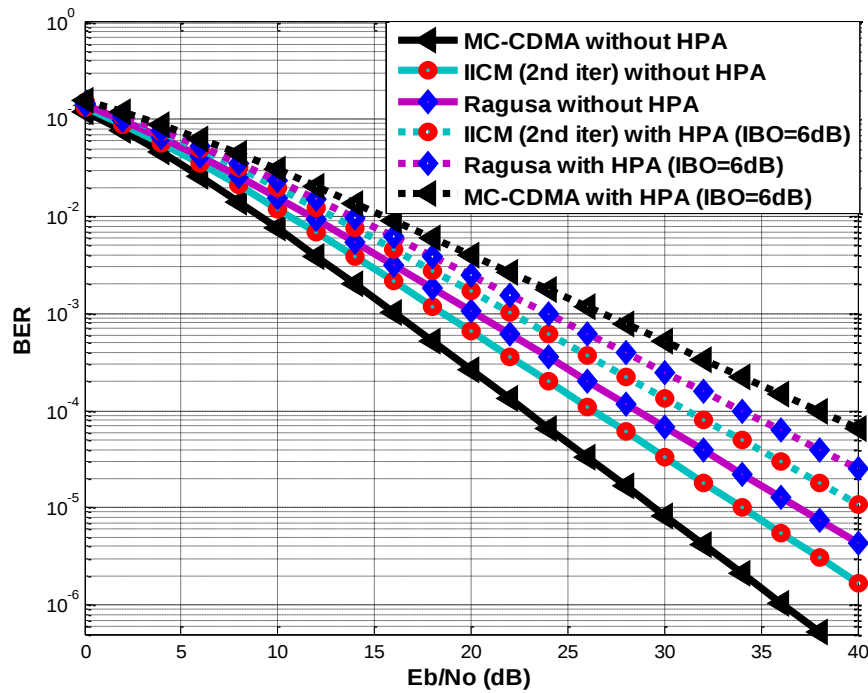


Figure 5.15 : Comparaison des performances du BER en termes de SNR des méthodes IICM et Ragusa à travers le canal Rayleigh avec un recul d'entrée du HPA (IBO) égal 6dB.

La figure 5.16 met en évidence les performances du BER en 3 dimensions en termes d'IBO et de nombre d'itérations (N_{iter}), pour $IBO = \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ (dB) et $N_{iter} = \{1, 2, 3, 4, 5\}$. Nous pouvons constater deux zones, une zone de forte écrêtage (High Clipping) lorsque $N_{iter} \leq 3$ et une autre zone de faible écrêtage (Low Clipping) lorsque $N_{iter} > 3$. Le BER diminue de $0,3 \times 10^{-2}$ à 10^{-6} , ce qui confirme également que le HPA est masqué par l'écrêtage inversible doux (IICM), ce qui permet de meilleures performances. Le tableau 5.2 présente les résultats de la comparaison entre les méthodes IICM pour $N_{iter} = \{1, 2, 3, 4, 5\}$ et Ragusa en termes de réduction du PAPR à $CCDF = 2.10^{-5}$. La figure 5.17 montre le rapport entre la puissance dans le canal adjacent et celle dans le canal principal (ACPR) en présence de HPA pour $IBO = 6$ dB. Il ressort clairement de cette figure que l'ACPR se dégrade de -22,8 à -34 après filtrage numérique (FFT/IFFT), ce qui se traduit par de meilleures performances du système en termes d'ACPR.

Tableau 5.2 : Comparaison des performances de réduction du PAPR des méthodes IICM et Ragusa à $CCDF = 2.10^{-5}$.

N_{iter}	1	2	3	4	5
PAPR (IICM) dB	10	6.5	5	4.5	4.5
PAPR(Ragusa) dB	9.5	-	-	-	-

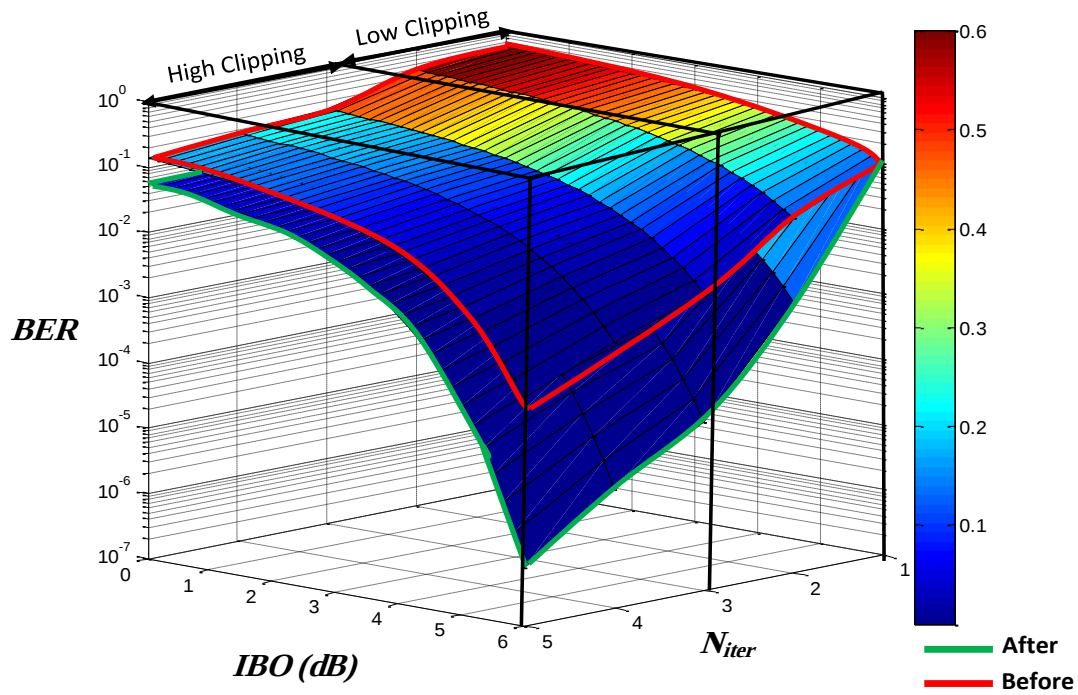


Figure 5.16 : BER dans le plan 3D en fonction l'IBO et le nombre d'itérations (N_{iter}) à travers le canal AWGN.

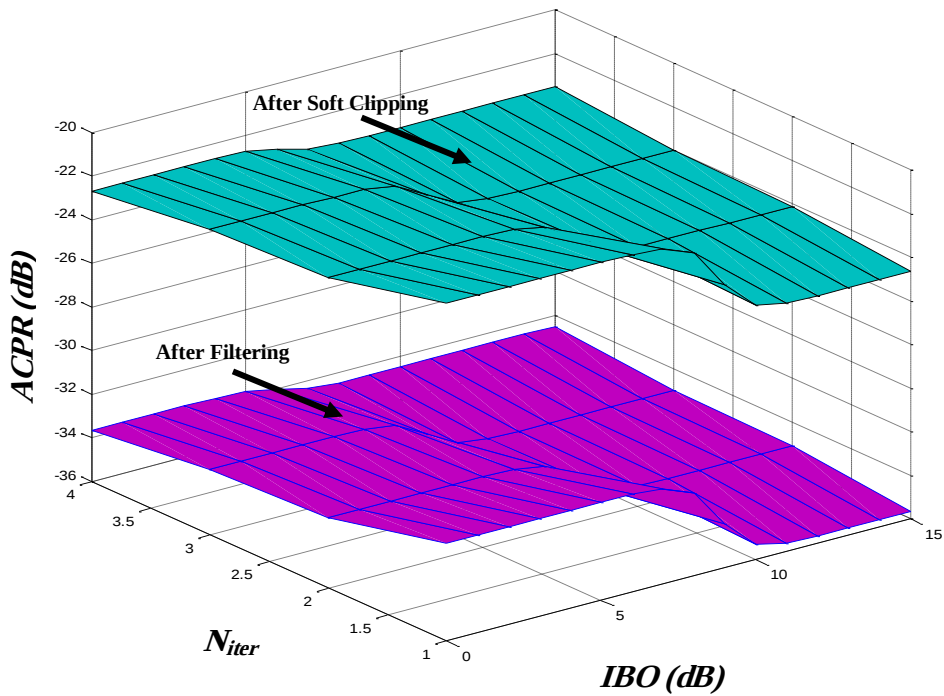


Figure 5.17 : ACPR (dB) dans le plan 3D en fonction l'IBO et le nombre d'itérations (N_{iter}) en présence de HPA pour 16-QAM.

Le CCRR est un paramètre important de l'analyse de la complexité du calcul de la méthode d'IICM par rapport à la méthode de Ragusa. Il peut être déterminé à l'aide de l'équation suivante:

$$CCRR(\%) = \left(1 - \frac{C_{IICM}}{C_{Ragusa}}\right) \times 100\%, \quad (5.40)$$

La complexité de calcul C_{IICM} et C_{Ragusa} représente le nombre de multiplications réelles qui peut être calculé à l'aide de la relation suivante :

$$\begin{aligned} C_{IICM} &= 2N_{usr} \cdot N + 2 \cdot N \cdot L \cdot \log_2(N \cdot L) + 3N_{iter} \cdot N \cdot L, \\ C_{Ragusa} &= 2N_{usr} \cdot N + 2 \cdot N \cdot L \cdot \log_2(N \cdot L) + 9 \cdot N \cdot L, \end{aligned} \quad (5.41)$$

Le tableau 5.3 montre la complexité de calcul de l'approche IICM par rapport à celle de Ragusa en termes de CCRR. Ce tableau montre que l'IICM est d'une complexité faible par rapport à Ragusa afin d'obtenir $N_{iter} < 3$. Les résultats de la simulation obtenus permettent de conclure que le processus itératif de l'algorithme IICM permet une réduction significative de l'effet du PAPR dans un système MC-CDMA, qui est validé par la présence de HPA. Un compromis entre le BER ciblé et le seuil du PAPR atteint (au moyen d'itérations) doit être effectué permettant un meilleur choix en termes de qualité de service.

Tableau 5.3 : CCRR de la méthode IICM par rapport à la méthode de Ragusa.

N_{iter}	1	2	3	4	5
C_{IICM}	31744	34816	37888	40960	44032
C_{Ragusa}	37888	37888	37888	37888	37888
$CCRR (\%)$	16.21	8.1	0	-8.1	-16.21

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une nouvelle technique de réduction du PAPR pour des signaux MC-CDMA qui ont de fortes fluctuations en amplitude dans un contexte d'amplification non-linéaire de ces signaux. Cette nouvelle technique repose sur l'écrêtage itératif inversible basé sur plus de filtrage numérique (IFFT/FFT) en émission avant l'amplificateur de puissance et sur l'inversion de cette fonction d'écrêtage en réception. Cela nous permet de masquer la non-linéarité du HPA par celle de l'écrêtage en termes de réduction du PAPR. Ensuite l'inversion compense la plupart des distorsions introduites par la fonction d'écrêtage. Une analyse sur le positionnement de l'écrêtage nous a permis d'écrêter le signal MC-CDMA et de le filtrer en termes de réduction de l'ACPR en bande de base en choisissant une fonction d'écrêtage de type polynomiale de 3^{ème} degré au niveau de l'émission et son inverse

au niveau de la réception. Ensuite nous avons mesuré les performances de la chaîne de transmission complète d'un point de vue; réduction du PAPR, ACPR et BER aux endroits les plus intéressants sur la chaîne. Différents cas de figure ont été étudiés qui ont donné lieu à des résultats montrant que, dans l'algorithme IICM, une réduction de PAPR de 2,5 dB peut être obtenue en une seule itération pour une valeur de CCDF de 2.10^{-5} . L'algorithme IICM proposé est plus performant que la méthode de Ragusa de presque 3 dB seulement pour deux itérations. L'utilisation d'un bloc de codage de canal donne un résultat intéressant dans lequel une réduction E_b / N_0 de 8,5 dB est obtenue à un $BER = 10^{-5}$. Les résultats obtenus sont validés par la présence d'un amplificateur de haute puissance (HPA), où le HPA est masqué par la méthode IICM proposée. Les résultats obtenus sont meilleurs comparés à ceux présentés dans [27] et [28]. Les simulations montrent que la méthode proposée améliore considérablement les performances de la réduction du PAPR dans les réseaux sans fil MC-CDMA pour le mode de transmission en liaison montante.

Conclusion Générale et Perspectives

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

Dans la présente thèse nous avons proposé des contributions sur la réduction du facteur de crête des signaux multi-porteuses (MC), dans le but de trouver le meilleur de compromis entre le rendement énergétique de l'amplificateur de puissance et les distorsions engendrées sur le signal. Effectivement, pour un rendement optimal, il est évident que les amplificateurs de puissance fonctionnent autour de la zone de saturation. Inopportunément, ces zones d'amplification sont sujettes à d'importantes non linéarités qui provoquent des dégradations sur le signal amplifié. Ces dégradations seront plus prononcées que le signal d'entrée est à fort PAPR, ce qui est le cas pour les signaux multi-porteuses en particulier l'OFDM, MC-CDMA et FBMC-OQAM. Il en résulte alors la nécessité de réduire la fluctuation des amplitudes autour de la puissance moyenne du signal c'est-à-dire la réduction du PAPR afin de permettre à l'amplificateur de fonctionner au plus près de sa zone de non linéarité sans trop dégrader le signal, en d'autres termes avec un recul consommation énergétique acceptable.

L'objectif de ces travaux de recherche est d'apporter des contributions à la réduction du PAPR afin de ménager le rendement énergétique et la non distorsion du signal au niveau des amplificateurs de puissance.

A cet effet, nous avons présenté brièvement dans le chapitre 1 un état de l'art sur la structure d'une chaîne de télécommunication de la future génération ainsi que les méthodes de réduction du PAPR les plus courantes dans la littérature et le problème de la transmission dans un canal radio mobile.

Les modulations multi-porteuses telles que l'OFDM, MC-CDMA et FBMC-OQAM ont fait l'objet d'une étude détaillée tout au long de ce chapitre. Ces modulations sont sujettes à beaucoup d'attention dans le domaine des transmissions sans fil à haut débit en raison de leur capacité à gérer la sélectivité fréquentielle des canaux. Ceci se traduit par la transformation de la liaison à large bande en plusieurs sous-canaux à bande étroite. L'égalisation du canal s'effectue de façon indépendante et simple.

L'OFDM et la MC-CDMA utilisées avec l'insertion du préfixe cyclique (CP) sont les plus répandues, et ce grâce à sa simplicité et à sa robustesse. Cependant, les techniques OFDM et MC-CDMA présentent une perte dans l'efficacité spectrale à cause de l'introduction du CP puisqu'il contient des informations redondantes. De plus, la réponse rectangulaire du filtre de mise en forme utilisé en OFDM ou MC-CDMA a une mauvaise localisation fréquentielle. Afin de surmonter ces inconvénients, les modulations multi-porteuses à base des bancs de filtres (FBMC) ont été proposées en tant qu'une approche alternative à la modulation OFDM. En effet, le FBMC n'a besoin d'aucun CP et offre en outre la possibilité d'utiliser différents filtres prototypes bien localisés en temps-fréquence permettant un contrôle meilleur de l'émission hors bande.

Par ailleurs, dans cette modulation, les symboles envoyés sur chaque sous-porteuse sont tirés d'une constellation PAM réelle, et les symboles réels sont envoyés à une cadence de $T_s/2$. La condition d'orthogonalité est réduite sur l'ensemble des réels uniquement. En conséquence, le symbole démodulé et égalisé est infecté par un terme d'interférence purement imaginaire. Ce terme d'interférence est une combinaison linéaire des symboles transmis dans le voisinage du symbole concerné.

L'inconvénient majeur de ces modulations est qu'elles engendrent des signaux temporels à forte variation d'amplitude caractérisée par un PAPR élevé. Cette caractéristique rend les signaux multi-porteuses très sensibles aux non linéarités des composants analogiques, en particulier celles de l'amplificateur de puissance (HPA). Ce dernier a été étudié dans le chapitre 2, où nous avons traité des généralités sur l'amplificateur de puissance, analysé les effets de l'amplification de signaux à enveloppe non constante (de type OFDM), sur l'EVM, le taux d'erreur binaire (BER) et le spectre du signal.

Les résultats de ces effets négatifs ont imposé un besoin de réduction du PAPR si bien que dans le chapitre 3, nous avons passé en revue les techniques de réduction du PAPR en particulier ; la séquence de transmission partielle (PTS), la méthode selective mapping (SLM), la méthode de Tone Reservation (TR) et l'écrtage classique. Ces méthodes ont été généreusement décrites, comme nous avons mis en relief leurs avantages et leurs inconvénients.

De toutes les techniques étudiées, nous nous sommes particulièrement intéressés aux techniques PTS appliquée dans l'OFDM, FBMC-OQAM et à celles basées sur l'écrtage inversible. Concernant les techniques de PTS qui reposent sur des représentations diverses d'un symbole, et donc consistent à choisir la meilleure représentation, c'est à dire celle donnant le

PAPR le plus faible. Elles donnent la meilleure performance en termes de BER et n'affectent pas négativement le signal en hors bande (OOB). Cependant, la multiplicité des blocs de transformée de Fourier discrète rapide inverse (IFFT) représente une contrainte majeure pour ces techniques, ce qui accentue l'aspect complexité des calculs.

Les solutions à cette problématique ont fait l'objet du chapitre 4. Dans ce chapitre, la technique PTS a été clairement soulignée pour réduire le PAPR du système OFDM. Cependant, PTS subit le problème inhérent à la complexité de calcul, qui est due aux multiples blocs IFFT et le nombre de processus de recherche à obtenir le facteur de phase optimal. Ce sont, sans aucun doute, de pertinents problèmes car il existe un besoin pressant de solutions innovantes. Avec cet objectif à l'esprit, une nouvelle technique PTS a été suggérée à ce stade, pour éliminer les blocs IFFT. Cela a conduit à une réduction de la complexité numérique informatique en termes de nombre de multiplications complexes, confirmée par les résultats significatifs obtenus grâce à l'analyse du CCRR. En outre, la technique du CR-new-PTS a été proposée dans un but de réduire le nombre de recherches en vue d'optimiser le facteur de phase correspondant au minimum du PAPR.

Les résultats de la simulation ont été atteints en comparant la technique dite CR-new-PTS et la PTS conventionnelle en termes de BER et de CCDF. Ces résultats ont montré que la méthode proposée est plus robuste en termes de CCDF, BER et le nombre de tentatives de recherches.

L'application de la technique PTS dans le système FBMC-OQAM est différente de l'OFDM en raison du chevauchement des symboles FBMC-OQAM. A cet égard, la technique PTS a été clairement soulignée dans le but de réduire le PAPR du système FBMC-OQAM. Cependant, PTS rencontre des problèmes inhérents tels que la complexité de calcul due au chevauchement de la structure FBMC-OQAM ainsi que la transmission SI. C'est pourquoi des explications étaient sérieusement nécessaires pour résoudre ces problèmes. La technique innovante de PTS (N-PTS) a été proposée pour lutter contre le problème de chevauchement des structures dans le système FBMC-OQAM lors de l'application de PTS dans le domaine fréquentiel du signal FBMC-OQAM. Dans ces circonstances, une réduction notable de la complexité arithmétique, soulignant les résultats obtenus grâce aux nombres de multiplications et d'additions.

En fait, appliquer la PTS traditionnelle au signal de constellation implique une très grande complexité de calcul par rapport à la technique N-PTS.

Les résultats de la simulation ont notamment été conduits par des études comparatives de la CCDF pour la réduction du PAPR, le BER pour les performances du système et la complexité de

calcul arithmétique. Dans le même chapitre, nous avons proposé un algorithme dédié principalement pour le décodeur MED pour la récupération du système SI au niveau de la réception sans réservation de bits d'informations latérales.

L'efficacité de l'algorithme de récupération du SI a également été évaluée en comparant les performances du système FBMC-OQAM lors du transfert optimal des informations secondaires et lors de l'utilisation du décodeur MED. Les résultats substantiels obtenus ont, montré que la technique proposée (N-PTS) fournit des résultats puissants et satisfaisants avec des marges d'erreur attractives et conformes aux objectifs attendus.

Dans le cinquième chapitre, nous avons proposé une approche nommée IICM pour les réseaux de communication sans fil MC-CDMA. Les résultats obtenus montrent que, dans l'algorithme IICM, une réduction du PAPR de 2,5 dB peut être obtenue en une seule itération. Pour deux itérations, l'algorithme IICM proposé est plus performant que la méthode de Ragusa de presque 3 dB. Ces résultats sont validés par la présence d'un amplificateur de puissance (HPA), où celui-ci est masqué par la méthode de l'écrêtage itérative proposée (IICM). Ces derniers donnent de bons résultats par rapport à ceux présentés dans [27] et [28].

Les simulations montrent que la méthode proposée améliore considérablement les performances de la réduction du PAPR par la méthode d'écrêtage mettant en jeu deux itérations seulement dans les réseaux MC-CDMA sans fil pour le mode de transmission en liaison montante.

Perspectives et futurs travaux

Dans les travaux effectués jusqu'ici nous nous sommes penchés sur le problème des fluctuations d'amplitude du signal multi-porteuses qui gênent énormément l'amplificateur de puissance (HPA) situé au niveau de l'émetteur. Ces fluctuations exigent un HPA de haute puissance, ce qui impose des coûts très élevés pour la conception des systèmes de télécommunications sans fil. Nous présentons ci-dessous des perspectives et des extensions possibles du travail qui n'ont pas été abordées dans la thèse et qui pourraient être étudiées comme futurs travaux :

- Dans les futurs travaux on souhaite faire une étude approfondie sur la réduction du PAPR et on espère arriver au développement d'une nouvelle méthode efficace pour la résolution de ces fluctuations d'amplitude de signal MC aussi bien dans le système 5G-MC que dans le problème des multi-trajets. Notre approche exploitera la technique MIMO (Multiple Input Multiple Output) combinée avec 5G-MC. Les résultats de simulation

seront validés par une implémentation pratique à travers un module électronique à base de circuit FPGA.

- Lorsque l'on se place à l'émission, la première question que l'on peut se poser est de savoir s'il y aura modification du récepteur dans le cas où une méthode de réduction du PAPR est développée aux niveaux de l'émetteur ? En d'autres termes, une fois le signal amplifié avec le moins de non-linéarités possibles, est-il intelligible directement à la réception sans opérer un traitement supplémentaire? Cette modification ou non du récepteur dans le cas des traitements des non-linéarités porte plus généralement sur le concept de compatibilité descendante qui s'énonce de la façon suivante : il y aura compatibilité descendante dans le cas de méthodes ou techniques ne nécessitant pas de modification dans le récepteur. Il n'y aura pas de compatibilité descendante dans le cas contraire. C'est ce concept que nous allons utiliser dans les futurs travaux pour discriminer les méthodes entre elles.
- Toutes les méthodes des réductions du PAPR reposent sur l'hypothèse simplificatrice selon laquelle des coefficients du canal sont entièrement connus du récepteur. Il serait intéressant d'étudier l'influence des erreurs d'estimation des canaux sur les performances des méthodes de réductions du PAPR avec compatibilité descendante qui seront proposées et adaptées à des conditions plus réalistes.



ANNEXE



A.1. Modulation d'amplitude en quadrature

La modulation d'amplitude en quadrature (QAM pour *Quadrature Amplitude Modulation*) est une forme de modulation d'une porteuse par modification de l'amplitude de la porteuse elle-même et d'une onde en quadrature (une onde déphasée de 90° avec la porteuse) selon l'information transportée par deux signaux d'entrée. Autrement dit, cela peut être considéré (utilisant une notation en nombre complexe) comme une simple modulation d'amplitude d'une onde, exprimée en complexe, par un signal, exprimé en complexe. Cela signifie que l'amplitude et la phase de la porteuse sont simultanément modifiées en fonction de l'information à transmettre. La modulation de phase peut également être considérée comme un cas particulier de la modulation d'amplitude en quadrature, où seule la phase varie. Cette remarque peut également être étendue à la modulation de fréquence car cette dernière peut être vue comme un cas particulier de la modulation de phase.

A.2. Diagramme de constellation

Un diagramme de constellation est la représentation d'un signal modulé par une modulation numérique comme la modulation d'amplitude en quadrature (QAM). La représentation se situe dans un diagramme bidimensionnel dont les axes délimitent le plan complexe aux instants d'échantillonnage des symboles. Les points dans le plan complexe sont les images des symboles présents à cet instant donné résultant de la modulation. Les diagrammes de constellation peuvent être utilisés pour identifier le type des interférences ou de la distorsion dans un signal.

Représenter un symbole comme un nombre complexe permet d'en extraire les parties réelles (cosinus) et imaginaires (sinus). Un symbole peut donc être transmis en modulant deux porteuses de même fréquence avec ces composantes. On les appelle alors porteuses en quadrature. Un détecteur cohérent est capable de démoduler séparément ces composantes. Le principe qui consiste à moduler indépendamment deux porteuses constitue la base de la modulation en quadrature. Les deux composantes d'un symbole pris comme un nombre complexe peuvent être visualisées dans un système de coordonnées avec comme abscisse la composante réelle (axe des I, ou « en-phase ») et comme Ordonnée la composante imaginaire (axe des Q, ou « en

quadrature »). Afficher l'ensemble des symboles à un instant donné dans ce système de coordonnées constitue le diagramme de constellation. Les points dans un diagramme de constellation sont appelés points de constellation. Ils constituent un ensemble de symboles de modulation parmi l'alphabet des symboles. Un diagramme des positions idéales pour un type de modulation donné peut aussi être appelé diagramme de constellation. C'est une image de la modulation elle-même. L'exemple présenté ici est pour une modulation 16-QAM (avec l'utilisation d'un code de Gray).

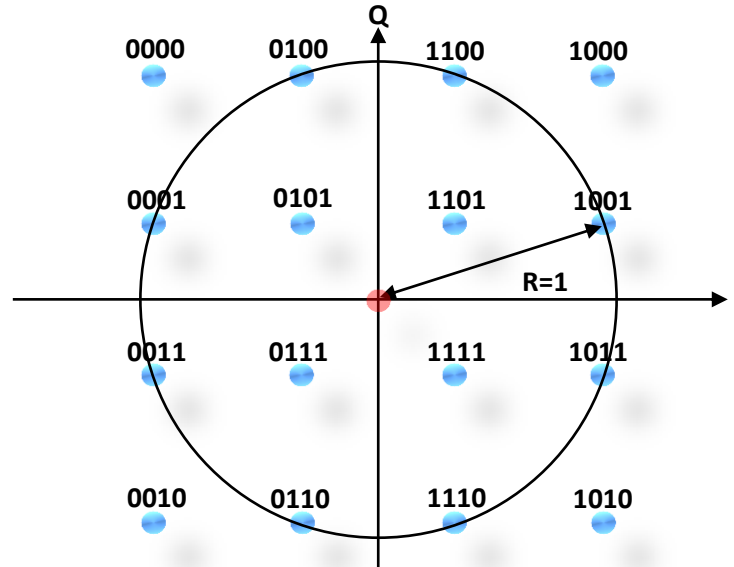


Figure A.1 : Diagramme de constellation de 16-QAM.

A.3. Modulation et démodulation (I/Q)

La transmission de deux signaux analogiques à l'aide d'une modulation de type QAM, le signal transmis est de la forme :

$$x(t) = I(t) \cos(2\pi f_0 t) + Q(t) \sin(2\pi f_0 t), \quad (\text{A.1})$$

Où $I(t)$ et $Q(t)$ sont les signaux modulant et f_0 est la fréquence de porteuse (RF).

Au niveau du récepteur, les deux signaux modulant peuvent être démodulés en utilisant un démodulateur cohérent. Un tel démodulateur multiplie séparément le signal reçu par un sinus d'une part et par un cosinus d'autre part. Les deux multiplications vont produire respectivement les estimations des voies $I(t)$ et $Q(t)$. Grâce à la propriété d'orthogonalité des deux porteuses utilisées, il est possible d'extraire les deux signaux modulant de manière indépendante. Dans un cas idéal, la voie $I(t)$ est démodulée en multipliant le signal reçu $r(t)$ par un signal en cosinus :

$$r(t) = x(t) \cos(2\pi f_0 t) = I(t) \cos(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_0 t) + Q(t) \cos(2\pi f_0 t) \sin(2\pi f_0 t),$$

En utilisant les identités trigonométriques, il vient que :

$$\begin{aligned}
 r(t) &= x(t) \cos(2\pi f_0 t) = \frac{1}{2} I(t) [1 + \cos(4\pi f_0 t)] + \frac{1}{2} Q(t) \sin(4\pi f_0 t), \\
 &= \frac{1}{2} I(t) + \frac{1}{2} [I(t) \cos(4\pi f_0 t) + Q(t) \sin(4\pi f_0 t)],
 \end{aligned} \tag{A.2}$$

On applique un filtre passe-bas sur le signal $r(t)$, ce qui supprime les composantes de haute fréquence ($4\pi f_0 t$), et laisse seulement le terme $I(t)$. On remarque que ce signal n'est pas affecté par la voie $Q(t)$, ce qui montre bien que la voie $I(t)$ peut être reçue indépendamment de la voie $Q(t)$. De manière analogue, la réception de la voie $Q(t)$ se fait en multipliant le signal reçu $r(t)$ par un "sinus".

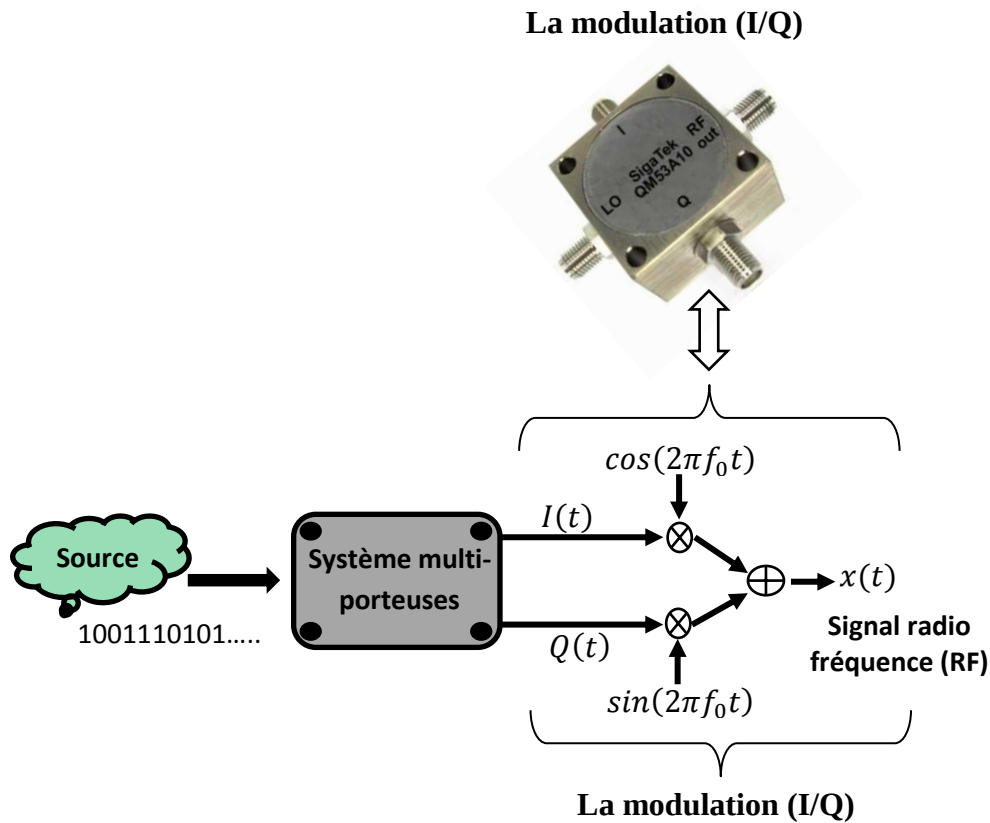


Figure A.2 : Principe de la modulation en quadrature dans les systèmes multi-porteuses.

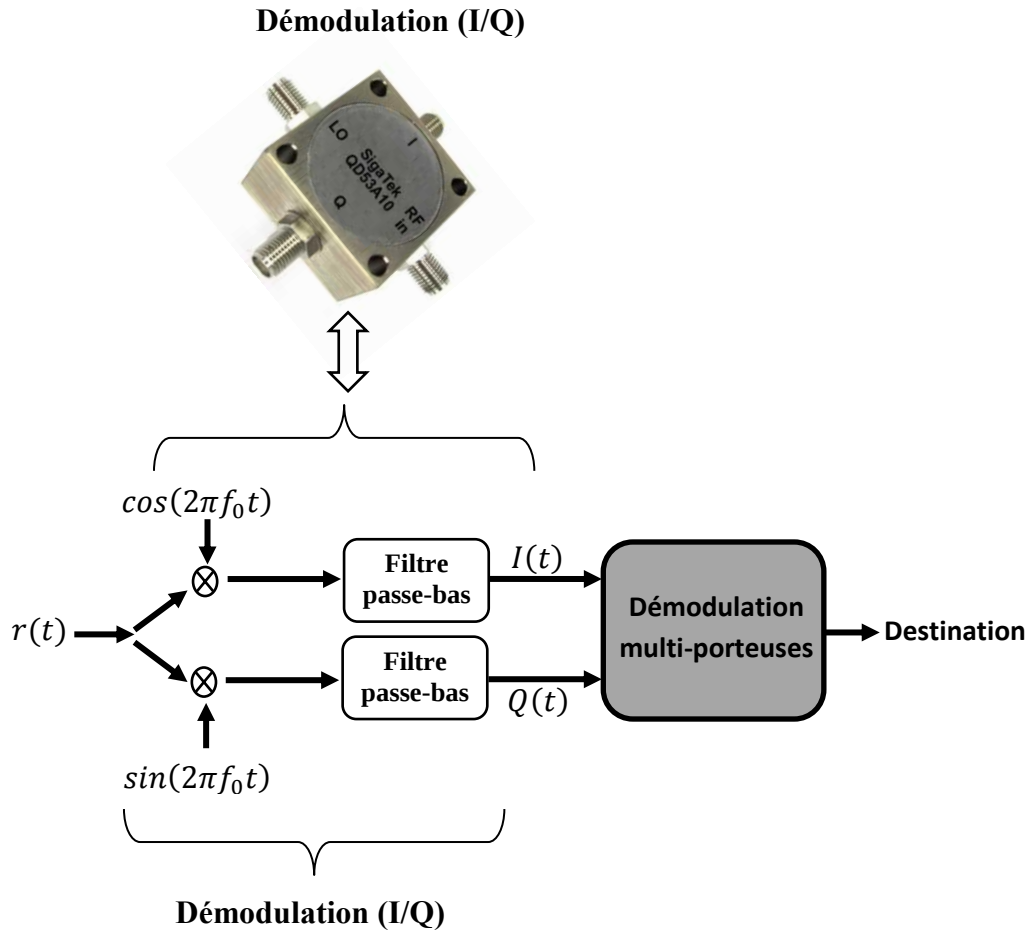
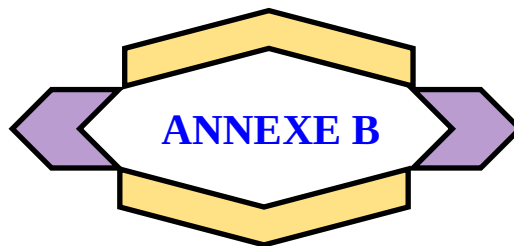


Figure A.3 : Principe démodulation en quadrature dans les systèmes multi-porteuses.



B.1. Distribution de Rayleigh

Démontrer que le module de $\beta_p = w_1(\sigma^2, 0) + jw_2(\sigma^2, 0)$ est une loi de Rayleigh, on a :

$$\beta_p = w_1(\sigma^2, 0) + jw_2(\sigma^2, 0) \Rightarrow |\beta_p| = \sqrt{(w_1(\sigma^2, 0))^2 + (w_2(\sigma^2, 0))^2},$$

Où w_1 et w_2 désignent le terme de bruit ayant une distribution gaussien. On pose :

$$y_1 = (w_1(\sigma^2, 0))^2, \quad y_2 = (w_1(\sigma^2, 0))^2, \quad z = y_1 + y_2$$

1. Calcule la fonction de densité de probabilité de y_1 et y_2 :

$$y_1 = (w_1(\sigma^2, 0))^2, \quad \frac{dt}{dw_1} = P_{w_1}(w_1) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{\left(\frac{-w_1^2}{2\sigma^2}\right)},$$

$$\frac{dt}{dy_1} = P_{y_1}(y_1) = \frac{dt}{dw_1^2} = \frac{1}{2w_1} P_{w_1}(w_1),$$

$$w_1 = \pm\sqrt{y_1} \Rightarrow P_{y_1}(y_1) = 2 \frac{1}{2\sqrt{y_1}} P_{w_1}(\sqrt{y_1}) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi y_1}} e^{\left(\frac{-y_1}{2\sigma^2}\right)},$$

Donc :

$$P_{y_1}(y_1) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi y_1}} e^{\left(\frac{-y_1}{2\sigma^2}\right)} \quad \text{et} \quad P_{y_2}(y_2) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi y_2}} e^{\left(\frac{-y_2}{2\sigma^2}\right)},$$

2. Calcule la fonction de densité de probabilité de z :

$$z = y_1 + y_2 \Rightarrow P_z(z) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_{y_1}(z-y) P_{y_2}(y) dy,$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \int_0^z \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi y}} e^{\left(\frac{-y}{2\sigma^2}\right)} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi(z-y)}} e^{\left(\frac{-(z-y)}{2\sigma^2}\right)} dy,$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \int_0^z \frac{1}{2\pi\sigma^2} \frac{e^{\left(\frac{-y}{2\sigma^2}\right)} e^{\left(\frac{-(z-y)}{2\sigma^2}\right)}}{\sqrt{y}\sqrt{(z-y)}} dy,$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_0^z \frac{dy}{\sqrt{y}\sqrt{(z-y)}},$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_0^z \frac{d\frac{y}{z}}{\sqrt{\frac{y}{z}}\sqrt{(1-\frac{y}{z})}},$$

On pose :

$$x = \frac{y}{z}, \quad y = 0 \Rightarrow x = 0, \quad y = z \Rightarrow x = 1,$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_0^1 \frac{dx}{\sqrt{x}\sqrt{(1-x)}},$$

On pose : $x = (\cos(\theta))^2$, $x = 0 \Rightarrow \theta = \frac{\pi}{2}$, $x = 1 \Rightarrow \theta = 0$,

Donc :

$$\begin{aligned}
 \Rightarrow P_z(z) &= \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_{\frac{\pi}{2}}^0 \frac{d(\cos(\theta))^2}{\sqrt{(\cos(\theta))^2} \sqrt{(1 - (\cos(\theta))^2)}}, \\
 \Rightarrow P_z(z) &= \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_{\frac{\pi}{2}}^0 \frac{-2\sin(\theta)\cos(\theta)d\theta}{\sqrt{(\cos(\theta))^2} \sqrt{(\sin(\theta))^2}}, \\
 \Rightarrow P_z(z) &= \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_{\frac{\pi}{2}}^0 \frac{-2\sin(\theta)\cos(\theta)d\theta}{\cos(\theta)\sin(\theta)}, \\
 \Rightarrow P_z(z) &= -2 \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_{\frac{\pi}{2}}^0 d\theta = 2 \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \frac{\pi}{2} = \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\sigma^2},
 \end{aligned}$$

3. Calcule la fonction de densité de probabilité de $|\beta_p|$:

$$\begin{aligned}
 |\beta_p| = \sqrt{z} &\Rightarrow \frac{d|\beta_p|}{dt} = \frac{d\sqrt{z}}{dt} \Rightarrow \frac{dt}{d|\beta_p|} = P_{|\beta_p|}(|\beta_p|) = 2\sqrt{z}P_z(z), \\
 \Rightarrow P_{|\beta_p|}(|\beta_p|) &= 2|\beta_p|P_z(|\beta_p|^2) = 2|\beta_p| \frac{e^{\left(\frac{-|\beta_p|^2}{2\sigma^2}\right)}}{2\sigma^2}, \\
 \Rightarrow P_{|\beta_p|}(|\beta_p|) &= f_{Ray}(|\beta_p|) = \frac{|\beta_p|}{\sigma^2} e^{\left(\frac{-|\beta_p|^2}{2\sigma^2}\right)}, \tag{B.1}
 \end{aligned}$$



C.1. Démonstration de notre théorème

Soit un signal temporel $x(n)$ de longueur $N.L$, tel que :

$$x(n) = IFFT(X)$$

Où ;

$$\mathbf{X} = \begin{cases} X(k), & k \in \left[1; \frac{N}{2}\right] \cup \left[N\left(L - \frac{1}{2}\right); N.L\right] \\ 0, & k \in \left[\frac{N}{2} + 1; N\left(L - \frac{1}{2}\right) - 1\right] \end{cases}$$

Démontrons que :

$$FFT\{x^v(n)\} = \mathbf{X}^v = [X_0^v, X_1^v, \dots, X_{N-1}^v] \quad / \quad X_i^v = \begin{cases} X_i, & i \in \Omega_v \\ 0, & i \in \Omega_v^c \end{cases}$$

$$\text{Avec : } x^v(n) = \frac{1}{V} \sum_{i=0}^{V-1} x(n - i \frac{N.L}{V}) e^{j(\frac{2\pi}{V})iv}.$$

Où $\Omega_v = \{v + m.V \mid m \in \{0, 1, \dots, \frac{N}{V} - 1\}, v \in \{0, \dots, V - 1\}\}$ et Ω_v^c est l'ensemble du complément de Ω_v dans $\Lambda_N = \{0, 1, \dots, N - 1\}$, c'est-à-dire démontrer que la transformée de Fourier discrète de $x^v(n)$ fournit les partitions entrelacées du vecteur $\mathbf{X}$.

On a :

$$\begin{aligned} X^v(k) &= FFT[x^v(n)], \\ \Rightarrow X^v(k) &= FFT \left[\frac{1}{V} \sum_{i=0}^{V-1} x(n - i \frac{N.L}{V}) e^{j(\frac{2\pi}{V})iv} \right], \\ \Rightarrow X^v(k) &= \left[\frac{1}{V} \sum_{i=0}^{V-1} FFT[x(n - i \frac{N.L}{V})] e^{j(\frac{2\pi}{V})iv} \right] \quad (*) \end{aligned}$$

Nous avons :

$$FFT \left[x(n - i \frac{N.L}{V}) \right] = X(k) e^{j(\frac{2\pi}{N.L})[-i \frac{N.L}{V}]k} = X(k) e^{-j(i \frac{2\pi}{V})k} \quad (**)$$

Nous compensons l'expression (**) dans la relation (*), on trouve :

$$\begin{aligned} X^v(k) &= \left[\frac{1}{V} \sum_{i=0}^{V-1} X(k) e^{j(i \frac{2\pi}{V})k} e^{-j(i \frac{2\pi}{V})iv} \right] \\ &= \frac{X(k)}{V} \sum_{i=0}^{V-1} e^{j(i \frac{2\pi}{V})k} e^{-j(i \frac{2\pi}{V})iv} = \frac{X(k)}{V} \sum_{i=0}^{V-1} e^{j(i \frac{2\pi}{V})(k-v)} \end{aligned}$$

Nous avons la suite géométrique suivante :

$$\sum_{i=0}^{V-1} e^{j(i \frac{2\pi}{V})(k-v)} = \frac{e^{j(2\pi)(k-v)} - 1}{e^{j(\frac{2\pi}{V})(k-v)} - 1}$$

$$\text{Si } k - v \neq mV \Rightarrow \sum_{i=0}^{V-1} e^{j(i \frac{2\pi}{V})(k-v)} = 0 \text{ et si } k - v = mV \Rightarrow \sum_{i=0}^{V-1} e^{j(i \frac{2\pi}{V})(k-v)} = \sum_{i=0}^{V-1} 1 = V,$$

Et de là :

$$\begin{aligned} \frac{X(k)}{V} \sum_{i=0}^{V-1} e^{j(i\frac{2\pi}{V})(k-v)} &= \begin{cases} X(k), & k-v = mV \\ 0, & k-v \neq mV \end{cases} \\ \Rightarrow \frac{X(k)}{V} \sum_{i=0}^{V-1} e^{j(i\frac{2\pi}{V})(k-v)} &= \begin{cases} X(k), & k = v + mV \\ 0, & k \neq v + mV \end{cases} \\ \Rightarrow X^v(k) &= \begin{cases} X(k), & k \in \Omega_v \\ 0, & k \in \Omega_v^c \end{cases} \end{aligned}$$

Où $\Omega_v = \{v + m.V \mid m \in \{0, 1, \dots, N/V - 1\}\}$.

Par conséquent :

$$FFT\{x^v(n)\} = \mathbf{X}^v = [X_0^v, X_1^v, \dots, X_{N-1}^v] \quad / \quad X_i^v = \begin{cases} X_i, & i \in \Omega_v \\ 0, & i \in \Omega_v^c \end{cases} \quad (\text{C.1})$$



D.1. Critères de choix de la fonction d'écrêtage inversible

$$f(x) = -\frac{1}{2R^2}(x^3 - 3R^2x),$$

On suppose un polynôme de 3^{ème} ordre suivant

$$f(x) = ax^3 + bx^2 + cx + d$$

On a les conditions suivantes :

$$f(0) = 0 \quad (1)$$

$$f(R) = R \quad (2)$$

$$f'(R) = 0 \quad (3)$$

$$f(-x) = -f(x) \quad (4)$$

Où R : représente la valeur maximal du signal temporel.

$$(1) \Rightarrow d = 0, \quad (4) \Rightarrow b = 0$$

$$(2) \Rightarrow aR^3 + cR = R \Rightarrow aR^2 + c = 1 \quad (*)$$

$$(3) \Rightarrow 3aR^2 + c = 0 \quad (**)$$

$$(*) - (**) \Rightarrow -2aR^2 = 1 \Rightarrow a = -\frac{1}{2R^2} \Rightarrow c = \frac{3}{2},$$

Donc :

$$f(x) = -\frac{1}{2R^2}x^3 + \frac{3}{2}x \Rightarrow f(x) = -\frac{1}{2R^2}(x^3 - 3R^2x) \quad (D.1)$$

D.2. Démonstration de l'expression de la fonction inverse

Calcule la fonction inverse pour la fonction suivante :

$$f(x) = -\frac{1}{2R^2}(x^3 - 3R^2x),$$

on suppose la fonction inverse comme suivante:

$$f^{-1}(x) = A \cdot \sin(\theta(x)),$$

Nous avons :

$$f(f^{-1}(x)) = x$$

$$\Rightarrow f(A \cdot \sin(\theta(x))) = x$$

$$\Rightarrow -\frac{1}{2R^2} \left((A \cdot \sin(\theta(x)))^3 - 3R^2(A \cdot \sin(\theta(x))) \right) = x$$

$$\Rightarrow -\frac{1}{2R^2} \left((A \cdot \sin(\theta(x)))^3 - 3R^2(A \cdot \sin(\theta(x))) \right) = x,$$

On a :

$$(\sin(\theta(x)))^3 = -\frac{1}{4}\sin(3\theta(x)) + \frac{3}{4}\sin(\theta(x))$$

$$\Rightarrow -\frac{1}{2R^2} \left(A^3 \left(-\frac{1}{4}\sin(3\theta(x)) + \frac{3}{4}\sin(\theta(x)) \right) - 3R^2(A \cdot \sin(\theta(x))) \right) = x,$$

$$\Rightarrow -\frac{1}{2R^2} \left(-A^3 \frac{1}{4}\sin(3\theta(x)) + \frac{3}{4}A^3\sin(\theta(x)) - 3R^2(A \cdot \sin(\theta(x))) \right) = x,$$

$$\Rightarrow -\frac{1}{2R^2} \left(-A^3 \frac{1}{4}\sin(3\theta(x)) + \left(\frac{3}{4}A^3 - 3A \cdot R^2 \right) \sin(\theta(x)) \right) = x$$

Donc:

$$\begin{cases} \frac{3}{4}.A^3 - 3.A.R^2 = 0, \\ A^3 \frac{1}{4} \sin(3\theta(x)) = 2R^2x, \end{cases}$$

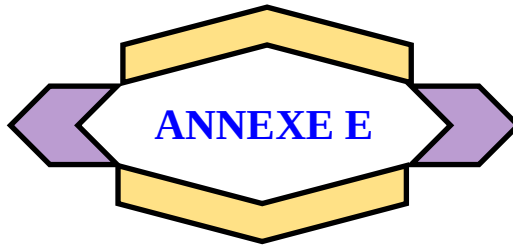
Finalement on obtient :

$$A = 2.R$$

$$\theta(x) = \frac{1}{3} \text{Arcsin} \left(\frac{x}{R} \right)$$

Donc :

$$f^{-1}(x) = 2.R.\sin \left(\frac{1}{3} \text{Arcsin} \left(\frac{x}{R} \right) \right), \quad (\text{D.2})$$



E.1.Codes correcteurs d'erreurs

Dans tout système de communication, on cherche à transmettre l'information provenant d'une source vers un récepteur, à travers un canal de transmission. Les perturbations intervenant sur celui-ci induisent des erreurs de transmission que le codage de canal s'efforce de combattre. L'objectif est alors d'assurer un taux d'erreur minimal. La solution est basée sur l'insertion parmi les éléments d'information d'éléments supplémentaires (la redondance) qui suivent une loi connue.

E.1.1. Code convolutif

C'est en 1955 que Peter Elias introduit la notion de code convolutif. L'exemple de codeur décrit dans la publication est reproduit dans la figure E.1. Il s'agit d'un codeur systématique, c'est-à-dire que le message codé contient le message à transmettre, auquel est ajouté de l'information redondante. Le message est de longueur infinie, ce qui à première vue limite le

champ d'application de ce type de codes. Il est cependant aisé de les adapter pour des transmissions de paquets grâce à des techniques de fermeture de treillis. La figure E.1 donne un exemple de codeur convolutif, les données ne sont pas présentes à la sortie du codeur et sont remplacées par une somme modulo 2 (XOR) de la donnée à l'instant i , d_i , et des données présentes aux instants $i - 2$ et $i - 3$ (d_{i-2} et d_{i-3}). Le rendement du codeur reste inchangé à $\frac{1}{2}$ car le codeur fournit toujours deux éléments en sortie : r_i^1 et r_i^2 , à l'instant i .

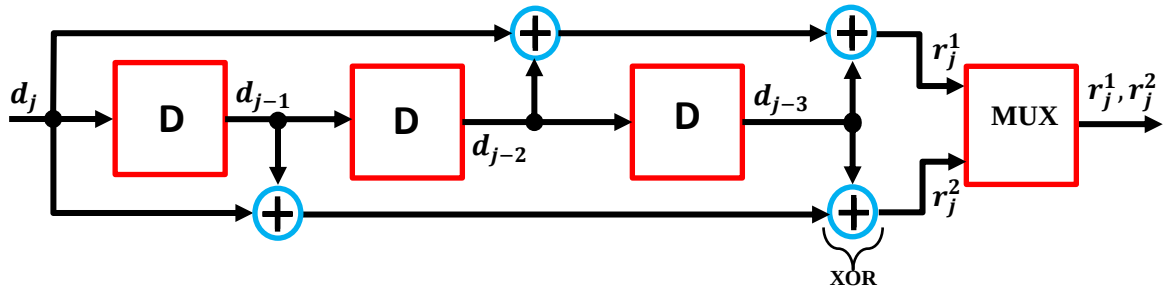


Figure E.1 : Exemple de codeur de code convolutif.

E.1.2. Codes systématiques récursifs

Un code convolutif est dit récursif si la séquence passant dans les registres à décalages est alimentée par le contenu de ces registres. Un exemple de ce codeur est représenté en figure E.2.

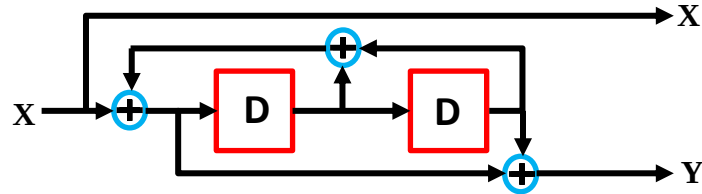


Figure E.2: Exemple de codeur systématique récursif (RSC).

Exemple E.3 : supposons que le codeur reçoive le message 1011, les registres étant initialement tous deux à 0. La séquence codée devient (figure E.2) : 11 01 10 10, et les registres seront finalement à l'état 11.

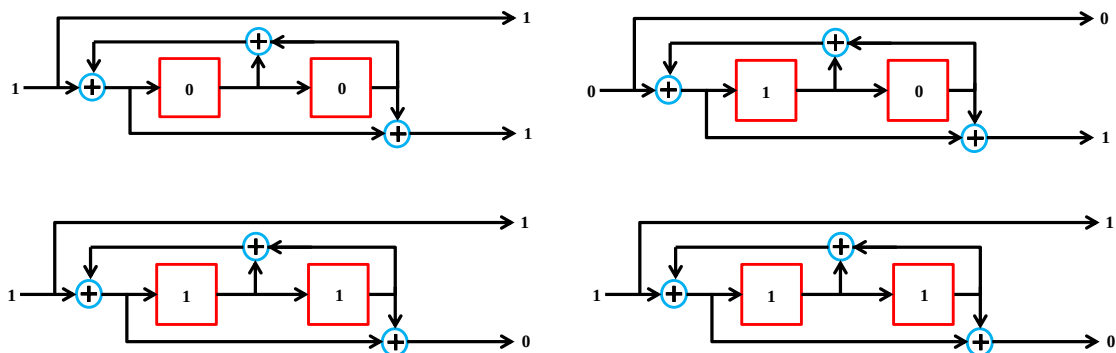


Figure E.3 : Exemple de codage d'une séquence par le codeur de la figure E.2.

On a constaté expérimentalement grâce aux travaux sur les turbo-codes (TC) (et une équipe de chercheurs australiens s'attache à le démontrer) que seuls les codes RSC sont susceptibles d'atteindre la limite de Shannon.

E.1.3. Codeur turbo codes

Le principe des turbo-codes est l'utilisation conjointe de deux codeurs convolutifs récursifs, non pas en série, comme cela était déjà fait depuis de nombreuses années, mais en parallèle.

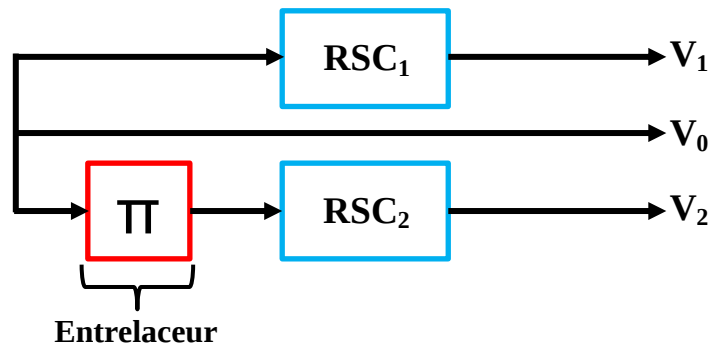


Figure E.4 : Codeur pour le turbo-codage (TC).

L'entrelaceur permet ainsi de coder avec le même codeur deux séquences d'autant plus différentes que l'entrelacement sera chaotique. On constate sur le schéma représenté par la figure 4.3 que le taux de codage R des turbo-codes est de $1/3$: trois bits de sortie pour un bit d'entrée. On peut le ramener à $1/2$ qui consiste à ne garder à tout instant que l'un des bits V_1 ou V_2 .

E.1.4. Code 'Low Density parity check code'

Les codes en blocs à faible densité (*LDPC codes* pour *Low-Density Parity-Check codes*) ont été proposés par Gallager au début des années 60. Ils ont été redécouverts par Mackay en 1995, après l'élaboration des turbos codes à l'ENST Bretagne au début des années 90. Un code LDPC de paramètres (N, t_c, t_r) est un code bloc linéaire binaire de longueur N défini par une matrice de vérification de parité H , creuse, de dimension $(M \times N)$ avec $M = N \frac{t_c}{t_r}$. Les mots de code m consistent en une séquence de N bits satisfaisant un ensemble de M équations de contrôle de parité. Ceci se traduit par la relation suivante appelée équation de contrôle de parité :

$$Hm = 0, \quad (E.1)$$

Le nombre de bits d'information est $K = N - M$ et le rendement R du code est $R \geq 1 - t_c/t_r$. L'inégalité venant du fait que le rang de la matrice H n'est pas nécessairement plein. La matrice H est composée de t_c "1" par colonne, t_r "1" par ligne et de zéros pour tous les autres éléments. Par conséquent, chaque élément du mot de code participe à t_c équations de contrôle de parité et

chacune de ses équations est composée de t_r bits. Ce type de code est appelé code LDPC régulier. Un code LDPC est alors une réalisation appartenant à l'ensemble des codes LDPC définis par les paramètres (N, t_c, t_r) . Afin d'obtenir une matrice creuse, les paramètres t_c et t_r doivent être petits devant la longueur du mot de code N autrement dit, le nombre de "1" dans la matrice H devra être de l'ordre de N plutôt que de l'ordre de N^2 . Ci-dessous, nous avons représenté la matrice de contrôle de parité d'un code LDPC ($N=9, t_c=2, t_r=3$). Son rendement est $R=1/3$ et son nombre de bits d'information est $K=3$.

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad (E.2)$$

Un code LDPC peut être également représenté graphiquement, cette représentation est appelée soit graphe de Tanner ou soit, plus récemment, graphe factoriel. Un graphe factoriel est un graphe bipartite contenant deux types de nœuds : les nœuds de données et les nœuds fonctionnels. Ces deux types de nœuds sont reliés entre eux par des branches. Dans le cas d'un code LDPC, les nœuds de données représentent le mot de code et les nœuds fonctionnels, quant à eux, représentent les vérifications de parité. Dans la suite, les nœuds fonctionnels seront alors nommés nœuds de contrôle ou nœuds de parité. Le $i^{\text{ème}}$ nœud de donnée et le $j^{\text{ème}}$ nœud de contrôle par une branche si et seulement si H_{ji} est non nul. La figure E.4 représente le graphe factoriel du code LDPC régulier défini par la matrice H . Le graphe factoriel d'un code LDPC est donc une représentation graphique très didactique de la structure de ces codes. Il est également important de noter que les représentations graphiques ont permis le développement et la mise en œuvre d'algorithmes de décodage.

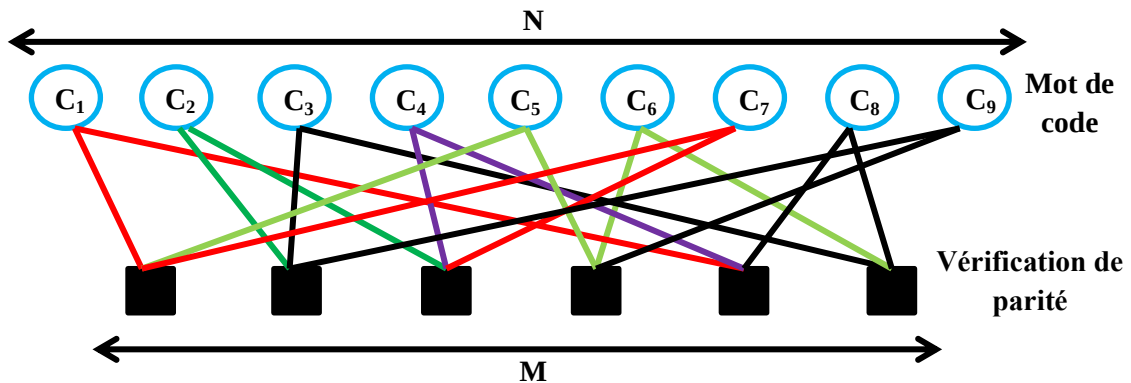


Figure E.5 : Graphe factoriel d'un code LDPC régulier ($N=9, t_c=2, t_r=3$) de rendement $R=1/3$.

BIBLIOGRAPHIE!





BIBLIOGRAPHIE



- [1] J.G. Andrews *et al.* "What will 5G be?", *IEEE Journal on selected areas in communications*, (2014), 32 (6), pp.1065-1082.
- [2] S.Merchan, A.G. Armada, and J.L.Garcia. "OFDM performance in amplifier nonlinearity", *IEEE Transactions on Broadcasting*, (1998), 44(1), pp.106-114.
- [3] H.Bouhadda, et al. "Theoretical analysis of BER performance of nonlinearly amplified FBMC/OQAM and OFDM signals", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, (2014), 1, p.60.
- [4] H.Merah, D.Slimani, and M.F.Alsharekh. "PAPR reduction in SFBC-MIMO-MC-CDMA systems using method of attenuation complex chips", *IEEE 3rd International Conference on Control, Engineering and Information*, Tlemcen, Algeria, May 2015, pp. 1-5.
- [5] J.Nadal, A.N.Charbel, and B.Amer. "Low-complexity pipelined architecture for FBMC/OQAM transmitter" *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, (2015), 63(1), pp. 19-23.
- [6] R.Nissel, and M.Rupp. "Enabling low-complexity MIMO in FBMC-OQAM", *IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, December 2016, pp.1-6.
- [7] D.Pinchon, and P.Siohan. "Derivation of analytical expressions for flexible PR low complexity FBMC systems", *IEEE 21st European Signal Processing Conference*, Marrakech, Morocco, September 2013, pp. 1-5.
- [8] M.Kim, W.Lee, and D.H.Cho. "A novel PAPR reduction scheme for OFDM system based on deep learning", *IEEE Communications Letters*, (2017), 22(3), pp. 510-513.
- [9] K.Anoh, C.Tanriover, and B.Adebisi. "On the optimization of iterative clipping and filtering for PAPR reduction in OFDM systems", *IEEE Access*, (2017), 5, pp. 12004-12013.



- [10] D.H.Park, and H.K.Song. "A new PAPR reduction technique of OFDM system with nonlinear high power amplifier", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, (2007), 53(2), pp. 327-332.
- [11] H.Ku, and J.S.Kenney. "Behavioral modeling of nonlinear RF power amplifiers considering memory effects", *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, (2003), 51(12), pp. 2495-2504.
- [12] V. A.Bohara, and S.H.Ting. "Analysis of OFDM signals in nonlinear high power amplifier with memory", *IEEE International Conference on Communications*, Beijing, China, May 2008, pp. 3653-3657.
- [13] N.Escalera *et al.* "Ka-band, 30 watts solid state power amplifier", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 00CH37017)*, Boston, USA, June 2000, 1, pp. 561-563.
- [14] C.Dudak, A.T.Koc, and S.Koc. "Solid state power amplifier (SSPA) nonlinearity effects on quadri-phase shift keying modulation", *IEEE 7th European Conference on Wireless Technology*, Netherlands, The Netherlands, October 2004, pp. 237-240.
- [15] Y. Louet, S. Zabre, and J. Palicot. "Traitement numériques des non-linéarités : Un état de l'art de la littérature", *Tech. Rep, Contrat Étude Supélec-France Telecom*, Février 2005.
- [16] Y. C.Tsai *et al.* "Turbo coded OFDM for reducing PAPR and error rates", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, (2008), 7(1), pp. 84-89.
- [17] A.A.Abouda. "PAPR reduction of OFDM signal using turbo coding and selective mapping", *IEEE in Proceedings of the 6th Nordic Signal Processing Symposium, NORSIG*, June 2004, pp. 248-251.
- [18] I.Baig, and V.Jeoti. "PAPR reduction in OFDM systems: Zadoff-Chu matrix transform based pre/post-coding techniques", *IEEE 2nd International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks*, Liverpool, July 2010, pp. 373-377.
- [19] A.Ghassemi, and T.A.Gulliver. "A low complexity selective mapping OFDM using multiple IFFT stages", *International Journal of Communication Networks and Distributed Systems*, (2008), 1(2), pp. 129-139.
- [20] S. K. C. Bulusu, H. Shaiek, and D.Roviras. "Reducing the PAPR in FBMC-OQAM systems with low-latency trellis-based SLM technique", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, (2016), 1, pp. 132.



- [21] Y. Zhang, Q.Ni, and H.H.Chen. "A new partial transmit sequence scheme using genetic algorithm for peak-to-average power ratio reduction in a multi-carrier code division multiple access wireless system", *International Journal of Autonomous and Adaptive Communications Systems*, (2009), 2(1), pp. 40-57.
- [22] S.Peng *et al.* "PAPR reduction of multicarrier faster-than-Nyquist signals with partial transmit sequence", *IEEE Access*, (2017), 5, pp. 24931-24937.
- [23] H.Wang *et al.* "Hybrid PAPR reduction scheme for FBMC/OQAM systems based on multi data block PTS and TR methods", *IEEE Access*, (2016), 4, pp. 4761-4768.
- [24] J.Tellado, and J.M.Cioffi. "Efficient algorithms for reducing PAR in multicarrier systems", *In Proceedings 1998 IEEE International Symposium on Information Theory (Cat. No. 98CH36252)*, August 1998, pp. 191.
- [25] A.Salvekar *et al.* "Peak-to-average power ratio reduction for block transmission systems in the presence of transmit filtering", *In ICC*, June 2001, pp. 175-178.
- [26] H.Merah, M.Mesri, and L.Talbi. "Complexity reduction of PTS technique to reduce PAPR of OFDM signal used in a wireless communication system", *IET Communications*, (2019), 13(7), pp. 939-946.
- [27] S.Ragusa, J.Palicot, and C.Lereau. "Ofdm power ratio reduction using invertible clipping", *IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Helsinki, Finland, September 2006, pp. 1-5.
- [28] J. Armstrong. "Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering", *Electronics letters*, (2002), 38(5), pp.246-247.
- [29] H.Merah *et al.* "Iterative Invertible Clipping Method for PAPR Reduction in Wireless MC-CDMA Communication Systems", *International Journal of Sensors Wireless Communications and Control*, (2019), 9(3), pp. 372-387.
- [30] H.Merah, M.Mesri, and K.Tahkoubi. "Significant Reduction Of Bit Error Rate in 5G-GFDM System Using Concatenated Turbo Code with Low Density Parity Check Code in Fading Channels", *Journal of Electrical Systems*, (2018), 14(1), pp. 118-129.
- [31] Y.C.Wang, and Z.Q.Luo. "Optimized iterative clipping and filtering for PAPR reduction of OFDM signals", *IEEE Transactions on communications*, (2010), 59(1), pp. 33-37.
- [32] K. M.Gharaibeh, K. G. Gard, and M. B.Steer. "In-band distortion of multisines", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, (2006), 54(8), pp. 3227-3236.



- [33] L.G.Baltar, D.S. Waldhauser, and J.A.Nossek. "Out-of-band radiation in multicarrier systems: a comparison", In *Multi-Carrier Spread Spectrum 2007*, Springer, Dordrecht, (2007), pp. 107-116.
- [34] M. M.Hasan. "A new PAPR reduction technique in OFDM systems using linear predictive coding", *Wireless personal communications*, (2014), 75(1), pp. 707-721.
- [35] I. G. P. Astawa *et al.* "Performance of MIMO-OFDM using convolution codes with QAM modulation", In *6th International Conference on Digital Image Processing*, Athens, Greece, April 2014, 9159, p. 91590F.
- [36] B. K.Shiragapur, and U.Wali. "Peak-to-average power ratio reduction using coding and hybrid techniques for OFDM system", *Journal on Communication Technology*, (2016), 7(1), pp.1229- 1234.
- [37] D.Qu, L.Li, and T.Jiang, T. "Invertible subset LDPC code for PAPR reduction in OFDM systems with low complexity", *IEEE Transactions on wireless communications*, (2014), 13(4), pp. 2204-2213.
- [38] J.Jedwab. "M-Sequences for OFDM peak-to-average power ratio reduction and error correction", *Electronics Letters*, (1997), 33(15), pp. 1293-1294.
- [39] D. Guel, J.Palicot, and Y.Louët. "Tone reservation technique based on geometric method for orthogonal frequency division multiplexing peak-to-average power ratio reduction", *IET communications*, (2010), 4(17), pp. 2065-2073.
- [40] H.Chen, and A.M.Haimovich. "Iterative estimation and cancellation of clipping noise for OFDM signals", *IEEE Communications Letters*, (2003), 7(7), pp. 305-307.
- [41] A.Joshi, S.Bali, and H.Tiwari. "PAPR reduction of coded OFDM system using low complexity PTS", *IEEE International Conference on Signal Processing and Communication*, Noida, India, December 2016, pp. 203-207.
- [42] S.Sujatha, and P.Dananjayan. "Modified SLM combined with interleaving and pulse shaping method based on PAPR reduction using DCT OFDM system", *IEEE International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies*, Ramanathapuram, India, May 2016, pp. 101-105.
- [43] S.H. Han, and J.H.Lee. "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission", *IEEE wireless communications*, (2005), 12(2), pp. 56-65.



- [44] M.Mokhtaria, M.Hocine, and T.Khaled. "Lowest PAPR selection technique from SLM and PTS with one IFFT block in wireless MC-CDMA communication systems", *International Journal of Engineering and Technology*, (2017), 9(5), pp. 415-419.
- [45] J.Chuang, and N.Sollenberger. "Beyond 3G: Wideband wireless data access based on OFDM and dynamic packet assignment", *IEEE Communications Magazine*, (2000), 38(7), pp. 78-87.
- [46] M.Hocine. "Conception d'un MODEM de la quatrième génération (4G) des réseaux de mobiles à base de la technologie MC-CDMA. Mémoire de Magister En électronique", *Mémoire de Magister en électronique*, Université de Sétif1, Septembre 2012.
- [47] Khan, A. H et al. "4G as a next generation wireless network", *IEEE International Conference on Future Computer and Communication*, Kuala Lumpur, Malaysia, April 2009, pp. 334-338.
- [48] Y. Nasser. "Sensibilité des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation en réception radio-mobile", Thèse de Doctorat, École Doctorale Matisse, Octobre 2006.
- [49] A.Massiani. "Prototypage de Systèmes Haut Débit combinant Étalement de spectre, Multi-porteuses et Multi-antennes", Thèse de Doctorat, Institut D'électronique et de Télécommunications de Rennes, Novembre 2005.
- [50] J.Mountassir et al. "A physical layer simulator for WiMAX in Rayleigh fading channel", *IEEE 6th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics*, Timisoara, Romania, May 2011, pp. 281-284.
- [51] A.Omri, and R.Bouallegue. "New transmission scheme for MIMO-OFDM", *International Journal of Next Generation Network*, (2011), 3(1), pp. 11-19.
- [52] S.Ma, et al. "Blind symbol synchronization based on cyclic prefix for OFDM systems", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, (2008), 58(4), pp. 1746-1751.
- [53] P.Jung, P.W.Baier, and A.Steil. "Advantages of CDMA and spread spectrum techniques over FDMA and TDMA in cellular mobile radio applications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, (1993), 42(3), pp. 357-364.
- [54] F.Adachi, M.Sawahashi, and H.Suda. "Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems", *IEEE communications Magazine*, (1998), 36(9), pp. 56-69.



- [55] J.F.Huang, C.C.Yang, and S.P.Tseng. "Complementary Walsh–Hadamard coded optical CDMA coder/decoders structured over arrayed-waveguide grating routers", *Optics communications*, (2004), 229(1-6), pp. 241-248.
- [56] N.Stéphane. "Étude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes", Thèse de Doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, octobre 2003.
- [57] A.Seirafian, and V.T.Vakily. "Cramer–Rao bound and minimum variance unbiased estimator for joint sampling clock offset and channel taps in MC-CDMA systems", *International Journal of Communication Systems*, (2009), 22(2), pp. 203-217.
- [58] E. S. Kang, and D. S.Han. "Improving equalization performance with noise reduction for DVB-T/H", *IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)*, Las Vegas, NV, USA, January 2011, pp. 375-376.
- [59] H.Zamiri-Jafarian, and M.Rajabzadeh. "Joint transceiver design for uplink MIMO MC-CDMA systems", *IEEE 19th Iranian Conference on Electrical Engineering*, Tehran, Iran, May 2011, pp. 1-5.
- [60] J.Estreder *et al.* "On Perceptual Audio Equalization for Multiple Users in Presence of Ambient Noise", *IEEE 10th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)*, Sheffield, UK, July 2018, pp. 445-449.
- [61] M.S.Sohail, and A.A.Quadeer. "A non-iterative channel estimation and equalization method for TDS-OFDM systems", *IEEE 7th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference*, Istanbul, Turkey, July 2011, pp. 1418-1422.
- [62] B.Farhang-Boroujeny. "OFDM Versus Filter Bank Multicarrier", *IEEE signal processing magazine*, (2011), 28(3), pp. 92-112.
- [63] T.A.Weiss and F.K.Jondral. "Spectrum pooling: an innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency", *IEEE communications Magazine*, (2004), 42(3), pp. S8-14.
- [64] R.Nissel, and M.Rupp. "Pruned DFT-spread FBMC: low PAPR, low latency, high spectral efficiency", *IEEE Transactions on Communications*, (2018), 66(10), pp. 4811-4825.
- [65] H.G. Feichtinger, and T. Strohmer, "Gabor analysis and algorithms: theory and applications, Applied and numerical harmonic analysis", book, Birkhäuser, 1998.



- [66] P.Siohan, C.Siclet, and N.Lacaille. "Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory", *IEEE Transactions on signal processing*, (2002), 50(5), pp. 1170-1183.
- [67] A.Viholainen, M.Bellanger, and M.Huchard. "Prototype filter and structure optimization", website: www.ict-phydyas.org: Document D5.1 deliverable, January 2009.
- [68] M.G. Bellanger. "Specification and design of a prototype filter for filter bank based multicarrier transmission", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings (Cat. No.01CH37221)* , Salt Lake City, USA, May 2001, 4, pp. 2417-2420.
- [69] T. W. Parks and C. S. Burrus, Digital filter design, Wiley-Interscience, New York, NY, USA, 1987.
- [70] A.Viholainen *et al.* "Prototype filter design for filter bank based multicarrier transmission", *IEEE 17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2009)*, Glasgow, UK, August 2009, pp. 1359–1363.
- [71] R.Zakaria. "Transmitter and receiver design for inherent interference cancellation in MIMO filter-bank based multicarrier systems", Thèse de Doctorat, École Doctorale Technologique et Professionnelle, Jan 2014.
- [72] S. Ragusa. "Ecrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobile", Thèse de Doctorat, université de Joseph FOURIER, Juin 2006.
- [73] N.T.Hieu, S.W.Kiom, and H.G.Ryu. "PAPR reduction of the low complexity phase weighting method in OFDM communication system", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, (2005), 51(3), pp. 776-782.
- [74] S.HUSSAIN. "Peak to Average Power Ratio Analysis and Reduction of Cognitive Radio Signals", Thèse de Doctorat, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, Octobre 2009.
- [75] M. L. Diallo. "Contribution aux techniques dites d'ajout de signal pour la Réduction du Facteur de Crête des signaux OFDM", Thèse de Doctorat, École doctorale Matisse, Juin 2016.
- [76] J. Tellado-Mourelo. "Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation", PhD thesis, Standford University, 1999.



- [77] I.M. Mahafeno, Y. Louët, and J. F. Helard. "Peak-to-average power ratio reduction using second order cone programming based tone reservation for terrestrial digital video broadcasting systems", *IET communications*, (2009) , 3(7), pp. 1250-1261.
- [78] R. Van Nee, and A. De Wild, A. "Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM", *VTC '98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (Cat. No.98CH36151)*, Ottawa, Canada, May 1998, 3, pp. 2072-2076.
- [79] B. Pavel, B., D. Matoušek, and L. Rejfk. "Nonlinear Distortion in a Microwave High Power Amplifier", *IEEE 29th International Conference Radioelektronika*, Pardubice, Czech Republic, April 2019, pp. 1-4.
- [80] H. Abulkader. "Application de réseaux de neurones à des chaînes de transmission numérique par satellite gradient naturel", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [81] S. Bouchired. "Equalization of time-varying non-linear channels using neural networks: Application to the satellite mobile channel", Thèse de Doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 1999.
- [82] A.A. Saleh. "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers", *IEEE Transactions on communications*, (1981), 29(11), pp. 1715-1720.
- [83] C. Rapp. "Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting signal", *Second European Conference on Satellite Communications*, Liege, Belgium, October 1991, pp. 179-184.
- [84] A. Chaker. "Influence de l'amplificateur de puissance sur une chaîne de transmission multiporteuses: prise en compte de l'effet mémoire", Thèse de Doctorat, Université Cergy-Pontoise, Juillet 2004.
- [85] D. Guel. "Étude de nouvelles techniques de réduction du «facteur de crête» à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuse", Thèse de Doctorat, Université de Rennes1, Novembre 2009.
- [86] A. Kellet. "Conception et réalisation d'un amplificateur RF à haut rendement énergétique", Thèse de Doctorat, École de technologie supérieure Montréal, Juin 2015.
- [87] M. O'Droma, N. Mgebrishvili, and A. Goacher. "New percentage linearization measures of the degree of linearization of HPA nonlinearity", *IEEE communications letters*, (2004), 8(4), pp. 214-216.



- [88] F. Dowla. "Handbook of RF and Wireless Technologies", Book, Newnes, 1 edition, November 2003.
- [89] M. K. Kazimierczuk. "RF Power Amplifiers", Book, Wiley, December 2008.
- [90] H.Ku, and J.S.Kenney. "Behavioral modeling of nonlinear RF power amplifiers considering memory effects", *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, (2003), 51(12), pp. 2495-2504.
- [91] D. Su. "CMOS RF Power Amplifiers: Nonlinear, Linear, Linearized", tech. rep, Sunnyvale, California, November 2002.
- [92] M.Fellows *et al.* "Direct algorithm for the Pareto load-pull optimisation of power-added efficiency and adjacent-channel power ratio", *IET Radar, Sonar & Navigation*, (2014), 8(9), pp. 1280-1287.
- [93] A.Campredon, and H.Soulier. "Calcul du bruit d'intermodulation d'ordre 3 dans une voie téléphonique d'un système a courant porteur du type N+ N", *In Annales des Télécommunications*, Springer-Verlag, July 1972, 27(7-8), pp. 267-281.
- [94] C.Ni, Y.Ma, and T.Jiang. "A novel adaptive tone reservation scheme for PAPR reduction in large-scale multi-user MIMO-OFDM systems", *IEEE Wireless Communications Letters*, (2016), 5(5), pp. 480-483.
- [95] F.Tosato, M.Sandell, and M.Tanahashi. "Tone reservation for PAPR reduction: An optimal approach through sphere encoding", *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Kuala Lumpur, May 2016, pp. 1-6.
- [96] S. K. C. Bulusu *et al.* "Quasi-optimal tone reservation PAPR reduction algorithm for next generation broadcasting systems: A performance/complexity/latency tradeoff with testbed implementation", *IEEE Transactions on Broadcasting*, (2018), 64(4), pp. 883-899.
- [97] S.Zabre. "Amplification non-linéaire d'un multiplex de porteuses modulées à fort facteur de crête", Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, (2007).
- [98] J.G.Ecker, and R.D.Niemi. "A dual method for quadratic programs with quadratic constraints", *SIAM Journal on Applied Mathematics*, (1975), 28(3), pp. 568-576.
- [99] S.Litsyn. "Peak power control in multicarrier communications", Book, Cambridge University Press, (2007).
- [100] L.Xiaodong and L. J.Cimini. "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM", *IEEE Communications Letters*, (1998), 2 (5), pp. 131-133.



- [101] S.Ragusa *et al.* "Adjacent channel power ratio analysis for an OFDM signal", *Proceedings of the 5th IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, Athens, Greece, December 2005, pp. 495-500.
- [102] K. Panta and J. Armstrong. "Effects of clipping on the error performance of OFDM in frequency selective fading channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, (2003), 3(2), pp. 668 -671.
- [103] R. Bauml, R. Fischer, and J. Huber. "Reducing the Peak-to-Average power Ratio of Multicarrier Modulation by Selecting Mapping", *Electronics Letters*, (1996), 32 (22), pp. 2056-2057.
- [104] M. Breiling, H. Mauller, and J. Huber. "Peak-Power Reduction in OFDM without explicit side information", in *Proc. 5th International OFDM-Workshop*, Hamburg, September 2000, pp. 281-286.
- [105] S. Muller and J. Huber. "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences", *Electronics Letters*, (1997), 33(5), pp. 368-369.
- [106] P.Varahram, W.F. Al-Azzo, and B.M.Ali. "A low complexity partial transmit sequence scheme by use of dummy signals for PAPR reduction in OFDM systems", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, (2010), 56(4), pp. 2416-2420.
- [107] L.J.Cimini, N.R.Sollenberger. "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences ", *IEEE Communication Letters*, (2000), 4 (3), pp. 86–88.
- [108] S.H.Han, J.Lee. "PAPR reduction of OFDM signals using a reduced complexity PTS technique", *IEEE Signal Processing Letters*, (2004), 11(11), pp. 887–890.
- [109] X.Cheng, D.Liu, S.Feng, *et al.* "PTS based on discrete artificial bee colony algorithm for PAPR reduction in OFDM systems", *Electronics Letters*, (2018), 54(6), pp. 397–398.
- [110] R.Manjith, M.Suganthi. "A sub-optimal PTS algorithm based on bacterial foraging optimization technique for PAPR reduction in MIMO-OFDM system", *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, (2013), 57 (2), pp. 261–268
- [111] N.Shi, S.Wei. "A partial transmit sequences based approach for the reduction of peak-to-average power ratio in FBMC system", *IEEE 25th Wireless and Optical Communication Conference (WOCC)*, Chengdu, China, May 2016, pp. 1-3.



- [112] S.H. Deng *et al.* "Modified PTS-based PAPR Reduction for FBMC-OQAM Systems", in *Journal of Physics: Conference Series*, (2017), 910, p. 012057.
- [113] H.L. Kaiming *et al.* "PAPR reduction for FBMC-OQAM systems using P-PTS scheme", *The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*, (2015), 22(6), pp. 78–85.
- [114] T. Jiang, C. Ni, and L. Guan. "A novel phase offset SLM scheme for PAPR reduction in Alamouti MIMO-OFDM systems without side information", *IEEE Signal Processing Letters*, (2013), 20(4), pp. 383–386.
- [115] A.Goel, P.Gupta and M.Agrawal. "Concentric circle mapping based PTS for PAPR reduction in OFDM without side information", *IEEE 6th International conference on Wireless Communication and Sensor Networks*, Allahabad, India, December 2010, pp. 1-4.
- [116] H.S.Joo *et al.* "New PTS schemes for PAPR reduction of OFDM signals without side information", *IEEE Transactions on Broadcasting*, (2017), 63(3), pp. 562-570.
- [117] L.Wang *et al.* "A time-domain PTS without side information in SC-FDMA systems", *IEEE 7th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing*, Wuhan, China, September 2011, pp. 1-4.
- [118] L.Yang *et al.* "PAPR reduction using low complexity PTS to construct of OFDM signals without side information", *IEEE Transactions on Broadcasting*, (2011), 57(2), pp. 284-290.
- [119] H.Kim *et al.* "A pilot symbol pattern enabling data recovery without side information in PTS-based OFDM systems", *IEEE Transactions on Broadcasting*, (2011), 57(2), pp. 307-312.
- [120] K.Sahu, K.T.Veeramanju. "PAPR Reduction in OFDM System Using Iterative Clipping and Filtering Technique Along with Convolutional Code", *IEEE 5th International Conference on Communication Systems and Network Technologies*, Gwalior, India, April 2015, pp. 412-415.

Productions scientifiques

1. Publications internationales

- H.Merah, M.Mesri, and L.Talbi. "Complexity reduction of PTS technique to reduce PAPR of OFDM signal used in a wireless communication system", *IET Communications*, (2019), 13(7), pp. 939-946.
- H.Merah *et al.* "Iterative Invertible Clipping Method for PAPR Reduction in Wireless MC-CDMA Communication Systems", *International Journal of Sensors Wireless Communications and Control*, (2019), 9(3), pp. 372-387.
- H.Merah, M.Mesri, and K.Tahkoubit. "Significant Reduction Of Bit Error Rate in 5G-GFDM System Using Concatenated Turbo Code with Low Density Parity Check Code in Fading Channels", *Journal of Electrical Systems*, (2018), 14(1), pp. 118-129.
- M.Mokhtaria, M.Hocine, and T.Khaled. "Lowest PAPR selection technique from SLM and PTS with one IFFT block in wireless MC-CDMA communication systems", *International Journal of Engineering and Technology*, (2017), 9(5), pp. 415-419.

2. Communications internationales

- H.Merah, M.Mesri, K.Tahkoubit "Significant Reduction of Bit Error Rate of 5G-GFDM System Using Concatenated of Turbo Code and Low Density Parity Check Code for Fading Channels", 2th International Conference on Recent Advances in Electrical Systems, ICRAES'17, Dec. 22-24, 2017 Hammamet, Tunisia.
- H.Merah, L.Talbi, M. Mesri, K. Tahkoubit, "New Channel Estimation for MC-CDMA System under Fast Multipath Channel", International Conference on Advanced Electrical Engineering, Nov, 20-22, 2019, Marrache, Morocco.
- H. Merah, M.Mesri, K.Tahkoubit and L. Talbi, "PAPR Reduction in MIMO (2x2)-FBMC-OQAM Systems Using Attenuating QAM Symbols", Sixth International

Conference on Image and Signal Processing and their Applications, Nov, 23-25, 2019, Mostaganem, Algeria.

- M.Mesri, H.Merah, K.Tahkoubit “Lowest PAPR selection technique from SLM and PTS with one IFFT block in wireless of MC-CDMA communication systems”, International Conference on Engineering Design and Analysis, ICEDA'16, July 29-31, 2016 Langkawi, Malaysia.
- M.Mesri, K.Tahkoubit, H.Merah “PTS techniques assessment for improving PAPR reduction in LTE and Advanced LTE”, 1th International Conference on Recent Advances in Electrical Systems, ICRAES'16, Dec. 20-22, 2016 Hammamet, Tunisia.
- H.Merah, D.Slimani, and M.F.Alsharekh. "PAPR reduction in SFBC-MIMO-MC-CDMA systems using method of attenuation complex chips", IEEE 3rd International Conference on Control, Engineering and Information, Tlemcen, Algeria, May 2015, pp. 1-5.