

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

**-Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen -
Faculté de TECHNOLOGIE**



THESE

Présentée pour l'obtention du grade de DOCTORAT 3^{ème} Cycle

En : Télécommunications

Spécialité : Communication et réseaux sans fil

Par : SENHADJI Salima

Sujet

**Dérivation Analytiques et Algorithmes pour la Réduction de la
Consommation D'énergie dans les Systèmes Multi-porteuses à
Base de Banc de Filtres.**

Soutenue publiquement, le 03 juillet 2023, devant le jury composé de :

M.BOUKLI HACENE Nouredine	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
M. BENDIMERAD Fethi Tarik	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
M. BENDIMERAD Yassine	MCA	Univ. Bechar	Co-Directeur de thèse
M. MERAD Lotfi	Professeur	ESSAT. Tlemcen	Examineur
M. MEGNAFI Hichem	MCA	ESSAT. Tlemcen	Examineur
Mme. BELHADEF Yamina	MCA	Univ. Tlemcen	Examineur

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail de thèse :

À mes très chers parents, leurs prières et bénédictions m'ont été d'un grand secours et aide tout au long de ma vie, sans vous ce parcours n'aurait pas eu lieu. Aucune dédicace ne saurait exprimer mes profonds respects, ma gratitude. Puisse Dieu vous préserver et vous procurer santé et longue vie.

À mes très chères sœurs «Souad et Rachida » et mon unique petit frère « Amine », qui ont été à mes côtés pendant l'ensemble des étapes de ce travail de thèse. Aucune dédicace ne peut exprimer la profondeur des sentiments fraternels et d'amour. Je vous dédie ce travail en témoignage de ma profonde affection en souvenirs de notre attachement. Puisse Dieu vous protéger, réserver un avenir meilleur.

À mon très cher oncle « Miloud » ta bonté, générosité, reste encore gravée dans ma mémoire. J'implore Allah qu'il t'apporte bonheur et santé.

À ma très chère cousine « Yamina et son mari ». Je ne trouverai jamais l'expression pour te remercier de ce que tu as fait pour moi, trouvez ici l'assurance de mon profond respect et de mon fidèle attachement et amour. Je te souhaite tout le bonheur du monde.

À mes très chères cousines, mon confrère « Amine » qui m'ont soutenu par leur tendresse et leur gentillesse.

À la mémoire de mes grands-parents, mes tantes « Fatna et Halima », que vous reposiez dans le paradis du seigneur.

À mes confrères et collègues Amine Rabah, Zaki Baba Ahmed, Djamilia Ziani, Samchou Ouadeh, Djamel Habi, en souvenir de notre sincère amitié et des moments agréables que nous avons passé ensemble, mon estime envers vous.

Remerciements

Ce modeste travail est le résultat des années de recherche pour la préparation d'un doctorat au Laboratoire de Télécommunications de Tlemcen LTT, de l'Université de Tlemcen pour le thème : «Dérivation analytiques et algorithmes pour la réduction de la consommation d'énergie dans les systèmes multi-porteuses à base de banc de filtres », sous la direction du Pr BENDIMERAD Fethi Tarik.

D'abord, je remercie 'ALLAH' de m'avoir donné la patience, et le courage pour réaliser ce travail de recherche.

J'exprime mes profondes et sincères expressions de remerciement pour mon directeur de thèse Mr BENDIMERAD Fethi Tarik, Professeur à l'Université de Tlemcen, pour sa confiance, humanisme, modestie, et pour ses conseils à travers sa longue expérience. Mes remerciements d'adressent aussi à Mr BENDIMERAD Yassine, MCA à l'Université de Bechar, pour sa participation au Co-encadrement de cette thèse, et pour ses conseils scientifiques.

Je remercie Mr BOUKLI HACENE Nouredine, Professeur à l'Université de Tlemcen, qui nous a fait l'honneur de présider le jury de mon travail doctoral.

Je tiens à remercier aussi les membres du jury : Mr MERAD Lotfi, Professeur à l'École Supérieure en Sciences Appliquées de Tlemcen (ESSAT), Mr MEGNAFI Hichame, MCA à l'École Supérieure en Sciences Appliquées de Tlemcen (ESSAT), et Mme BELHADEF Yamina, MCA à l'Université de Tlemcen d'avoir accepté d'évaluer et d'examiner ma thèse.

Mes remerciements s'adressent à Mr MERIAH Sidi-Mohammed pour sa confiance. Je remercie mes collègues les membres du laboratoire LTT pour leur bonne humeur, et leur encouragement durant ces années.

Enfin je remercie par ailleurs mes parents, mes sœurs, mon frère, mes cousines, mes amis qui m'ont soutenu tout au long de cette période.

Résumé

La consommation énergétique est un facteur important dans la conception des systèmes de transmission sans fil de nouvelles générations. Environ 60% de l'énergie des systèmes sans fil de nouvelles générations est consommée par les amplificateurs de puissance. Ces systèmes sont principalement caractérisés par un rapport puissance maximale sur puissance moyenne (PAPR) très élevé, chose due à la nature du système qui utilise un schéma de modulation multi-porteuses où les porteuses vont s'additionner pour former un système à facteur de crête élevé (tel que les systèmes OFDM (**O**rtogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiplexing), FBMC (**F**ilter **B**ank **M**ulti-**C**arrier)). Un tel facteur de crête a un effet néfaste sur l'efficacité énergétique du système et il est considéré comme un des inconvénients majeurs des systèmes de transmission où la contrainte énergétique est importante (terminaux mobiles). Les techniques de réductions du PAPR (tel que le Tone-reservation) peuvent jouer un rôle important dans la réduction de la dynamique du signal et ainsi permettre à l'amplificateur non-linéaire de fonctionner dans la région opérationnelle à grande efficacité énergétique. Cependant, un amplificateur non-linéaire même s'il est dans la zone à grande efficacité, peut engendrer des distorsions in-band et out-of-band.

Dans ce travail de thèse, nous avons visualisé les effets in-band et out-of-band de l'amplification non-linéaire sur un signal FBMC. Nous avons également analysé le profil énergétique des signaux FBMC. Enfin, nous avons proposé des nouveaux algorithmes de réduction du PAPR pour le système FBMC afin de réduire la consommation énergétique.

Mots clés : Efficacité énergétique, Amplificateur de puissance, FBMC, PAPR, Systèmes 5G.

Abstract

Energy consumption is an important factor in the design of new generation transmission systems. About 60% of the energy in systems is consumed by power amplifiers. These systems are mainly characterized by a very high maximum power to average power ratio (PAPR), due to the nature of the system which uses a multi-carrier modulation scheme where the carriers add up to form a system with a high crest factor (such as OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), FBMC (Filter Bank Multi-Carrier) systems etc.). Such a crest factor has a detrimental effect on the energy efficiency of the system and it is considered to be one of the major drawbacks of transmission systems where the energy constraint is high (mobile terminals). PAPR reduction techniques (such as Tone-reservation) can play an important role in reducing signal dynamics and thus allow the non-linear amplifier to operate in the energy efficient operational region. However, a non-linear amplifier even if it is functional in the high-efficiency zone, can generate in-band and out-of-band distortions.

In this thesis work, we visualized the in-band and out-of-band effects of nonlinear amplification on an FBMC signal. We also analyzed the energy profile of FBMC signals. Finally we proposed new PAPR reduction algorithms for the FBMC system in order to reduce the energy consumption.

Keywords: Energy efficiency, Power amplifier, FBMC, PAPR, 5G systems.

ملخص

يعد استهلاك الطاقة عاملاً هاماً في تصميم أنظمة الإرسال اللاسلكي من الجيل الجديد. تستهلك مضخمات الطاقة حوالي 60% من الطاقة في الأنظمة اللاسلكية من الجيل الجديد. تتميز هذه الأنظمة بشكل أساسي بقوة قصوى (PAPR) عالية جداً إلى متوسط نسبة الطاقة ، وهو أمر يرجع إلى طبيعة النظام الذي يستخدم مخطط تعديل متعدد الموجات حيث أنظمة عامل الطاقة هذا له تأثير على كفاءة الطاقة في النظام ويعتبر أحد (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), OFDM (Filter Bank Multi-Carrier), FBMC سيضيف الناقلون لتشكيل نظام بعامل قمة مرتفع أن تلعب دوراً (مثل TR) PAPR العوائق الرئيسية لأنظمة الإرسال حيث يكون قيد الطاقة مرتفعاً . يمكن لتقنيات تقليل مهمًا في الحد من ديناميكيات الإشارة وبالتالي تسمح لمضخمات الطاقة غير الخطية بالعمل في منطقة التشغيل الموفرة للطاقة. ومع ذلك ، يمكن لمضخمات الطاقة غير الخطية حتى لو كان يعمل في منطقة عالية الكفاءة ، أن يولد تشوهات داخل النطاق وخارجه.

في عمل هذه الأطروحة وضحنا التشوهات داخل النطاق وخارج النطاق لمضخمات الطاقة على إشارة FBMC. قمنا أيضاً بتحليل الطاقة لإشارات FBMC ، وأخيراً اقترحنا خوارزميات تخفيض PAPR جديدة لنظام FBMC من أجل تقليل استهلاك الطاقة.

الكلمات المفتاحية: كفاءة الطاقة ، مضخم الطاقة ، الجيل الجديد 5G، أنظمة FBMC ، PAPR

Table des Matières

Remerciements

Résumé

Liste des Figures	I
Liste des Tableaux	V
Liste des Acronymes	VI
Introduction Générale.....	1

Chapitre I Introduction aux Technologies Multi-Porteuses

I.1. Introduction.....	6
I.2. Éléments d'un système de communication sans fil.....	6
I.3. Canal de transmission radio.....	7
I.3.1. Transmission en espace libre	7
I.3.2. Transmission en Multi-trajets	7
I.3.3. Les effets d'un canal radio de transmission.....	9
I.3.4. Modélisation mathématique du canal de transmission.....	10
I.3.4.1. Canal Gaussien	13
I.3.4.2. Canal de Rayleigh.....	13
I.3.5. Les types des canaux à évanouissement.....	13
I.4. Technologie multi-porteuses.....	14
I.4.1. Caractéristiques des canaux sélectifs en fréquence.....	14
I.4.2. Les solutions pour combattre les effets des canaux multi-trajets.....	16
I.4.3. Principe de base de la modulation multi-porteuses.....	17

I.5. Les systèmes multi-porteuses à base de banc de filtres.....	19
I.5.1. Technique SMT (Staggered Multitone).....	21
I.5.2. Technique CMT (Cosine Modulated Multitone).....	23
I.5.3. Technique FMT (Filtered Multitone).....	26
I.5.4. Comparaison entre SMT et CMT.....	27
I.6. Les systèmes multi-porteuses avancés	27
I.6.1. GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing).....	28
I.6.2. UFMC (Universal Filter Multi Carrier)	29
I.6.3. FBMC (Filter Bank Multi Carrier).....	29
I.6.4. F-OFDM (Filtered-OFDM).....	30
I.6.5. Comparaison entre les systèmes de modulation avancés.....	31
I.7. Conclusion	32

Chapitre II Implémentation des Systèmes de Modulation Multi-Porteuses à base de Banc de Filtrés

II.1. Introduction	33
II.2. La technologie OFDM.....	33
II.2.1. Le principe générale d'OFDM.....	34
II.2.2. Principe de l'orthogonalité.....	34
II.2.3. Développement mathématique d'OFDM.....	35
II.2.4. L'implémentation numérique.....	36
II.2.5. Notion d'intervalle de garde.....	38
II.2.5.1. Préfixe cyclique.....	38
II.2.5.2. Zero padding	39
II.2.6. Avantages et inconvénients de la technologie OFDM	40
II.2.6.1. Avantages.....	40

II.2.6.2. Inconvénients.....	40
II.3. La technologie FBMC-OQAM.....	40
II.3.1.Principe générale de la modulation multi-porteuse FBMC-OQAM.....	41
II.3.2. L'implémentation numérique.....	44
II.3.2.1. Principe de banc de filtres.....	44
II.3.2.2. Décomposition PPN	45
II.3.2.3. Configuration efficace de FBMC-OQAM.....	46
II.3.3. Dérivation analytique du FBMC-OQAM	48
II.3.4.Les filtres prototypes.....	49
II.3.4.1. Hermite.....	49
II.3.4.2. PHYDYAS.....	50
II.3.5.Analyse de la structure FBMC-OQAM	55
II.3.6.Avantages et limites de la technologie FBMC-OQAM	56
II.3.6.1. Avantages	56
II.3.6.2. Limites.....	56
II.4. OFDM Vs FBMC-OQAM.....	57
II.5. Les applications dans les standards.....	57
II.6. Conclusion	58

Chapitre III Étude Énergétique et Techniques de Réduction du PAPR

III.1. Introduction	59
III.2. Problématique.....	59
III.3. Les amplificateurs de puissance	60
III.3.1. Paramètres de l'amplificateur de puissance.....	60
III.3.2. La notion de rendement pour un amplificateur de puissance	63

III.4. Dérivation analytique et modélisation des amplificateurs de puissance	64
III.4.1. Modèle de Rapp.....	65
III.4.2. Modèle de Saleh	66
III.5. Effets de l'amplification non-linéaire sur le signal FBMC.....	66
III.5.1. Effet sur le spectre	67
III.5.2. Effet sur la constellation	68
III.5.3. Effet sur les performances du BER	69
III.5.4. Effet dans le domaine temporel... ..	69
III.6. Notion du PAPR.....	71
III.6.1. Définition de paramètre PAPR.....	71
III.6.2. La fonction de distribution du PAPR	72
III.6.3. L'étude de profil énergétique de signal FBMC-OQAM.....	73
III.7. Les techniques de réduction de PAPR proposées pour l'OFDM	76
III.7.1. Technique 'SLM'	76
III.7.1.1. Description	76
III.7.1.2. Développement mathématique.....	76
III.7.2. Technique 'PTS'	78
III.7.2.1. Description	78
III.7.2.2. Développement mathématique.....	79
III.7.3. L'écrêtage 'Clipping'	80
III.7.4. Les méthodes de Comanding	81
III.7.4.1. La Loi-Mu.....	82
III.7.4.2. La Loi-A.....	82
III.7.5. Tone Reservation 'TR'	83
III.7.6. Extension de Constellation Active 'ACE'	85
III.8. Méthodes proposées pour la réduction de PAPR en FBMC-OQAM.....	86
III.8.1. PTS pour FBMC-OQAM	86

III.8.2. SLM pour FBMC-OQAM.....	87
III.8.3. ACE-SGP pour FBMC-OQAM.....	89
III.8.4. Les techniques hybrides.....	91
III.9. Critères de mérite pour les méthodes de réduction du PAPR.....	92
III.10. Conclusion.....	93

Chapitre IV Dérivation des Nouveaux Algorithmes pour la Réduction de la Consommation D'énergie dans les Systèmes FBMC

IV.1. Introduction.....	94
IV.2. Formulation du problème de la consommation d'énergie.....	95
IV.3. Le system FBMC-OQAM considéré et le calcul de PAPR	96
IV.4. L'algorithme TD proposé.....	99
IV.4.1. La technique TR pour la réduction de PAPR en FBMC-OQAM.....	99
IV.4.2. La technique Deep Clipping.....	101
IV.4.3. L'Algorithme TD pour la réduction de PAPR en FBMC-OQAM.....	101
IV.4.4. Résultats de simulation avec TD.....	104
IV.4.4.1. L'influence de variation de seuil d'écrêtage ω et le facteur de profondeur...	106
IV.4.4.2. L'influence de variation de nombre de PRT P et des itérations I.....	107
IV.4.4.3. Performances en présence d'un HPA non-linéaire.....	109
IV.5. L'algorithme TC proposé.....	111
IV.5.1. L'Algorithme TC pour la réduction de PAPR en FBMC-OQAM.....	111
IV.5.2. Résultats de simulation avec TC	114
IV.5.2.1. L'influence de variation de paramètre de compression μ , le nombre d'itération I et le seuil d'écrêtage β	116
IV.5.2.2. Performances en présence d'un HPA non-linéaire.....	118
IV.6. L'algorithme TR-DC proposé	120

IV.6.1. L'Algorithme TR-DC pour la réduction de PAPR en FBMC-OQAM	120
IV.6.2. Résultats de simulation avec TR-DC	123
IV.6.2.1. L'influence de variation de seuil d'écrêtage ε et le facteur de profondeur ω .	124
IV.6.2.2. L'influence de variation de nombre d'itération I et le nombre de PRT P	126
IV.6.2.3. L'influence de variation de type de fonction d'écrêtage	126
IV.7. Aperçu générale sur les algorithmes proposés.....	129
IV.8. Conclusion	140
Conclusion Générale et Perspectives.....	141
Liste des Publications.....	144
Bibliographie.....	145

Liste des Figures

Chapitre I

Figure I. 1. Les composantes générales d'un système de communication sans fil.	6
Figure I. 2. Transmission en espace libre.	7
Figure I. 3. Transmission multi-trajets.	8
Figure I. 4. Effets de la transmission.	10
Figure I. 5. Modélisation d'un canal de propagation.	10
Figure I. 6. Les classes des canaux à évanouissements dans la littérature.	14
Figure I. 7. Exemple d'un environnement multi-trajets.	15
Figure I. 8. Représentation d'un canal non sélectif en fréquence (a) et d'un canal sélectif en fréquence (b) [12].	17
Figure I. 9. Réponse de canal et modulation multi-porteuse.	18
Figure I. 10. Configuration d'un système multi-porteuse.	19
Figure I. 11. Émetteur SMT.	22
Figure I. 12. Récepteur SMT.	22
Figure I. 13. Émetteur CMT.	25
Figure I. 14. Récepteur CMT.	25
Figure I. 15. Spectre FMT.	27
Figure I. 16. Comparaison en terme PSD.	31

Chapitre II

Figure II. 1. Le spectre fréquentiel d'un système FDM Vs OFDM.	33
Figure II. 2. Spectre fréquentiel pour un signal OFDM.	35
Figure II. 3. Modulateur/démodulateur OFDM.	36
Figure II. 4. Schéma bloc d'un modulateur /démodulateur OFDM [38].	37
Figure II. 5. Intervalle de garde : (a) préfixe cyclique (CP), (b) zero padding (ZP).	39
Figure II. 6. Distribution des deux symboles FBMC-OQAM et OFDM dans le plan Temps-Fréquence.	42
Figure II. 7. Réponses en fréquence de filtre prototype PHYDYAS et forme porte.	42

Figure II. 8. Émetteur FBMC-OQAM.	43
Figure II. 9. Récepteur FBMC-OQAM.	43
Figure II. 10. Système FBMC-OQAM à base de la configuration Banc de filtres.	44
Figure II. 11. Configuration efficace d'émetteur FBMC-OQAM.	47
Figure II. 12. Configuration efficace du récepteur FBMC-OQAM.	47
Figure II. 13. Réponses fréquentielles des filtres PHYDYAS pour différents K.	51
Figure II. 14. Comparaison en terme de réponses temporelles entre les filtres PHYDYAS Hermite et le filtre rectangulaire.	53
Figure II. 15. Comparaison en terme de réponses fréquentielles entre les filtres PHYDYAS Hermite et le filtre rectangulaire.	53
Figure II. 16. Nature chevauchante des symboles FBMC-OQAM.	55

Chapitre III

Figure III. 1. Caractéristique AM/AM d'un HPA.	62
Figure III. 2. Bilan typique de l'énergie consommée par un HPA.	64
Figure III. 3. FBMC-OQAM avec HPA non-linéaire.	67
Figure III. 4. Les DSP FBMC-OQAM sans/avec le modèle de Rapp pour différentes valeurs d'IBO.	67
Figure III. 5. Constellations FBMC-OQAM avant/après le modèle de Rapp pour différentes valeurs d'IBO.	68
Figure III. 6. Les performances BER dans le canal AWGN en présence de l'HPA pour différentes valeurs d'IBO.	69
Figure III. 7. Processus d'amplification pour des signaux à PAPR réduit/élevé.	70
Figure III. 8. Notion du PAPR pour un signal OFDM multi-porteuses.	72
Figure III. 9. Évolution temporelle du signal FBMC-OQAM d'origine.	74
Figure III. 10. CCDF de PAPR d'un signal FBMC-OQAM.	75
Figure III. 11. Le schéma bloc de l'approche SLM.	77
Figure III. 12. Le schéma bloc de l'approche PTS.	79
Figure III. 13. Principe général de l'approche Tone Reservation.	83

Chapitre IV

Figure IV. 1. Caractéristiques des sources dans les systèmes sans fil.	95
Figure IV. 2. L'émetteur FBMC-OQAM utilisé dans notre travail.	97
Figure IV. 3. Structure de signal FBMC-OQAM.	98
Figure IV. 4. Le principe de Tone Reservation.	100
Figure IV. 5. La fonction Deep Clipping.	101
Figure IV. 6. Le schéma TD proposé.	102
Figure IV. 7. CCDF pour les schémas TD proposé, TR et du signal FBMC-OQAM d'origine.	105
Figure IV. 8. Évolution temporelle des schémas TD proposé, TR et du signal FBMC-OQAM d'origine.	105
Figure IV. 9. CCDF pour le schéma TD proposé pour différentes valeurs de seuils d'écrêtage ω	106
Figure IV. 10. CCDF pour le schéma TD proposé pour différentes valeurs du facteur de profondeur ρ	107
Figure IV. 11. CCDF pour le schéma TD proposé pour différents nombres de Tone réservées P pour la réduction de PAPR.	108
Figure IV. 12. CCDF pour le schéma TD proposé pour différents nombres d'itérations I.	108
Figure IV. 13. Le schéma TD proposé avec HPA.	109
Figure IV. 14. Performances BER, DSP pour les schémas TD, TR et le FBMC-OQAM original avec Rapp HPA dans un canal AWGN.	110
Figure IV. 15. Le schéma TC proposé.	112
Figure IV. 16. Le schéma TC proposé avec HPA.	114
Figure IV. 17. CCDF pour les schémas TC proposé, TR et du signal FBMC-OQAM d'origine.	115
Figure IV. 18. CCDF pour le schéma TC proposé pour différentes valeurs de compression μ	117
Figure IV. 19. CCDF pour le schéma TC proposé pour différents nombres d'itérations I.	117
Figure IV. 20. CCDF pour le schéma TC proposé pour différents seuils d'écrêtage β	118
Figure IV. 21. Performances BER, DSP pour les schémas TR, TC et FBMC-OQAM d'origine en présence du modèle HPA Rapp sur le canal AWGN.	119
Figure IV. 22. Le schéma TR-DC proposé.	121
Figure IV. 23. Le schéma TR-DC amélioré avec HPA.	123

Figure IV. 24.CCDF pour les schémas TR-DC proposé, TR-CC et du signal FBMC-OQAM d'origine.	124
Figure IV. 25.CCDF pour le schéma TR-DC proposé pour différents seuils d'écrêtage ε	125
Figure IV. 26.CCDF pour le schéma TR-DC proposé pour différents facteurs de profondeur ω	125
Figure IV. 27.CCDF pour le schéma TR-DC proposé pour différents nombres d'itérations I.	127
Figure IV. 28.CCDF pour le schéma TR-DC proposé pour différents nombres de Tone réservées P pour la réduction de PAPR.....	127
Figure IV. 29.CCDF pour les schémas TR-DC proposé, TR-CC, TR-SC et du signal FBMC-OQAM d'origine.	128
Figure IV. 30. Évolution temporel pour les schémas TR-DC proposé, TR-CC, TR-SC et du signal FBMC-OQAM d'origine.	128
Figure IV. 31.Comparaison des performances de réduction du PAPR des méthodes TR-CC, TD, TC, TR-DC, TR-SC.	130
Figure IV. 32.Comparaison des performances de réduction du PAPR des méthodes TR-CC, TD, TC, TR-DC pour différents cas.....	130
Figure IV. 33.Comparaison d'évolution temporelle des méthodes TR-CC, TD, TC, TR-DC, TR-SC.....	131
Figure IV. 34.Comparaison des mesures BER pour les méthodes TR-CC, TD, TC, TR-DC, TR-SC dans un canal AWGN sans HPA.	132
Figure IV. 35.Comparaison en terme DSP pour les méthodes TR-CC, TD, TC, TR-DC, TR-SC et le signal FBMC-OQAM d'origine.	133
Figure IV. 36.Comparaison des mesures BER, DSP pour les méthodes TR-CC, TD, TC, TR-DC, TR-SC dans un canal AWGN en présence de Rapp HPA.....	136

Liste des Tableaux

Chapitre II

Tableau II. 1. Facteurs en fréquence du filtre PHYDYAS [47].	52
Tableau II. 2. Table d'interférence FBMC.	54
Tableau II. 3. Décision d'OQAM en récepteur.	54

Chapitre IV

Tableau IV. 1. Les paramètres de simulation.	115
Tableau IV. 2. Complexité temporelle des différents algorithmes durant l'exécution.	135
Tableau IV. 3. Comparaison des nouveaux algorithmes de réduction PAPR proposés pour FBMC.	137
Tableau IV. 4. Comparaison des Performances CCDF pour 10^{-3} et Perte de BER pour les algorithmes proposés et cités.	138
Tableau IV. 5. Complexités de calcul pour les schémas Sparse PTS et Segmental PTS.	139
Tableau IV. 6. Étude comparative entre les algorithmes de réduction PAPR cités et les algorithmes proposés pour FBMC.	139

Liste des Acronymes

ACE	Active C onstellation E xtension / Extension active de constellation
ADSL	Asymmetric D igital S ubcarrier L ine / Ligne symétrique d'abonné numérique
AFB	Analyses F ilter B ank / Banc de filtres d'analyse
AM/AM	Amplitude/Amplitude / Amplitude /Amplitude
AM/PM	Amplitude/Phase / Amplitude / Phase
ACPR	Adjacent Channels P ower R atio / Rapport de puissance des canaux adjacents
ACI	Adjacent Channel I nterference / Interference entre canaux adjacents
AWGN	Additive W hite G aussian N oise / Bruit additif blanc et gaussien
BER	B it E rror R ate / Taux d'erreur binaire
CCDF	Complementary C umulative D istribution F unction / Fonction de distribution cumulative et complémentaire
CC	Classical C lipping / écrêtage classique
CFO	Carrier F requency O ffset / Décalage fréquentiel de la porteuse
CMT	Cosine M odulated M ultitone / Multi-tons cosinus
CP	Cyclic P refix / Préfixe cyclique
DAB	D igital A udio B roadcasting / Diffusion audio numérique
DC	Deep C lipping / écrêtage profond
DSB	Double S ide- B and / Double-bande latérale
DVB-T	Terrestrial D igital V ideo B roadcasting
DWMT	Discrete W avelet M ultitone / Multi-tons ondelette discrète

FBMC	F ilter B ank M ulti- C arrier / Modulation multi-porteuse à base de bancs de filtres
FDM	F requency D ivision M ultiplexing / Multiplexage par répartition de fréquence
FFT	F ast F ourier T ransform / Transformée de Fourier rapide
FIR	F init I mpulse R esponse / Réponse impulsionnelle finie
FMT	F iltered M ultitone / Multi-tons filtrée
F-OFDM	F iltered- O rthogonal F requency D ivision M ultiplexing / OFDM Filtré
FSK	F requency- S hift K eying
GI	G uard I nterval / Interval de garde
GFDM	G eneralized F requency D ivision M ultiplexing / OFDM Généralisé
HPA	H igh P ower A mplifier / Amplificateur de haute puissance
IBO	I nput B ack O ff / Recule d'entrée
ICI	I nter C arrier I nterference / Interférence entre canaux
IEEE	I nstitute of E lectrical and E lectronics E ngineers
IFFT	I nverse F ast F ourier T ransform / Transformée de Fourier Inverse rapide
IIR	I nfini I mpulse R esponse / Réponse impulsionnelle infinie
IOTA	I sotropic O rthogonal T ransform A lgorithm / Algorithme de transformation orthogonale isotrope
ISI	I nter S ymbol I nterference / Interférence entre symboles
IDFT	I nverse D iscrete F ourier T ransform
LTE	L ong T erm E volution
MAI	M ultiple A ccess I nterference
MatLab	M atrix L aboratory
MIMO	M ultiple I nput M ultiple O utput

NLD	Non Linear Distortion
OBO	Output Back Off /Reculé de sortie
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing / Multiplexage par repartition de frequences orthogonales
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OQAM	Offset Quadrature Amplitude Modulation / Modulation d'amplitude en quadrature et décalage
PAM	Pulse Amplitude Modulation / Modulation d'amplitude d'impulsion
PAPR	Peak to Average Power Ratio / Rapport de puissance moyenne à crête
PHYDYAS	PHYsical layer for DYnamic spectrum AccesS and cognitive radio
PSD	Power Spectral Density / Densité spectral de puissance
PSK	Phase-Shift Keying
PRT	Peak Reduction Tones / Tons de réduction de pics
PTS	Partial Transmit Sequences
QAM	Quadrature Amplitude Modulation / Modulation d'amplitude en quadrature
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying / Déplacement de phase en quadrature
SC	Smooth Clipping
SFB	Synthesis Filter Bank / Banc de filtres de synthèse
SRRC	Square Root of Raised Cosine / Racine au carré de cosines surélevé
SMT	Staggered Multi-Tone / Multi-tons modulée et séparée
SNR	Signal to Noise Ratio / Rapport signal sur bruit
SSPA	Solide State Power Amplifier
SLM	Selected Mapping
TI	Tone Injection / Tons injectés

IA	T elecommunications I ndustry A ssociation
TR	T one R eservation /Tons réservés
TRACE	T one R eservation & A ctive C onstellation E xtension
TD	T one R eservation & D eep C lipping or TR&DC
TR-DC	T one R eservation based D eep C lipping
TC	T one R eservation & C ompanding or TR&Compd
TWTA	T raveling W ave T ube A mplifier
UFMC	U niversal F ilter M ulti C arrier
VSF	V estigial S ide- B and
WIFI	W ireless F idelity
WiMAX	W orldwide I nteroperability for M icrowave A ccess
ZP	Z ero P adding
4G	F ourth G enerations /4 ^{ème} génération
5G	F ifth G enerations / 5 ^{ème} génération

Introduction Générale

1. Contexte et motivation de la thèse

Le spectaculaire développement que connaissent actuellement les systèmes de communication sans fil ne s'est pas produit du jour au lendemain, mais il a fallu des années pour que ces systèmes de communication mobile avancés évoluent là où ils se trouvent aujourd'hui. De nos jours, dans le nouveau monde à haute mobilité, la capacité et la vitesse des systèmes de transmission sont des facteurs indispensables pour assurer la connectivité et la communication entre les personnes dans les quatre points du monde entier, contrairement à l'ancien principe de communication et radiodiffusion. Les premiers systèmes de transmission étaient fondés sur la technique de modulation dite mono-porteuse qui présente un débit de transmission très faible. D'une manière générale, en diminuant la période du symbole de données, le débit binaire de ce type des systèmes de diffusion peut être augmenté d'une manière remarquable. Néanmoins, l'existence des canaux à trajets multiples introduit des interférences entre symboles, ce qui nécessite une égalisation très complexe au niveau de récepteur afin de lutter contre ces dernières. Ces limites ont mis fin à l'utilisation de cette technique de modulation.

La technique de modulation multi-porteuse est la solution la plus efficace pour combattre les effets d'évanouissement causés par les trajets multiples. Dans un système basé sur la technologie multi-porteuse, les données d'entrée sont transportées par plusieurs fréquences au lieu d'une seule, en divisant le canal de transmission de type sélectif en fréquence en nombreuses sous-bandes (sous-canaux) avec un évanouissement légèrement sélectif. En outre, la bande passante de chaque sous-canal est toujours inférieure à la bande de cohérence du canal de transmission. Cela explique que l'étalement de retard maximal du canal est beaucoup plus inférieur à la durée du symbole de données. Pour cette raison, chaque sous-bande subit à un évanouissement dit plat et les interférences ISI dans chaque sous-canal deviennent donc considérablement négligeables.

Jusqu'à présent, le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) est le schéma multi-porteuse le plus populaire dans les modernes systèmes de télécommunications. Cependant, du fait de l'insertion de CP (préfixe cyclique), l'OFDM présente une perte au niveau de l'efficacité spectrale. De plus, il est très sensible à la fréquence résiduelle et aux

décalages temporels qui peuvent être produits par une synchronisation erronée ainsi qu'à l'effet Doppler. La mise en œuvre d'un filtre rectangulaire dans les symboles OFDM produit de grands lobes secondaires au niveau de chaque sous-porteuse. Ces différents inconvénients et problèmes ont incité les chercheurs de ce domaine à développer d'autres schémas de modulation basées sur le traitement des bancs de filtres, et qui autorisent le chevauchement entre les sous-porteuses.

Les modulations multi-porteuses à base de bancs de filtres (FBMC) ont vécu beaucoup de changement dans l'axe de recherche en télécommunications. Nous pouvons générer la modulation FBMC par trois façons distinctes, la modulation multitons filtré (FMT), la modulation multitons échelonnés (SMT), et le cosinus multitons modulés (CMT). Le schéma le plus efficace est de Saltzberg appelé FBMC-OQAM (nommé aussi FBMC/OQAM, OFDM/OQAM ou bien SMT). M. Hirosaki a proposé une implémentation efficace pour cette structure reposée sur une DFT (la Transformée de Fourier Discrète). En suite, M. Saltzberg a montré qu'en introduisant un demi-décalage entre les composantes en phase et en quadrature des symboles QAM, il est possible d'obtenir un espacement de débit en bauds entre les canaux de sous-porteuses adjacents et de récupérer les symboles d'information sans ISI ni ICI. On rappelle que pour des symboles OQAM, la condition d'orthogonalité n'est considérée que par rapport à la partie réelle. En effet, les données de côté de récepteur ne sont portées que par les composantes réelles (ou imaginaires) du signal, et les parties imaginaires (ou réelles) apparaissent comme des termes d'interférence. Dernièrement, M. Bellanger a proposé l'implémentation polyphasée la plus efficace de système FBMC-OQAM.

Malgré ce grand développement, avantages et contributions scientifiques pour améliorer la couche physique des systèmes des communications mobile en termes efficacité spectral, ainsi réduction des interférences et les émissions hors bande, l'infrastructure des télécommunications souffre d'une forte consommation énergétique, qui est devenue l'un des principaux contributeurs aux émissions de CO₂ et à la consommation d'énergie mondiale, ainsi l'un des contributeurs au problème de la crise énergétique et les problèmes de réchauffement climatique.

Selon les données de l'union internationale des télécommunications, les émissions de CO₂ liées au domaine des télécoms représentent approximativement 2% des émissions mondiales, ce qui est équivalent aux émissions de quart des véhicules ou les avions commerciaux dans le monde. D'après plusieurs études, le domaine des télécoms représente un pourcentage qui

varie de 2% à 10% de la consommation d'énergie globale dans le monde. Cependant, les chercheurs s'attendent que l'utilisation des télécommunications augmente d'une manière vertigineuse au cours de la prochaine décennie spécifiquement dans les pays en développement, ainsi dans les pays développés par l'application de la prochaine norme 5G. Pour les futurs systèmes mobiles de 5G/5G+, la question de l'efficacité énergétique est plus importante que la vitesse, la connectivité, la mobilité ainsi la bonne gestion de spectre. Ces contraintes deviennent l'objectif de nombreux projets industriels et universitaires pour diminuer la consommation énergétique des équipements électroniques, car cette dernière permet de définir la durée de vie de la batterie des systèmes de communications mobiles.

D'un point de vue purement technique, prenons l'exemple d'un système de communication sans fil basé sur la modulation multi-porteuse comme l'OFDM ou le FBMC-OQAM, alors d'après le théorème de la limite centrale, les échantillons numériques temporels pour ces deux systèmes multi-porteuses sont approximativement de distribution gaussienne et sont distribués avec une moyenne nulle. Cela indique que les signaux multi-porteuses exposent un haut niveau de variations dans leurs enveloppes, qui sont généralement identifiées par le paramètre pratique PAPR. Afin de transmettre ces signaux, il est nécessaire de les amplifier au niveau d'émetteur par un amplificateur de puissance, qui est l'un des dispositifs les plus chers et les plus consommateurs d'énergie dans un système de communication sans fil. L'amplificateur de puissance (HPA) est responsable de plus de 60% de la consommation énergétique au niveau de l'émetteur.

À cette fin, les systèmes de communication modernes doivent faire fonctionner l'amplificateur à un niveau proche de la saturation. Malheureusement, l'amplificateur est un composant analogique de nature non-linéaire. De ce fait, il est recommandé de mettre en œuvre des techniques pour diminuer les effets non-linéaires de ce dernier. Ces techniques sont globalement classées en deux catégories, la première vise la réduction du PAPR en émission et la deuxième tente vers la linéarisation de l'amplificateur.

Ce problème crucial nous a motivé à travailler sur la problématique de la réduction de la consommation énergétique dans les systèmes de modulation avancés à base de banc de filtres pour la prochaine génération 5G/5G+ de communication sans fil, en proposant des nouvelles méthodes de réduction de PAPR simples, efficaces, et facile à mettre en œuvre pour traiter les signaux à l'émission afin d'exploiter l'amplificateur à la frontière (limite) de la zone de non-linéarité, c'est-à-dire la zone pour laquelle l'efficacité énergétique est maximale.

2. Objectifs de la thèse

L'objectif principal de cette thèse repose sur la dérivation des nouveaux algorithmes de réduction de paramètre PAPR afin de réduire la consommation énergétique pour les systèmes à base de banc de filtres (FBMC-OQAM) proposés pour la prochaine génération 5G/5G+, sans une complexité ajoutée permettant d'offrir un bon compromis entre la réduction du PAPR et complexité. Ce travail de thèse envisage quatre points principaux :

- Dérivation analytique de système et de la structure FBMC-OQAM.
- Montrer les effets de l'amplification non-linéaire sur le signal FBMC-OQAM.
- L'étude de profil énergétique et l'analyse de PAPR pour les signaux FBMC-OQAM.
- Dérivation des nouveaux algorithmes pour la réduction de PAPR dans les systèmes à base de banc de filtres afin de réduire la consommation énergétique.

3. Organisation de la thèse

Cette thèse est organisée en quatre chapitres distincts, qui sont définis comme :

D'abord, nous commençons par une introduction générale, qui énonce le contexte de cette thèse d'une manière globale et générale ainsi que la problématique envisagée dans cette recherche. Après, nous exposons les principaux objectifs de notre thèse pour traiter le problème de la consommation énergétique dans les systèmes modernes de modulation numériques à base de bancs de filtres.

Le **premier chapitre** présente une introduction sur l'origine de la technologie multi-porteuse, en exposant en premier temps quelques généralités sur les systèmes de communication sans fil, les canaux de transmission. En suite, en deuxième temps, nous définissons les raisons qui ont poussé les chercheurs à proposer la technologie multi-porteuse, puis nous présentons en détail les trois méthodes de génération de la modulation multi-porteuse à base de banc de filtres. À la fin, nous exposons quelques techniques de modulation avancées proposées pour la norme 5G.

Le **deuxième chapitre** expose le concept et les aspects pratiques des deux systèmes multi-porteuse OFDM et FBMC-OQAM, leurs avantages, inconvénients et limitations ainsi une dérivation analytique de leurs structures. En suite, une comparaison entre ces deux

technologies en termes performances et caractéristiques. Nous terminons le chapitre par une partie consacrée à l'application dans les standards pour ces deux dernières techniques citées.

Le **troisième chapitre** est consacré d'un côté pour la visualisation des effets de l'amplification non-linéaire sur le signal FBMC-OQAM, ainsi que l'analyse de profil énergétique de ce dernier, et d'un autre côté à la classification des techniques de réduction de PAPR pour le système OFDM, l'exposition de quelques techniques conçues pour le système FBMC-OQAM, et la présentation des critères d'évaluation des techniques de réduction de PAPR.

Le **quatrième chapitre** est réservé pour discuter et évaluer nos contributions pour la réduction de la consommation énergétique dans les systèmes à base de banc de filtres. En premier temps, un algorithme TD est proposé basé sur l'hybridation entre TR et DC pour la minimisation de la dynamique des signaux FBMC-OQAM. En second lieu, à dévoiler un nouveau schéma TC destiné à la réduction de PAPR dans les signaux FBMC-OQAM toujours, dont nous décrivons en détails l'algorithme hybride TC proposé dans cette thèse. Puis en troisième temps, un nouvel algorithme TR-DC est proposé dans le but d'améliorer les performances de réduction pour l'algorithme TR-FBMC-OQAM classique. Ce dernier algorithme TR-DC présente une touche originale dans notre travail de thèse. Nous dévoilerons à la fin de ce chapitre, l'ensemble des résultats de simulations numériques en comparant la performance CCDF (PAPR), la complexité de calcul, BER des algorithmes proposés TD, TC et TR-DC. Ainsi, qu'une dernière comparaison avec des méthodes hybrides de la littérature.

Enfin, nous finirons ce document par la présentation d'une conclusion générale en récapitulant nos contributions et les résultats apportés dans ce modeste travail de recherche suivie par certaines perspectives envisageables dans nos futurs travaux de recherche.

Chapitre I

Introduction aux Technologies Multi-Porteuses

Ces dernières années, l'application de la technologie de transmission multi-porteuse dans diverses communications sans fil à haut débit sur des canaux à évanouissement est devenue de plus en plus populaire. Par rapport à la transmission mono-porteuse, les principaux avantages de la transmission à porteuses multiples sont luttés contre la sélectivité en fréquence, la robustesse aux interférences à bande étroite et les phénomènes d'interférence de symboles (ISI).

*« Savoir par cœur n'est pas savoir. C'est
tenir ce qu'on a donné en garde à sa
mémoire. »*

Michel de Montaigne (1533-1592)

I.1. Introduction

Dans ce premier chapitre, il est nécessaire de présenter les principes de base qui ont poussé les chercheurs à proposer la technologie multi-porteuses, et aussi à la bonne compréhension de contexte des travaux de recherche menés dans le cadre cette thèse. Dans une première partie, nous commençons par décrire le système de communication sans fil, et les propriétés du canal radio mobile. Par la suite, nous introduirons les principes généraux des modulations multi-porteuses et les notions qui y sont liées. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous aborderons les différentes catégories de la technique de modulation multi-porteuses à base de banc de filtres SMT, CMT et FMT qui sont l'axe principal de notre recherche. Enfin, pour montrer l'évolution des systèmes multi-porteuses nous présentons quelques techniques multi-porteuses proposées pour 5G.

I.2. Éléments d'un système de communication sans fil

Quel que soit le type de système de communication sans fil, il comporte trois éléments principaux [1] : l'émetteur, le canal de transmission et le récepteur qui sont schématisés en Figure I.1.

- **L'émetteur**, convertit sous une forme adaptée au canal le flux d'information qui est numérique.
- **Le canal**, permet aux ondes électromagnétiques de propager pour assurer l'arrivée d'information au récepteur.
- **Le récepteur**, reçoit le signal et le convertit en information utilisable pour le fournir au destinataire en effectuant les opérations inverses réalisées à l'émission comme par exemple l'opération de modulation et codage.

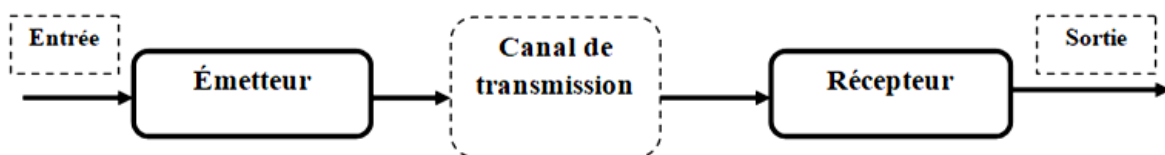


Figure I. 1. Les composantes générales d'un système de communication sans fil.

I.3. Canal de transmission radio

Le canal de propagation dit aussi canal de transmission est l'environnement dans lequel les données provenant d'un émetteur sont transmises à un récepteur dans un réseau de transmission sans fil. Autrement dit, il représente le milieu qui transforme l'onde électromagnétique de source durant sa propagation vers la destination. Généralement, un canal radio peut être de plusieurs natures distinctes. De plus, il entraîne de nombreux types de perturbations qui dégradent la qualité de signal émis. Les célèbres phénomènes qui peuvent dégrader la qualité des signaux dans un canal radio sont, les pertes de puissance et les évanouissements. Selon l'environnement, on peut citer deux exemples de transmission radio.

I.3.1. Transmission en espace libre

Pratiquement, la propagation peut être effectuée en espace libre comme est montré sur la Figure I.2. En espace libre, l'émetteur présente une vue directe (sans obstacles) avec le récepteur, nommé également dans la littérature par le mot LOS.



Figure I. 2. Transmission en espace libre.

I.3.2. Transmission en Multi-trajets

La transmission d'un signal dans un environnement libre est un exemple idéal réellement ; ce n'est pas toujours le cas. En pratique, un signal d'information lors de sa transmission, il rentre en interaction avec le milieu à cause des entraves qui entourent les deux parties émettrices et

réceptrices. De plus, le récepteur acquiert le signal émis de divers trajets qui exposent plusieurs niveaux d'atténuation, dans ce cas, le canal de propagation est à trajets multiples (nommé aussi Multi-trajets) comme le montre la Figure I.3.

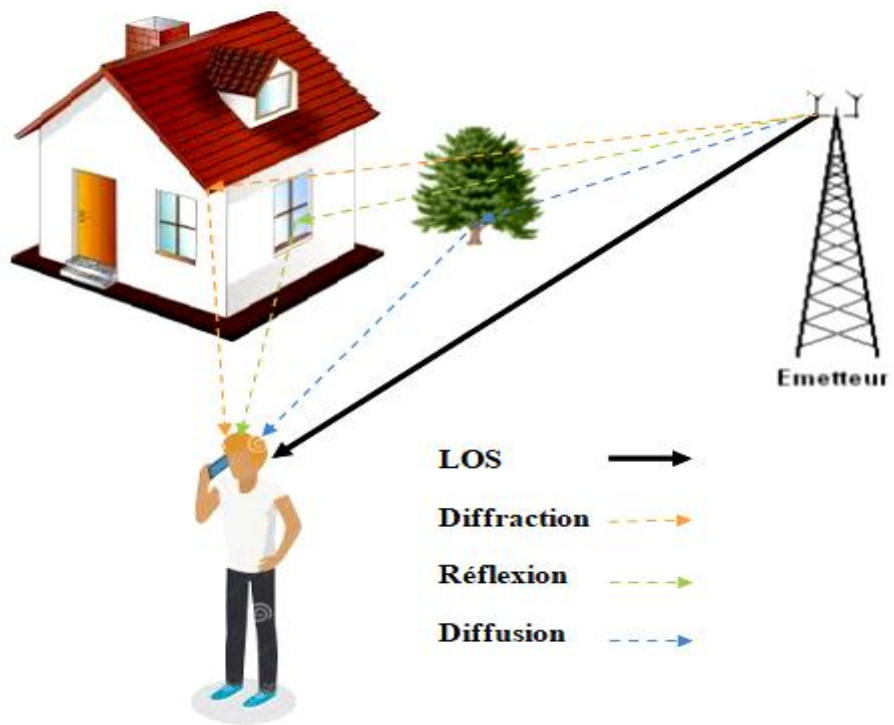


Figure I. 3. Transmission multi-trajets.

Nous pouvons percevoir deux phénomènes lors d'un scénario multi-trajets. Dans le cas où il ne dispose pas de la visibilité directe, la propagation est NLOS par contre si les deux parties (émettrices et réceptrices) présentent une visibilité directe, nous avons donc la coexistence de NLOS (Non-Line-Of-Sight) et LOS (Line-Of-Sight).

Certains phénomènes sont remarqués le long d'un milieu à trajets multiples, à cause de l'interaction de l'onde émise avec les différentes entraves par exemple bâtiments, arbres, personnes, voitures. Cette interaction présente un effet direct sur la qualité transmission [2], [3].

Nous pouvons décrire ces phénomènes liés à la propagation des ondes dans un canal multi-trajets comme suit :

- **La réfraction** : elle présente une forme d'onde émise via un obstacle, où l'entrave n'est pas conductrice (qui a un indice de réfraction distinct de l'espace de transmission). Cela entraîne des changements dans le sens de propagation d'onde.
- **La diffusion** : les ondes électromagnétiques se diffusent lorsqu'elles rencontrent des objets (obstacles) de même taille ou de longueur d'onde plus petite, comme des forêts ou des plaques de rue.
- **La diffraction** : ce phénomène apparaît lorsque l'onde est entravée par un objet épais avec des dimensions très grandes à sa longueur d'onde. Cela provoque la génération des ondes secondaires qui propagent derrière l'obstacle.
- **La réflexion** : quand un objet obstrue une onde émise, et la dimension de ce dernier est supérieure à sa longueur d'onde de propagation, on constate ce phénomène. Donc un pourcentage de l'énergie est absorbé par l'obstacle, et l'autre est réfléchi par l'onde.

I.3.3. Les effets d'un canal radio de transmission

Au cours du processus de transmission, les différents phénomènes mentionnés dans la section précédente génèrent certaines copies du signal original. Chaque copie subit des atténuations d'amplitude et décalage de phase et arrive avec un retard associé qui dépend de la longueur de chemin traversé. Ces copies se disposent d'une manière destructive ou bien constructive menant à la génération des trois versions d'évanouissement, comme le montre la Figure I.4. Les trois types d'évanouissement sont :

- **Évanouissement à petite échelle**, cela peut être aperçu comme étant un changement rapide dans le signal temporel sur un déplacement assez petit de l'ordre de certaines longueurs d'onde.
- **Évanouissement à grande échelle**, décrivant les variations (fluctuations) de la puissance moyenne estimée d'un signal sur des mouvements des grandes espaces avec longue distance.

- **Décroissance moyenne**, ceci est en raison de présence des obstacles, aussi l'augmentation de la distance qui sépare l'émetteur/le récepteur.

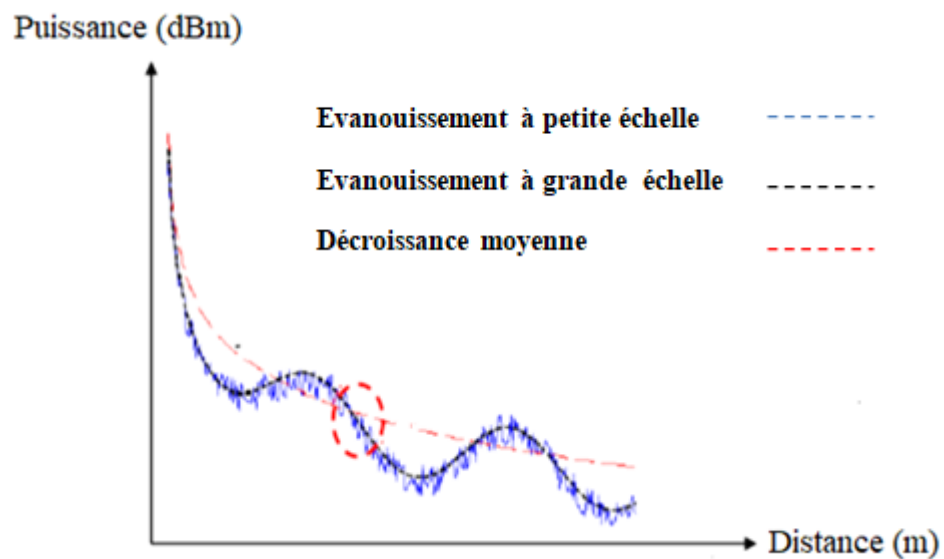


Figure I. 4. Effets de la transmission.

I.3.4. Modélisation mathématique du canal de transmission

Prenant un canal de transmission sans fil de type multi-trajets défini par W trajets distincts, et des retards associés à chacun de ces chemins. Généralement, dans la littérature, ce type de canaux peut être présenté par un modèle mathématique qui correspond à un filtre linéaire défini par une réponse impulsionnelle notée $Q(t, \tau)$, comme est schématisé sur la Figure I.5.

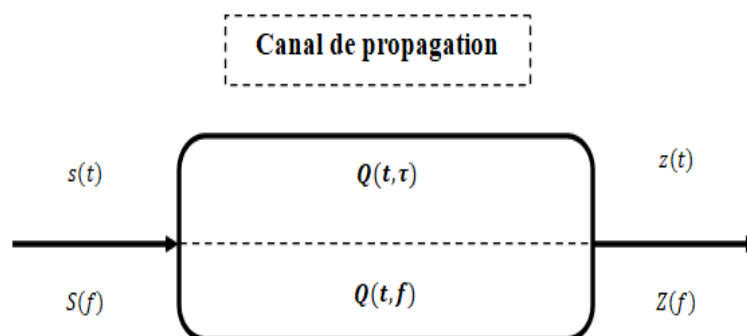


Figure I. 5. Modélisation d'un canal de propagation.

Nous pouvons décrire la réponse impulsionnelle comme une fonction qui dépend d'évolution de temps(t), ainsi de retard des multi-trajets (τ) [4] :

$$Q(t, \tau) = \sum_{w=1}^W \beta_w(t) e^{j(2\pi f_c \tau_w(t))} \delta(t - \tau_w(t)) \quad (\text{I.1})$$

On peut dire que cette équation explique que chaque chemin emprunté est défini par une amplitude β_w , un déphasage $\hat{\varphi}_w = 2\pi f_c \tau_w(t)$, et un retard temporel τ_w . Avec : δ est la fonction du Dirac.

Nous notons la fonction de transfert du canal multi trajets comme :

$$Q(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} Q(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (\text{I.2})$$

Le signal $z(t)$ représente le produit de convolution entre le signal $s(t)$ et la réponse impulsionnelle $Q(t; \tau)$ du canal de propagation :

$$z(t) = Q(t; \tau) * s(t) \quad (\text{I.3})$$

Avec (*) indique la convolution

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Q(t; \tau) s(t - \tau) d\tau \quad (\text{I.4})$$

D'autre part, il convient de noter qu'il y a des grandeurs qui permettent d'évaluer un canal radio de transmission, et qui sont à la base des phénomènes qui modifient les caractéristiques (i.e. la fréquence, l'amplitude, et la phase) de la forme d'onde transmise [5]. Nous pouvons différencier ces dernières comme suit :

i. Effet doppler

Ce phénomène se produit par le changement de la fréquence porteuse du signal transmis quand le récepteur (et/ou) l'émetteur sont en déplacement continue. L'estimation de la fréquence doppler dépend de trois paramètres qui sont : l'angle, la direction du déplacement $\dot{\theta}$, et la vitesse \dot{v} donnée par [6] comme :

$$f_{dop} = \frac{\dot{v} \cos(\dot{\theta})}{\lambda} \quad (I.5)$$

Nous exprimons la bande doppler et la fréquence doppler maximal comme suit :

$$B_{dop} = 2f_{dop,max} \quad \text{et} \quad f_{dop,max} = \frac{\dot{v}}{\lambda} \quad (I.6)$$

ii. Le temps de cohérence T_{Coh}

Nous définissons le T_{Coh} pour un canal radio comme étant l'intervalle du temps dans lequel le canal reste constant. Ce paramètre est nécessaire afin de différencier entre un canal radio à évanouissement (rapide/lent), aussi pour l'analyse des performances des systèmes radio mobil. Nous notons que T_{Coh} est inversement lié à f_{dop} exprimé comme suit :

$$T_{Coh} \simeq \frac{1}{f_{dop}} \quad (I.7)$$

iii. L'étalement temporel

Dans un scénario multi-trajets, il est évident que les copies du signal original arrivent au niveau de récepteur avec des décalages temporels τ_w (retards), ce dernier est nommé étalement temporel. Dans le contexte indoor, les valeurs de retard sont typiquement de l'ordre de nanoseconde, tandis que dans le contexte outdoor, les valeurs de retard sont de l'ordre de microseconde. De plus, l'écart entre le temps d'arrivée du dernier trajet et l'arrivée du premier trajet est nommé l'étalement temporel maximal noté par τ_{max} .

iv. La bande de cohérence B_{Coh}

C'est la plage de fréquence sur laquelle le canal de propagation est observé comme étant plat. Elle désigne une caractéristique importante afin de différencier entre un canal sélectif en fréquence et un autre canal plat (non-sélectif) en fréquence. Nous notons que B_{Coh} est inversement proportionnel à τ_{max} l'étalement temporel maximal [7], exprimée comme :

$$B_{Coh} \simeq \frac{1}{\tau_{max}} \quad (I.8)$$

I.3.4.1. Canal Gaussien

Dans la majorité des systèmes de communication sans fil, le modèle du canal radio le plus facile à mettre en œuvre et à étudier est le canal AWGN (bruit additif blanc gaussien), qui modélise le bruit thermique ou bien électronique des composants individuels du récepteur tandis qu'une variable aléatoire de forme gaussienne. De plus, ce type de bruit est appelé blanc par ce qu'il perturbe d'une sorte identique l'ensemble des fréquences du spectre fréquentiel [8], [9].

I.3.4.2. Canal de Rayleigh

La distribution de Rayleigh est le modèle le plus couramment adopté pour simuler l'évanouissement des chemins multiple d'un canal radio mobile, qui ne présente pas de visibilité directe entre les deux parties émettrices et réceptrices. De plus, un canal à trajets multiples est caractérisé par l'addition d'un nombre important des éléments aléatoires complexes définis par des phases/amplitudes aléatoires. D'après le théorème de la limite centrale le nombre de composantes peut être remplacé par une variable aléatoire de Rayleigh.

I.3.5. Les types des canaux à évanouissement

Les canaux à trajets multiples et à dispersions temporelles sont définis par le paramètre τ_w des trajets empruntés. Dans ce type des canaux, l'évanouissement à petite échelle peut être figuré soit d'une manière sélective en fréquence ou bien plat. De plus, du fait, de la dispersion en fréquence, la forme d'onde émise peut avoir un évanouissement d'une façon sélective/non

sélective dans le domaine temporel aussi lent/rapide. La Figure I.6 illustre les fameux types des canaux à évanouissement reconnu dans la littérature [10], [11].

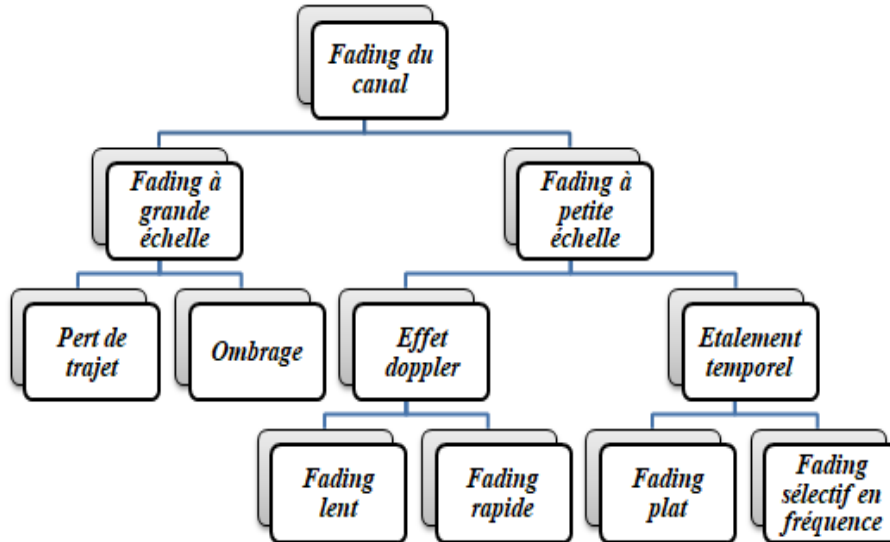


Figure I. 6. Les classes des canaux à évanouissements dans la littérature.

I.4. Technologie multi-porteuses

I.4.1. Caractéristiques des canaux sélectifs en fréquence

Comme nous avons déjà mentionné dans les paragraphes précédents, quand un signal radio est envoyé d'un émetteur à un récepteur à travers un canal de propagation radio mobile (Voir Figure I.7), nous constatons que le signal numérique peut prendre divers trajets en raison d'obstacles. Ces trajets peuvent refléter les ondes électromagnétiques donc, le signal en réception représente une addition d'un nombre important des copies amplifiées ou bien atténuées du même signal original, dans ce cas nous disons que le signal numérique a traversé de distincts trajets, et donc nous parlons d'un canal de transmission par trajets multiples [12].

De plus, toujours dans un canal à trajets multiple, l'écart entre le temps de diffusion du chemin le plus long et celui du parcours le plus court est nommé l'étalement des retards noté τ_{max} . Il est généralement confronté à la période de symbole complexe pour assurer s'il y a ou non des interférences de type IES/ISI.

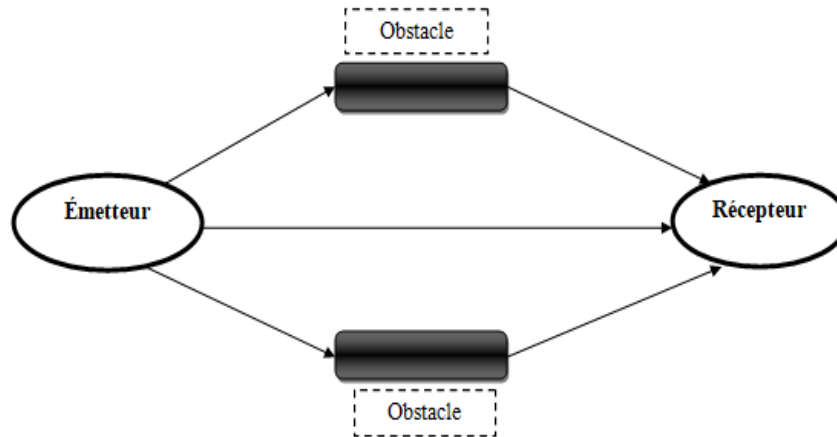


Figure I. 7. Exemple d'un environnement multi-trajets.

Comme déjà exposé dans la section I.3.4, nous décrivons B_{Coh} dans le domaine fréquentiel comme étant la plage de fréquences où on peut dire que la réponse fréquentielle du canal est plate. Rappelons que B_{Coh} est identique à l'inverse de τ_{max} . Par conséquent, quand τ_{max} est très important, c'est-à-dire que les chemins traversés par l'onde sont très longs, et donc B_{Coh} est trop petite alors, diverses atténuations pour les composantes fréquentielles du signal radio émis vont apparaître. Il s'agit d'un phénomène de sélectivité en fréquence, c'est-à-dire des canaux de nature sélectifs en fréquence.

Nous prenons l'exemple d'une diffusion via la technologie mono-porteuse d'un signal temporel décrit par l'équation (I.9), pour expliquer comment un canal sélectif en fréquence influence sur un signal.

$$s(t) = \sum_{m=0}^{+\infty} x_m f(t - mT_{sym}) \quad (I.9)$$

Avec : les x_m , $m \in [0, +\infty[$ indiquent les symboles d'entrée complexe. T_{sym} : La période d'un symbole x_m et f est le filtre d'émission demi-Nyquist.

Quand un signal mono-porteuse est transmis dans un canal radio à trajets multiple, les deux parties (filtre de réception-filtre d'émission), ne peuvent plus assurer l'élimination des interférences inter-symbole, dont le niveau des ISI dépend seulement de τ_{max} . De plus, si τ_{max} est inférieur à la durée T_{sym} , comme conséquent, il y aura interaction entre deux

symboles complexe consécutifs et cette interaction sera minimal [12]. En revanche, si τ_{max} est supérieure de T_{sym} (ou de même ordre), le niveau d'interférences sera très significatif.

En fréquence, nous pouvons mener une comparaison entre la bande de cohérence du canal de transmission et la bande passante du signal numérique. Lorsque $B_{Coh} < \Delta f$ cela implique que le signal original sera dégradé (atténué ou amplifié) de manière distincte dans quelques plages fréquentielles (une sélectivité fréquentielle). Les atténuations (ou amplifications) des composantes fréquentielles du signal sont significatives et la bande de fréquence impactée par la sélectivité est importante.

Plus clairement, la Figure I.8 schématise le spectre ($Q(f)$) de fréquences du signal modulé, la réponse ($H(f)$) en fréquence du canal de transmission, et B_{Coh} . On peut distinguer deux cas :

- $B_{Coh} > \Delta f$: il n'y pas de sélectivité en fréquence.
- $B_{Coh} < \Delta f$: il y a de la sélectivité en fréquence.

I.4.2. Les solutions pour combattre les effets des canaux multi-trajets

Diverses techniques ont été suggérées pour lutter contre les effets indésirables des canaux à trajets multiples, ainsi la sélectivité fréquentielle qui en manifeste. La première repose sur l'idée d'augmentation de la période de symbole complexe T_{sym} pour qu'elle soit largement grande par rapport aux τ_{max} afin d'annuler les interférences. Toutefois, le fait d'augmenter T_{sym} , la plage de fréquences attribuée au signal radio devient très étroite, il y a donc une perte en débit binaire.

La deuxième méthode se base sur le fait de résoudre ce problème en réception en essayant d'utiliser l'étape d'égalisation pour corriger les effets du canal de propagation. Le principe de cette dernière consiste à filtrer le signal de réception par l'inverse de la réponse du canal utilisé. Cette approche fonctionne d'une manière adaptative dans des canaux variant dans le temps, mais cela rajoute de complexité de côté du récepteur à cause de la complexité des égaliseurs, qui introduisent l'étape d'estimation de canal utilisé [12].

Pour affronter les effets néfastes des canaux sélectifs en fréquence, ainsi les différents problèmes et les défauts des méthodes citées précédemment, les techniques de modulations multi-porteuses suggèrent d'augmenter la période du symbole complexe émis tout en

conservant le même débit binaire que les techniques de modulation mono-porteuses conventionnelles, aussi tout en assurant une égalisation en réception très efficace en fréquence. La section suivante décrit et clarifie le principe de base de la technique de modulation multi-porteuse et ses avantages et contributions pour les systèmes de communication numériques radio mobile.

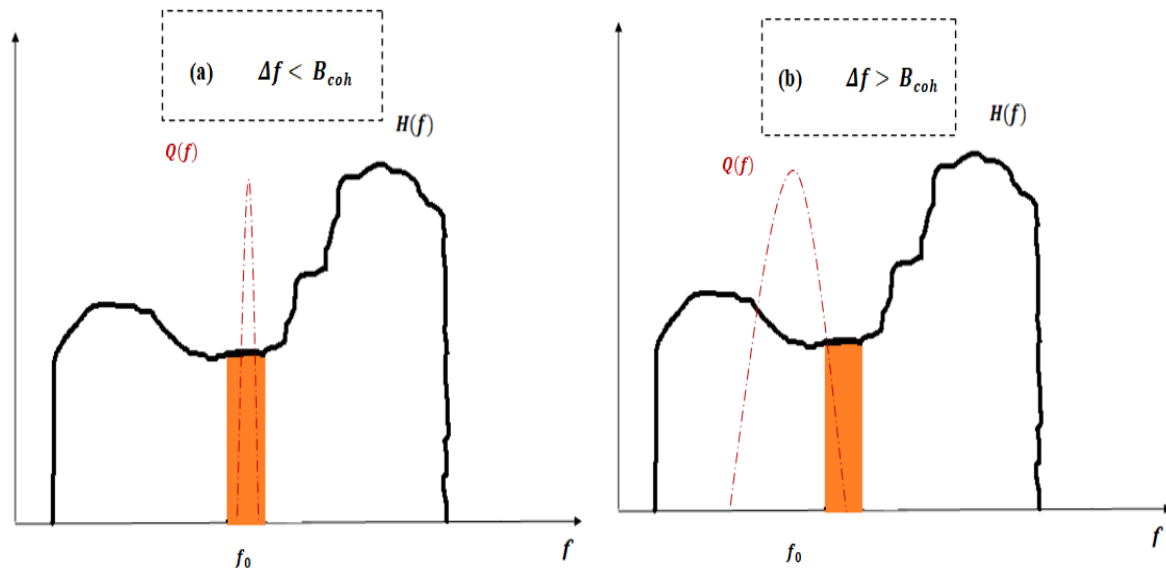


Figure I. 8. Représentation d'un canal non-sélectif en fréquence (a) et d'un canal sélectif en fréquence (b) [12].

I.4.3. Principe de base de la modulation multi-porteuses

Le principe de la modulation multi-porteuses repose sur l'idée de la répartition de la plage fréquentielle Δf du signal original à émettre, en N sous-plages dites aussi bandes centrées sur différentes fréquences appelées par les chercheurs sous-porteuses (voir la Figure I.9). En fait, chaque sous-bande (sous-porteuse) est modulée par un symbole complexe de base, ce qui implique qu'une séquence de l'ordre de N symboles complexes est émise d'une façon parallèle et simultanée au lieu d'un symbole uniquement.

Le but de cette technique est de convertir la plage de fréquences attribuée au signal original, qui était considérablement supérieure à B_{coh} la bande de cohérence du canal de propagation, en distincts sous-bandes plus restreints bornées et inférieures à B_{coh} . En revanche, ceci est identique dans le domaine temporel à augmenter la période T_{sym} du symbole multi-porteuses

de façon à ce qu'elle soit supérieure à l'étalement des retards τ_{max} . Par conséquent, les ISI sont réduites d'une manière efficace.

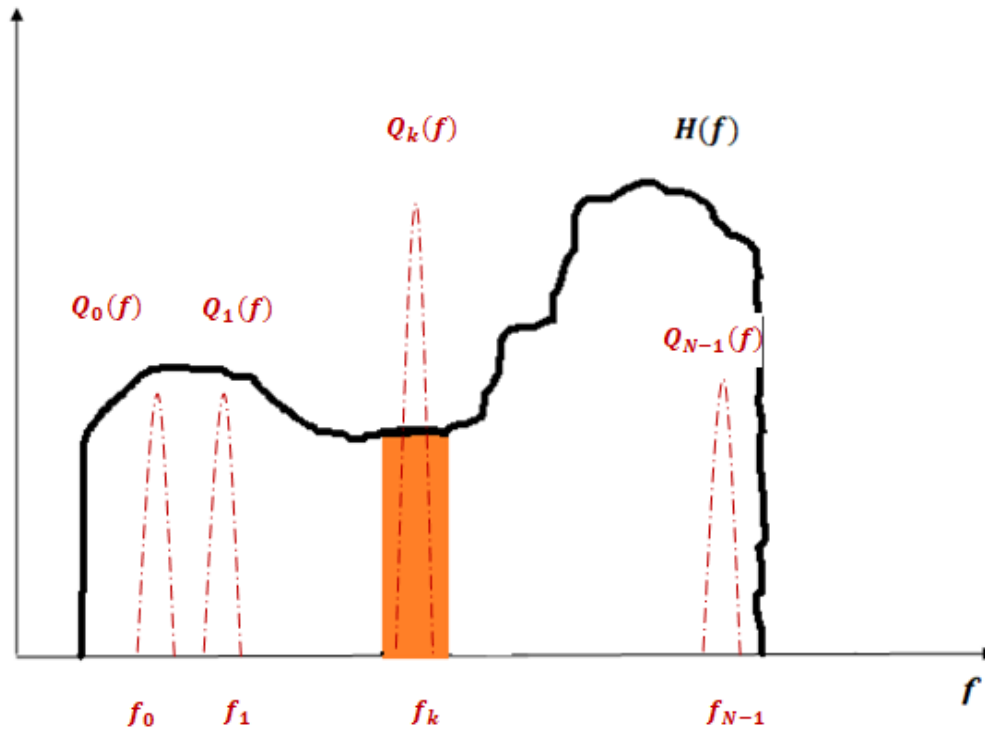


Figure I. 9. Réponse de canal et modulation multi-porteuse.

La Figure I.10 expose le principe de base de la technique de modulation multi-porteuse. On constate que les symboles de données élémentaires sont rassemblés par groupes de N , et puis sont tous parallèlement transmis par les N sous-porteuses (f_0, f_1, \dots, f_{N-1}). On note que la bonne sélection de $h_T(t)$ (filtre d'émission), et $h_R(t)$ (le filtre de réception), ainsi que l'espacement entre les sous-bandes est très importante. Cette sélection dépend de type de la méthode multi-porteuse considérée qui influence sur le niveau des interférences entre les porteuses, et sur l'efficacité spectrale.

En fait, certaines modulations multi-porteuses permettent un chevauchement entre les sous-bandes, ce qui intensifie leurs efficacités spectrales contrairement aux technologies qui nécessitent des bandes de garde afin de récupérer exactement le signal émis. Les schémas de modulation multi-porteuses à chevauchement sont généralement basés sur le concept de porteuses orthogonales afin de rendre leur séparation facile et correcte en réception.

En raison de type de filtre d'émission appliqué, les porteuses sont moins/plus susceptibles aux ICI, sachant que si un filtre bien positionné en fréquence réduira les interférences, cela rendra la mise en œuvre du système plus compliquée. Par conséquent, il est préférable de faire un compromis entre la bonne sélection de filtre d'émission $h_T(t)$ et la minimisation de la complexité numérique totale du système.

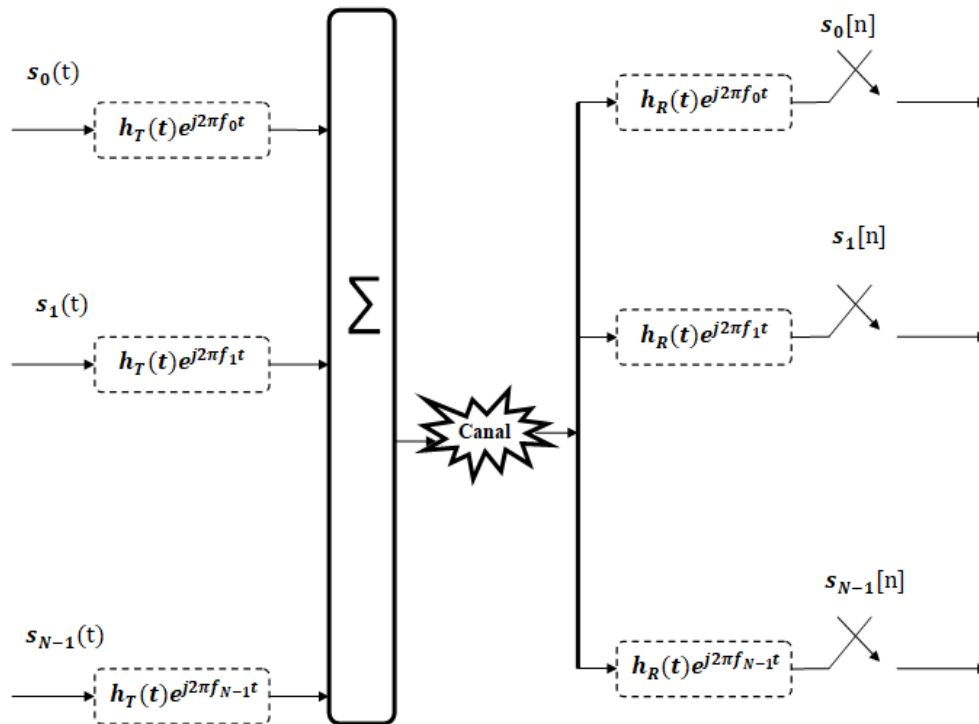


Figure I. 10. Configuration d'un système multi-porteuses.

Dans la partie suivante, nous entamons les techniques de modulation multi-porteuses qui permettent le chevauchement des sous-canaux utilisant le concept de banc de filtres et le filtrage par sous-porteuse pour améliorer les performances des systèmes et aussi l'efficacité spectrale.

I.5. Les systèmes multi-porteuses à base de banc de filtres

La modulation multi-porteuses à base de banc de filtres (FBMC) est la technique multi-porteuses, qui a été développée bien avant l'OFDM remontent aux années 60s. Dans cette période deux travaux de recherches importants ont été effectués par R.W. Chang en 1966 [13] et B.R. Sazberg en 1967 [14]. Chang [13] est le premier chercheur à avoir eu l'idée du FBMC

et a également montré les conditions requises pour la transmission d'un ensemble parallèle de symboles modulés en amplitude d'impulsion (PAM). Un an plus tard, Saltzberg [14] a étendu l'idée de changement et a montré comment la méthode pouvait être modifiée pour la transmission de symboles modulés en amplitude en quadrature (QAM). Saltzberg a montré que nous pouvons atteindre l'efficacité spectrale maximale dans le système FBMC si un retard d'un demi-symbole entre les composantes de phase et en quadrature des symboles QAM est maintenu.

Les travaux de M. Saltzberg ont incité de nombreux chercheurs à mener des recherches et à fournir plusieurs implémentations moins complexes et efficaces, comme par exemple la technique polyphasée proposée par Bellanger [15], qui est par la suite améliorée par des chercheurs comme Hirotsaki en 1980 puis en 1981 [16], [17], ainsi Vangelista et Laurenti en 2001 [18], et dernièrement Siohan en 2002 [19]. D'autre part, malgré l'originalité de travail de Chang [13] et ses successeurs, ces travaux n'ont pas obtenu une grande attention. D'autre coté, Farhang-Boroujeny en 2003 [20], aussi Farhang-Boroujeny, George [21], ont mené des recherches pour présenter que le fameux Discrete Wavelet Multitone (DWT) de Tzannes en 1995 [22] qui a été choisi par le groupement IEEE P1901 dans les transmissions Courants Porteurs en Ligne (CPL), n'était qu'une évolution (réinventions) de la technique classique de Chang.

Dans les années 1990, l'utilisation de banc de filtres modulés en cosinus pour la transmission de données a été largement étudiée. L'amélioration de la technologie de ligne d'abonné numérique (DSL) a conduit à plus de travail sur deux classes de systèmes de communication FBMC, à savoir la modulation multitone filtrée (FMT) et la modulation multitone à ondelettes discrètes (DWT). Il a été démontré que DWT utilise des bancs de filtres modulés en cosinus. Par conséquent, DWT a été renommé en multitone modulé en cosinus (CMT). CMT utilise la modulation de bande latérale résiduelle (VSB) pour transmettre des symboles PAM. FMT est une autre méthode FBMC qui est proposée pour les applications DSL. En FMT, aucun chevauchement ne se produit entre les sous-porteuses adjacentes. Par conséquent, FMT n'est pas efficace en termes de bande passante par rapport à SMT et CMT.

Le FBMC est donc un candidat approprié pour la communication 5G. Il existe deux classes de FBMC. La première classe est utilisée pour la transmission de signal de valeur réelle en utilisant la modulation d'amplitude d'impulsion (PAM) et la deuxième classe est utilisée pour la transmission de signal de valeur complexe en utilisant la modulation d'amplitude en

quadrature (QAM). Pour générer un signal FBMC soit on utilise : CMT ou SMT. Dans la suite, nous utiliserons les notations CMT et SMT afin de faire référence aux approches désignées respectivement par Chang, Saltzberget et leurs dérivées.

I.5.1. Technique SMT (Staggered Multitone)

La technique SMT est une méthode de génération FBMC utilisant la modulation d'amplitude en quadrature décalée (OQAM). OQAM est une forme de modulation d'amplitude en quadrature. Dans un système QAM multi-porteuse, nous sélectionnons un filtre racine de Nyquist avec une réponse impulsionnelle symétrique pour effectuer une mise en forme d'impulsion au niveau de l'émetteur, et utilisons le même filtre au niveau du récepteur, et nous introduisons un demi-retard de symbole entre les composantes de phase et de quadrature du symbole QAM. Cela permet d'obtenir un espacement en bauds entre les sous-porteuses adjacentes, et nous pouvons toujours récupérer les symboles d'information, qui sont exempts d'interférences inter-symboles (ISI) et d'interférences inter-porteuses (ICI).

La méthode OQAM est donc plus efficace en bande passante que l'OFDM. Dans la méthode SMT comme indiqué sur la Figure I.11, N flux de données parallèles sont d'abord donnés à N filtres, puis en phase et en quadrature, les composantes sont décalées dans le temps par une demi-durée de symbole $T/2$. La sortie de ces filtres est ensuite modulée avec N sous-porteuses, dont les fréquences sont séparées par $1/T$ d'espace.

Le signal temporel SMT est exprimé comme suite :

$$y(t) = \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s_n^l[I]h(t - nT)e^{jl(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} + js_n^l[Q]h(t - nT - \frac{T}{2})e^{jl(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} \quad (\text{I. 10})$$

$$y(t) = \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (s_n^l[I]h(t - nT) + js_n^l[Q]h(t - nT - \frac{T}{2}))e^{jl(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2})} \quad (\text{I. 11})$$

Avec $s_n^l[I]$ présente la composante en phase et $s_n^l[Q]$ la composante en quadrature de la $l^{\text{ème}}$ sous porteuse et $n^{\text{ème}}$ symbole.

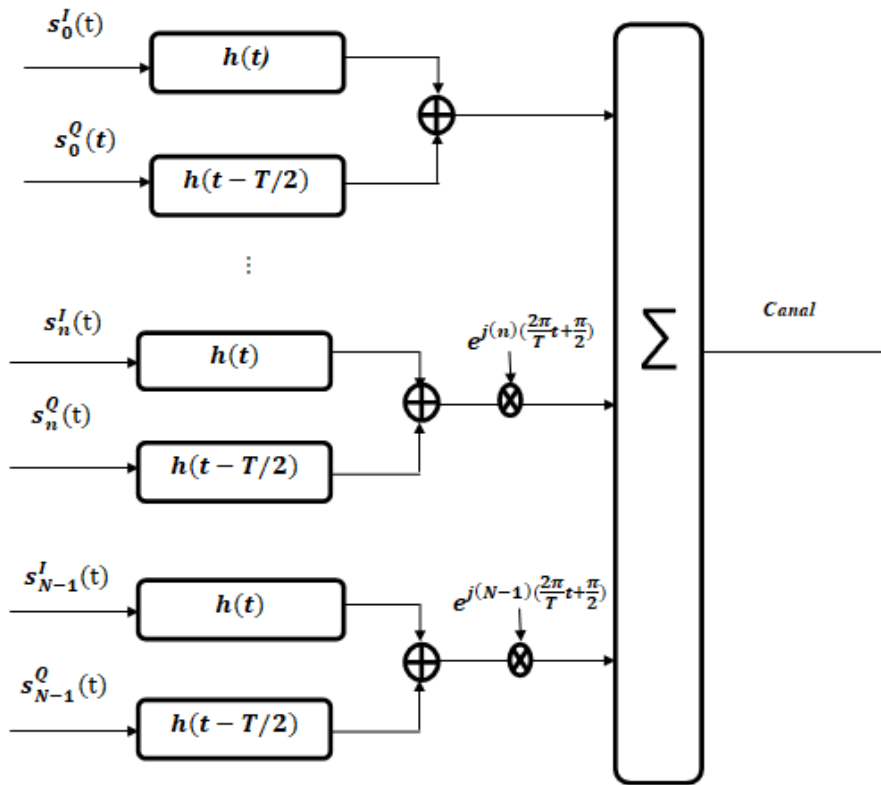


Figure I. 11. Emetteur SMT.

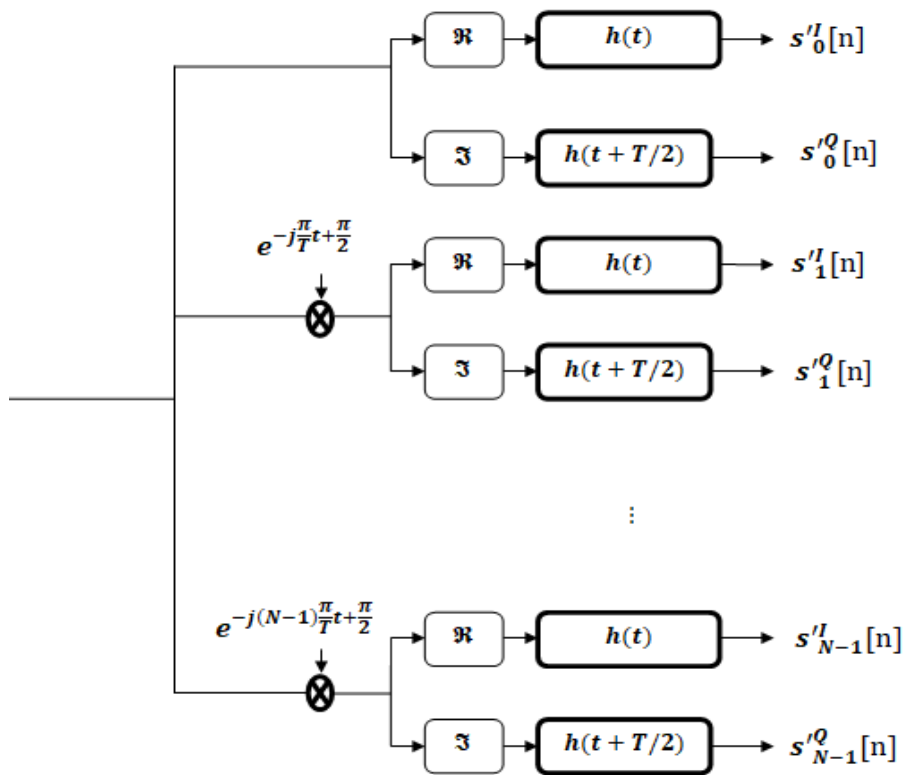


Figure I. 12. Récepteur SMT.

D'autre part, on peut écrire l'équation précédente comme :

$$y(t) = \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s_n^k [I] \xi_{k,n}(t) + j s_n^k [Q] \xi_{k,n}(t - \frac{T}{2}) \quad (I.12)$$

Où

$$\xi_{k,n}(t) = h(t - nT) e^{j\psi^l(2t)} \quad (I.13)$$

En réception, en utilisant un canal radio idéal. On exprime la composante en phase du symbole QAM sur la $i^{\text{ième}}$ sous-porteuse et sur le $m^{\text{ième}}$ symbole temporel comme :

$$\widehat{s}_m^i[l] = \text{Re}[\langle y(t), \xi_{i,m}(t) \rangle] = \text{Re}[\int_{-\infty}^{+\infty} y(t) \xi_{i,m}^*(t) dt] \quad (I.14)$$

Où $\xi_{i,m}^*(t)$ est le complexe conjugué de $\xi_{i,m}(t)$ et $\langle ., . \rangle$ représente le produit scalaire.

I.5.2. Technique CMT (Cosine Modulated Multitone)

La méthode CMT [23] est utilisée pour la transmission du signal à valeur réelle. Il s'agit d'un ensemble de canaux de sous-porteuse à bande latérale résiduelle (VSB). Chaque porteuse transporte un flux de symboles modulés en amplitude d'impulsion (PAM). Comme la méthode SMT, ce schéma a également la plus grande efficacité de bande passante.

Dans la méthode CMT, N symboles complexes peuvent être transmis sur chaque symbole multi-porteuses, ce qui nécessite un système avec $2N$ sous-porteuses où chaque porteuse porte un symbole réel, tandis que, dans un système SMT, l'émetteur aurait besoin de N sous-porteuses qui portent N symboles complexes.

Si nous transmettons des symboles SMT au taux de $1/T$ symboles complexes sur chaque sous-porteuse avec une bande passante de $1/T$, un système CMT équivalent avec le même débit de données, aura un débit de $1/T$ symboles réels sur chaque sous-porteuse avec la

bande passante de $1 / 2T$. Par conséquent, pour atteindre le même débit de données que SMT, la bande passante est divisée en deux fois plus de sous-porteuses en cas de CMT.

La Figure I.13, schématise la structure d'un système multi-porteuses type CMT. Ici, les symboles PAM d'entrée sont limités en bande par un banc de filtres de synthèse pour obtenir des signaux de bande latérale résiduelle, puis les moduler en différentes bandes de fréquence. Pour effectuer un filtrage de bande latérale résiduelle, une version un filtre passe-bas $h(t)$, centré à $f = \pi / 2T$ avec une réponse impulsionnelle $h(t)e^{j\frac{\pi}{2T}t}$ est utilisé.

La séquence des symboles transmit en un système CMT peuvent être présenté comme :

$$s_l(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s_n^l \delta(t - nT) \quad (\text{I. 15})$$

Où $s_l(t)$ sont les symboles PAM. Le signal CMT en bande de base du côté de l'émetteur $y(t)$ est :

$$y(t) = \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s_n^l h(t - nT) e^{j\frac{\pi}{2T}(t-nT)} e^{jl\left(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2}\right)} \quad (\text{I. 16})$$

On pose aussi :

$$y(t) = \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s_n^l \xi_{k,n}(t) \quad (\text{I. 17})$$

Où

$$\xi_{k,n}(t) = h(t - nT) e^{j\frac{\pi}{2T}(t-nT)} e^{j\psi^l(t)} \quad (\text{I. 18})$$

Et

$$e^{\psi^l(t)} = l \left(\frac{\pi}{T} t + \frac{\pi}{2} \right) \quad (\text{I. 19})$$

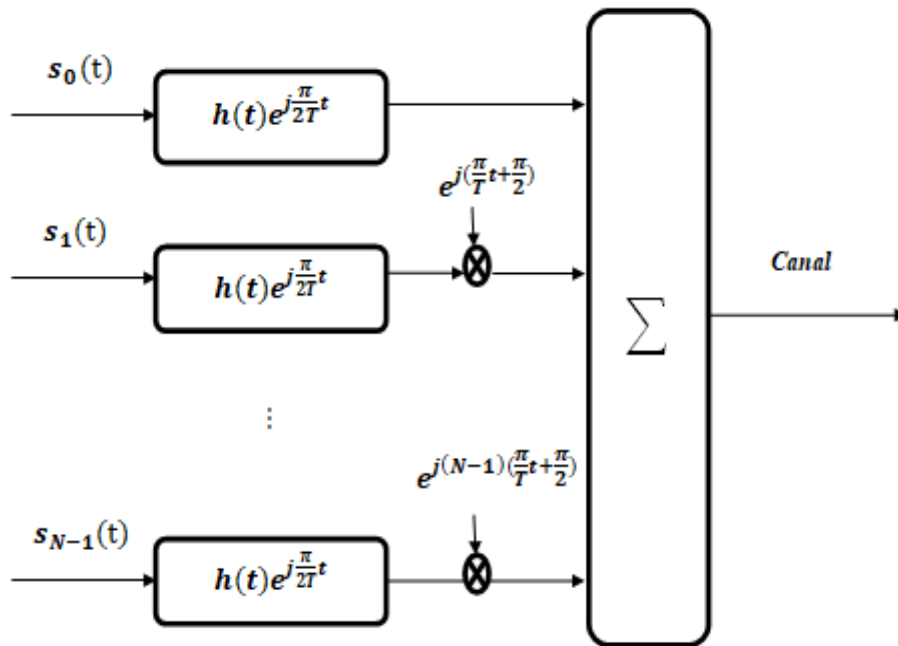


Figure I. 13. Émetteur CMT.

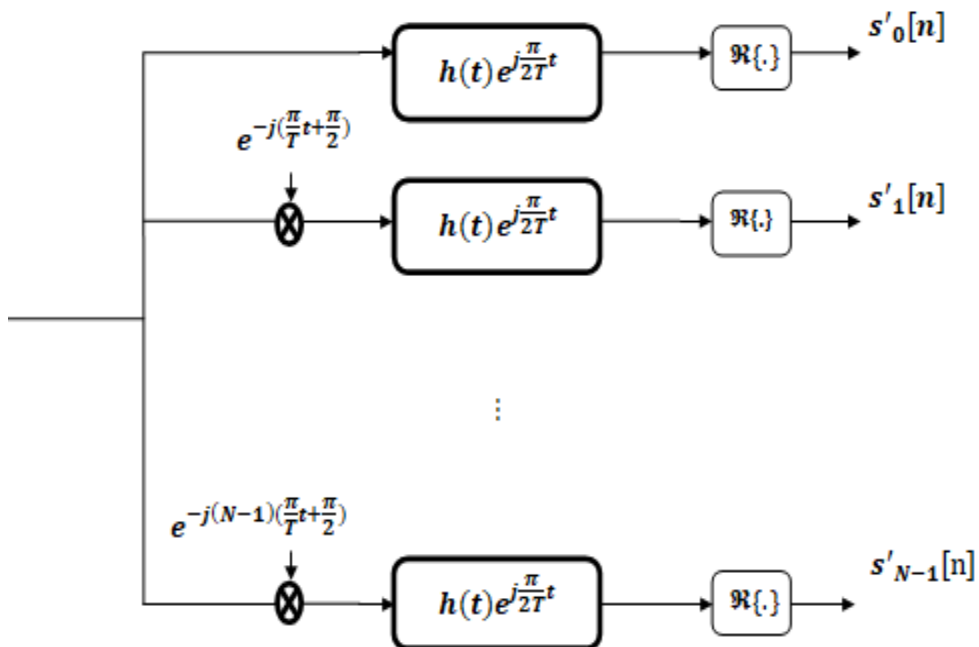


Figure I. 14. Récepteur CMT.

En réception, en proposant que le canal radio soit idéal. Nous exprimons le symbole sur la $j^{\text{ième}}$ sous-porteuse et sur le $m^{\text{ième}}$ symbole comme :

$$\widetilde{s}_m^t = \text{Re}[\langle y(t), \xi_{i,m}(t) \rangle] = \text{Re}[\int_{-\infty}^{+\infty} y(t) \xi_{i,m}^*(t) dt] \quad (\text{I.20})$$

Où : $\xi_{i,m}^*(t)$ est le complexe conjugué de $\xi_{i,m}(t)$ et $\langle ., . \rangle$ dessine le produit scalaire.

D'autre part, il convient de rappeler que dans le célèbre article de M. Chang [13], le banc de filtres est formé d'une façon qu'uniquement les sous-canaux adjacents se chevauchent sans que les ICI aient lieu. Néanmoins, des nouvelles recherches plus récentes dans la thématique de la conception des filtres prototypes sont proposées avec énorme succès, citons des bancs de filtres autorisant un chevauchement au-delà des sous-bandes adjacentes.

I.5.3. Technique FMT (Filtered Multitone)

Dans le procédé FMT [24], les sous-porteuses sont disposées de sorte que les sous-porteuses adjacentes ne se chevauchent pas. En cette façon, le FMT peut être considéré comme une technique de modulation multi-porteuse qui suit le principe du multiplexage par répartition en fréquence (FDM). Dans la méthode FMT, un flux de données à haut débit est séparé en un certain nombre de bandes de fréquences disjointes. Cependant, afin de maintenir les bandes de sous-porteuses non superposées qui ne chevauchent pas, des bandes de garde sont nécessaires, ce qui nécessite une bande passante excessive pour permettre une bande de transition pour chaque sous-porteuse. Par conséquent, cette méthode n'est pas une méthode efficace de bande passante en raison des bandes de gardes dans les systèmes de communication FMT. La méthode FMT est similaire à une méthode conventionnelle de multiplexage par répartition en fréquence. Il n'y a pas de problème ICI dans cette méthode car il n'y a pas de chevauchement entre les sous-porteuses adjacentes. Dans la Figure I.15 suivante, un spectre FMT est illustré. Les sous-porteuses ne se chevauchent pas.

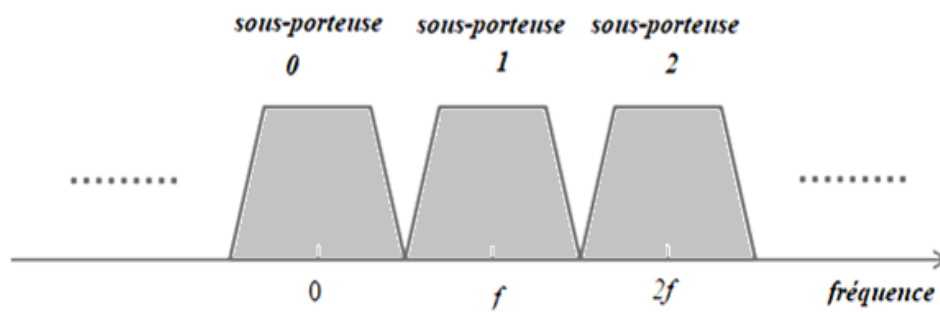


Figure I. 15. Spectre FMT.

I.5.4. Comparaison entre SMT et CMT

Comme le montre les sections I.5.1 et I.5.2, la technologie multi-porteuses SMT et CMT reposent sur des principes identiques. La différence majeure entre ces deux classes CMT/SMT réside dans la nature de symboles élémentaires utilisés. En revanche, le premier schéma envoie directement des symboles PAM via des canaux VSB parallèles, par contre le second applique des symboles de type OQAM sur des canaux DSB. D'autre part, si l'intervalle entre les sous-canaux est le même dans les deux transmissions, le débit de symboles en CMT est le double de celui en SMT.

I.6. Les systèmes multi-porteuses avancés

La conception des systèmes multi-porteuses a beaucoup évolué dans les dernières années afin de répondre aux exigences de la nouvelle génération des systèmes de communication sans fil comme par exemple la prochaine 5G qui demande un haut niveau de performance, une excellente localisation fréquentielle, une efficacité spectrale (une bonne gestion du spectre des fréquences). Des nouvelles formes d'ondes ont été proposées dans la littérature pour la communication 5G qui sont presque tous basés sur le principe de filtrage soit par sous-porteuse, par un bloc, sous-bande ou bien par une bande entière. Nous citons certaines formes d'ondes candidates pour 5G qui sont, par exemple le multiplexage par répartition en fréquence généralisée (GFDM), le multiplexeur filtré universel (UFMC), le multiplexage par banc de filtres (FBMC) et l'OFDM filtré (F-OFDM).

I.6.1. GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing)

Le multiplexage par répartition en fréquence généralisé (GFDM) est un schéma de communication multi-porteuse non-orthogonal qui est proposé pour répondre aux nouvelles exigences des systèmes de communication cellulaires telles que l'utilisation efficace du spectre et la communication machine à machine, en accordant une attention particulière aux services asynchrones à faible intensité.

Dans GFDM, nous pouvons transmettre plusieurs symboles par sous-porteuse, ce qui n'est pas possible dans OFDM. GFDM utilise une transmission par bloc qui est activée par la mise en forme d'impulsion circulaire des sous-porteuses individuelles. Le rayonnement hors bande est réduit en appliquant des filtres de mise en forme d'impulsions de longueur différente et un préfixe cyclique est utilisé pour réduire ISI et ICI. Le GFDM est un bon choix pour une application en rafale courte. En tant que généralisation de l'OFDM, le GFDM est conforme à l'OFDM lorsque le nombre de symboles par sous-porteuse est choisi égal à un.

La forme d'onde GFDM est basée sur le filtrage temps-fréquence d'un bloc de données, ce qui conduit à une forme d'onde flexible et non-orthogonale [25]. La transmission des blocs dans GFDM est activée en mettant en forme des impulsions circulaires des sous-porteuses individuelles [25]. Les symboles de données $s[n]$ qui seront étendus et convertis en domaine temporel par N-IFFT, circulent d'une manière circulaire avec le filtre prototype et s'accumulent. Avant la transmission, un CP est inséré dans le signal pour former le symbole GFDM [26]. Un bloc GFDM peut être exprimé comme suit :

$$S_p(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} s_k[n] \lambda(l - Mk)_L e^{j \frac{2\pi l}{MT} (t - nT)} \quad (\text{I. 21})$$

Où: $s_k[n]$ est bloc de M symboles QAM sur la sous-porteuse $k^{\text{ième}}$ et $l = 0, \dots, NL - 1$ est l'indice de l'échantillon. $\lambda(t)$ est le filtre prototype. La forme d'onde complète transportant tous les symboles de données dans le bloc GFDM est obtenue en additionnant le résultat de (I.21).

$$S_{GFDM} = \sum_{p=0}^{M-1} S_p(t) \quad (\text{I. 22})$$

I.6.2. UFMC (Universal Filter Multi Carrier)

UFMC a été présenté comme une nouvelle conception de forme d'onde pour la 5G. Dans l'UFMC, le filtrage est appliqué par sous-bande [27]. Le vecteur de transmission du domaine temporel x_p pour un symbole multiporteuse particulier de l'utilisateur p est la superposition des composantes filtrées sous la bande, avec la longueur de filtre L et N point FFT [27]. Le signal d'émission peut être décrit comme :

$$x_p = \sum_{e=1}^A F_{ep} V_{ep} s_{ep} \quad (I.23)$$

Pour chacune des sous-bandes A indexées e , les symboles QAM complexes n_e groupés dans s_{ep} sont transformés en domaine temporel par la matrice IDFT V_{ep} inclut les colonnes pertinentes de la matrice de Fourier inverse en fonction de la position de la sous-bande respective dans l'ensemble gamme de fréquences disponible. F_{ep} est une matrice de Toeplitz, composée de la réponse impulsionnelle du filtre effectuant la convolution linéaire.

I.6.3. FBMC (Filter Bank Multi Carrier)

Le système FBMC est basé sur un banc de filtres côté émetteur et récepteur. Ces filtres sont la version à décalage de fréquence et de phase d'un filtre prototype. Le filtre prototype est la base du système FBMC [28] qui sépare deux symboles de manière à ce qu'un minimum de rayonnement hors bande se produise. Le filtre prototype est conçu pour réduire le rayonnement hors bande entre les sous-porteuses. Dans le FBMC, le CP peut être retiré et les sous-porteuses peuvent être mieux localisées en temps et en fréquence, en utilisant une conception de filtre prototype avancée. Le signal FBMC [29] est exprimé comme :

$$S_{FBMC}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{N-1} \alpha_{l,n} h(t - nT/2) e^{\frac{2j\pi}{T}lt} e^{j\varphi_{l,n}} \quad (I.24)$$

$\alpha_{l,n}$ est un symbole réel transmis sur la l^{ieme} sous-porteuse et à l'instant nT , $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre prototype, et $\varphi_{l,n}$ est le terme de phase qui est donné par:

$$\varphi_{l,n} = \frac{\pi}{2}(l+n) - ln\pi \quad (I.25)$$

I.6.4. F-OFDM (Filtered-OFDM)

Cette forme d'onde présente le même concept que l'UFMC, dans le sens où elle applique aussi la notion de filtrage des symboles complexes OFDM dans le plan temporel, en gardant l'orthogonalité de ces dernières. De plus, le F-OFDM utilise un filtre prototype de taille égale à la longueur de CP, pareillement dans la structure UFMC. Nous notons que le signal obtenu après l'application de l'IFFT et l'insertion du CP par sous-bande en suite passé par le traitement de filtrage. Ce procédé permet d'avoir une optimisation au niveau de spectre fréquentielle. En revanche, ce schéma a un inconvénient très connu dans la littérature qui est le paramètre PAPR élevé.

Au niveau de l'émetteur F-OFDM, la séquence d'informations est codée en une séquence de bits qui sont mappés en symboles QAM. Ensuite, la conversion S/P a lieu et un ensemble de N symboles est mis en correspondance avec des sous-porteuses orthogonales en utilisant la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT). La sortie du bloc IFFT est convertie en données série suivie de l'insertion du CP [30]. Le signal OFDM est filtré par un filtre de mise en forme d'impulsion de transmission (filtre TX) avant la transmission. Le récepteur du système F-OFDM se compose d'une structure inversée par rapport à l'émetteur F-OFDM. La représentation temporelle du symbole OFDM est donnée dans l'équation (I.26). Le signal temporel OFDM calculé avec N-IFFT point est donné par :

$$S_{OFDM}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{N-1} \dot{c}_{l,n} d(t - nT) e^{j\frac{2\pi}{T}lt} \quad (I.26)$$

Rappelant que l'opération de filtrage est une opération de convolution du point de vue mathématique, on peut écrire :

$$S(t)_{F-OFDM} = S_{OFDM} * D(t) \quad (I.27)$$

$D(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre (le filtre T_X).

I.6.5. Comparaison entre les systèmes de modulation avancés

Il est prévu que les futurs systèmes 5G utilisent plus efficacement la largeur de bande allouée sans gaspillage et avec une efficacité spectrale très importante. Nous présentons sur la Figure I.18 une comparaison en terme PSD (Power Spectral Density) des formes d'ondes considérées dans la section précédente (I.6.4). D'après la figure, nous constatons que la pire performance en terme PSD est donnée par la forme d'onde CP-OFDM classique. D'autre part, nous remarquons la meilleure localisation spectrale est obtenue avec FS-FBMC (avec une taille IFFT de 1024 et un facteur de chevauchement $K = 4$), en raison du filtrage appliqué par chaque sous-porteuse. De plus, l'UFMC a des performances modérées, en raison du filtrage par bloc et les fuites OOB en dessous de CP-OFDM, mais il est dépassé par le FS-FBMC. On observe aussi que le F-OFDM présente des lobes latéraux nettement inférieurs par rapport à CP-OFDM, UFMC et GFDM, cela est dû à l'utilisation du filtre sur toute la bande en F-OFDM. Enfin, nous pouvons dire que le GFDM n'est pas très bien localisé dans le domaine fréquentiel en raison de la construction en blocs du signal GFDM générant des transitions dans le domaine temporel entre les blocs.

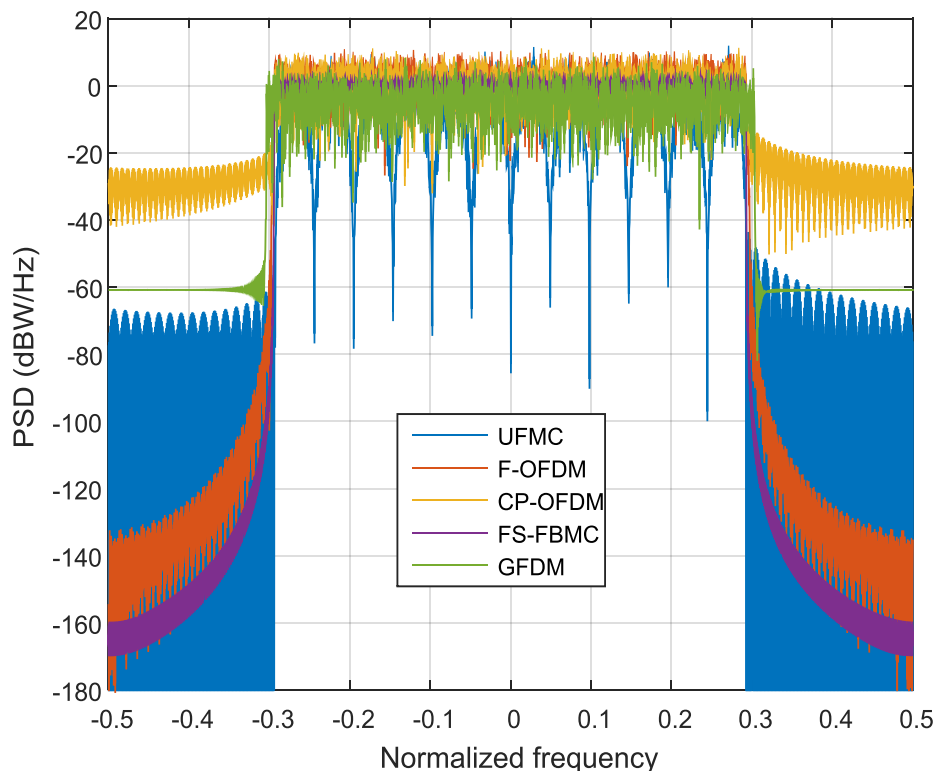


Figure I. 16. Comparaison en terme PSD.

I.7. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons exposé les différents types des canaux, paramètres, et les phénomènes trouvés dans un canal multi-trajets. Dans une deuxième partie, nous avons introduit les principes généraux des modulations multi-porteuses. La troisième partie de ce chapitre a été dédiée à l'expose des modulations multi-porteuses à base de banc de filtres. Les schémas SMT et CMT ont été décrits en détail. Nous avons aussi défini brièvement le FMT. Et pour visualiser l'évolution des modulations multi-porteuses nous avons présenté quelques systèmes proposés pour 5G (GFDM, UFMC, FBMC, F-OFDM).

Chapitre II

Implémentation des Systèmes de Modulation Multi-Porteuses à base de Banc de Filtres

La technique de modulation multi-porteuses FBMC-OQAM est perçue comme une alternative intéressante à l'OFDM classique, pour les prochains systèmes de communication sans fil de 5^{ème} génération (5G). Elle présente de nombreuses caractéristiques attrayantes telles qu'une excellente localisation fréquentielle, une densité spectrale de puissance (DSP) avec des lobes latéraux très atténués et une robustesse améliorée pour les décalages de fréquence porteuse.

*« Le monde repose sur trois bases :
l'étude, le travail, la charité. »*

De Siméon le Juste / Pirke-Aboth

II.1. Introduction

Réduire la complexité d'un système de modulation multi-porteuses est l'un des challenges qui faces les chercheurs actuellement. Divers schémas de modulations multi-porteuses ont été suggérés dans la littérature, y compris le fameux OFDM qui est basé sur les sous-porteuses orthogonales, et le FBMC-OQAM qui est reposé sur le traitement des bancs de filtres. Pour implémenter ces techniques avancées dans des systèmes pratiques comme par exemple l'OFDM dans la 4G, il faut introduire quelques modifications afin de réduire sa complexité. Dans ce chapitre, nous allons présenter les deux technologies multi-porteuses FBMC-OQAM et l'OFDM en expliquant leurs concepts et l'aspect pratique de leurs implémentations aussi leurs avantages/limites.

II.2. La technologie OFDM

Le concept de multiplexage par répartition de fréquence (FDM) [31], consiste à diviser la bande de fréquence utilisée en plusieurs petites bandes nommées canaux. Chaque petit canal est associé à une fréquence porteuse spécifique qui est attribuée en permanence à un abonné. Cette technique présente une mauvaise gestion du spectre de fréquence. Pour réduire ce gaspillage, en mi des années 60s la technique FDM a été développée par [32], [14], afin de fournir une nouvelle technique multi-porteuse nommée OFDM, autorisant le chevauchement des différentes fréquences porteuses pour bien exploiter le spectre fréquentiel. La Figure II.1 compare le spectre fréquentiel d'OFDM et de FDM [33], [34].

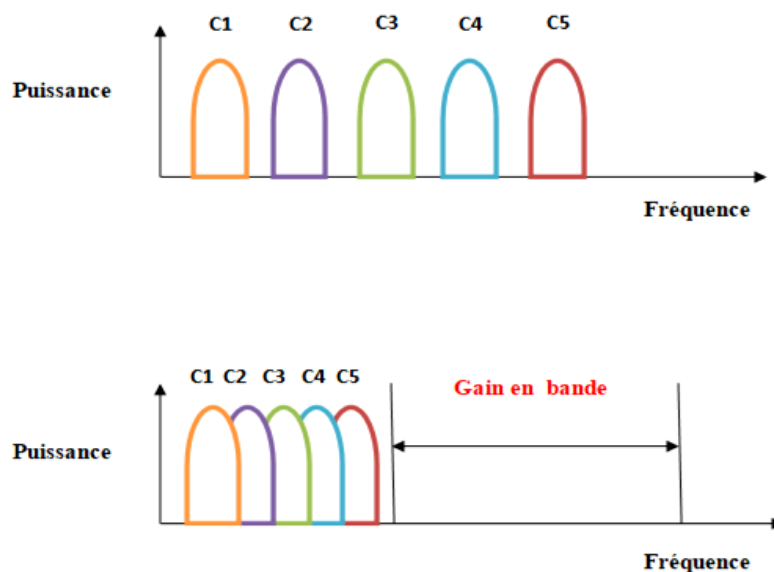


Figure II. 1. Le spectre fréquentiel d'un système FDM Vs OFDM.

II.2.1. Le principe général d'OFDM

La technologie de transmission OFDM consiste à répartir une suite de données d'entrée en plusieurs sous-flux parallèles, et puis les diffuser parallèlement d'une manière simultanée sur différentes sous-porteuses de fréquences orthogonales. Ceci peut s'expliquer par la conversion d'un canal sélectif en fréquences en divers petits canaux parallèles de nature non-sélectifs en fréquences. En effet, les canaux sont considérés plats sur chaque bande de fréquence allouée, de sorte qu'une égalisation simple en réception est effectuée. Autrement dit, la plage de fréquences est ramifiée en plusieurs bandes de fréquences orthogonales et très étroites.

II.2.2. Principe de l'orthogonalité

Le concept d'orthogonalité des sous-porteuses repose sur le fait que les signaux d'entrée sont transmis simultanément sur de distinctes sous-porteuses sans qu'il n'y ait une interaction entre elles. Les anciens systèmes FDM ont utilisé des intervalles de gardes (IG) pour restreindre le chevauchement entre les bandes de fréquences utiles. Néanmoins, le concept d'IG n'était pas très efficace, car il introduit un gaspillage au niveau du spectre des fréquences. De plus, la technique OFDM permet d'utiliser le spectre de fréquence d'une manière efficace, en permettant une superposition des sous-porteuses les unes avec les autres tout en gardant une orthogonalité entre ces derniers pour entretenir une transmission sans interférences entre porteuses (ICI) c.à.d. le spectre fréquentiel de chaque sous-porteuse pour une fréquence centrale coïncide avec le zéro des autres sous-porteuses [35]. La Figure II.2 illustre la notion d'orthogonalité des sous-porteuses.

On définit les fréquences des sous-porteuses comme :

$$f_l = f_0 + l\Delta f \quad , l \in [0, \dots, N-1] \quad (\text{II. 1})$$

Avec : f_0 représente la fréquence porteuse de base, Δf est la différence entre deux sous-porteuses successives, et N indique le nombre total des sous-porteuses. En revanche, pour maintenir une orthogonalité entre les sous-porteuses [36], il est important de définir une distance minimale Δf comme suit :

$$\Delta f = \frac{1}{T_{ut}} \quad (\text{II. 2})$$

Où : T_{ut} est la durée utile du symbole complexe.

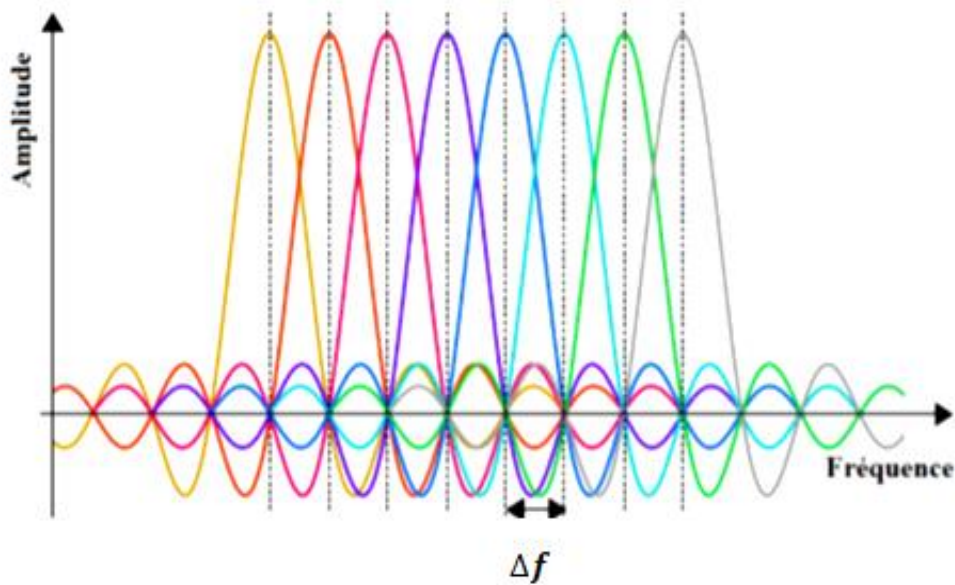


Figure II. 2. Spectre fréquentiel pour un signal OFDM.

II.2.3. Développement mathématique d'OFDM

Généralement, un signal OFDM est constitué de N sous-porteuses de fréquence données comme : $f_l = f_0 + l\Delta f$. Elles sont employées afin d'assurer une transmission parallèle de N symboles élémentaires d'entrée S_l du type : M-PSK ou bien QAM. Au niveau du récepteur, afin de démoduler un signal OFDM cela nécessite uniquement une opération de démodulation de ce dernier suivant les N sous-porteuses. La Figure II.3, illustre la configuration la plus basique d'un modulateur/démodulateur OFDM.

Nous exprimons le signal temporel OFDM [34], [37] comme suit:

$$s(t) = \sum_{l=0}^{N-1} S_l e^{j2\pi f_l t} \quad (\text{II. 3})$$

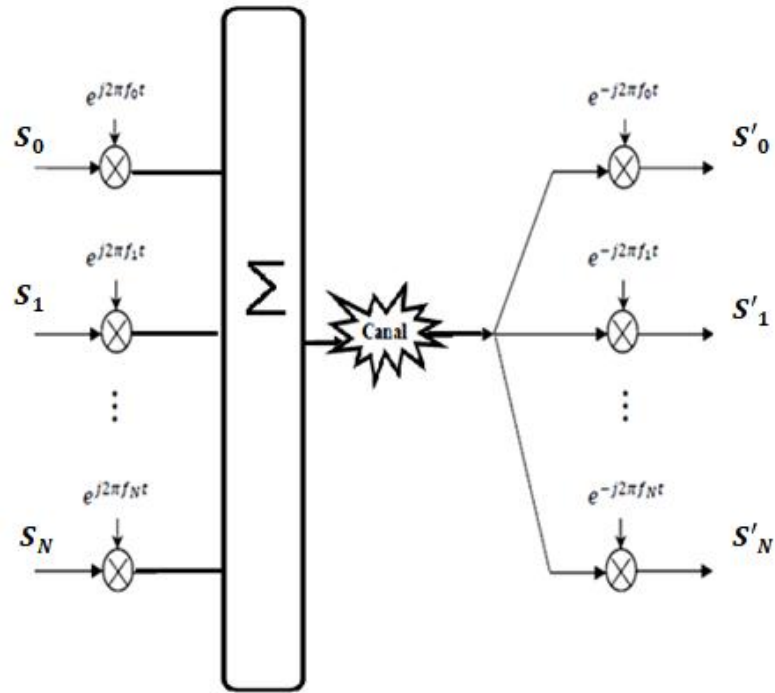


Figure II. 3. Modulateur/démodulateur OFDM.

II.2.4. L'implémentation numérique

Actuellement, les systèmes de communication sans fil utilisent tous des émetteurs-récepteurs numériques en raison de leurs efficacités. En définissant $t = nT_{sm}$, avec : T_{sm} la période d'un échantillonnage. Au niveau de l'émetteur, le signal OFDM numérique est exprimé comme :

$$s(nT_{sm}) = \sum_{l=0}^{N-1} S_l e^{j2\pi f_l nT_{sm}} \quad (\text{II. 4})$$

De plus, lorsque les fréquences porteuses sont régulièrement isolées par $f_l = l\Delta f$, alors on peut écrire :

$$s(nT_{sm}) = \sum_{l=0}^{N-1} S_l e^{j2\pi l\Delta f nT_{sm}} \quad (\text{II. 5})$$

Où : $\Delta f = \frac{1}{NT_{sm}}$ décrit la distance minimale qui permet de garantir une orthogonalité entre les sous-porteuses, nous exprimons le signal OFDM comme [34] :

$$s(nT_{sm}) = \sum_{l=0}^{N-1} S_l e^{j2\pi nl/N} = \text{TFDI}(S_l) \quad (\text{II. 6})$$

L'analyse et le développement effectués montrent que le modulateur OFDM à l'émission peut être établi par une Transformée de Fourier Discrète Inverse (TFDI). La mise en œuvre numérique d'un modulateur/démodulateur OFDM peut être assurée par une simple opération de Transformée de Fourier Rapide Inverse (IFFT), et directe (FFT) respectivement [34], [9]. Conduisant au schéma OFDM numérique suivant :

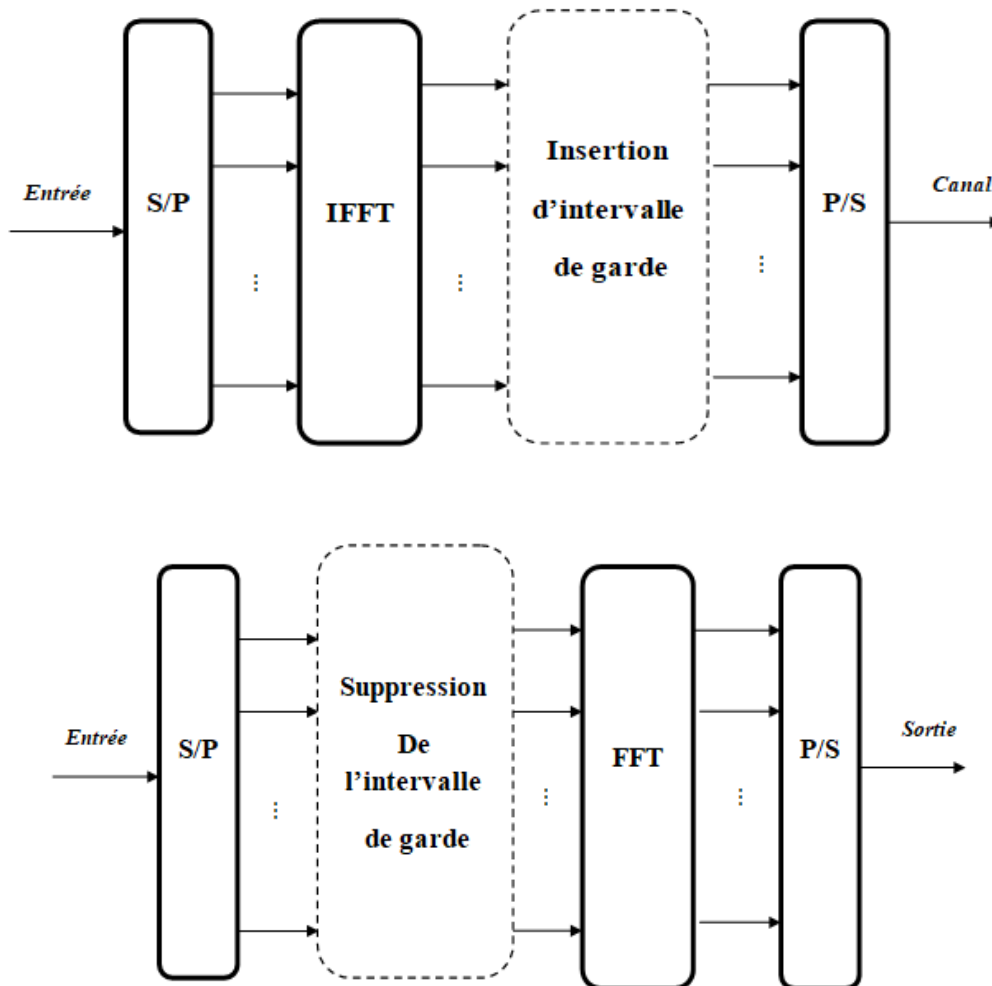


Figure II. 4. Schéma bloc d'un modulateur /démodulateur OFDM [38].

II.2.5. Notion d'intervalle de garde

L'intervalle de garde (T_{gd}), est défini comme étant une période (laps de temps) durant laquelle on transmet des informations inutiles, dont T_{gd} est toujours pris soit supérieure soit égale à τ_{max} . Une fois l'intervalle de garde T_{gd} est inséré, l'espacement qui sépare les sous-porteuses reste invariant :

$$\Delta f = \frac{1}{T_{sm}} \quad (\text{II. 7})$$

De ce fait, on constate une augmentation au niveau de la période du symbole complexe OFDM comme :

$$T_{sm} = T_{ut} + T_{gd} \quad (\text{II. 8})$$

Avec: T_{sm} indique la période totale du symbole OFDM après l'introduction de T_{gd} , et T_{ut} : la durée de la partie qui porte l'information du symbole OFDM.

Pour avoir un bon compromis entre la réduction des erreurs et le gaspillage de débit utile, il faut une taille optimale pour l'intervalle de garde, pratiquement la taille la plus convenable de T_{gd} est le quart de la durée d'un symbole OFDM.

Généralement, on peut engager un T_{gd} de deux formes distinctes dans un système OFDM, de sorte que l'orthogonalité entre les sous-porteuses au niveau du récepteur peut être rétablie :

- En ajoutant un préfixe cyclique (CP) au début du symbole complexe OFDM.
- On introduit des zero padding (ZP) à la fin de symbole complexe OFDM.

L'intervalle de garde est toujours retiré au niveau du récepteur pour reconstruire le signal OFDM envoyé.

II.2.5.1. Préfixe cyclique

Dans la structure CP-OFDM, un CP est engagé entre deux symboles complexes OFDM successifs afin d'assurer une orthogonalité des sous-porteuses. La taille du CP est toujours plus grande à τ_{max} pour empêcher les ISI. La Figure II.5 (a) schématise le concept du préfixe cyclique (CP), qui comprend l'ajout d'une copie des derniers échantillons au début du même symbole complexe OFDM [34], [39], [40].

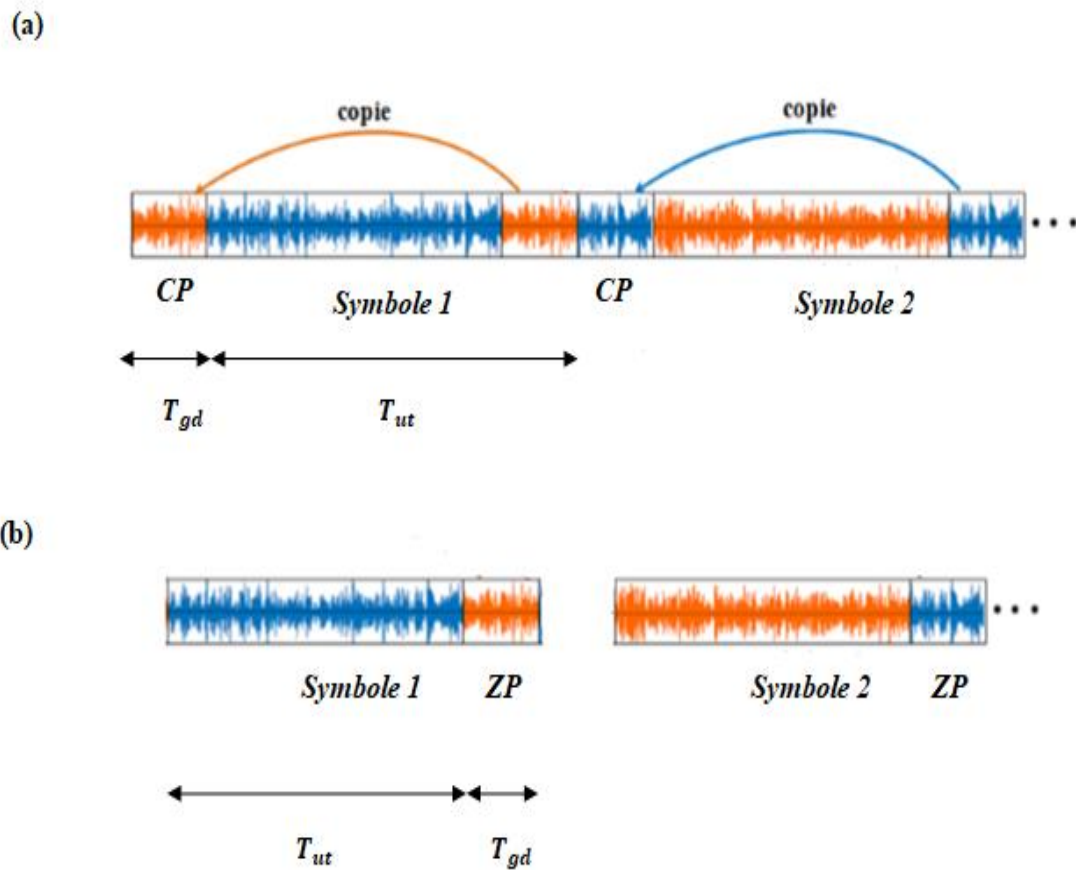


Figure II. 5. Intervalle de garde : (a) préfixe cyclique (CP), (b) zero padding (ZP).

II.2.5.2. Zero padding

Le ZP est un type des intervalles de gardes existant dans la littérature, qui comprend l'introduction d'une série d'échantillons nuls (égale à zéro) dans la fin de chaque symbole de données OFDM, nous l'appelons alors un suffixe. La Figure II.5 (b) montre la notion de Zero Padding (ZP). Étant donné que l'intervalle de garde du type ZP comporte des zéros alors on note que la durée d'un symbole ZP-OFDM est inférieure à celle de CP-OFDM. De plus, la PSD expose des faibles ondulations dans la bande de fréquence utile réciproquement à la technique de modulation CP-OFDM. La structure ZP-OFDM est très employée dans les systèmes ULB [40], [41], [42].

II.2.6. Avantages et inconvénients de la technologie OFDM

La technique OFDM est massivement utilisée dans divers standards, cela s'explique par les avantages qui caractérisent cette dernière malgré certaines limitations [43], [44].

II.2.6.1. Avantages

- Simple implémentation numérique en utilisant une FFT et une IFFT.
- Efficacité spectrale.
- Une complexité du récepteur réduite (égalisation simple et optimale grâce à l'ajout du CP).
- Très efficace aux effets des canaux à évanouissement multi-trajets.

II.2.6.2. Inconvénients

- Le signal OFDM présente une forte variation de l'enveloppe complexe qui est décrit par un rapport de puissance dite PAPR élevé contrairement à l'ancienne technologie mono-porteuse.
- Une perte à signaler en termes d'efficacité spectrale due à l'intervalle de garde engagé.
- Les signaux de type OFDM sont très sensibles aux erreurs de synchronisation dans les deux plans Fréquence/Temps.

II.3. La technologie FBMC-OQAM

Pour répondre aux besoins des futures technologies, diverses approches multi-porteuses ont été suggérées pour remplacer le fameux OFDM. Nous retrouvons dans ces approches très avancées celles qui reposent sur le traitement des bancs de filtres [45].

Dans les sections suivantes aussi dans cette thèse, nous avons fait le choix d'étudier et de traiter le schéma FBMC-OQAM appelé aussi SMT [14]. En fait, d'après la littérature, ce schéma est très prometteur, efficace pour différentes applications telles que les systèmes 5G et les systèmes par radio cognitifs (CR).

II.3.1.Principe général de la modulation multi-porteuse FBMC-OQAM

Pareillement, à toute méthode de modulation multi-porteuses, le FBMC-OQAM répartit la totalité du canal (bande) de fréquences en une série de sous-canaux (sous-bandes), dont la largeur de chaque bande est inversement liée au nombre total de sous-bandes considérées. La Figure II.8, schématise le principe multi-porteuses de FBMC, où le flux d'entrée à débit élevé est ramifié en N sous-flux parallèles avec débit de type faible, qui seront transportés par N sous-porteuses espacer d'une fréquence égale à : $\Delta f = 1/T$.

La technique FBMC-OQAM présente une structure particulière à cause de l'utilisation des symboles Offset-QAM à la place des symboles classiques QAM [19]. Cela comporte comme une conversion complexe/réelle en introduisant un écartement de $T/2$ entre les deux parties réelles (en phase) et imaginaires (en quadrature) de symbole complexe QAM fourni afin d'obtenir la version OQAM. De plus, il est envisageable d'avoir plus d'espacement fréquentiel entre les bandes de sous-porteuses tout en pouvant rétablir les mêmes données d'entrée. Cependant, cela nécessite d'assouplir la situation par le relâchement d'orthogonalité dans le domaine complexe et de se contenter seulement de l'orthogonalité des parties réelles [46]. De cette manière, le signal transmit doit être de valeur uniquement réelle (ou bien seulement imaginaire).

La Figure II.6 illustre la distribution des symboles des deux techniques OFDM et FBMC-OQAM dans le plan T-F [23]. Concernant les symboles OQAM, il convient de noter que peu importe un symbole purement réel est encerclé par autres symboles proprement imaginaires (soit sur les deux blocs adjacents ou sur les deux porteuses adjacentes).

La deuxième caractéristique de système FBMC-OQAM est que la conception du filtre utilisé en émission est distincte de la forme porte classique de l'OFDM conventionnel, caractérisé par un étalement sur plusieurs symboles FBMC. Différentes approches ont été suggérées, la plus efficace est celle qui a été donnée par M. Bellanger dans son travail [47], et puis choisie par le fameux projet européen PHYDYAS. Les implémentations d'un émetteur/récepteur de type FBMC-OQAM sont exposés par les Figures II.8 / II.9.

Selon les deux schémas, on constate que l'ensemble des filtres prototypes $g(t)$ sont tous en position parallèle afin de former ce qu'on nomme un banc de filtres. De plus et d'après la référence [45], les filtres utilisés doivent avoir trois caractéristiques essentielles :

- Ils représentent des copies décalées d'un même filtre dans le domaine fréquentiel.
- Ils utilisent la même plage de fréquence (bande passante) que le filtre prototype, ainsi ils répartissent uniformément la bande passante disponible de canal.

- Les filtres considérés sont de type FIR et à phase linéaire.

La Figure II.7, expose une comparaison entre les deux réponses fréquentielles des filtres rectangulaire (forme porte) pour l'OFDM et PHYDYAS utilisé en FBMC.

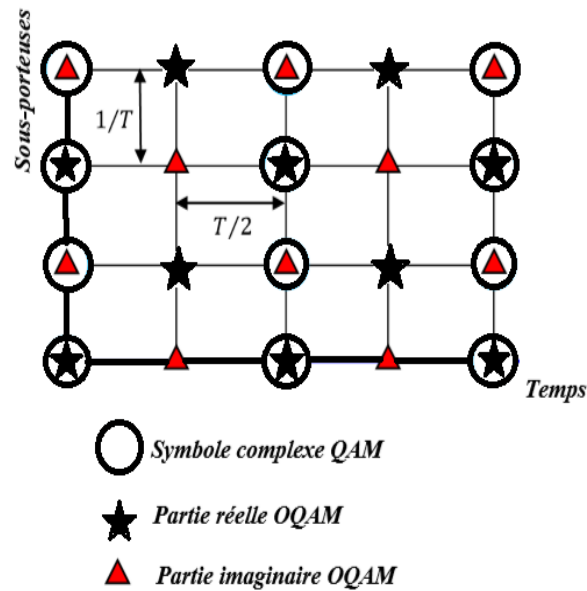


Figure II. 6. Distribution des deux symboles FBMC-OQAM et OFDM dans le plan Temps-Fréquence.

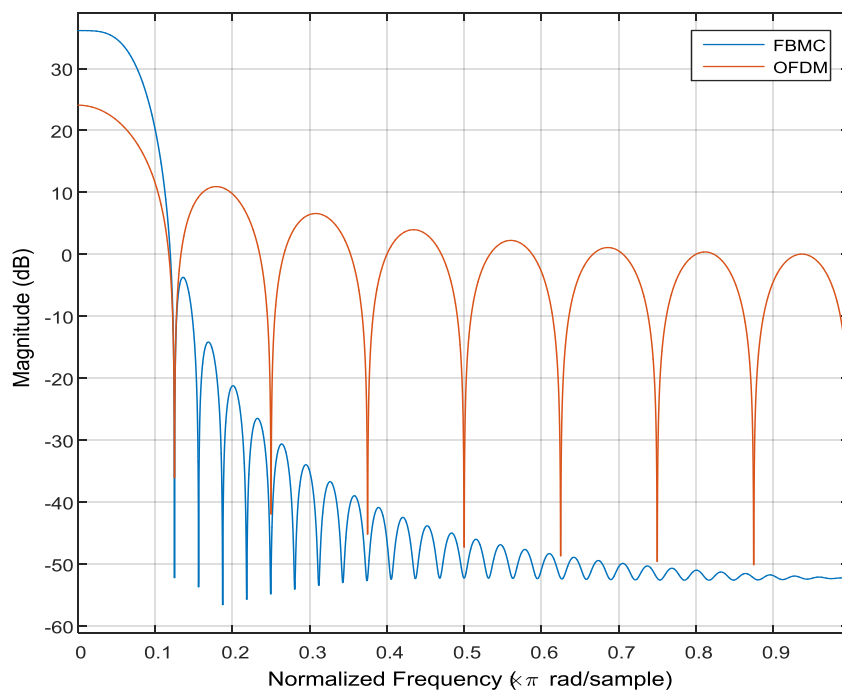


Figure II. 7. Réponses en fréquence de filtre prototype PHYDYAS et forme porte.

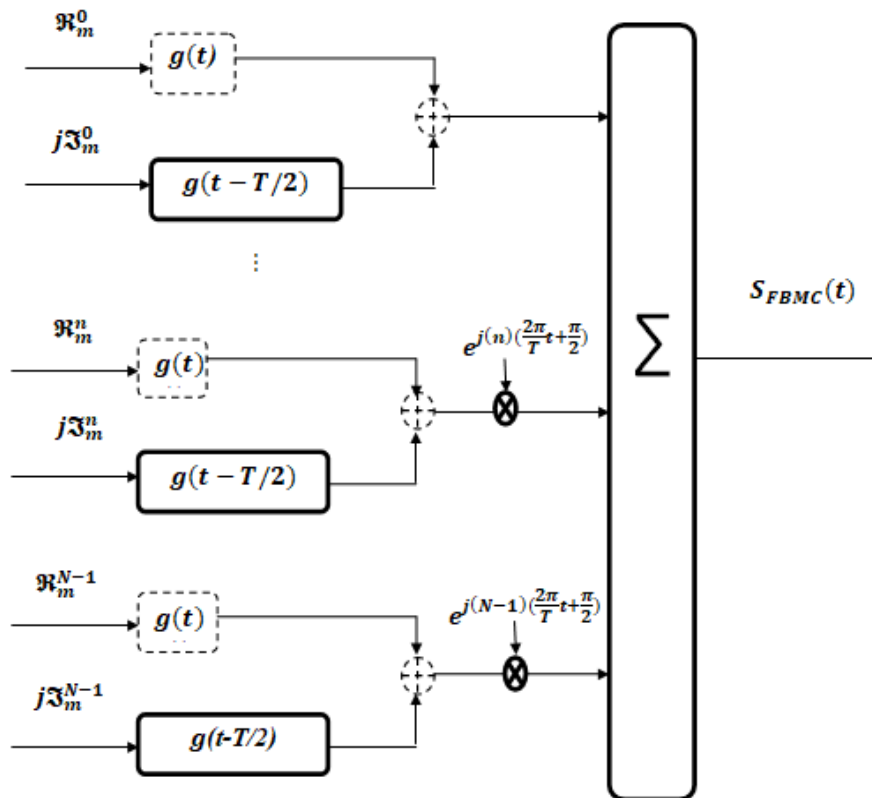


Figure II. 8. Émetteur FBMC-OQAM.

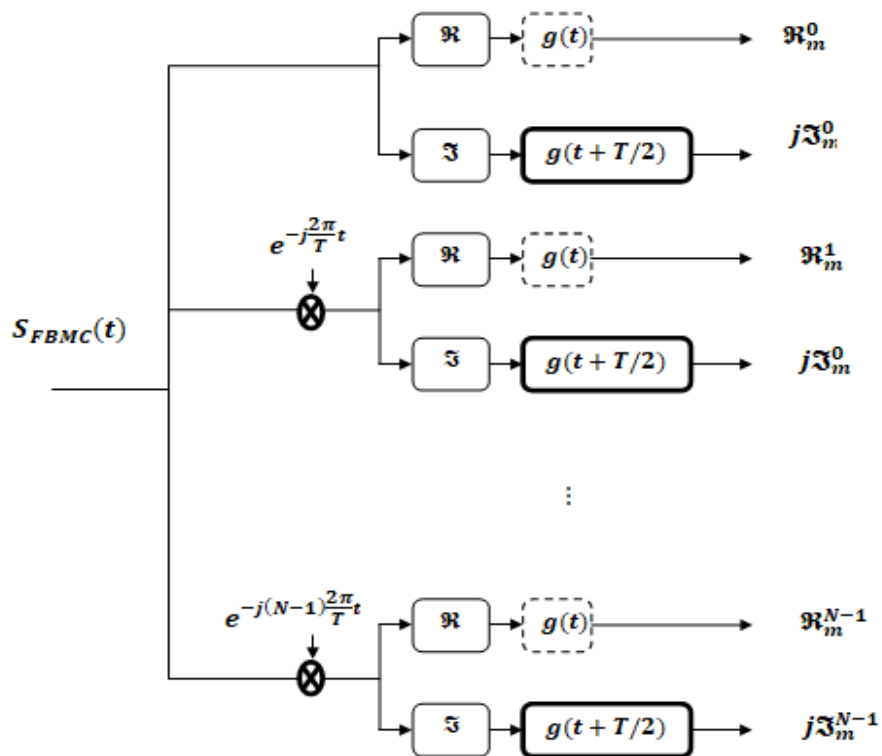


Figure II. 9. Récepteur FBMC-OQAM.

II.3.2. L'implémentation numérique

II.3.2.1. Principe de banc de filtres

Comme déjà mentionné, la modulation FBMC est basée sur le processus de filtrage qui utilise un filtre à réponse impulsionnelle finie nommé filtre prototype afin de construire un banc de N filtres en utilisant N versions décalées du même filtre prototype. On distingue deux modèles de banc des filtres, SFB : banc des filtres de synthèse (en émission) et AFB : banc des filtres d'analyse (en réception) [48]. L'intérêt d'utilisation des bancs de filtres réside dans leur application par paires. Pour le cas AFB, le banc de filtres peut être observé comme un analyseur de signal d'entrée suivant les propriétés de chaque filtre. En revanche, si les signaux sont individuellement filtrés et les sorties de ces dernières sont reliés entre eux, ensuite additionner, alors un nouveau élément est synthétisé, cette configuration est surnommé banc de filtres de synthèse (SFB). La Figure II.10 illustre bien, l'SFB et l'AFB respectivement. D'après la figure, les signaux OQAM $X_l(z)$ sont plutôt sur-échantillonnés par : $M/2$, ensuite filtrés par les filtres de synthèse $G_l(z)$. Autant, la séquence en sortie du SFB, $Q(z)$ est construite lorsque l'ensemble des sous-signaux sont additionnés. De plus, une configuration directe d'AFB est établie à l'aide de N filtres d'analyse et de N sous-échantillonneurs, respectivement. Dont le signal d'entrée, $Q(z)$ est premièrement filtré par les filtres d'analyse $F_l(z)$, (ils sont de même ordre à ceux de synthèse). Puis les signaux obtenus seront sous-échantillonnés de $M/2$ afin de retrouver les signaux estimés en sortie $X'_l(z)$.

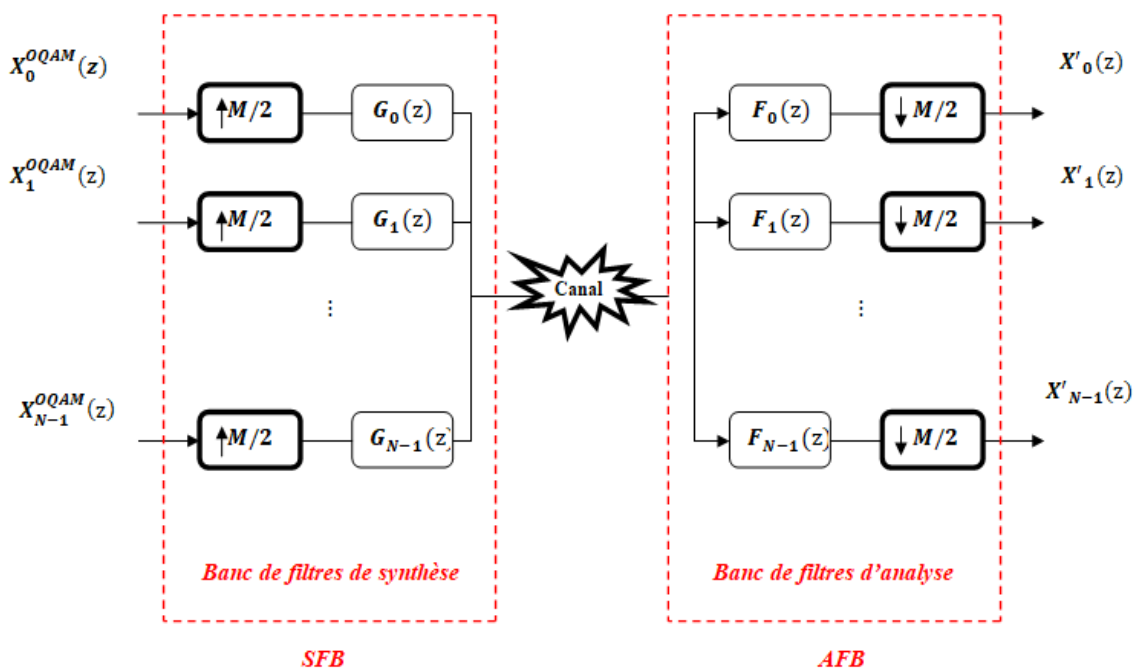


Figure II. 10. Système FBMC-OQAM à base de la configuration Banc de filtres.

II.3.2.2. Décomposition PPN

M. Bellanger dans [49], a proposé une méthode pour mettre en œuvre le concept FBMC-OQAM, d'une manière très efficace reconnue par la représentation polyphasée en employant les méthodes de filtrage multi-cadence. Cette nouvelle configuration est basée sur la décomposition du filtre prototype principal en certains filtres élémentaires nommés aussi les composantes polyphasées. De plus, le réseau polyphasé de filtres élémentaires est appelé Polyphasé Network (PPN). Pour faire la dérivation analytique cette technique, nous commençons par la considération d'un filtre prototype qui est caractérisé par une réponse impulsionnelle, dans lequel les g_i mettent en lien l'entrée s et la sortie q de même filtre prototype par la formule :

$$q(n) = \sum_{i=0}^{U-1} g_i s(n-i) \quad (\text{II. 9})$$

Avec : U décrit la longueur du filtre prototype.

Nous manifestons la réponse en fréquence du filtre prototype comme :

$$G(f) = \sum_{i=0}^{U-1} g_i e^{-j2\pi i f} \quad (\text{II. 10})$$

Nous estimons que la fréquence d'échantillonnage est 1.

Plaçant : $e^{j2\pi f} = Z$, alors la transformée en Z est donnée comme :

$$G(Z) = \sum_{i=0}^{U-1} g_i Z^{-i} \quad (\text{II. 11})$$

Nous assumons que : $U = KN$ (K est le facteur de recouvrement).

Par la suite, on décompose le filtre $G(Z)$ en N filtres élémentaires suivant la formule mathématique en dessous :

$$G(Z) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} g_{kN+n} Z^{-(kN+n)} = \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{k=0}^{K-1} g_{kN+n} Z^{-(kN)} \right] Z^{-n} \quad (\text{II. 12})$$

On décrit le $n^{\text{ième}}$ composant polyphasé du PPN du filtre précédant $G(Z)$ par l'expression:

$$F_n(Z^N) = \sum_{k=0}^{K-1} g_{kN+n} Z^{-(kN)} \quad (\text{II. 13})$$

Nous pouvons écrire la configuration de réseau polyphasé par :

$$G(Z) = \sum_{n=0}^{N-1} F_n(Z^N) Z^{-n} \quad (\text{II. 14})$$

Le banc de filtres comporte N copies du filtre prototype d'une manière décalée et centrée sur une fréquence $\left(\frac{i}{N}\right)$ Avec: $i \in [0, N - 1]$ exprimé comme :

$$G_i(Z) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}ni} F_n(Z^N) Z^{-n} \quad (\text{II. 15})$$

Nous posons : $v = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$, Prenant l'ensemble de N versions décalées, alors on arrive à la formule matricielle :

$$\begin{bmatrix} G_0(Z) \\ G_1(Z) \\ \vdots \\ G_{N-1}(Z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & v^{-1} & \ddots & v^{-(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & v^{-(N-1)} & \dots & v^{-(N-1)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_0(Z^N) \\ Z^{-1}F_1(Z^N) \\ \vdots \\ Z^{-(N-1)}F_{N-1}(Z^N) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 16})$$

En revanche, la matrice carrée est la matrice de l'IDFT de N points.

II.3.2.3. Configuration efficace de FBMC-OQAM

La mise en œuvre de système d'émission et de réception FBMC-OQAM sur N sous-porteuses a été illustrée sur les Figure II.11 et Figure II.12 en utilisant la représentation polyphasée du filtre prototype qui était introduit par Bellanger puis étudié par Hirosaki [50] , [51] et bien décrit en section précédente plus précisément en équation (II.16). D'après les figures, Le Banc de Filtre de Synthèse (BFS) est composé d'une IDFT en cascade avec un réseau polyphasé et

inversement pour le Banc de Filtrés d'Analyse (BFA), nous avons le réseau polyphasé suivi d'une DFT. Sachant que pratiquement, on peut remplacer la DFT et IDFT par une FFT et une IFFT.

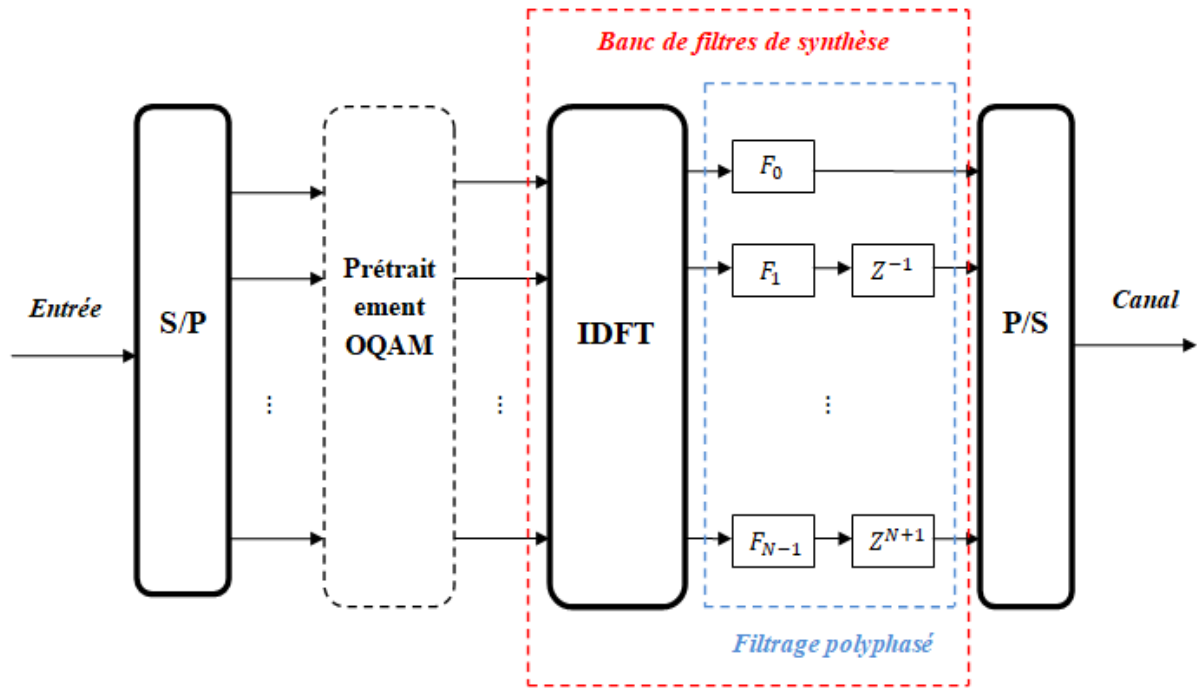


Figure II. 11. Configuration efficace d'émetteur FBMC-OQAM.

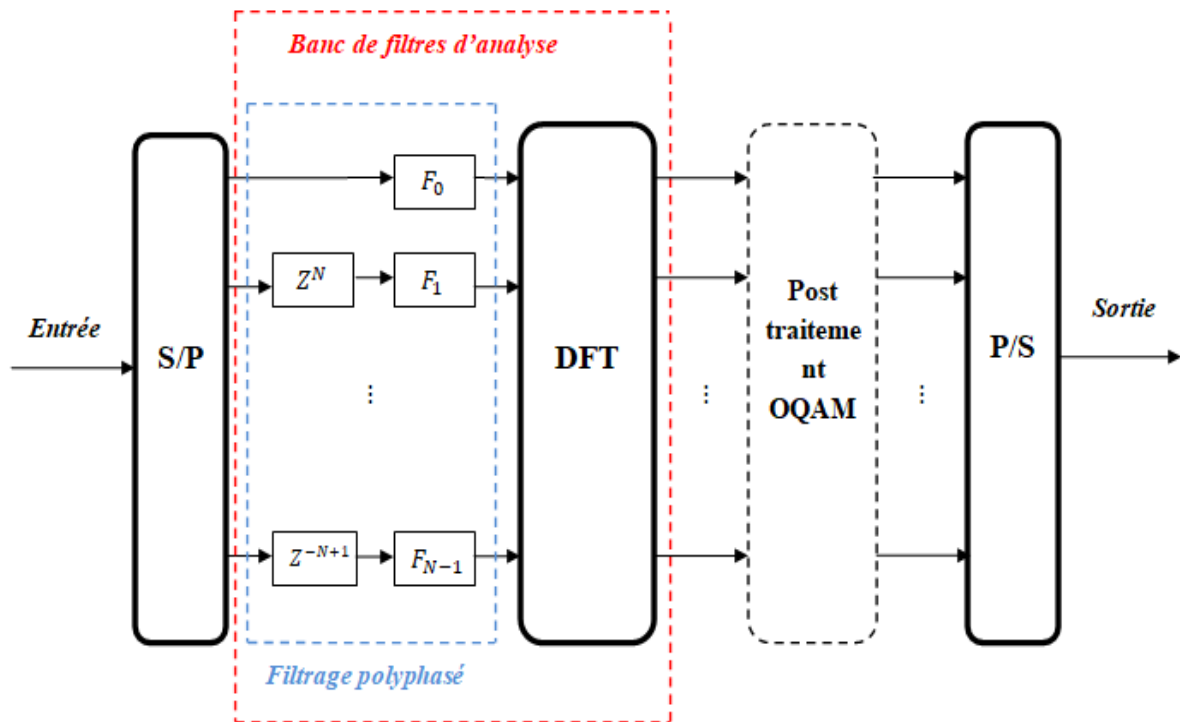


Figure II. 12. Configuration efficace du récepteur FBMC-OQAM.

II.3.3. Dérivation analytique du FBMC-OQAM

Considérons les symboles complexes en dessous comme étant un signal d'entrée pour un système FBMC-OQAM :

$$X_m^n = \Re_m^n + j\Im_m^n \quad (\text{II. 17})$$

Avec : $n \in [0, N - 1]$, $m \in [0, M - 1]$, \Re_m^n et \Im_m^n , les deux parties réelles/imaginaires du $n^{\text{ième}}$ symbole sur la $m^{\text{ième}}$ sous-porteuse. On définit le signal FBMC-OQAM temporel au niveau d'émetteur comme [19] :

$$\begin{aligned} S_{FBMC}(t) = & \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} [\Re_{2m}^n g(t - nT) + j\Im_{2m}^n g(t - nT - \frac{T}{2})] e^{j\frac{2\pi}{T}(2m)t} \\ & + [\Re_{2m+1}^n g(t - nT) + j\Im_{2m+1}^n g(t - nT)] e^{j\frac{2\pi}{T}(2m+1)t} \end{aligned} \quad (\text{II. 18})$$

Nous rappelons que $g(t)$ est le filtre prototype. De plus, si on pose : $N = 2M$, et supposant que le nombre de sous-porteuse est pair (puissance de 2). Nous utilisons l'équation (II.19) afin de simplifier l'équation (II.18).

$$\left\{ \begin{array}{l} b_{2m}^{2n} = \Re_{2m}^n \\ b_{2m+1}^{2n+1} = \Im_{2m}^n \\ b_{2m}^{2n+1} = \Re_{2m+1}^n \\ b_{2m+1}^{2n+1} = \Im_{2m+1}^n \end{array} \right. \quad (\text{II. 19})$$

On peut récrire le signal temporel FBMC-OQAM continu et en bande de base [19] comme :

$$S_{FBMC}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} b_m^n g(t - nT) e^{j\frac{2\pi}{T}mt} e^{j\psi_m^n} \quad (\text{II. 20})$$

Le terme b_m^n indique le symbole réel émis à l'instant nT sur la porteuse m . ψ_m^n est la phase exprimée sous la forme :

$$\psi_m^n = \frac{\pi}{2}(m + n) - mn\pi \quad (\text{II. 21})$$

Nous pouvons aussi reformuler l'équation (II.20) comme :

$$S_{FBMC}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} b_m^n \lambda_m^n(t) \quad (\text{II. 22})$$

Le terme $\lambda_m^n(t)$ désigne la copie décalée en temps/fréquence du $g(t)$ donné par :

$$\lambda_m^n(t) = g\left(t - \frac{nT}{2}\right) e^{j\frac{2\pi}{T}mt} e^{j\psi_m^n} \quad (\text{II. 23})$$

Dans cette thèse, nous considérons le filtre PHYDYAS (PHYsical layer for DYamic Spectrum Access and cognitive radio) comme filtre prototype, qui a été initialement conçu par Bellanger [47], avec une conception basée sur la méthode d'échantillonnage de fréquence. La formule (II.22) décrit le signal temporel FBMC-OQAM, afin de l'implémenter dans un système numérique, il est nécessaire d'utiliser la configuration à temps discret. D'après la référence [52], le signal FBMC-OQAM discret est exprimé comme :

$$S_{FBMC}[k] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} b_m^n g\left[k - \frac{nM}{2}\right] e^{j\frac{2\pi}{M}mk} e^{j\psi_m^n} \quad (\text{II. 24})$$

II.3.4. Les filtres prototypes

Le système multi-porteuses à base de banc de filtres est caractérisé par son filtre prototype. Il existe un certain nombre de filtres qui peuvent être utilisés dans le FBMC selon les besoins. Les filtres les plus utilisés dans la littérature pour un système FBMC sont :

II.3.4.1. Hermite

Le filtre Hermite est conçu à partir des variantes combinaisons linéaires des fonctions Hermite Gaussiennes. En introduisant des déformations sur le filtre gaussien par l'utilisation des fonctions Hermite haut de gamme, des passages à zéro sont engagé pour répondre au critère de Nyquist. Le filtre Hermite a des caractéristiques similaires à celle de l'IOTA et fournit une

réponse isotrope. Le processus de Haas et Belfiore [53] pour construire un filtre isotrope est donné par l'équation suivante :

$$u(t) = \sum_{l=0}^L \alpha_l w_{4l}(t) \quad (\text{II. 25})$$

Où : w_n est la série des fonctions Hermite décrit comme :

$$w_n(t) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2}} e^{\pi t^2} \frac{d^n}{dt^n} e^{-2\pi t^2} \quad (\text{II. 26})$$

II.3.4.2. PHYDYAS

La couche physique pour l'accès dynamique au spectre et la radio cognitive (PHYDYAS) est un projet de communication 5G [54]. Le filtre prototype PHYDYAS est à l'origine conçu par Bellanger, qui est accepté comme filtre prototype pour la plupart des projets FBMC. Dans ce filtre, les critères de Nyquist sont satisfaits en considérant les coefficients de fréquence et en imposant la condition de symétrie.

Il existe certains paramètres qui rendent la conception et le calcul des coefficients de filtre plus dynamique comme par exemple :

- Le nombre de sous-porteuses N .
- Le facteur de chevauchement K .

Plus précisément, le facteur K de chevauchement peut indiquer le nombre de symboles FBMC qui se chevauchent dans le plan temporel. Ce paramètre peut avoir des valeurs différentes comme par exemple : 2, 3, 4, 5, 8. La Figure II.13 illustre la réponse en fréquence du filtre PHYDYAS à différents coefficients de chevauchement K . Nous constatons que les ondulations hors bande sont presque nulles plus en augmentant le K . Dans la suite de document, le coefficient de recouvrement K est fixé à 4, tandis que la valeur optimale considérée par les références [47] [29] [55].

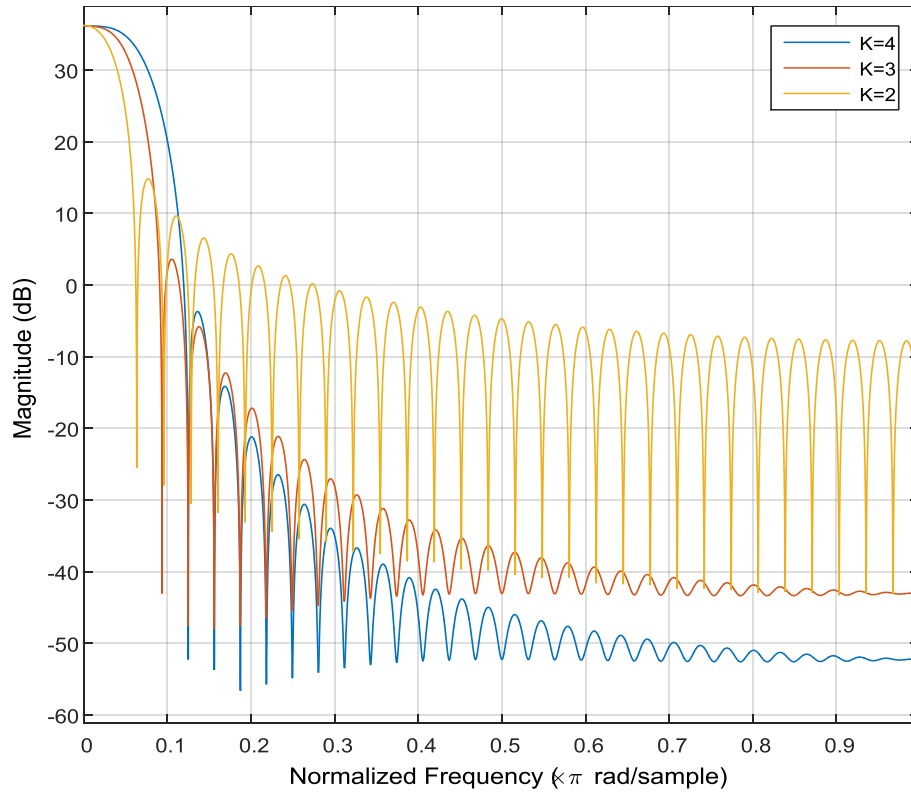


Figure II. 13. Réponses fréquentielles des filtres PHYDYAS pour différents K.

En outre, la réponse impulsionnelle du filtre PHYDYAS utilisé en FBMC, pour un coefficient de chevauchement $K = 4$ [47] :

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{B}} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^k G_k \cos\left(\frac{2\pi kt}{KT}\right) \right] & , t \in [0, KT] \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II. 27})$$

Avec : B le facteur de normalisation exprimé comme :

$$B = \int_0^{KT} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^k G_k \cos\left(\frac{2\pi kt}{KT}\right) \right]^2 dt \quad (\text{II. 28})$$

$$B = KT \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} G_k^2 \right] \quad (\text{II. 29})$$

De plus, nous rappelons que les facteurs G_k sont symétriques c.à.d. $G_k = G_{-k}$, afin d'assurer que le filtre prototype est de valeurs réelles et répond au critère de Nyquist.

Posant : $G_0 = 1$, $G_1 = 0.971960$, $G_2 = 1/\sqrt{2}$, $G_3 = \sqrt{1 - G_1^2}$ et $G_k = 0$ pour $k > 3$, alors on peut définir les valeurs numériques de G_k pour distinctes valeurs de paramètre K (voir Tableau II.1) :

Tableau II. 1. Facteurs en fréquence du filtre PHYDYAS [47].

K	G₀	G₁	G₂	G₃
2	1	0.707106	/	/
3	1	0.911438	0.411438	/
4	1	0.971960	0.707106	0.235147

L'expression analytique de PSD pour le signal FBMC-OQAM avec le filtre prototype PHYDYAS donné par [56] :

$$\xi_{PHYDYAS}(f) = [G(f)]^2 \quad (\text{II. 30})$$

Avec $G(f)$ est:

$$G(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{k=K-1} G_k \frac{\sin(\pi(f - \frac{k}{NK})NK)}{NK \sin(\pi(f - \frac{k}{NK}))} \quad (\text{II. 31})$$

Dans la Figure II.14 et la Figure II.15, nous pouvons avoir un aperçu des réponses impulsionnelles et du PSD pour PHYDYAS, filtre Hermite et rectangulaires respectivement. De plus, à partir de la Figure II.15, il peut être remarqué que la localisation en fréquence du filtre PHYDYAS est très supérieure à celle du filtre rectangulaire utilisé dans le système OFDM et le filtre Hermite.

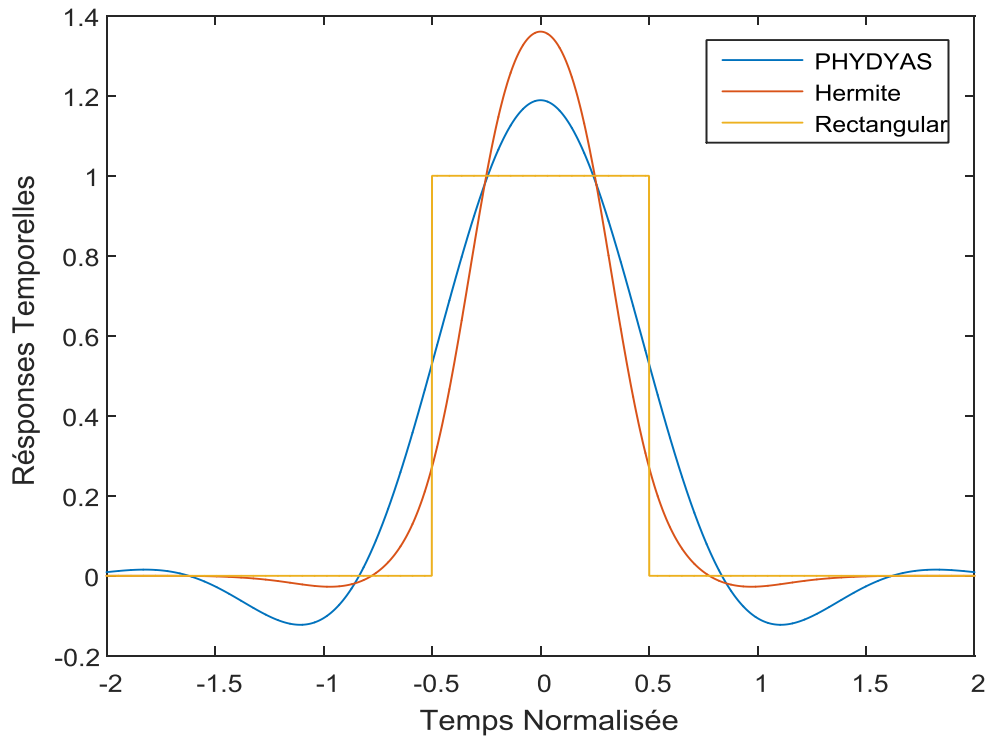


Figure II. 14. Comparaison en terme de réponses temporelles entre les filtres PHYDYAS Hermite et le filtre rectangulaire.

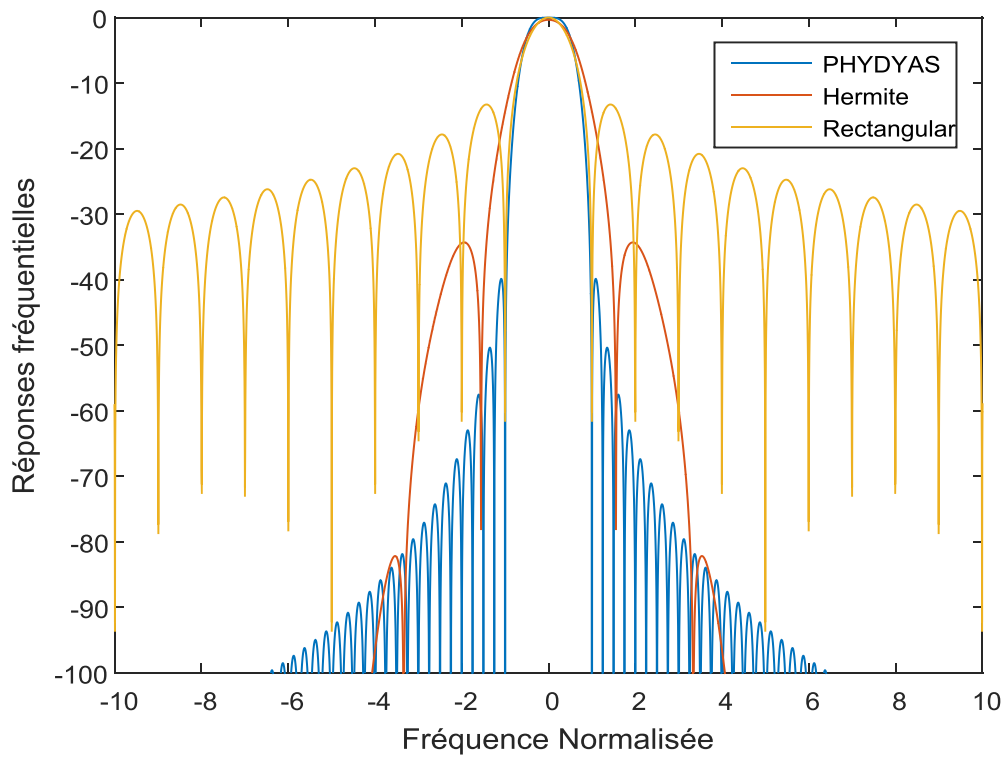


Figure II. 15. Comparaison en terme de réponses fréquentielles entre les filtres PHYDYAS Hermite et le filtre rectangulaire.

- **Notion d'orthogonalité réelle**

Il est possible de faire la détection d'un symbole FBMC-OQAM tout en calculant le produit scalaire entre le signal $y(t)$ acquis, et terme $\lambda_{m_0}^{n_0}(t)$ qui est la forme d'onde de coté de récepteur comme :

$$z_{m_0}^{n_0} = \int_{-\infty}^{+\infty} \lambda_{m_0}^{*n_0}(t) y(t) dt \quad (\text{II. 32})$$

On note que $\lambda_{m_0}^{*n_0}(t)$ représente le conjugué de terme $\lambda_{m_0}^{n_0}(t)$.

Sachant que le filtre prototype est bien positionné en T/F, et reposant sur la notion d'orthogonalité réelle des bancs de filtres. Nous notons que, selon [57], la partie qui indique les interférences sera purement imaginaire (voir Tableau II.2)

Tableau II. 2. Table d'interférence FBMC.

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

Afin de reconstituer le terme $b_{m_0}^{n_0}(t)$, nous utilisons la décision OQAM après démodulation de $\lambda_{m_0}^{n_0}(t)$, parce que la partie imaginaire ne possède que des interférences intrinsèques. De plus, on constate une élimination des interférences de type ISI et ICI par l'application de la décision OQAM sur les signaux acquis comme le montre Tableau II.3.

Tableau II. 3. Décision d'OQAM en récepteur.

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

II.3.5. Analyse de la structure FBMC-OQAM

Comme est massivement connu, la structure FBMC-OQAM est distinguée par un chevauchement dans le domaine temporel entre les symboles OQAM, contrairement aux symboles de type OFDM qui ne présentent aucun chevauchement. Pour clarifier cette nature chevauchante des signaux FBMC-OQAM, il est essentiel de définir la distribution de puissance moyenne des symboles émis comme :

$$\bar{P}_{moyenne} = E[|s_{FBMC}(t)|^2] \quad (II.33)$$

Avec : $E[.]$ l'espérance mathématique.

Comme nous avons déjà mentionné dans les sections précédentes, les parties réelles/imaginaires sont décalées de $T/2$ entre elles dans un symbole FBMC. De plus, elles se dispersent sur quatre périodes (voir Figure II.16). Cette dispersion présente un lien direct à la longueur de filtre PHYDYAS [58], contrairement au symbole OFDM qui s'étend sur T uniquement.

M. S. S. K. C. Bulusu dans [58], [59], a défini un graphique qui expose la distribution de puissance moyenne dans le cas d'un symbole de type FBMC-OQAM. Dans le graphique, M. Bulusu a montré que la majorité d'énergie dans un symbole FBMC-OQAM se trouve dans les deux symboles qui le suivent, au lieu dans son intervalle de période T uniquement comme l'OFDM conventionnel.

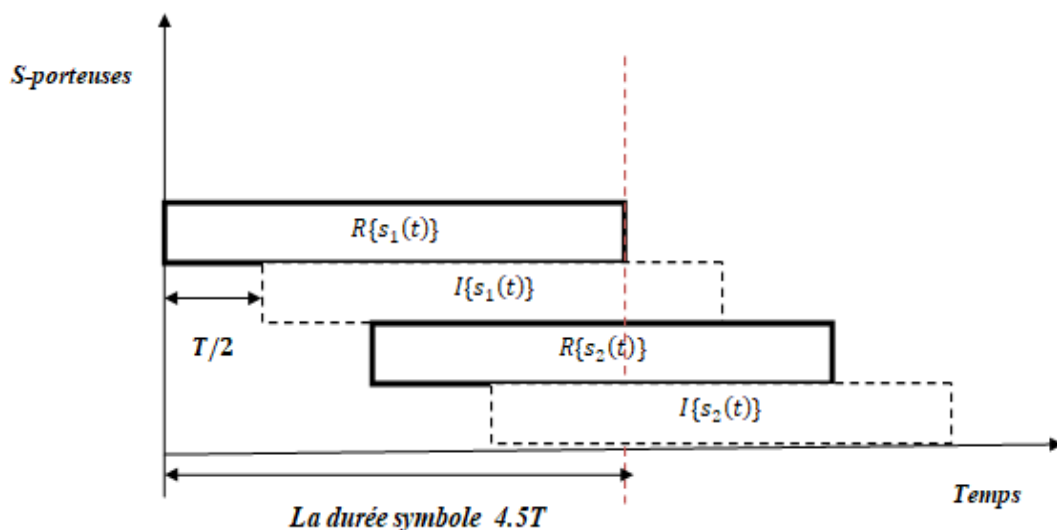


Figure II. 16. Nature chevauchante des symboles FBMC-OQAM.

Le FBMC-OQAM provoque un double chevauchement afin d'améliorer l'efficacité spectrale :

- En plan fréquentiel, les spectres des sous-porteuses se chevauchent avec un espacement de $1/T$ afin de maintenir l'orthogonalité en fréquence.
- En plan temporel, il y a également un chevauchement entre les symboles FBMC, et le décalage entre les parties réelles et imaginaires est $T/2$, avec une orthogonalité en temps restreinte seulement sur la partie réelle des symboles.

II.3.6. Avantages et limites de la technologie FBMC-OQAM

II.3.6.1. Avantages

La technologie FBMC-OQAM présente des avantages distincts, on peut citer :

- Le combattre contre les ISI sans aucun ajout de préfixe cyclique (CP).
- Une grande efficacité spectrale par rapport à l'OFDM.
- Les émissions hors bande très faibles due au filtre prototype utilisé qui est beaucoup plus sélectif en fréquence avec une remontée spectrale hors bande beaucoup plus faible.
- La séparation des signaux se fait par filtrage. Il n'y a pas un tel besoin critique de synchronisation parfaite entre utilisateurs (une sous-porteuse vide est proposée comme bande de garde entre deux utilisateurs asynchrones).
- Robustesse au bruit de phase et aux décalages de fréquence.

II.3.6.2. Limites

Malheureusement, comme tout autre système multi-porteuse, le FBMC-OQAM présente des inconvénients sont :

- Une complexité élevée dans la mise en œuvre de banc de filtres.
- Une incompatibilité avec les techniques de traitement aussi d'accès comme par exemple le système MIMO.
- Une forte fluctuation de l'enveloppe qui est caractérisée par un rapport de puissance (PAPR) élevé.

II.4. OFDM Vs FBMC-OQAM

M. Boroujeny dans [23], a révélé les limitations et les avantages, des deux technologies (OFDM/FBMC-OQAM) pour certains cas :

- La modulation OFDM est applicable au système MIMO d'une manière facile, tandis que le FBMC présente une possibilité d'association au MIMO pour certains cas très particuliers.
- La tâche de synchronisation des signaux provenant de plusieurs utilisateurs est importante dans les liaisons montantes des systèmes à multiples utilisateurs. Les méthodes d'élimination des interférences d'accès multiples et de synchronisation demandent des calculs complexes pour le cas OFDM, tandis que la technique FBMC élimine les MAI d'une façon efficace [60], grâce au filtre prototype appliqué.
- Dans le cas d'un système à un seul utilisateur où le signal est bien synchronisé pendant la transmission, le système OFDM est plus approprié, car il a le grand avantage de la complexité réduite et d'une efficacité face aux erreurs de synchronisation (temps-phase). Le schéma FBMC malgré son efficacité spectrale reste très compliqué à mettre en œuvre.
- Pour terminer, on note que dans le cas des systèmes radio cognitifs, le processus de filtrage utilisé dans la technique FBMC permet de rendre cette dernière très efficace dans l'étape de séparation des signaux des différents utilisateurs, cela est grâce à la conception particulière de filtre prototype appliqué pour ce type de système sur tout face aux canaux sélectifs en temps/fréquence [61], [62] contrairement à l'OFDM.

II.5. Les applications dans les standards

L'OFDM est déjà appliqué dans plusieurs standards tels que :

- Digital Audio Broadcasting (DAB) [63].
- Terrestrial Digital Video Broadcasting (DVB-T) [64].
- IEEE 802.11 (WiFi).
- IEEE 802.16 (WiMax) [65].
- LTE (Long Term Evolution) [66].

D'après la référence [12], la technologie FBMC-OQAM attend son adoption dans les futures normes. En raison des excellentes caractéristiques de cette technologie, les chercheurs en télécommunications prédisent que la technologie FBMC-OQAM deviendra de plus en plus populaire dans les futures normes [23]. On rappelle que :

- L'entité France Télécom a recommandé une technique basée principalement sur SMT pour WRAN (Standard for Cognitive Wireless Regional Area Networks) pour des bandes de type TV, mais le groupe de normalisation IEEE 802.22 n'a pas adopté cette technique.
- Le groupe TIA (Telecommunications Industry Association), est la seule association qui utilise la version SMT de FBMC dans son standard "Digital Radio Technology Standard".
- La technique FBMC-OQAM est une candidate très forte pour la prochaine norme 5G ou bien 5G+.

II.6. Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons exposé l'aspect pratique de l'implémentation pratique de deux technologies. Le schéma OFDM, qui est fondé sur la notion d'orthogonalité des sous-porteuses. L'emploi du CP offre une absorption des interférences produites par les trajets multiple du canal de propagation. En outre, la technique OFDM est encore assez appliquée dans divers standards et normes jusqu'à présent. Toutefois, la forme d'onde OFDM a certaines restrictions face aux exigences des futures applications avancées de la nouvelle norme 5G.

D'autre part, la deuxième technologie FBMC est basée principalement sur le processus de banc de filtres, en mettant en œuvre des symboles OQAM afin de garantir une excellente efficacité spectrale contrairement à l'OFDM conventionnel. Après ses améliorations, le FBMC-OQAM peut être constitué comme une alternative très puissante à la forme classique OFDM pour répondre aux besoins des futurs systèmes 5G.

Chapitre III

Étude Énergétique et Techniques de Réduction du PAPR

Les systèmes de communication à porteuses multiples concurrencent bien les systèmes à porteuse unique, mais présentent un inconvénient majeur les échantillons de sortie présentent un facteur de crête (PAPR) élevé. Le matériel analogique de l'émetteur nécessite un amplificateur de haute puissance (HPA) coûteux afin d'éviter tout écrêtage et/ou tout seuil générant une sortie non linéaire. La consommation électrique d'un HPA dépend en grande partie de la puissance des pics, et non de la puissance de sortie moyenne. Cependant, la gestion de pics importants occasionnels conduit à une faible efficacité énergétique.

« Les vraies études sont celles qui apprennent les choses utiles à la vie humaine. »

Jacques Bénigne Bossuet (1627-1704)

III.1. Introduction

Le but de ce chapitre est d'analyser le système FBMC-OQAM affecté par les distorsions non-linéaires des amplificateurs de puissance ensuite, identifié son profil énergétique. Le chapitre précédent nous a permis de comprendre le principe de système FBMC-OQAM et le système multi-porteuses classique OFDM. Dans ce chapitre, nous allons d'abord essayer de visualiser l'impact de la non-linéarité de l'HPA sur le système FBMC-OQAM avec le modèle de Rapp en analysant l'effet sur le spectre (PSD), les performances du BER et les constellations. Bien sûr qu'avant ça, nous allons introduire des généralités sur les amplificateurs à haute puissance (HPA) non-linéaires. Comme une deuxième partie, nous introduisons le problème de PAPR et la méthode de calcul de ce dernier pour les deux systèmes OFDM et FBMC-OQAM. Une troisième partie est consacrée aux approches utilisées pour combattre ces effets non-linéaires pour les deux systèmes OFDM et FBMC-OQAM, et en particulier nous décrivons les schémas de réduction de PAPR les plus utilisés comme le Clipping, Compadding, SLM et PTS.

III.2. Problématique

Il est bien reconnu, que les signaux à la sortie de l'émetteur doivent être amplifiés par des amplificateurs de puissance pour corriger les affaiblissements dégagés par le canal de transmission multi-trajets. Aussi afin d'assurer l'énergie essentielle pour arriver au côté de récepteur. L'amplificateur à haute puissance (HPA) est sensé fonctionner dans une petite partie qui est très proche de sa région de saturation pour assurer une efficacité énergétique maximale. En fait, c'est dans cette dernière qu'intervient la non-linéarité indésirable de l'amplificateur. Cette non-linéarité est traduite par des distorsions tels que remontée spectrale, rotation des constellations [67]. D'autre part, comme est déjà décrit dans le chapitre précédant, les signaux émis d'un système de communication sans fil reposé sur la technologie multi-porteuse exposent des niveaux de variations très élevés dans leurs enveloppes complexes. En revanche, ces variations de puissance se mesurent par un paramètre pratique nommé PAPR. En raison de comportement non-linéaire de l'HPA, les signaux avec forts PAPR subissent à divers distorsions dans/hors bande qui dégradent leurs qualités.

Nous pouvons citer deux techniques différentes pour résoudre ce problème de la non-linéarité, la première consiste à diminuer la puissance moyenne de signal émis afin qu'il reste toujours

dans la partie linéaire de l'amplificateur. Sinon nous essayons de mettre en œuvre un amplificateur qui présente un gain supérieur pour étaler la région linéaire. Les approches qu'on vient de citer ne sont pas applicables. La meilleure solution est l'application des algorithmes de réduction de PAPR, qui ont été soigneusement étudiées par plusieurs chercheurs de domaine des télécommunications. Dans ce troisième chapitre, nous allons décrire les HPA non-linéaires, les fameuses méthodes de réduction de PAPR conçues pour l'OFDM et FBMC-OQAM respectivement.

III.3. Les amplificateurs de puissance

L'HPA est un bloc essentiel dans les modernes systèmes, il a un impact significatif sur l'ensemble de la chaîne en termes distorsions et consommation énergétique. L'amplificateur de puissance est un équipement électronique qui convertit un signal d'entrée caractérisé par une faible puissance en un signal de sortie de haute puissance. Il joue aussi un rôle important dans la compensation des pertes engagées entre l'émetteur-le récepteur. En termes de la consommation d'énergie, l'HPA est le bloc qui consomme un pourcentage de 60% [68] de l'énergie totale consommé par le même système. Enfin, nous pouvons noter qu'il est nécessaire de faire opérer l'HPA avec une efficacité énergétique maximale afin de garantir l'autonomie des terminaux mobiles.

III.3.1. Paramètres de l'amplificateur de puissance

Importe quel HPA présente soit des caractéristiques ou bien des fonctions de transfert qui décrivent les liens entrées/sorties de l'amplificateur. Étant donné que la caractéristique Amplitude-Amplitude (AM/AM), présente le lien entre l'amplitude de signal de sortie d'amplificateur en fonction de l'amplitude d'entrée de ce dernier. D'autre part, la caractéristique Amplitude-Phase (AM/PM), traduit la modification de la phase de signal de sortie en fonction de l'amplitude de signal d'entrée. Afin de comprendre le lien entre la puissance appliquée, la puissance de sortie et la puissance d'entrée pour un signal donné, nous considérerons la Figure III.1, qui illustre la fonction de transfert AM/AM. L'allure de ce schéma dépend largement de type de l'HPA [69].

D'après la figure, nous pouvons voir clairement que la courbe est plutôt linéaire, ensuite pour des valeurs de puissances plus importantes de l'entrée la sortie n'est plus relative à la

puissance d'entrée il y a donc un comportement non-linéaire, enfin cette sortie converge vers la saturation. De la Figure III.1, on peut distinguer trois régions qui sont :

- **La zone linéaire**, le comportement de l'HPA est proximité à un système linéaire, dont la puissance de sortie est relative à la puissance d'entrée, et le gain est au-dessus de 1. On note aussi, qu'il n'y a presque pas des distorsions générées, mais le rendement de l'amplificateur est faible.
- **La zone non linéaire**, la puissance de sortie n'est plus directement proportionnelle à celle d'entrée. On constate une incurvation de la courbe, il s'agit donc de la partie des non-linéarités. Dans cette dernière, des distorsions (amplitudes, phases) du signal engagent et deviennent énormément considérables. De plus, il y a un point remarquable nommé point de compression qui décrit l'écart de gain d'HPA par 1 dB du gain linéaire.
- **La zone de saturation**, quand la puissance de sortie reste constante quelle que soit la puissance d'entrée. Bien évidemment, les distorsions non-linéaires sont maximales et plus importantes dans cette zone.

Pour maximiser le rendement de l'HPA [70], nous essaierons toujours de rester plus proches du point de saturation tout en restant dans la région non-linéaire. Mais pour se tenir à l'écart et pour réduire les effets indésirables de l'amplification non-linéaire, il est généralement nécessaire de surdimensionner l'HPA. Plus clairement, on doit prendre un recul afin d'être proche de la région linéaire de l'HPA. Généralement, le recul est effectué par rapport à deux points qui sont, compression/saturation [71]. On peut décrire deux notions afin d'étudier le surdimensionnement de l'HPA sont :

- Le recul d'entrée, Input Back Off (IBO).
- Le recul de sortie, Output Back Off (OBO).

La grandeur IBO est pratiquement manifestée en [dB], qui est traduit par le rapport entre la puissance de saturation et la puissance d'entrée du signal temporel à porteuse multiples [70], comme le montre la formule :

$$IBO_{[dB]} = 10 \log_{10} \left(\frac{A_{en,sat}}{P_{en}} \right) \quad (III. 1)$$

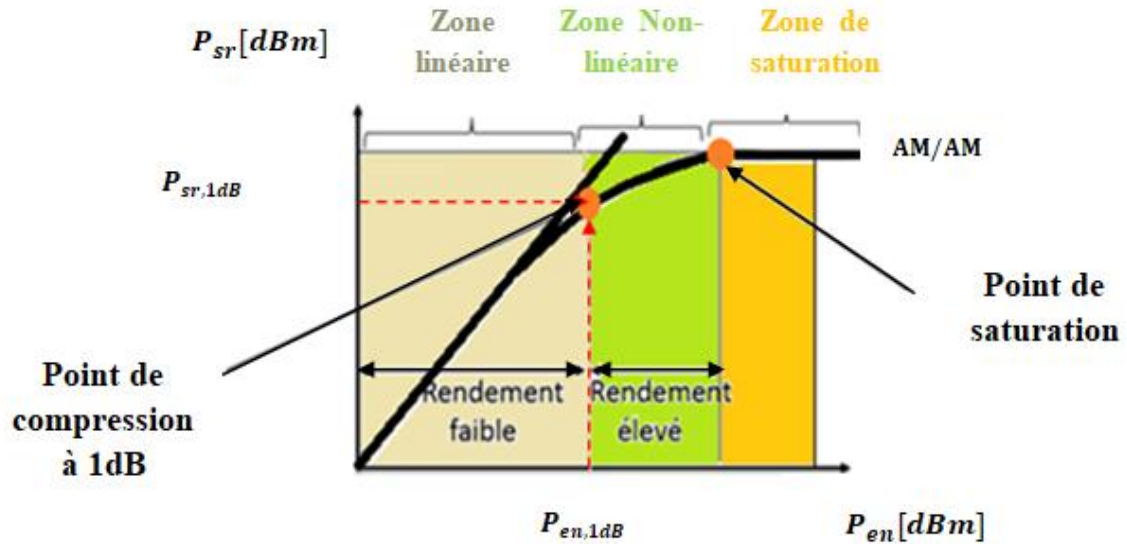


Figure III. 1. Caractéristique AM/AM d'un HPA.

$$IBO_{[dB]} = 10 \log_{10} \left(\frac{A_{en,1dB}}{P_{en}} \right) \quad (III. 2)$$

Où : P_{en} la puissance d'entrée de signal multi-porteuse, $A_{en,1dB}$ la puissance d'entrée au point de compression de 1 dB, $A_{en,sat}$ la puissance d'entrée au point de saturation.

En ce qui concerne l'OBO est déterminé par le rapport entre la puissance de saturation (ou bien la puissance au point de compression) et la puissance moyenne de sortie de signal considéré, comme :

$$OBO_{[dB]} = 10 \log_{10} \left(\frac{A_{sr,sat}}{P_{sr}} \right) \quad (III. 3)$$

$$OBO_{[dB]} = 10 \log_{10} \left(\frac{A_{sr,1dB}}{P_{sr}} \right) \quad (III. 4)$$

Où : P_{sr} la puissance de sortie, $A_{sr,1dB}$ la puissance de sortie au point de compression de 1 dB, $P_{sr,sat}$ la puissance de sortie au point de saturation.

De plus, le surdimensionnement de l'HPA conduit à une utilisation qui n'est pas efficace en ce qui concerne l'efficacité énergétique de l'HPA. En autre terme, plus l'IBO est important, cela implique que l'HPA est opérationnelle dans sa région linéaire qui présente un faible rendement. D'après les formules mathématiques exposées, on peut noter que pour des faibles valeurs d'IBO/OBO, l'HPA fonctionne dans des zones proches de saturation, et donc cela produira des distorsions néfastes. En revanche, plus ces grandeurs sont de valeurs supérieures plus l'HPA est surdimensionné au signal temporel amplifié. Par conséquent, nous allons avoir une minimisation des distorsions sur le signal en sortie d'HPA. Pour prévenir la non-linéarité et les distorsions de l'amplificateur, il est nécessaire de faire fonctionner l'HPA pour des grandes valeurs (IBO/OBO) [68]. Pour des valeurs supérieures d'IBO/OBO, le rendement va être diminué, donc un compromis doit se faire entre linéarité (distorsions) et l'efficacité énergétique (rendement).

Nous terminons l'expose des caractéristiques par la conversion AM/PM qui manifeste le déphasage de la tension de sortie en fonction de l'amplitude de la tension d'entrée. La courbe AM/PM a aussi une région qui présente des non-linéarités. Il est nécessaire d'évaluer la fonction AM/PM pour import quel système de communication sans fil [58], car cette grandeur est un indicateur important en ce qui concerne le contrôle de la dégradation de BER dans les systèmes numériques.

III.3.2. La notion de rendement pour un amplificateur de puissance

Le rendement est une notion importante pour un amplificateur de puissance. Cette notion permet d'évaluer les performances d'un HPA en terme consommation énergétique. En effet, afin d'amplifier importe quel signal, l'HPA peut fournir la puissance nécessaire à partir d'une source CC (courant continue), et puis l'injecter à un signal d'entrée de faible puissance afin d'augmenter sa puissance c.à.d. l'amplifier. Par conséquent, on peut dire qu'il s'agit d'un procédé de transformation d'énergie, qui est alimenté par une puissance P_{alm} pour amplifier la puissance P_{en} d'un signal donné. En principe, la puissance P_{alm} au niveau de l'émetteur devrait être convertie en une puissance P_{sr} totalement utile en sortie. En revanche, il est

nécessaire aussi de prendre en compte une autre puissance dite puissance dissipée P_{ds} au niveau de l'HPA, comme le montre la Figure III.2.

En basant sur la Figure III.2, et le principe général de la conservation d'énergie en physique, on note que le bilan d'énergie est déterminé comme :

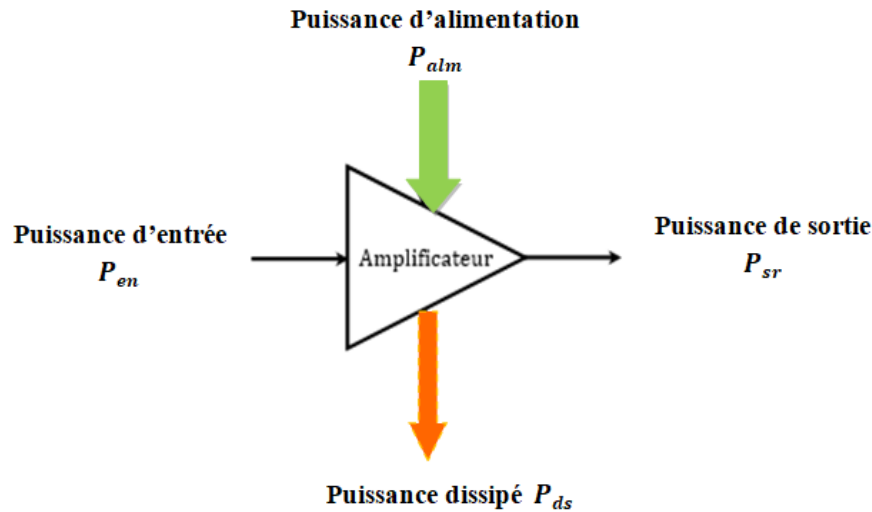


Figure III. 2. Bilan typique de l'énergie consommée par un HPA.

$$P_{en} + P_{alm} = P_{sr} + P_{ds} \quad (\text{III. 5})$$

Distinctes méthodes de calcul de rendement peuvent être considérées afin de mesurer le niveau de l'énergie consommée par un HPA. D'après la littérature, la mesure la plus utilisée est celle du rendement Direct Current noté DC, qui est déterminé par le rapport entre la puissance P_{sr} et la puissance P_{alm} , exprimé par l'équation suivante :

$$\sigma_{[dc]} = \frac{P_{sr}}{P_{alm}} \quad (\text{III. 6})$$

III.4. Dérivation analytique et modélisation des amplificateurs de puissance

Il existe nombreux modèles mathématiques qui ont été donnés afin de modéliser les caractéristiques et le comportement non-linéaire des amplificateurs de puissance. Nous trouvons les modèles statiques, quasi-statiques et dynamiques [72], [73]. Avant ça, il est

nécessaire de rappeler que le flux de symboles modulés par plusieurs porteuses avec une enveloppe complexe est donné comme :

$$c(t) = u(t) + jq(t) = w(t)e^{j\varphi(t)} \quad (\text{III. 7})$$

Où : $w(t) = \sqrt{|u(t)|^2 + |q(t)|^2}$ est le module d'entrée du signal. Aussi, $\varphi(t) = \arctan\left(\frac{q(t)}{u(t)}\right)$ est la phase d'entrée du signal. Pour simplifier, nous avons écarté la variable temporelle t de p et φ . Ensuite, le signal temporel amplifié $C(t)$ peut être écrit comme suit [67]:

$$C(t) = E_{AM/AM}(w)e^{(jE_{AM/PM}(w))e^{j\varphi}} = S(w)e^{j\varphi} \quad (\text{III. 8})$$

Où : $E_{AM/AM}(w)$, $E_{AM/PM}(w)$ sont AM/AM et AM/PM conversion de l'HPA respectivement. Et, $S(w) = E_{AM/AM}(w)e^{(jE_{AM/PM}(w))}$ soft enveloppe complexe de signal amplifié $C(t)$.

Il y a deux types d'amplificateurs célèbres, l'amplificateur de puissance à semi-conducteurs (SSPA) et l'amplificateur à tube à ondes progressives (TWTA). Les deux types appartiennent à la famille des HPA non-linéaires sans effet mémoire. Ils sont généralement présentés par deux modèles mathématiques, Rapp et Saleh respectivement, car ils présentent l'avantage d'une bonne précision et d'une complexité raisonnable par rapport aux autres modèles de la littérature. De plus, les amplificateurs de puissance sans effet mémoire sont des dispositifs non-linéaires dans lesquels le signal de sortie ne dépend pas du signal d'entrée précédent.

III.4.1. Modèle de Rapp

Le modèle Rapp, a été présenté dans [74]. Il présente uniquement la conversion AM/AM. Il peut être exprimé comme :

$$E_{AM/AM}(\dot{s}(t)) = \frac{\dot{s}(t)}{\left(1 + \left(\frac{\dot{s}(t)}{L_{sat}}\right)^{2\alpha}\right)^{\frac{1}{2\alpha}}} \quad (\text{III. 9})$$

$$E_{AM/PM}(\dot{s}(t)) = 0 \quad (\text{III. 10})$$

Où, α est un facteur de lissage qui contrôle la transition de la région linéaire à la région de saturation ($\alpha > 0$). Ce modèle d'HPA suppose une performance linéaire pour les faibles amplitudes du signal d'entrée. Ensuite, on observe une transition vers une sortie saturée constante (SSPA).

III.4.2. Modèle de Saleh

Le modèle de Saleh est généralement utilisé pour modéliser les amplificateurs de type TWTA [75]. Le modèle de Saleh a été principalement utilisé dans de nombreux travaux [77]-[96]. Il présente les caractéristiques de conversion AM/AM et AM/PM exprimées comme suit :

$$E_{AM/AM}(\dot{s}(t)) = L_{sat}^2 \frac{\dot{s}(t)}{\dot{s}(t)^2 + L_{sat}^2} \quad (\text{III. 11})$$

$$E_{AM/PM}(\dot{s}(t)) = \varphi_0 \frac{\dot{s}(t)}{\dot{s}(t)^2 + L_{sat}^2} \quad (\text{III. 12})$$

Où, φ_0 contrôle la distorsion de phase maximale introduite par ce modèle d'HPA. Les caractéristiques AM/AM et AM/PM provoquent des distorsions du schéma de constellation et de la repousse spectrale, ce qui dégrade les performances du système. Ce modèle (TWTA-Saleh) est beaucoup utilisé dans les transmissions via satellite.

III.5. Effets de l'amplification non-linéaire sur le signal FBMC

Dans cette section, nous présentons les résultats de la simulation pour illustrer l'impact de la non-linéarité de l'HPA sur les performances d'un système FBMC-OQAM (voir Figure III.3). Nous avons $N = 64$ sous-porteuses émettant des symboles modulés en 4-OQAM, $M = 16$ data blocs. Le filtre prototype est PHYDYAS avec un facteur de chevauchement égal à $K = 4$, la longueur du filtre est choisie à KN . Pour le même système, nous avons considéré un scénario en présence d'un SSPA qui est très utilisé dans les systèmes de transmissions sans fil comportant uniquement une distorsion AM/AM est prise en compte modélisé par le modèle de Rapp avec un facteur de lissage $\alpha = 3$.

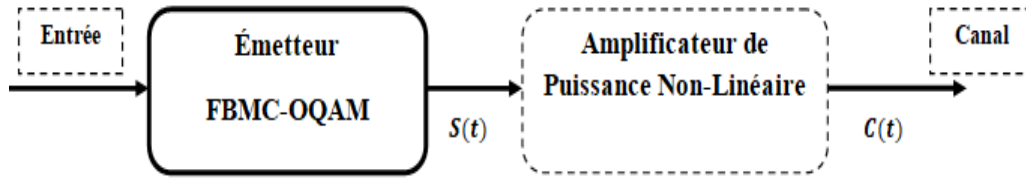


Figure III. 3.FBMC-OQAM avec HPA non-linéaire.

III.5.1. Effet sur le spectre

Lors de la première analyse, la PSD de signal FBMC-OQAM a été visualisée avant et après la distorsion pour distinctes valeurs d'IBO. La Figure III.4 compare le spectre de signal FBMC-OQAM avec et sans l'amplificateur de puissance non-linéaire transmis avec la configuration présentée précédemment. Nous constatons de la figure une augmentation de PSD pour le signal FBMC-OQAM après l'amplification qui augmente avec la diminution de la valeur d'IBO. Le phénomène décrit à la Figure III.4 est nommé «repousse spectrale » ou «émission hors bande» du côté de l'émetteur. La repousse spectrale peut causer plusieurs problèmes dans un système sans fil. Le problème le plus important est la création d'interférences avec les canaux adjacents et la dégradation des performances du système. Nous pouvons mesurer cette interférence avec le paramètre ACPR.

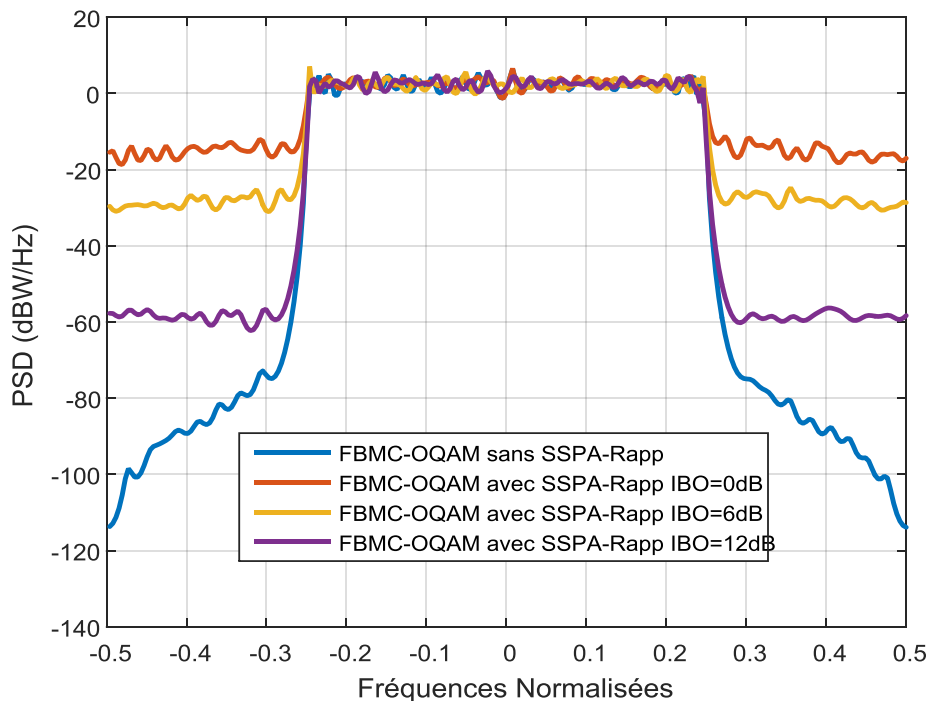


Figure III. 4.Les DSP FBMC-OQAM sans/avec le modèle de Rapp pour différentes valeurs d'IBO.

III.5.2. Effet sur la constellation

Deuxièmement, nous analysons la distorsion dans la bande en montrant l'effet de la non-linéarité sur la constellation dans le cas de présence d'un SSPA-Rapp. La Figure III.5 illustre les constellations 4-QAM de signal FBMC-OQAM avant/après l'application de modèle d'amplificateur Rapp pour différentes valeurs d'IBO. Nous observons que les constellations sont bruyantes dues au comportement non-linéaire d'HPA et sur tout quand l'IBO égale à zéro. Ce phénomène dans la bande est appelé «rotation de constellation» ou «distorsion dans la bande» qui dégrade les performances BER de système. D'après les figures, nous pouvons conclure que le modèle SSPA-Rapp introduit une dégradation à la constellation FBMC-OQAM après amplification. L'existence de filtres dans chaque sous-porteuse peut contrôler le rayonnement hors bande dans le signal FBMC-OQAM afin qu'il ne soit pas facilement perturbé par une distorsion non-linéaire AM/AM. Par conséquent, l'effet de la distorsion non-linéaire d'HPA dans la bande n'est pas négligeable.

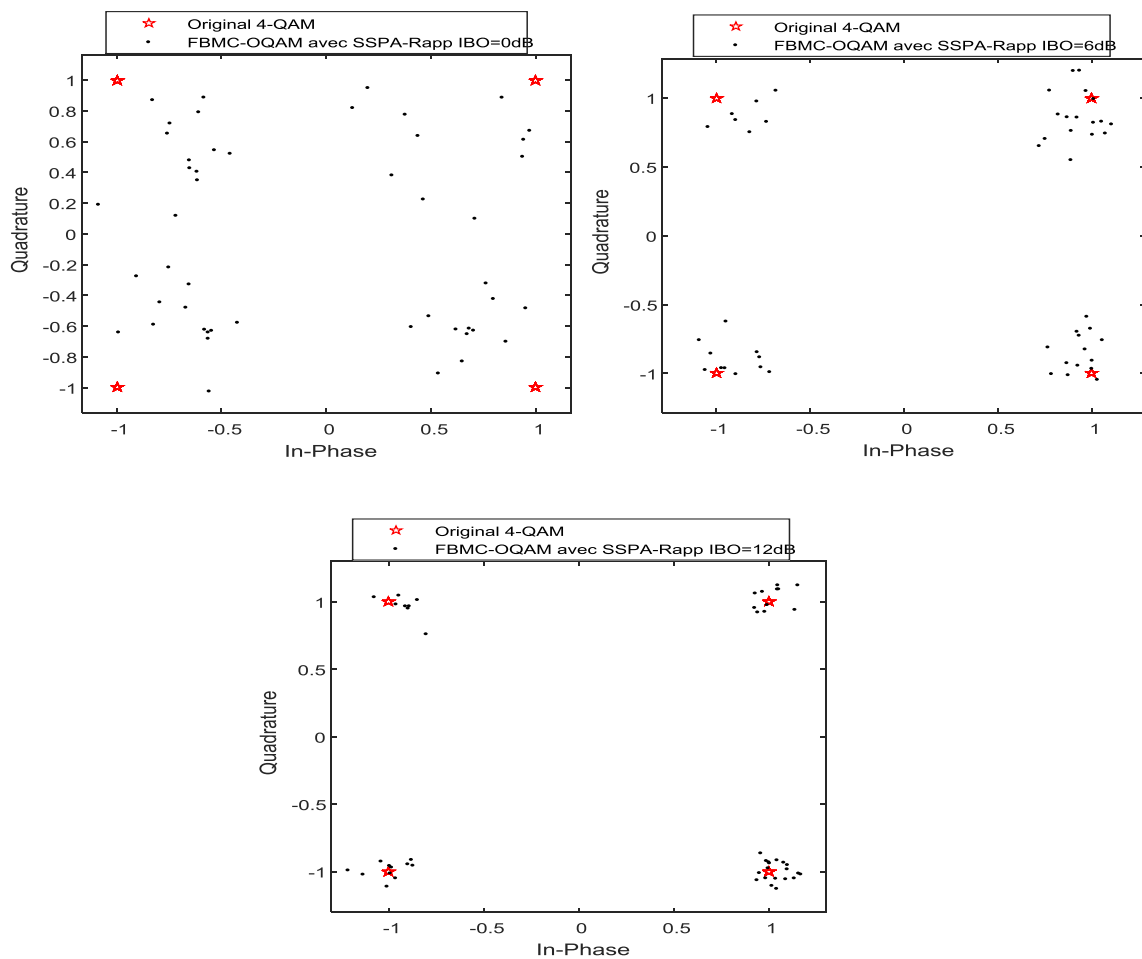


Figure III. 5. Constellations FBMC-OQAM avant/après le modèle de Rapp pour différentes valeurs d'IBO.

III.5.3. Effet sur les performances du BER

Troisièmement, nous analysons les performances du signal FBMC-OQAM en termes de BER par rapport au SNR en présence de modèle SSPA-Rapp. La Figure III.6 illustre les performances du signal FBMC-OQAM d'origine et le signal amplifié transmis sur un canal AWGN pour différentes valeurs d'IBO. Le signal FBMC-OQAM présente de bonnes performances avant une distorsion non-linéaire. Lorsque le signal FBMC-OQAM reçoit un HPA non-linéaire dans le canal AWGN, le BER a considérablement dégradé. De plus, les mesures BER s'améliorent lorsque l'IBO augmente pour le signal FBMC-OQAM.

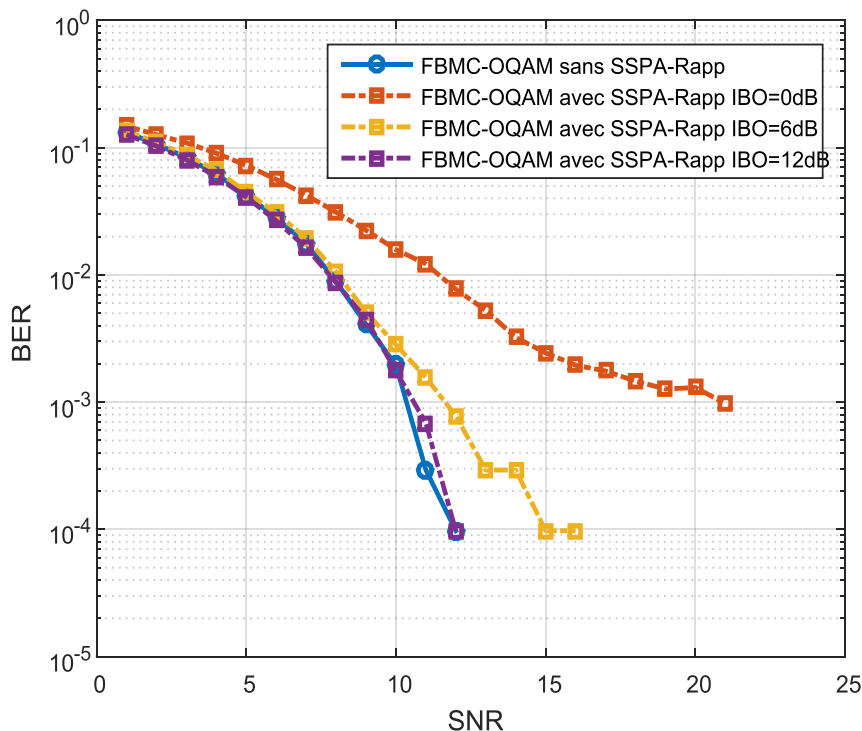


Figure III. 6. Les performances BER dans le canal AWGN en présence de l'HPA pour différentes valeurs d'IBO.

III.5.4. Effet dans le domaine temporel

Selon le théorème de la limite centrale, les échantillons numériques de sortie dans le domaine temporel pour un système multi-porteuse sont approximativement de distribution gaussienne et sont distribués avec une moyenne nulle. Cela indique que les signaux à porteuses multiples exposent un haut niveau de variations dans leurs enveloppes, qui sont généralement identifiées par le paramètre pratique PAPR [3].

D'autre part, la Figure III.7 illustre deux types de signaux, dont l'un fluctue beaucoup. Cependant, le deuxième est à faibles variations. Nous admettons que ces signaux temporels sont injectés à l'entrée d'un même amplificateur de haute puissance.

Nous observons de la Figure III.7 que le signal temporel qui présente des faibles variations subit une amplification sans distorsions (quasi-linéaire), tant que le signal avec une dynamique importante subit des distorsions de non-linéarité. En outre, on note qu'en diminuant cette dynamique du signal temporel à l'entrée d'un HPA, on peut minimiser les effets amenés par la nature non-linéaire de l'HPA. Par conséquent, cela donc permet de faire fonctionner l'amplificateur à la limite de la région de non-linéarité (saturation) c'est-à-dire la région pour laquelle le rendement est maximale (efficacité énergétique maximale). Pour récapituler, nous pouvons dire pour le cas d'un signal avec un PAPR très élevé, les performances de ce dernier seront affectées de deux façons sont, d'une part une distorsion dans la bande affectant le signal émis (dégradation de BER), et un autre effet hors bande reconnu comme une augmentation de la densité spectral de puissance [67]. On cite deux solutions pour diminuer les distorsions de la non-linéarité de l'amplificateur. La première solution est fondée sur la minimisation de facteur PAPR du signal multi-porteuse avant l'amplification non-linéaire. La seconde méthode repose sur la notion de linéarisation de l'amplificateur, mais cette dernière ne fait pas l'objet de notre travail de recherche. En revanche, concernant les lecteurs qui s'intéressent à cette thématique, les auteurs des travaux [67]-[68] ont traité ce type de problème.

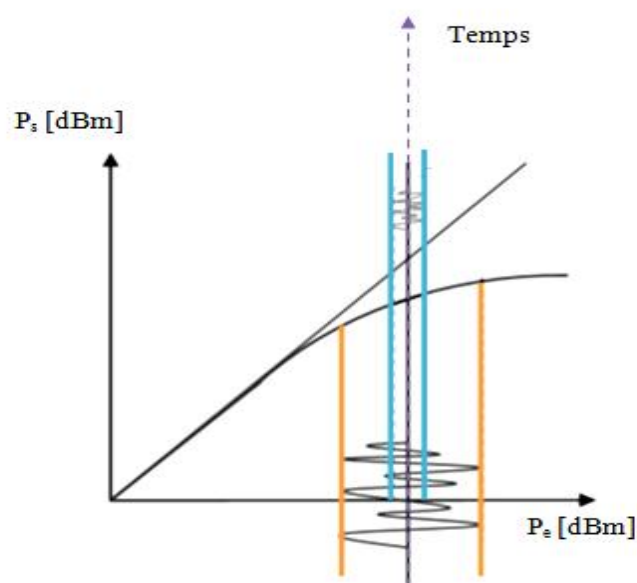


Figure III. 7. Processus d'amplification pour des signaux à PAPR réduit/élevé.

III.6 Notion du PAPR

III.6.1. Définition de paramètre PAPR

La mesure de PAPR « Peak-to-Average Power Ratio » est une tâche très importante dans les modernes systèmes numériques. Le PAPR présente un lien direct avec la notion de la consommation énergétique dans les systèmes, plus précisément aux HPA des émetteurs des systèmes de transmission sans fil [78]. En d'autres termes, le PAPR est une variable aléatoire pratiquement adoptée comme étant un indicateur qui décrit les risques de distorsion du signal original pendant l'amplification non-linéaire. On peut écrire le PAPR d'un signal temporel par exemple OFDM noté $\check{d}(t)$, comme étant le rapport entre la puissance maximale de ce dernier et sa puissance moyenne (Voir Figure III.8) durant un intervalle $[0, T]$.

Mathématiquement, c'est le rapport entre la puissance instantanée la plus élevée et la puissance normale du signal en bande de base de $\check{d}(t)$ exprimé comme :

$$PAPR_{(\check{d})} = \frac{\max_t(|\check{d}(t)|^2)}{E_t[|\check{d}(t)|^2]} \quad (\text{III. 13})$$

Avec : $E[\cdot]$ l'espérance mathématique, $E[|\check{d}(t)|^2]$ puissance moyenne du signal $\check{d}(t)$ et T la période d'un symbole OFDM et $0 \leq t \leq T$.

Le PAPR pour un bloc d'échantillons numériques OFDM donné peut être écrit comme suit [14] :

$$PAPR_{[\check{d}]} = \frac{\max_n(|\check{d}[n]|^2)}{E_n[|\check{d}[n]|^2]} \quad (\text{III. 14})$$

Avec : $\check{d}[n]$ est le symbole OFDM, $E[\cdot]$ l'espérance mathématique et $0 \leq n \leq NL - 1$.

La formule précédente (III.14) montre que le PAPR varie d'une manière proportionnelle avec le nombre totale N de sous-porteuses considérés. En pratique, un sur-échantillonnage est indispensable dans un système OFDM numérique. Cela comprend l'ajout de $(L - 1)/N$ zéros en fréquence. Cette opération est équivalente à un sur-échantillonnage en temps, dont LN-points-IFFT sera effectué. La raison pour laquelle on sur-échantillonne un signal est d'éviter

le problème de repliement du spectre de fréquence. De plus, le PAPR d'un signal à porteuse multiple augmentera exponentiellement avec l'augmentation de nombre de sous-porteuses utilisé pour la transmission [79]. Il existe aussi deux autres éléments qu'influencent sur la valeur de paramètre PAPR sont, le type (QPSK, QAM..), et la taille (4,16, 64) de la constellation [69], plus le nombre de points des constellations augmente plus le PAPR devient important (i.e. le PAPR de la constellation 64-QAM est supérieur à celui de la constellation 16-QAM).

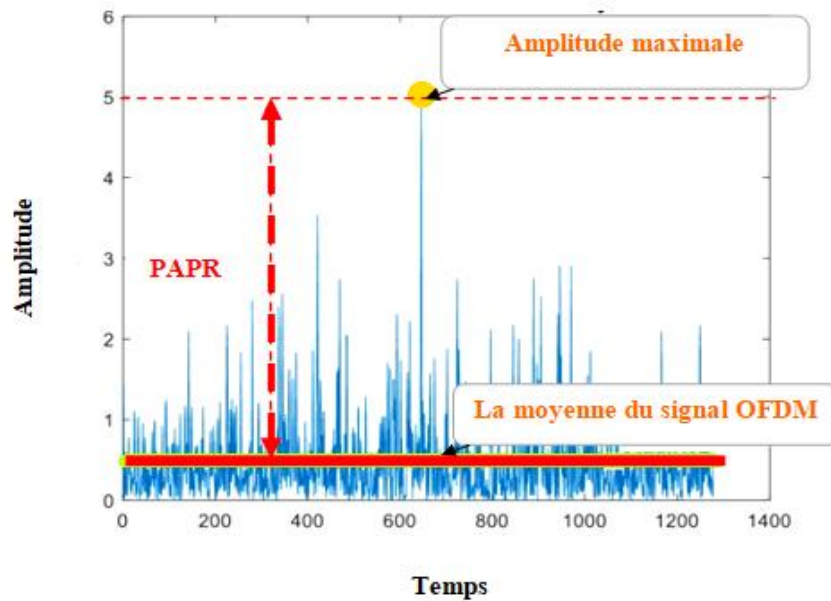


Figure III. 8. Notion du PAPR pour un signal OFDM multi-porteuses.

III.6.2. La fonction de distribution du PAPR

L'analyse statistique de PAPR, mène en général à l'évaluation de la dynamique d'un signal multi-porteuse en matière de PAPR, pour cela, on calcule la fonction de probabilité de densité cumulée complémentaire [80], (CCDF = Complementary Cumulative Distribution Function). Dans la littérature, nous trouvons des chercheurs [81-83], qui ont suggéré des expressions analytiques et théoriques pour la fonction de répartition de PAPR pour des signaux temporels OFDM. Par exemple dans le travail [81], le chercheur Van Nee a fourni la valeur approximative de CCDF pour le signal de bande de base $\vec{d} = [d_0, \dots, d_{N-1}]$ discret. En effet, cette estimation définit la probabilité que le PAPR dépasse un seuil η qui peut être approchée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} CCDF (PAPR) &= Pr(PAPR \geq PAPR_{\dagger H}) = 1 - Pr(PAPR < PAPR_{\dagger H}) \\ &= 1 - (1 - e^{-\eta})^N \end{aligned} \quad (III.15)$$

Avec : $\eta = PAPR_{\dagger H}$.

En réalité, cette dernière équation est exclusivement approuvable pour des valeurs de sur-échantillonnage $L = 1$ parce que quand le paramètre PAPR est calculé de cette façon, n'indique pas exactement la situation réelle parce que des pics crête d'amplitude sont possible ignorés dans le calcul. Afin d'avoir une correcte détermination des changements de la puissance, nous sommes besoin de plus d'échantillons du signal original c'est-à-dire plus de sur-échantillonnage (des valeurs de L supérieurs à 4).

En outre, on trouve aussi dans la littérature d'autres approximations de la CCDF du PAPR des signaux analogiques. On cite par exemple, celle de M. Van Nee et De Wild [82] donnée par :

$$CCDF (PAPR) = Pr(PAPR \geq PAPR_{\dagger H}) \approx 1 - (1 - e^{-\eta})^{z_2 N^\lambda} \quad (III.16)$$

Avec : $z_2 = \left(\frac{5.12}{\sqrt{e}}\right)^\lambda e^{-0.5704}$ et $\lambda = 1.07$. λ est une constante calculée par simulation.

III.6.3. L'étude de profil énergétique de signal FBMC-OQAM

Dans cette section, notre but est d'identifier le profil énergétique des signaux FBMC-OQAM. L'analyse de PAPR pour un symbole FBMC-OQAM est légèrement plus compliquée contrairement aux symboles OFDM. Il est évident qu'après l'application du processus de filtrage dans un système FBMC, les symboles sont étendus à une longueur de $L = KN$. Pour compenser la modulation OQAM ainsi que la longueur de symbole étendue, les symboles FBMC-OQAM sont espacés de $N/2$ échantillons, ce qui donne une période de symbole de $\frac{T}{2}$ avec $2K$ symboles chevauchants [84] à chaque échantillon en régime permanent. En raison de la nature chevauchante de FBMC-OQAM, les symboles FBMC-OQAM ne peuvent pas être considérés isolés. Au lieu de cela, nous définissons une trame contenant M symboles FBMC-OQAM se chevauchant sur lesquels le PAPR peut être mesuré avec précision [84].

Nous considérons la transmission en rafale FBMC-OQAM, il y a des phases de transition initiale et finale dans une trame FBMC-OQAM. Le signal présente une partie avec une

transition très faible, les pics de puissance du signal FBMC-OQAM apparaissent [85] principalement dans la zone médiane où nous déterminons la définition du PAPR des signaux FBMC-OQAM (voir Figure III.9). Dans cette thèse, nous considérons que les phases de transition initiale et finale sont toutes deux égales à $(K + 1/2)/2$ périodes de symboles, et la zone médiane est de $(K + 1/2) N/2$ à $MN + (K + 1/2) N/2$ avec MN points qui sont ensuite divisés en M intervalles de durée égale à T . Ainsi, le PAPR de chaque intervalle est défini par l'équation (III.17).

$$PAPR_{[dB]}^i = 10 \log_{10} \frac{\max_{it \leq t \leq (i+1)T} (|S(t)|^2)}{E[|S(t)|^2]} \quad (III.17)$$

Le profil énergétique de signal FBMC-OQAM est illustré sur la Figure III.10 par la courbe en terme de CCDF. Pour un $CCDF = 10^{-3}$ la valeur de PAPR est de 10 dB . Ceci explique que le FBMC-OQAM nécessite que les amplificateurs de puissance aient une très grande zone linéaire ce qui équivalent à la demande d'une puissance élevée pour la transmission, donc la nécessité de réduire le PAPR pour ce dernier. Il est important de noter qu'il existe de nombreuses techniques de réduction du PAPR qui pourraient être dédiées à une forme d'onde.

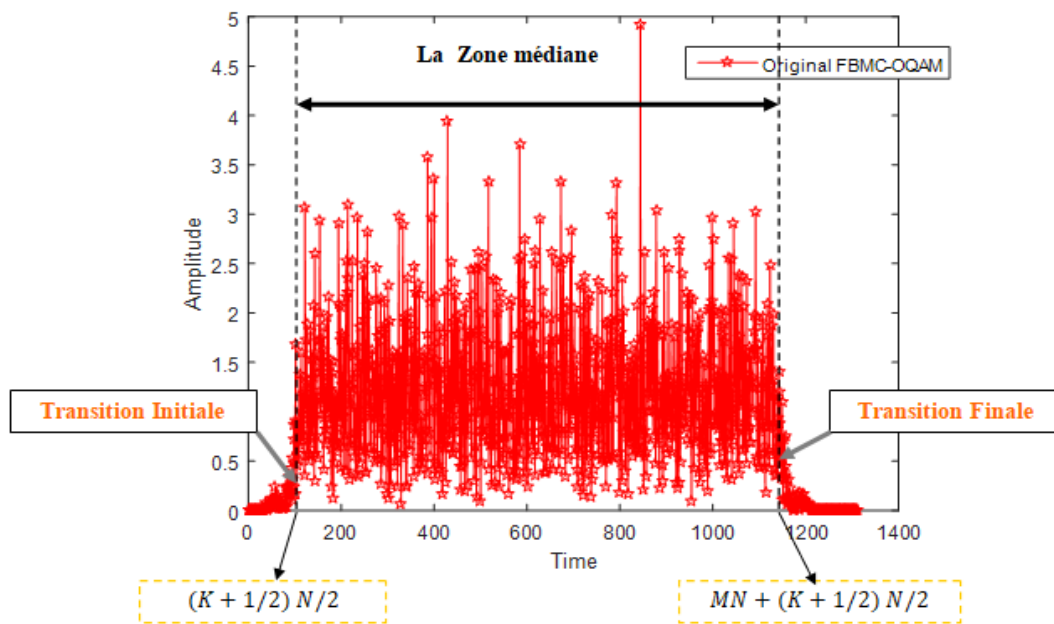


Figure III. 9. Évolution temporelle du signal FBMC-OQAM d'origine.

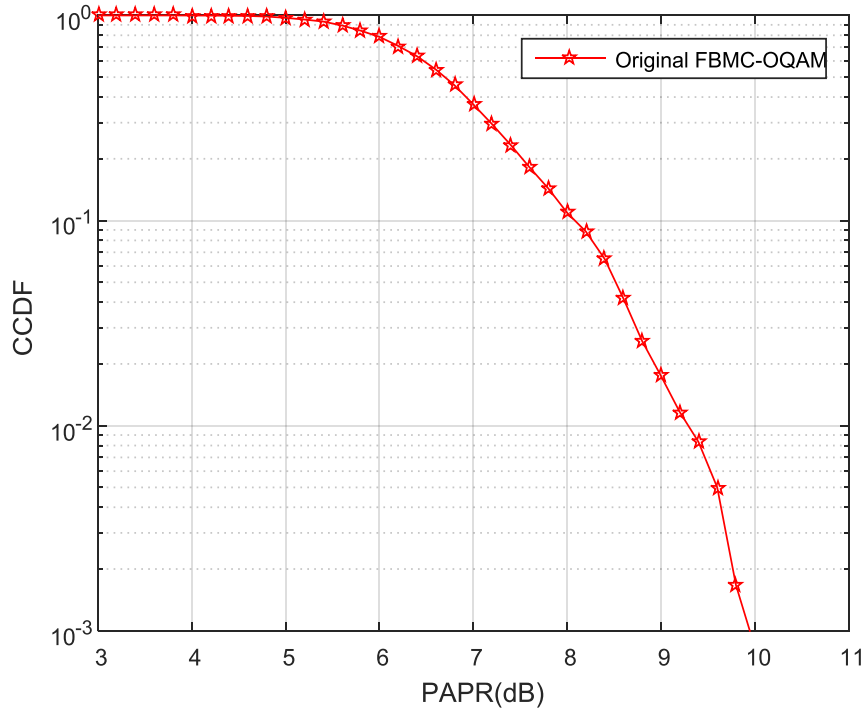


Figure III. 10. CCDF de PAPR d'un signal FBMC-OQAM.

Le tracé CCDF pour le FBMC-OQAM dépend de plusieurs paramètres notons le nombre différent de sous-porteuses, on peut noter qu'en augmentant le nombre de sous-porteuses, le PAPR augmente comme dans le cas de signal OFDM. Aussi le type de filtre utilisé, le type de modulation ont un impact direct sur la mesure CCDF.

Dans la référence [12], l'auteur a bien démontré que le facteur de chevauchement K a une influence significative sur la distribution PAPR des schémas FBMC-OQAM comme est bien décrit en équation (III.18). Pour montrer cette influence, on utilise le filtre PHYDYAS de longueurs différentes avec : $K = 2, 3, \text{ et } 4$. Il est clair d'après l'équation (III.18) que les mesures CCDF dépendent de K . En augmentant K , nous obtenons de grandes valeurs de PAPR et l'inverse est vrai. En d'autres termes, le PAPR augmente lorsque le chevauchement des symboles devient significatif. De l'autre côté, avec les filtres prototypes PHYDYAS courts, le PAPR diminue.

$$CCDF(\eta) = 1 - (1 - e^{-\eta})^{KN} \quad (\text{III. 18})$$

III.7. Les techniques de réduction de PAPR proposées pour l'OFDM

Dans le procédé de réduction de la consommation énergétique et le traitement de la distorsion non-linéaire de l'amplificateur en émission, la réduction du PAPR est une solution. Il est recommandé de modifier les caractéristiques du signal émis pour réduire son PAPR. Pour cette raison, plusieurs techniques de réduction de PAPR de modulation multi-porteuse ont été proposées dans la littérature.

Les techniques de réduction de PAPR pour le système OFDM en émission sont classées dans différentes approches :

- **Techniques non-destructives**, les techniques probabilistes (SLM [86], PTS [87]).
- **Techniques destructives**, (Clipping [88], Compression,....).
- **Techniques dite d'ajout de signal**, (ACE [89], TR [90], TI....).
- **Techniques hybrides**, (TR-SLM, SLM-PTS.....).

III.7.1. Technique 'SLM'

III.7.1.1. Description

C'est une méthode de réduction du PAPR non-destructive dite aussi probabiliste donner par Bäuml pour l'OFDM en [91]-[92]. Cette dernière consiste à générer plusieurs versions du même symbole complexe OFDM, en multipliant les symboles élémentaires d'entrée par un certain groupe de U vecteurs pseudo-aléatoires de même taille N . Puis, les symboles résultants sont ensuite passés à travers le bloc IFFT, et donc celui ayant la valeur de PAPR la plus basse est choisie pour être émis, comme le montre la Figure III.11.

III.7.1.2. Développement mathématique

D'abord, on prend une séquence de symbole OFDM en fréquence $S = \{S_i\}, i = 0, \dots, N - 1$. Le concept SLM est basé sur le fait de multiplier point par point la séquence X par le vecteur de pondération (rotation) $B^{(u)} = \{b_i^{(u)}\}, i = 0, \dots, N - 1$. Ces éléments $b_i^{(u)}$ sont fournis comme :

$$b_i^{(u)} = e^{j\theta_i^{(u)}}, \theta_i^{(u)} \in [0, 2\pi), u \in [0: U - 1] \quad (\text{III. 19})$$

En suite, le symbole complexe OFDM fréquentiel après pondération est fourni comme :

$$S^{(u)} = S \cdot B^{(u)} \quad (III. 20)$$

Subséquentement, on obtient U versions distincts du signal OFDM principal. À la fin, le signal OFDM temporel émis est défini comme :

$$s^{(\tilde{u})} = IFFT\{S^{(\tilde{u})}\} \quad (III. 21)$$

On note que : $\tilde{u} = \operatorname{argmin}_{u=1,2,\dots,U} \{max_i |s^{(u)}|\}$ indique l'indice de la version avec le PAPR le plus bas. En suite, cette valeur de \tilde{u} sera envoyée au coté de récepteur afin de restituer le signal informatif d'origine.

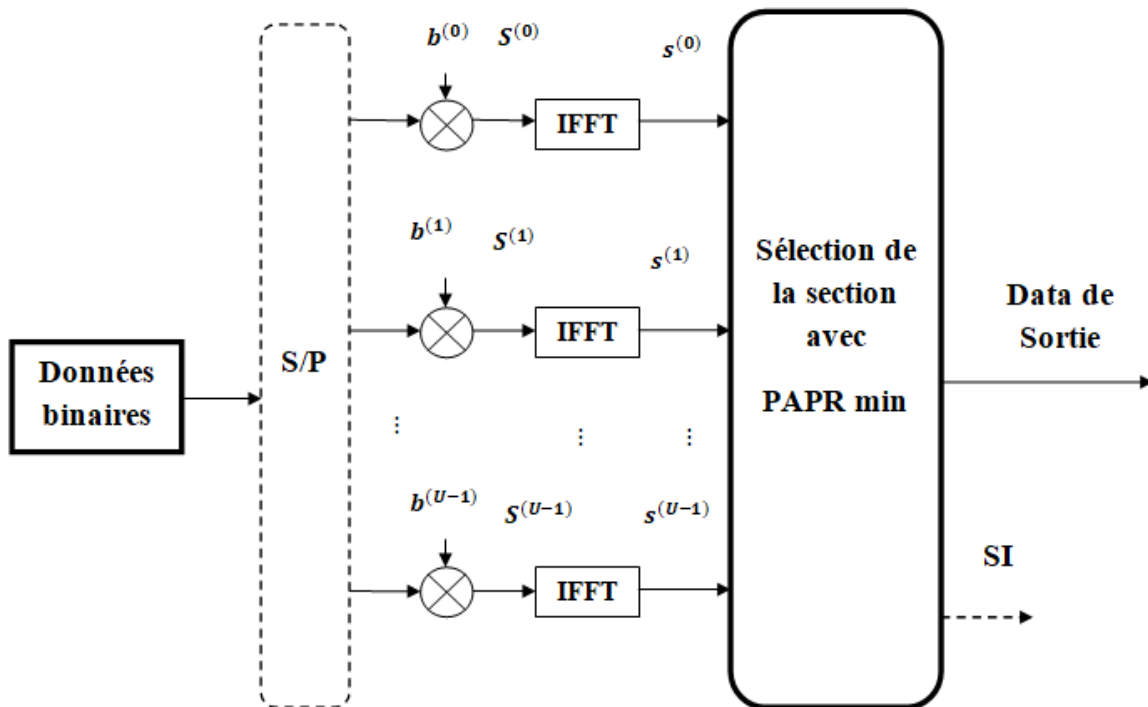


Figure III. 11. Le schéma bloc de l'approche SLM.

L'efficacité de la méthode SLM dépend de la quantité d'embrouillage effectué par ces facteurs de rotation sur la séquence OFDM d'origine et de la longueur de U SLM. À mesure que nous augmentons le nombre de séquences SLM, les performances du PAPR s'améliorent, mais au détriment de la complexité du système. Bien que l'approche SLM ait une complexité de mise en œuvre modérée, cette complexité augmente, à mesure que U augmente. Par conséquent, de nombreux chercheurs ont consacré leurs travaux dans ce domaine à l'amélioration du calcul de la complexité du SLM conventionnel.

La complexité d'une méthode SLM typique ne prenant en compte aucun sur-échantillonnage (c'est-à-dire $J = 1$) en termes d'ajouts de complexité est la suivante :

$$C_{SLM} = UN \log_2 N \quad (\text{III. 22})$$

III.7.2. Technique 'PTS'

III.7.2.1. Description

Partial Transmit Sequences « PTS » a été donnée par Müller et Huber en 1997 [93], dans cette approche, le bloc d'entrée S de N sous-porteuses est partitionné en V sous-blocs distincts S_v , $v = \{1, \dots, V\}$, où chacun de ces derniers est pondéré par un facteur de phase afin de minimiser le paramètre PAPR comme le montre la Figure III.12.

La PTS comprend la rotation de phase sur chaque bloc et non pas la rotation de phase sur le bloc initial comme dans le cas de SLM. En revanche, l'ensemble des positions de sous-porteuse déjà représentées dans un autre sous-bloc, doivent être mises à zéro pour que :

$$S = \sum_{v=1}^V S_v \quad (\text{III. 23})$$

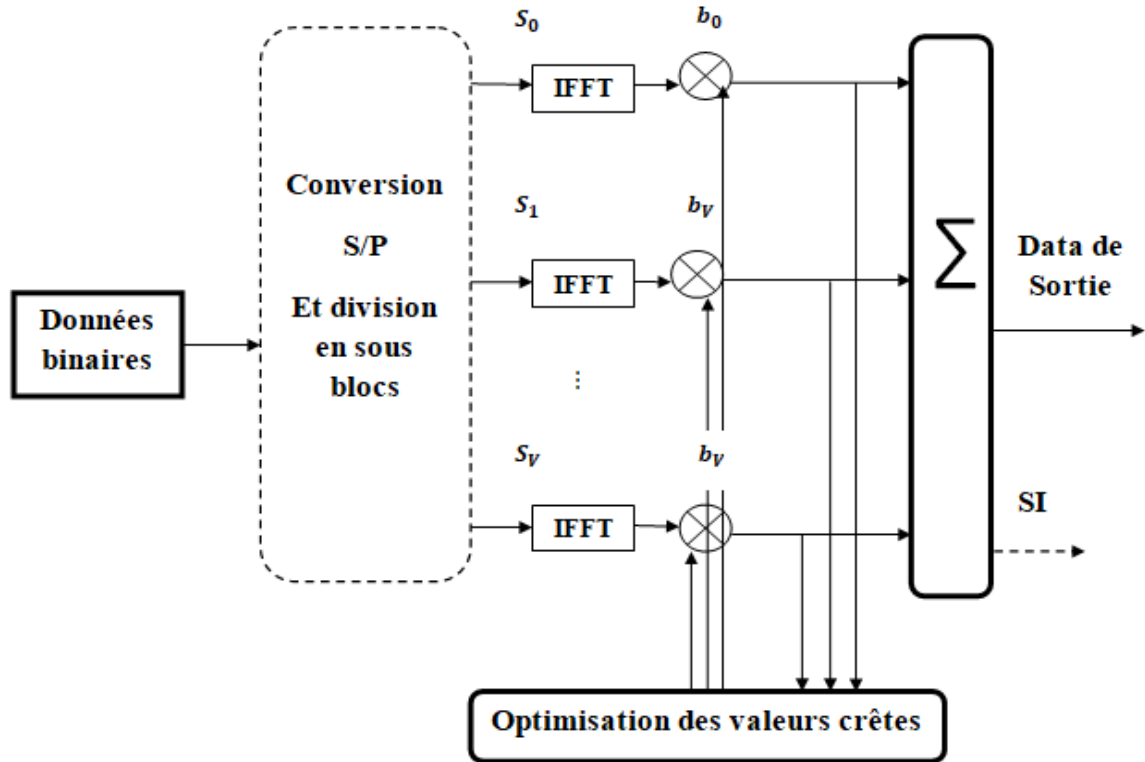


Figure III. 12. Le schéma bloc de l'approche PTS.

III.7.2.2. Développement mathématique

Dans l'approche PTS, le symbole d'entrée OFDM fréquentiel S de N sous-porteuses est d'abord subdivisé en V sous-blocs distincts S_v de N/V sous-porteuses tels que :

$$S = \sum_{v=1}^V S_v \quad (\text{III. 24})$$

On introduit un décalage de phase (rotation) pour chaque sous-bloc S_v disjoint, donc on obtient le nouveau symbole dans le domaine fréquentiel :

$$S = \sum_{v=1}^V S_v \cdot b_v, \quad b_v = e^{j\theta_v}, \quad v = 1, \dots, V \quad (\text{III. 25})$$

Le signal temporel après l'application d'IFFT est présenté comme :

$$s = IFFT \left\{ \sum_{v=1}^V S_v \cdot b_v \right\} = \sum_{v=1}^V b_v \cdot IFFT(S_v) = \sum_{v=1}^V b_v s_v \quad (\text{III. 26})$$

Une optimisation est procédée pour le vecteur de décalage de phase b_v de la manière suivante :

$$B_v = \{b_v\} = \underset{b_v}{\operatorname{argmin}} \left\{ \max_i \sum_{v=1}^V b_v \cdot s_v(i) \right\}, i = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (\text{III. 27})$$

En réalité, l'approche PTS est très performante, cependant le principal inconvénient réside dans la complexité de calcul du vecteur de pondération B_v optimal afin de réduire le paramètre PAPR. D'autre part, même si nous fixons le nombre de blocs IFFT pour les deux approches (SLM/PTS), l'algorithme PTS reste plus complexe que le procédé SLM.

En outre, l'approche de partitionnement des symboles d'entrée en sous-blocs impacte la performance globale ainsi la complexité. Sans oublier la nécessité d'envoyer une information supplémentaire, également appelée Side Information (SI) afin que le récepteur puisse reconnaître la séquence qui a permis de générer le PAPR le plus faible, mais ils font aussi diminuer le débit binaire aussi qu'une légère augmentation du BER en raison de la perte de ces informations.

III.7.3. L'écèlement 'Clipping'

La technique d'écèlement « Clipping » [94], est l'une des techniques les plus simples principalement utilisée pour obtenir une valeur réduite du PAPR. L'écèlement consiste le découpage en amplitude qui limite l'enveloppe de crête du signal d'entrée à une valeur prédéterminée. Par conséquent, le procédé d'écèlement introduit à la fois une distorsion dans la bande et un rayonnement hors bande dans les signaux, ce qui dégrade les performances du système, y compris le BER et l'efficacité spectrale. Soit $\dot{s}(t)$ le signal temporel et $\dot{s}_c(t)$ la version écèlement du signal original donné comme suit:

$$\dot{s}_c(t) = \begin{cases} \dot{s}(t) & |\dot{s}(t)| \leq \beta \\ \beta e^{j\varphi} [\dot{s}(t)] & |\dot{s}(t)| > \beta \end{cases} \quad (\text{III. 28})$$

Où β est le niveau d'écèlement.

On décrit aussi une autre notion qui a un lien avec le taux d'écèlement noté CR (Clipping Ratio) comme suite :

$$CR_{[dB]} = 20 \log_{10} \frac{\beta}{\sqrt{P_{avr}}} \quad (IV.29)$$

Avec : $P_{avr} = E\{|\dot{s}(t)|^2\}$ représente la puissance moyenne du signal d'entrée et β est la valeur de seuil d'écèlement.

En outre, le filtrage peut réduire le rayonnement hors bande après écèlement bien qu'il ne puisse pas réduire la distorsion dans la bande. La performance de l'algorithme de clipping dépend du choix du niveau d'écèlement. Dans la littérature, des formules ont amélioré pour combattre les effets de clipping, particulièrement l'écèlement profond (DC) [95], le smooth clipping (SC) [96], l'écèlement inversible [97]-[98] et dernièrement l'écèlement adaptatif [99].

III.7.4. Méthodes de companding

La compression 'companding' est une technique de réduction du PAPR très attrayante en raison de ses bonnes performances, simplicité, efficacité et sa facilité à mettre en œuvre dans tout système de communication numérique. La technique de transformation par compression est considérée comme une technique de limitation d'amplitude. Cependant, toutes les techniques de compression sont caractérisées comme des méthodes de distorsion en raison de leur capacité à modifier le signal en limitant son enveloppe. Ils sont également très sensibles au bruit de canal en raison de leurs caractéristiques non-linéaires inhérentes.

L'idée de cette technique consiste d'étendre les faibles amplitudes de signal temporel tandis que les amplitudes à valeurs supérieures de signal (pics) seront comprimées, de sorte que la puissance moyenne augmentera et donc le PAPR diminuera. Différents types de fonction de companding non-linéaire sont discutés dans la littérature comme par exemple les deux lois les plus célèbres sont Loi-A, Loi-Mu dite aussi Loi- μ . En outre, le signal compressé au niveau de l'émetteur peut être correctement récupéré au niveau du récepteur en utilisant une fonction de transformation inverse. En d'autres termes, en émission une compression est appliquée suivie par une opération de décompression en réception afin d'améliorer l'efficacité énergétique du système multi-porteuse au niveau de l'HPA.

III.7.4.1. La Loi-Mu

Pour un signal d'entrée $\acute{s}(t)$, la sortie de compression en Loi-Mu est :

$$C_{Mu} = V \frac{\log\left(1 + \mu \frac{|\acute{s}(t)|}{V}\right)}{\log(1 + \mu)} \text{sgn}(\acute{s}(t)) \quad (\text{III. 30})$$

Où : μ est le paramètre de Loi-Mu du compresseur, $\acute{s}(t)$ est le signal d'entrée. Le paramètre μ contrôle la quantité de compression. Et V est l'amplitude de crête du signal $\acute{s}(t)$ [100]. \log est le logarithme naturel et sgn est la fonction *signum*.

III.7.4.2. La Loi-A

Le signal de sortie du compresseur de Loi-A est donné par :

$$C_A = \begin{cases} \frac{A|\acute{s}(t)|}{1 + \log A} \text{sgn}(\acute{s}(t)) & 0 \leq |\acute{s}(t)| \leq \frac{V}{A} \\ \frac{V\left(1 + \log\left(\frac{A|\acute{s}(t)|}{V}\right)\right)}{1 + \log A} \text{sgn}(\acute{s}(t)) & \frac{V}{A} < |\acute{s}(t)| \leq V \end{cases} \quad (\text{III. 31})$$

Où : A est le paramètre de Loi-A du compresseur et les autres éléments sont comme dans le cas de la Loi-Mu [100].

Selon le choix du type de fonction (compression/décompression), le companding doit fréquemment faire face à un compromis entre le taux de réduction du PAPR et les performances en termes de BER.

III.7.5. Tone Reservation 'TR'

Tone Reservation « TR » est une catégorie des méthodes de réduction de PAPR nommé techniques d'ajout de signal. Le concept de cette approche est de réserver un certain nombre des sous-porteuses (PRTs) du signal OFDM dans le but qu'elles puissent être utilisées pour la minimisation du paramètre PAPR. Dans l'approche TR, l'émetteur et le récepteur fixent d'un côté le nombre et aussi les positions des PRTs, qui seront réservées pour la génération d'un signal de correction de PAPR.

M.Tellado-Mourello [101] en 1998, a pu démontrer dans son travail de thèse, que le problème d'estimation d'un signal de réduction de PAPR (correction) est exprimé comme étant un problème d'optimisation convexe. Dans la littérature plusieurs travaux de recherche comme par exemple dans [102]-[103], les auteurs ont recommandé de rendre la technique TR à compatibilité descendante, en appliquant la notion des sous-porteuses nulles pour réduire le PAPR.

Le principe général de la méthode Tone Reservation (TR) est exposé par la Figure III.13.

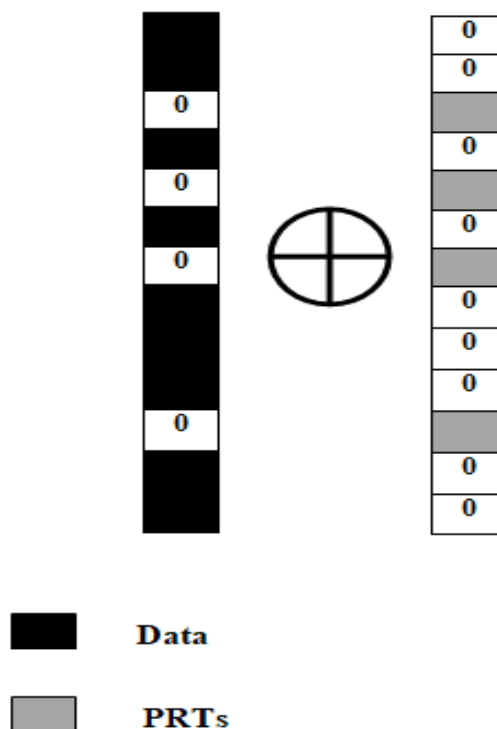


Figure III. 13.Principe général de l'approche Tone Reservation.

Nous considérons un signal temporel OFDM $s(t)$ à transmettre et $c(t)$ le signal de réduction du PAPR dite aussi de correction. D'autre coté, on définit deux vecteurs de domaine fréquentiels (données/corrections) respectivement comme :

$$S = [S_0, \dots, S_{N-1}] \text{ et } C = [C_0, \dots, C_{N-1}].$$

Prendrons aussi un ensemble qui inclut les indices des PRTs pour la correction du PAPR: $P = \{i_0, \dots, i_{N_p-1}\}$ (N_p manifeste le nombre de tones "nulles" avec : $N_p \ll N$). Après l'addition des tones avec la séquence d'information, le vecteur à envoyer devient donc $S + C$. sachant que les deux vecteurs S et C sont obligatoirement orthogonaux, plus clairement : $S_l \cdot C_l = 0$, avec $l = 0, \dots, N - 1$. Mathématiquement, on écrit :

$$S_l + C_l = \begin{cases} S_l, & l \notin P \\ C_l, & l \in P \end{cases} \quad (\text{III. 32})$$

D'autre part, le signal de domaine temporel obtenu peut être écrit comme :

$$z = s + c \quad (\text{III. 33})$$

$$z = \text{IFFT}(S + C) \quad (\text{III. 34})$$

En fin, le calcul de PAPR du signal à envoyer est effectué comme:

$$\text{PAPR}_{[z]} = \frac{\max_{0 \leq l < N} |s_l + c_l|^2}{E[|s_l + c_l|^2]} \quad (\text{III. 35})$$

Nous rappelons que le but de la TR est la réduction de paramètre PAPR sans quoique augmenter la puissance moyenne donnée. On peut l'expliquer comme:

$$\min_c \left\{ \frac{\max_{0 \leq l < N} |s_l + c_l|^2}{E[|s_l|^2]} \right\} \quad (\text{III. 36})$$

D'après (III.35), on constate que le dénominateur n'est pas fonction du signal de correction c_l , alors le problème d'optimisation de PAPR est similaire à l'équation :

$$\min_c \max_{0 \leq l < N} |s_l + c_l|^2 = \min_c \|s_l + c_l\|_\infty^2 = \min_c \|IFFT(S + C)\|_\infty^2 \quad (\text{III. 37})$$

Où $\|\cdot\|_\infty^2$ est la norme infinie.

Le problème autant indiquée se simplifie à un problème d'optimisation quadratique à contraintes quadratiques (QCQP). Dans la référence [101], l'auteur a conseillé une résolution sous-optimale au problème QCQP fondée sur l'algorithme du gradient cependant que dans [102], l'auteur a proposé une autre solution de problème d'optimisation convexe reposée sur le SOCP (Second Order Cone Programming).

III.7.6. Extension de Constellation Active 'ACE'

Cette méthode de réduction du PAPR a été proposée pour la première fois dans [104], basé sur le principe de l'extension de la constellation du signal fréquentiel sans dégrader le BER et en gardant aussi une compatibilité descendante. Dans l'ACE, la constellation d'origine n'est étendue que dans les régions du plan de signal où le nouveau point étendu doit être plus éloigné de tout autre point. Les mêmes méthodes utilisées pour TR telles que POCS ou l'algorithme de recherche de gradient, peuvent être employées pour trouver les points d'extension.

Concernant, la minimisation du PAPR peut être obtenue par la transformation des symboles modulés en émission, et alors par le changement de la forme du signal OFDM produit. L'approche ACE a connu énormément d'améliorations en fournissant de nouvelles techniques d'optimisation. Malgré cela, son mise en œuvre est limitée à certains cas d'un nombre d'état très limité.

L'application de traitement ACE pour des systèmes qui appliquent des modulations à nombre important d'états a alors faible intérêt. Un dernier inconvénient de l'approche ACE est qu'elle souffre du problème de délai de convergence très lent avec aussi une augmentation de la puissance moyenne du signal original.

III.8. Méthodes proposées pour la réduction de PAPR en FBMC-OQAM

Dans cette dernière partie, nous arborons quelques approches de réduction de PAPR conçu particulièrement pour le signal FBMC-OQAM tels que PTS, SLM, ACE/SGP.

III.8.1. PTS pour FBMC-OQAM

Le procédé PTS conventionnel a été ajusté pour le signal FBMC-OQAM dans [105], [106] et [107], dont les blocs fréquentiels de données S sont subdivisés en V sous-blocs $S^{(v)}$, où $v = 1, 2, \dots, V$. De plus, on rappelle que les sous-blocs concernés sont isolés totalement, tandis que les autres non concernés sont mises à zéro. Ensuite, le vecteur de rotation b est introduit afin de décaler les sous-blocs (pondérations). Nous pouvons écrire les blocs fréquentiels comme :

$$S = \sum_{v=1}^V b^{(v)} S^{(v)} \quad (\text{III. 38})$$

Après l'application d'une IDFT à $S^{(v)}$, on peut écrire le signal $s^{(v)}$ temporel comme:

$$s = \sum_{v=1}^V b^{(v)} s^{(v)} \quad (\text{III. 39})$$

Le concept de PTS consiste à chercher un vecteur b de pondération optimal afin de minimiser le facteur PAPR de s :

$$b = \operatorname{argmin}_b \left(\max \left| \sum_{v=1}^V b^{(v)} s^{(v)} \right| \right) \quad (\text{III. 40})$$

Dans cette partie, on prend en compte le chevauchement de chaque symbole FBMC avec ses $R - 1$ symboles FBMC précédents. Soit s_b la région de recouvrement du symbole s_r actuel avec les autres $R - 1$ symboles FBMC précédents, ce qui développe mathématiquement comme :

$$s_b = \sum_{l=3M}^{4M-1} s_{r-3}(l) + \sum_{l=2M}^{4M-1} s_{r-2}(l) + \sum_{l=M}^{4M-1} s_{r-1}(l) \quad (\text{III. 41})$$

En réalité, s_b indique la zone du signal qui chevauche le symbole actuel. D'autre part, la formule (III.38) doit être changée comme suite :

$$b = \operatorname{argmin}_b \left(\max |s_b + \sum_{v=1}^V b^{(v)} s^{(v)}| \right) \quad (\text{III. 42})$$

En considérant le chevauchement interne des symboles FBMC-OQAM, ce procédé peut assurer un gain en termes de réduction comparable à celui fourni par la méthode conventionnelle appliquée aux signaux OFDM [108], mais cela introduit une complexité importante au système.

III.8.2. SLM pour FBMC-OQAM

M. S. S. K. C. Bulusu dans [58], a suggéré un procédé nommé DSLM conçu aux symboles FBMC-OQAM, dans laquelle chaque vecteur de symbole complexe d'entrée S_i est exposé à une rotation de phase avec U distincts vecteurs d'entrée pour former : $\{S_i^u\}_{u=0}^{U-1}$. En fait, afin d'avoir la pondération idéale pour chaque symbole FBMC-OQAM, l'auteur a pris en compte le chevauchement de ses quatre symboles FBMC précédents. À cette fin, l'algorithme DSLM est résumé comme :

Étape d'Initialisation : considérons U vecteurs de rotation $\{\varphi^u\}_{u=0}^{U-1}$ de longueur M chacun et N vecteurs symboles complexes d'entrée, posons $\{S_i\}_{i=0}^{N-1}$.

Étape de Rotation de phase : on soumit le $i^{\text{ième}}$ vecteur S_i à une rotation de phase avec U distincts vecteurs de rotation de phase $\{\varphi^u\}_{u=0}^{U-1}$, déterminé par :

$$S_i^u = S_i \cdot \varphi^u, 0 \leq u \leq U - 1 \quad (\text{III. 43})$$

Étape de Modulation FBMC-OQAM : procéder la modulation multi-porteuse FBMC-OQAM sur les éléments du $i^{\text{ième}}$ vecteur symbole d'entrée, comme :

$$S_i^u(t) = \sum_{i'=0}^{2i-1} \sum_{m=0}^{M-1} [b_{i',m}^{(u)}] g\left(t - \frac{i'T}{2}\right) e^{j\frac{2\pi}{T}mt} e^{j\varphi_{i',m}} + \sum_{i'=2i}^{2i+1} \sum_{m=0}^{M-1} [b_{i',m}^{(u)}] g\left(t - \frac{i'T}{2}\right) e^{j\frac{2\pi}{T}mt} e^{j\varphi_{i',m}} \quad (\text{III. 44})$$

Étape de Calcul du PAPR partiel : effectuer le calcul de PAPR partiel pour $S_i^u(t)$ sur $T_0 = [iT + T_\alpha, iT + T_\beta]$ qui présente un intervalle arbitraire dans l'intervalle $[iT, iT + 4.5T]$ par l'équation :

$$PAPR_{T_0}^u = \frac{\max_{t \in T_0} |S_i^u(t)|^2}{\frac{1}{T_0} \int_{T_0} |S_i^u(t)|^2 dt} \quad (\text{III. 45})$$

Où : $T_\alpha \geq 0$ et $T_\beta < 4.5T$

Étape de Sélection : dans l'ensemble des $PAPR_{T_0}^u$, on selecte l'indice u du signal temporel avec le plus faible PAPR en basant sur l'optimisation :

$$u_{min}^i = \operatorname{argmin}_{0 \leq u \leq U-1} [PAPR_{S_i^u(t)}], \quad t \in T_0 \quad (\text{III. 46})$$

La bonne sélection de l'intervalle T_0 impacte sur l'amélioration de procédé de minimisation des pics de puissance.

Étape de Mise-à-jour : il est essentiel de mettre à jour le vecteur de symbole complexe d'entrée qui se chevauche actuellement :

$$S_i^{(u_{min}^i)} = S_i \cdot \varphi^{(u_{min}^i)} \quad (\text{III. 47})$$

On considère que le symbole d'entrée qui a été soumis à une rotation de phase avec $\varphi^{(u_{min}^i)}$ est optimal.

Étape d'Incrémentatation : on incrémente la valeur de i par 1 et on retourne à l'étape 2.

On doit suivre ce procédé jusqu'à arriver au dernier symbole (la fin de signal).

III.8.3. ACE-SGP pour FBMC-OQAM

Les auteurs de la référence [109] ont conseillé une nouvelle variante de l'algorithme ACE-SGP adaptée à la forme d'onde FBMC-OQAM. La mise en œuvre de cette dernière est effectuée selon un traitement qui prend en considération le chevauchement caractéristique des symboles temporels FBMC-OQAM. La progression de cette approche suit les étapes d'algorithme suivant :

Étape 1 : génération de signal temporel FBMC-OQAM comme : $y_n^i = |y_n^i|e^{j\varphi_n}$;

Étape 2 : pendant le régime stable du signal FBMC-OQAM, spécifier l'échantillon H^i ayant l'amplitude la plus élevée aussi que son emplacement \hat{n}_{max} par les formules :

$$\begin{cases} H^i = \max |y_n^i|^2 \\ \hat{n}_{max} = \operatorname{argmax} |y_n^i| \end{cases} \quad (\text{III. 48})$$

Avec : $n \in [R_g + 1 : (N_{symbol} - 1)M]$, R_g indique la longueur du filtre prototype, M nombre des sous-canaux, et N_{symbol} le nombre de symboles complexes FBMC-OQAM à envoyer ;

Étape 3 : écrêter le signal y_n à un seuil donné ω , afin d'avoir le nouveau signal écrêté l_n :

$$l_n = \begin{cases} y_n^i & |y_n^i| \leq \omega \\ \omega e^{j\varphi_n} & |y_n^i| > \omega \end{cases} \quad (\text{III. 49})$$

Étape 4 : effectuer un calcul de la partie écrêtée du signal temporel par l'équation suivante :

$$o_{ecr} = l_n - y_n^i \quad (\text{III. 50})$$

Étape 5 : démoduler le signal temporel d'écrêtage résultant o_{ecr} afin d'avoir la version O_{ecr} ;

Étape 6 : envisager la restriction ACE en ne gardant que les parties de O_{ecr} qui se situent dans les directions d'extension appropriée pour les constellations d'un sous-canal fourni, et puis fixer le reste des directions à zéro afin de maintenir l'espacement minimal entre les points de constellation.

Étape 7 : moduler le signal fréquentiel O_{ecr} afin d'avoir le signal de réduction de PAPR o ;

Étape 8 : établir la taille minimale du pas ε_{min}^i par la formule mathématique suivante :

$$\varepsilon_{min}^i = \min_n \left[\frac{H^i - |y_n^i|}{O_{proj}^{(n)} - O_{proj}^{(\hat{n}_{max})}} \right] \quad (\text{III. 51})$$

Avec : $O_{proj}^{(n)}$ présente la projection de chaque échantillon o_n^i selon l'angle de phase de signal y_n^i , qui s'effectue par l'expression :

$$O_{proj}^{(n)} = \frac{|\Re(y_n^i o_n^*)|}{|y_n^i|} \quad (\text{III. 52})$$

Étape 9 : recalculer le nouveau signal FBMC-OQAM de demain temporel mis à l'échelle par le signal de correction par :

$$y_n^{i+1} = y_n^i + \varepsilon_{min}^i o_m \quad (\text{III. 53})$$

Avec : $n \in [K + 1 M : N_{symbol} M]$ et $m \in K + 4 M : (N_{symbol} - 1)M + R_g$

Il faut répéter ce procédé jusqu'à ce qu'on arrive à une valeur de PAPR approuvable ou bien que le nombre d'itérations expire.

III.8.4. Les techniques hybrides

Ces dernières années, le concept d'hybridation des techniques de réduction de PAPR est devenu très populaire dans le domaine de réduction de la consommation énergétique pour les terminaux mobiles des télécommunications, par ce que les meilleurs résultats trouvés sont obtenus grâce à des algorithmes hybrides de deux ou plusieurs techniques, qu'elles appartiennent au classe des méthodes en se basant sur l'ajout de signal ou qu'elles appartiennent au classe qui repose sur les techniques probabilistes, et le but est généralement de combiner les avantages et les inconvénients de chacune d'elles dans un même algorithme pour trouver un bon compromis par exemple complexité-CCDF, BER-CCDF ou bien les trois.

Dans la littérature, il existe de nombreux travaux de recherche préconisant l'utilisation hybride et la concaténation des techniques de réduction de PAPR. Dans [110], une solution conjointe avec SLM et TR a été abordée pour obtenir une meilleure réduction du PAPR. Une solution a été proposée dans [111], nommée hybride TR-PTS avec un multi-bloc de données-PTS en tirant parti des chevauchements de symboles FBMC-OQAM. Une autre résolution a été présentée par M. Laabidi dans [112], qui est une fusion de deux méthodes conventionnelles ACE-SGP et TR, pour fournir une meilleure performance par rapport à chacune d'elles séparée. Dans [113], les auteurs ont proposé un procédé hybride reposé sur le SLM et PTS, afin d'assurer des performances supérieures en termes de minimisation de PAPR. Dans [85], une approche hybride a été proposée appuyé sur le deux techniques TR et SPTS, dans le but d'améliorer le taux de réduction de paramètre PAPR pour le contexte FBMC-OQAM.

III.9. Critères de mérite pour les méthodes de réduction du PAPR

En fin, après avoir abordé en détail quelques méthodes de minimisation du PAPR, il semble nécessaire de définir les critères de mérite qui permettront d'évaluer et d'estimer les performances de ces dernières, pour envisager des excellentes performances au niveau de l'émission comme l'amplificateur de puissance. Ces critères sont :

- **Compatibilité descendante**, dans un procédé à compatibilité descendante, l'émetteur n'a pas besoin de transmettre au coté de récepteur des informations à propos de traitement effectué à l'émission pour la réduction du PAPR. Aussi, le récepteur n'est pas transformé et aucun traitement complémentaire n'est procédé.
- **Modification de la densité spectrale de puissance à l'émission**, les distorsions non linéaires apportées au signal initial peuvent introduire une augmentation des lobes secondaires et produira un bruit en plage fréquentiel utile du signal émis.
- **Variation de la puissance moyenne**, à l'égard de l'ajout d'un signal correcteur ou l'écrêtage des pics d'amplitude, la puissance moyenne du signal original peut soit augmenter ou diminuer.
- **Diminution du débit binaire utile**, des fois l'émetteur peut être amené à transmettre des informations sur le traitement effectué au récepteur, pour que celui-ci puisse démoduler de façon correcte le signal émis. Ces informations supplémentaires diminuent le débit utile du système.
- **Complexité numérique**, supposé que l'algorithme de diminution du PAPR est très complexe et fonctionne lentement (exécution lente), cela limitera directement son utilisation, malgré le gain de réduction du PAPR est très considérable.
- **Dégradation du BER**, quelques formules de réduction du PAPR modifient la nature du signal, ce qui peut engager plusieurs distorsions. Le signal acquit au récepteur est donc modifié et généralement sa courbe de BER est dégradée.

III.10. Conclusion

Dans ce troisième chapitre, au départ nous avons exposé des notions générales sur les amplificateurs de puissance (rendement énergétique, AM/AM, AM/PM...). Nous avons ensuite passé à la visualisation des effets de l'amplification non-linéaire en utilisant le modèle d'HPA Rapp dans notre simulation sur des signaux FBMC-OQAM. Nous avons analysé par la suite spectre de fréquence (PSD), constellations et le BER après l'étape de l'amplification non-linéaire. Ensuite, nous avons également abordé la notion du PAPR et donné sa fonction de distribution CCDF pour les systèmes OFDM dans les deux contextes continu et discret.

D'autre part, nous avons montré le profile énergétique de signal FBMC-OQAM et le calcul de PAPR pour ce dernier. En effet, nous avons montré que pour des valeurs élevées de PAPR il est impossible de garantir une efficacité énergétique. De cette manière nous avons justifié l'importance de l'utilisation des techniques de réduction du PAPR avant l'étape de l'amplification non linéaire dans une chaîne de transmission sans fil.

Nous avons aussi abordé dans ce chapitre les approches de minimisation du PAPR qui ont été fournies par les chercheurs de domaine afin de minimiser les fluctuations d'un signal à porteuse multiples. De plus nous avons cité quelques techniques conçues pour le système FBMC-OQAM.

A la fin du ce chapitre, nous avons fourni les critères de mérite (réduction du PAPR, complexité, etc) qui permettent d'évaluer les performances des algorithmes de minimisation de paramètre PAPR. Le quatrième chapitre est consacré pour notre contribution personnelle et scientifique dans la thématique de réduction de consommation énergétique par la réduction de facteur PAPR dans les systèmes multi-poreuse à base de banc de filtre.

Chapitre IV

Dérivation des Nouveaux Algorithmes pour la Réduction de la Consommation D'énergie dans les Systèmes FBMC

Pour réduire la consommation énergétique dans les systèmes multi-porteuse à base de banc de filtres (FBMC) pour la prochaine couche physique 5G, la réduction de PAPR est une étape nécessaire en émission afin de contrôler la dynamique de l'enveloppe temporelle de ces derniers, et rendre l'amplificateur de puissance non-linéaire avec des faibles valeurs d'IBO fonctionne dans sa zone linéaire ou bien proche de point de saturation pour assurer une efficacité énergétique maximal.

« L'imagination est plus importante que le savoir. »

Albert Einstein (1979-1955)

IV.1. Introduction

Le FBMC-OQAM est la conception la plus intéressante proposée pour la prochaine couche physique de communication mobile 5G [21], car elle est très bien localisée dans le domaine fréquentiel, grâce au filtre prototype spécifique PHYDYAS qui est bien localisé en fréquence et en temps. Ainsi, on peut dire que le FBMC-OQAM suppose une utilisation optimale du spectre fréquentiel [23]. Néanmoins, le FBMC-OQAM souffre de grandes fluctuations d'enveloppe connues sous le nom de Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) [114]. De plus, si un signal dans le domaine temporel avec une dynamique importante passe à travers un amplificateur de puissance avec une zone linéaire insuffisante, il peut produire plusieurs distorsions dans et hors bande [115], qui conduisent à une interférence de canal adjacent (ACI) repousse spectrale, à la dégradation du BER et une augmentation de la consommation énergétique dans les amplificateurs de puissance. La réduction de PAPR, c'est-à-dire minimiser la dynamique temporelle du signal multi-porteuse est une tâche essentielle pour obtenir un excellent rendement énergétique. Il est très tendant l'utilisation des techniques hybrides pour la réduction de PAPR dans le système FBMC-OQAM pour plusieurs raisons. On peut citer d'après un large état de l'art sur les méthodes de réduction de paramètre PAPR l'ensemble des solutions proposées dans les travaux scientifiques souffrent généralement de la complexité numérique, le temps d'exécution très lent, et l'absence de matériel qui supporte ce type de calcul ce qui rend la mise en œuvre de ces dernières des fois impossibles malgré leurs efficacités en termes réduction de PAPR. Dans cette thèse, notre objectif était de proposer des solutions de réduction de PAPR simples, faciles à implémenter et efficaces en même temps. Dans ce chapitre, nous proposons deux nouveaux algorithmes hybrides et une version améliorée de TR pour la réduction de PAPR dans les systèmes FBMC-OQAM afin de réduire la consommation énergétique pour ces derniers, le premier TD utilise l'hybridation entre la technique Tone Reservation et la méthode DC, le second TC conjoint l'algorithme d'ajout de signal, et la Loi de Companding Mu-law, et le troisième TR-DC se base sur le développement et l'amélioration des performances de la technique TR-FBMC-OQAM classique.

Ce chapitre est organisé comme suit : nous allons présenter en premier lieu le système utilisé en simulation ainsi la méthode de calcul de PAPR considérée, ensuite nous allons décrire en détail les algorithmes de réduction de PAPR proposés. Par la suite, les résultats de simulation seront présentés, analysés, discutés et comparés dans différents scénarios en termes CCDF, BER, DSP et complexité de calcul.

IV.2. Formulation du problème de la consommation d'énergie

L'infrastructure des télécommunications consomme une partie importante de l'énergie, cette consommation est de 2% à 10% de l'énergie consommée dans le monde et 2% des émissions CO₂ (Voir la Figure IV.1). Prenons l'exemple d'un système de communication sans fil dont les signaux avec des fluctuations d'amplitude élevées, comme dans le cas des systèmes multi-porteuse par exemple le FBMC, posent un défi à la conception RF des amplificateurs de puissance. La consommation d'énergie permet de définir la durée de vie de la batterie des systèmes de communications mobiles [116]. L'HPA représente plus de 60% de la consommation électrique totale de l'émetteur [116]. Ainsi, la linéarité de l'HPA et l'efficacité énergétique sont deux paramètres clés dans le contexte des signaux à fortes fluctuations, comme le montrent les techniques multi-porteuses. Afin de se débarrasser de la distorsion du signal amplifié, l'HPA est amené à fonctionner dans sa région linéaire, qui a un rendement énergétique très faible. La présence des pics élevés provoque des interférences IB et OOB [58] lorsque les signaux multi-porteuse passent à travers un HPA, qui n'a pas une plage linéaire suffisante. La fluctuation de l'enveloppe du signal peut être bien comprise par son PAPR. Les faibles valeurs de PAPR sont synonymes de signal transmis avec une puissance toujours très proche de sa puissance moyenne tandis que des valeurs élevées de PAPR indiquent que la puissance instantanée peut être très élevée par rapport à la moyenne. En plus, d'un point de vue énergétique toujours, pour assurer un rendement énergétique supérieur, l'amplificateur de puissance doit fonctionner à des faibles valeurs d'IBO. Nous pouvons conclure qu'en réduisant les fluctuations du signal d'entrée, et en faire fonctionner l'HPA à des faibles valeurs d'IBO, nous pouvons être énergétiquement efficace, c'est-à-dire, on a réduit la consommation énergétique du système avec moins possible des effets causés par la non-linéarité de l'HPA.

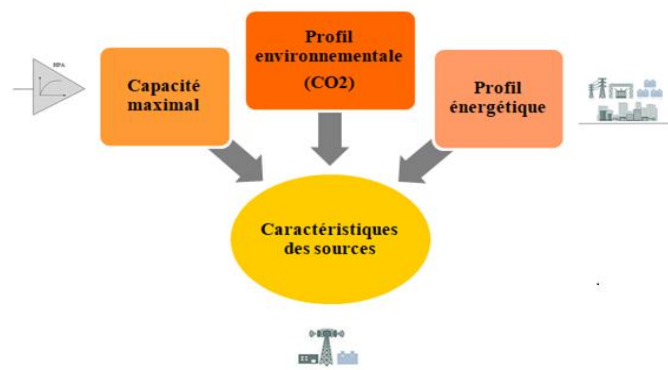


Figure IV. 1. Caractéristiques des sources dans les systèmes sans fil.

IV.3. Le system FBMC-OQAM considéré et le calcul de PAPR

Le modèle de système FBMC-OQAM [19], est représenté sur la Figure IV.2, où N représente le nombre de sous-porteuses et M est le nombre de symboles d'entrée complexes. Le symbole d'entrée X_m^n s'écrit comme suit :

$$X_m^n = R_m^n + jI_m^n, \quad 0 \leq n \leq N - 1, \quad 0 \leq m \leq M - 1 \quad (\text{IV.1})$$

Où : R_m^n et I_m^n , désignent les parties réelles et imaginaires du $m^{\text{ième}}$ le symbole complexe X_m^n sur le $n^{\text{ième}}$ sous-porteuse respectivement. Pour Offset QAM (OQAM), les parties réelles et imaginaires des symboles complexes QAM sont décalées dans le domaine temporel de $T/2$, où T est la période de symbole (équivalente à N). Ensuite, les symboles sont passés à travers un banc de filtres de transmission. De cette manière, le symbole FBMC-OQAM de $m^{\text{ième}}$ transmission peut être obtenu en ajoutant tous les signaux de sous-porteuses, qui peuvent être exprimés comme :

$$S_m^{FBMC}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [R_m^n \xi(t - mT) + jI_m^n \xi(t - mT - \frac{T}{2})] e^{jn(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2})} \quad (\text{IV.2})$$

Où : $\xi(t)$ est le filtre prototype.

Nous considérons le PHYDYAS comme étant le filtre prototype, qui a été conçu à l'origine par Bellanger [118], avec une conception basée sur la méthode d'échantillonnage de fréquence. La réponse impulsionnelle du filtre PHYDYAS est donnée par [118]:

$$\xi(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{B}} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^k G_k \cos\left(\frac{2\pi kt}{KT}\right) \right], & t \in [0, KT] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Avec :

$$B = KT \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} G_k^2 \right] \quad (\text{IV.4})$$

$$\begin{aligned}
 G_0 &= 1; & G_1 &= 0.9716960; & G_2 &= \frac{1}{\sqrt{2}}; & G_3 &= \sqrt{1 - G_1^2} \\
 G_k &= 0 \text{ pour } k > 3 & \text{et} & & G_k &= G_{-k} \text{ pour } k < 0 & & (IV.5)
 \end{aligned}$$

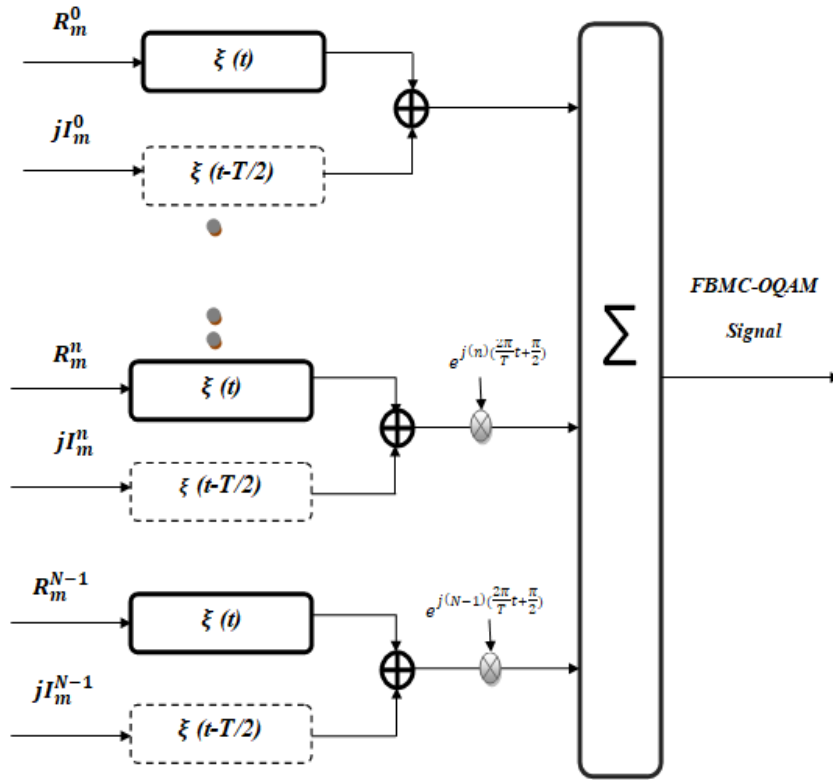


Figure IV. 2.L'émetteur FBMC-OQAM utilisé dans notre travail.

À partir du processus de chevauchement des symboles de données FBMC-OQAM représenté sur la Figure IV.3, nous pouvons voir que chaque signal de bloc de données est composé de deux parties réelles (R) et imaginaires (I) qui sont espacées de $T/2$. De plus, la longueur d'un bloc de données est $(K + 1/2) T$. La longueur totale de M blocs de données consécutifs est d'ordre de $(M + K - 1/2) T$. Le symbole $S_1(t)$ chevauche avec le signal de bloc de données $K - 1$ suivant. Les M symboles FBMC-OQAM sont donnés comme suit :

$$S(t) = \sum_{m=0}^{M-1} S_m^{FBMC}(t), 0 \leq t \leq \left(M + K - \frac{1}{2}\right) T \quad (IV. 6)$$

D'après le paragraphe précédent, nous devons redéfinir le PAPR pour ce système. Nous considérons la transmission en rafale FBMC-OQAM, il y a des phases de transition initiale et finale dans une trame FBMC-OQAM et le signal dans une partie de la transition est très faible, les pics de puissance du FBMC-OQAM apparaissent principalement dans la zone médiane où nous déterminons la définition du PAPR des signaux FBMC-OQAM. Dans ce travail, nous considérons que les phases de transition initiale et finale sont toutes deux égales à $(K + 1/2)/2$ périodes de symboles, et la zone médiane est de $(K + 1/2) N/2$ à $MN + (K + 1/2) N/2$ avec MN points qui est ensuite divisé en M intervalles également avec la durée T . Ainsi, le PAPR de chaque intervalle est défini par l'équation (IV.7). Nous utilisons la fonction de distribution cumulative complémentaire (CCDF) pour mesurer les performances PAPR des signaux FBMC-OQAM, qui est définie comme la probabilité que PAPR dépasse un seuil donné $PAPR_{\text{TH}}$. Le PAPR de chaque intervalle est calculé comme :

$$PAPR_{[dB]}^i = 10 \log_{10} \frac{\max_{it \leq t \leq (i+1)T} (|S(t)|^2)}{E[|S(t)|^2]} \quad (IV.7)$$

Avec : $E[\cdot]$ l'espérance mathématique et $0 \leq i \leq M$

$$CCDF(PAPR) = Pr(PAPR > PAPR_{\text{TH}}) = 1 - (1 - e^{-\eta})^N \quad (IV.8)$$

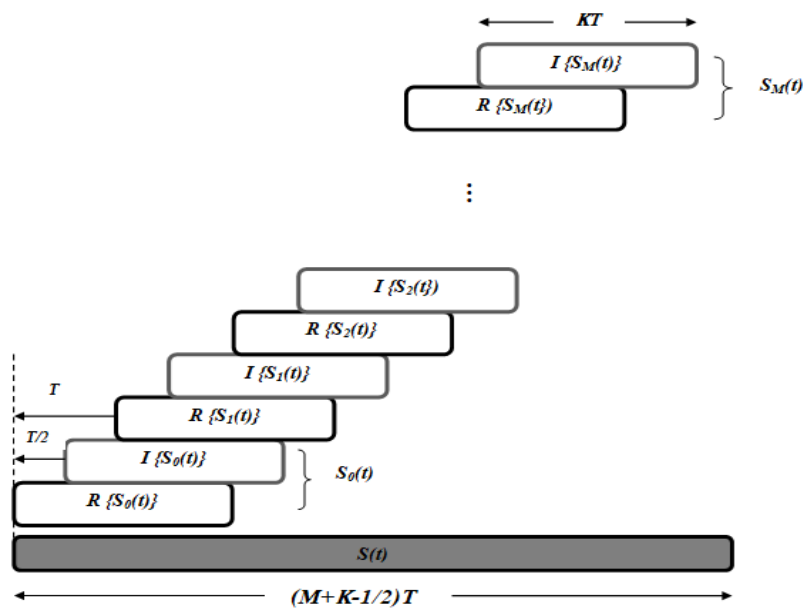


Figure IV. 3. Structure de signal FBMC-OQAM.

IV.4. L'algorithme TD proposé

IV.4.1. La technique TR pour la réduction de PAPR en FBMC-OQAM

La TR « Tone Reservation » a été introduite pour la première fois dans le travail [101]. L'idée de base du schéma TR est d'isoler l'énergie utilisée pour annuler les pics élevés en un ensemble prédéfini de sous-porteuses, appelées tones réservées à la réduction des pics (PRT). Ces sous-porteuses réservées ne transportent aucune information utile. En d'autres termes, le schéma TR consiste à ajouter un signal de domaine temporel $c(t)$ au signal d'origine $s(t)$ pour réduire ses pics comme le montre la Figure IV.4, mais le PAPR résultant de $(s(t) + c(t))$ doit être inférieur au PAPR original de $s(t)$. Dans la TR basée sur un algorithme d'écrêtage et filtrage itératif, les N tones totales sont divisées en P tones de réduction (PRT) et $N - P$ tones de données. La procédure détaillée du TR [111], [85], pour les signaux FBMC-OQAM est décrite comme suit :

Étape 1 : initialisation : initialiser le nombre des tones réservés (P), ainsi le nombre des itérations (I). Puis, nous divisons le $m^{ième}$ bloc de données \mathbf{X}_m^n dans le domaine fréquentiel en un vecteur de données \mathbf{Z}_m^n et un vecteur de réduction des pics (PAPR) \mathbf{C}_m^n donné comme:

$$\mathbf{X}_m^n = \mathbf{Z}_m^n + \mathbf{C}_m^n = \begin{cases} \mathbf{C}_m^n, & n \in P \\ \mathbf{Z}_m^n, & n \in P^C \end{cases} \quad (IV. 9)$$

$$\begin{cases} \mathbf{C}_m^n = 0, & n \in P^C \\ \mathbf{Z}_m^n = 0, & n \in P \end{cases} \quad (IV. 10)$$

Où : $P = \{\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2, \dots, \mathbf{n}_P\}$ est l'ensemble des tones réservés pour l'annulation des pics, P^C est l'ensemble des tons de données, et P^C est l'ensemble complémentaire de P dans $N = \{0, 1, \dots, N - 1\}$. Les sous-porteuses de données dans le domaine temporel $z(t)$ sont produites par une opération IFFT à N points de \mathbf{Z}_m^n .

Étape 2: écrêtage : $z(t)$ est écrêté à un seuil ω comme:

$$\overline{z(t)} = \begin{cases} z(t) & |z(t)| \leq \omega \\ \omega e^{j\varphi_z} & |z(t)| > \omega \end{cases} \quad (IV. 11)$$

Où: $z(t) = |z(t)|e^{j\varphi_z}$, φ_z est la phase de $z(t)$.

Étape 3 : le bruit d'écrêtage : nous calculons le bruit d'écrêtage d'origine $y(t)$ après un processus de démodulation/modulation, ainsi la forme de la constellation C_m^n comme suit :

$$y(t) = \overline{z(t)} - z(t) \quad (IV.12)$$

$$C_m^n = \begin{cases} Y & n \in P \\ 0, & n \in P^c \end{cases} \quad (IV.13)$$

Où: $Y = FFT(y)$.

Étape 4 : l'ajout de signal correcteur : nous ajoutons le signal de réduction des pics du domaine temporel $c(t)$ au signal original $s(t)$:

$$s'(t) = s(t) + c(t) \quad (IV.14)$$

Étape 5 : contrôler le PAPR et les itérations : le PAPR du nouveau signal TR-FBMC-

OQAM dans l'intervalle $[\frac{(K+\frac{1}{2})N}{2} : MN + \frac{(K+\frac{1}{2})N}{2}]$ peut être exprimé comme :

$$PAPR_{schéma_TR}(dB)^i = 10 \log_{10} \frac{\max_{iT \leq t \leq (i+1)T} |s(t) + c(t)|^2}{E[|s(t)|^2]} \quad (IV.15)$$

C doit être choisi pour minimiser le maximum du signal dans le domaine temporel afin d'obtenir efficacement le symbole d'annulation de crête :

$$C^{Opt} = \arg \min_C \max_{iT \leq t < (i+1)T} |s(t) + c(t)|^2, \quad 0 \leq i \leq M \quad (IV.16)$$

Ce procédé doit s'exécuter plusieurs fois jusqu'à ce qu'il n'y ait plus des pics à écrêter ou bien que le temps d'itérations (I) expire.

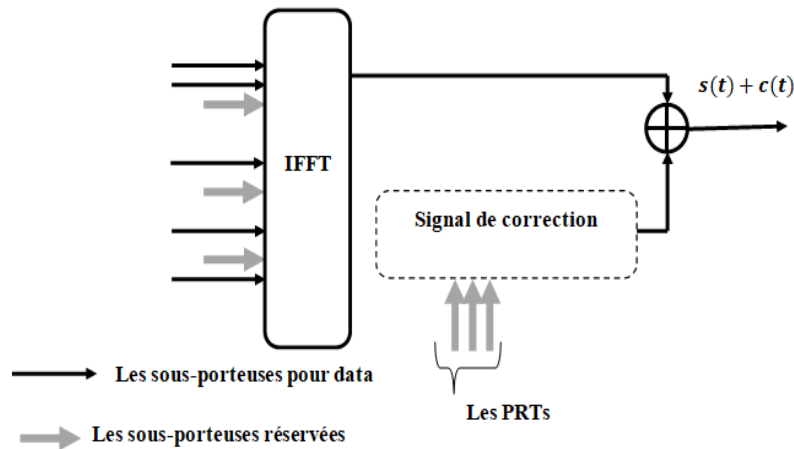


Figure IV. 4. Le principe de Tone Reservation.

IV.4.2. La technique Deep Clipping

Le Deep Clipping [119], 'l'écrêtage profond', est une version améliorée du Clipping Classique (CC). Il a été suggéré pour résoudre le problème des repousses spectrales ainsi la réduction du PAPR. L'écrêtage classique est modifié pour écrêter profondément les hautes amplitudes. Un paramètre a été introduit nommé le facteur de profondeur d'écrêtage afin de gérer la profondeur d'écrêtage. La fonction Deep Clipping (DC) (Voir Figure IV.5) peut être exprimée comme suit (où $0 \leq \rho \leq 1$ est le facteur de profondeur d'écrêtage et A est le niveau d'écrêtage).

$$s(t)_{DC} = \begin{cases} s(t) & |s(t)| \leq A \\ A - \rho(s(t) - A) & A < |s(t)| \leq \frac{1+\rho}{\rho} A \\ 0 & |s(t)| > \frac{1+\rho}{\rho} A \end{cases} \quad (IV.17)$$

Avec : $0 \leq t \leq (M + K - \frac{1}{2})T$

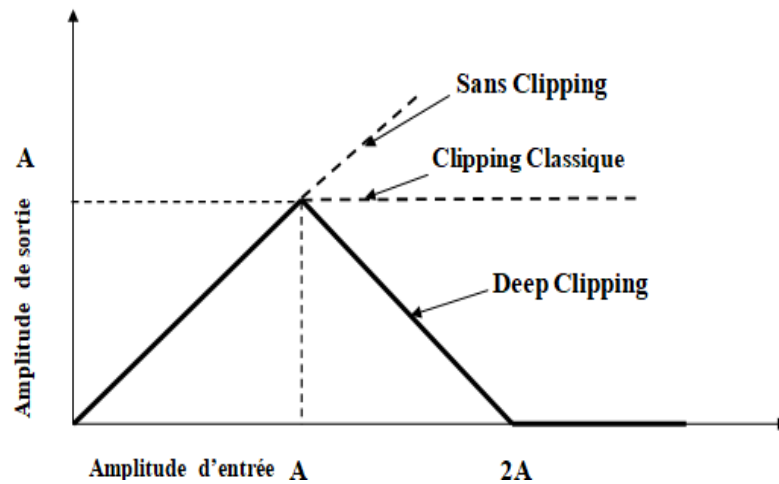


Figure IV. 5.La fonction Deep Clipping.

IV.4.3. L'Algorithme TD pour la réduction de PAPR en FBMC-OQAM

Dans cette sous-section, nous décrivons notre schéma hybride proposé **TR&DC** noté aussi **TD** [120], qui combine les méthodes Tone Reservation (TR)[111],et l'écrêtage profond (DC) [119], pour la réduction du PAPR dans les signaux FBMC-OQAM (voir Figure IV.6). Ces deux schémas peuvent être complémentaires, la méthode TR réduit certains pics de puissance dans un symbole FBMC-OQAM, mais quelques pics du symbole complexe ne peuvent pas

être annulés de cette manière seulement, et vont consommer de l'énergie et seront affectés par la non-linéarité d'HPA. Pour cela, nous proposons d'appliquer la fonction Deep Clipping pour annuler en profondeur les pics élevés, et donc les échantillons de sortie seront très inférieurs au seuil d'écrêtage. Cette technique TD de réduction du PAPR suggérée combine les avantages de l'efficacité de la première étape (TR) avec la complexité de calcul réduite de la deuxième étape (DC), fournissant une meilleure réduction du PAPR et énergétique.

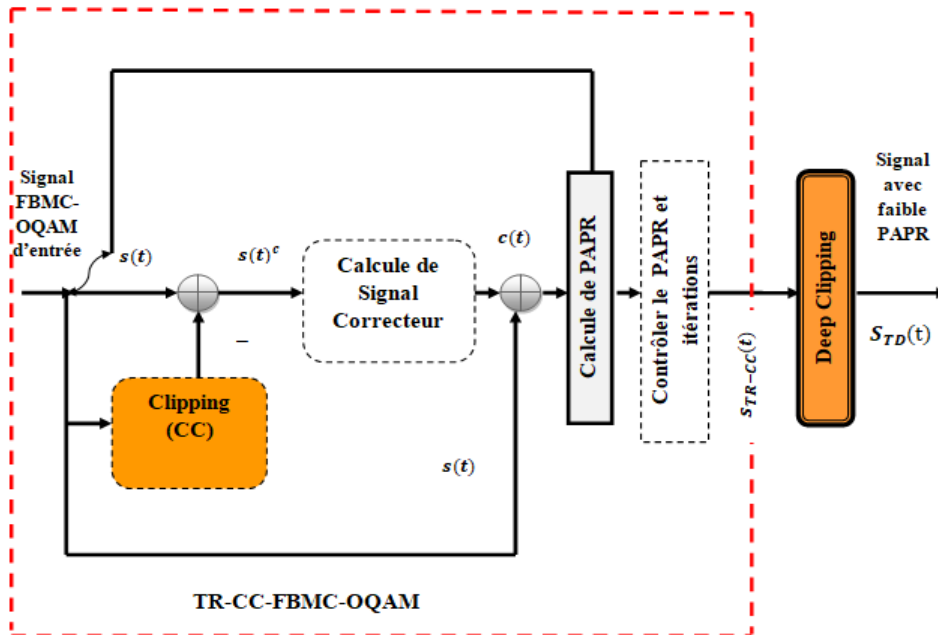


Figure IV. 6. Le schéma TD proposé.

Les contributions de TD sont :

- Premièrement, par rapport à l'algorithme TR, nous utilisons un petit nombre d'itérations ainsi que des seuils afin d'avoir un signal FBMC relativement à faible PAPR. Ensuite, adopter la méthode de clipping profond (DC) pour fournir une minimisation efficace de PAPR sans une complexité de calcul ajoutée et une mise en œuvre facile.
- Deuxièmement, par rapport aux algorithmes de réduction de PAPR hybrides existantes dans la littérature, nous trouvons que la majorité des travaux utilisent des algorithmes très complexes comme l'hybridation d'ACE-TR, PTS-TR, SLM-PTS, SLM-TR qui demandent un nombre important des opérations (IFFT/FFT), aussi la transmission des SI pour SLM et PTS. Alors dans TD, nous ne sommes pas besoin d'envoyer les SI, et nous sommes besoin de deux opérations (IFFT/FFT) seulement pour générer un signal

correcteur (1 itération), ce qui pourrait être avantageux pour réduire la complexité d'algorithme.

- Troisièmement, nous pouvons ajuster le facteur de profondeur et les paramètres de TR (P, I) pour avoir un compromis entre complexité de calcul et PAPR.

Les résultats de la simulation démontrent nos arguments. Les étapes du nouvel algorithme TD proposé peuvent être résumées comme suit :

Algorithme IV.1 : Algorithme TD

1. Définissez le seuil d'écrêtage ω , le nombre max d'itérations I et générez aléatoirement un ensemble de tones réservées P pour TR ;
2. Générez les M blocs de données selon l'équation (IV.1) et Mettez des zéro dans les emplacements PRT ;
3. Utilisez la modulation FBMC-OQAM pour générer le signal bande de base $S(t)$ des équations (IV.5) et (IV.6) ;
4. Si $|S(t)| > \omega$ (IV.11), Mettez le $i = 1$, Et passez à l'étape 5; Sinon sortir $S(t)$ Et terminer l'algorithme ;
5. Générez un signal d'annulation de puissance de crête dite aussi signal correcteur $c(t)$ par:

- Calculez le bruit d'écrêtage en utilisant $q(t)$;

$$q(t) = \overline{S(t)} - S(t)$$

- Convertissez-le au domaine fréquentiel $Q(f)$ et former la constellation $C(f)$, (IV.13) ;
- Remodulez $C(f)$ pour obtenir $c(t)$;

6. Le signal $c(t)$ est superposé au $S(t)$ pour obtenir le nouveau signal à crête réduit :

$$s'(t) = S(t) + c(t)$$

7. Si $i < I$, Et $\max(|S(t)|) > \omega$ Alors, $S(t) = s'(t)$, $i = i + 1$, Et revenir à l'étape 5, Sinon, $S_{TR}(t)$ est le signal temporel le dernier à transmettre, Donc passez à l'étape 8;
8. Écrêtez le signal temporel TR-FBMC-OQAM obtenu par la fonction d'écrêtage profond

(DC) au seuil A avec un facteur de profondeur d'écrêtage ρ :

$$\overline{S(t)}_{TD} = \begin{cases} S_{TR}(t) & |S_{TR}(t)| \leq A \\ A - \rho(S_{TR}(t) - A) & A < |S_{TR}(t)| \leq \frac{1+\rho}{\rho}A \\ 0 & |S_{TR}(t)| > \frac{1+\rho}{\rho}A \end{cases}, 0 \leq t \leq \left(M + K - \frac{1}{2}\right)T$$

9. Considérez seulement l'intervalle $\left[\frac{(K+\frac{1}{2})N}{2}; MN + \frac{(K+\frac{1}{2})N}{2}\right]$ de TD-FBMC-OQAM ;

10. Calculez le PAPR du TD-FBMC-OQAM $\overline{S(t)}_{TD}$ pour chaque intervalle par (IV.7) ;

IV.4.4. Résultats de simulation avec TD

Dans cette sous-section, les résultats de simulation de la nouvelle combinaison TD pour la réduction de PAPR dans les signaux FBMC-OQAM sont représentés. Le système FBMC-OQAM considéré est pris avec $N = 64$ sous-porteuses. Le filtre prototype est PHYDYAS avec un facteur de recouvrement égal à $K = 4$, la longueur du filtre est KN . Pour le schéma TR, les PRTs sont $P = 8$. Toutes les données sont modulées en 4QAM. Le temps d'itérations pour TR est $I = 8$ et le niveau d'écrêtage est pris $\omega = 1.8dB$ (généralement déterminé à partir des résultats de la simulation et les amplitudes de signal original FBMC-OQAM considéré). Pour la technique d'écrêtage profond (DC), le facteur de profondeur est pris $\rho = 0.6$ et $A = 3dB$. Les performances du PAPR sont analysées à l'aide des graphiques CCDF. A partir de la Figure IV.7, nous observons que le PAPR de signal FBMC-OQAM inchangé, pour un $CCDF = 10^{-3}$, le seuil PAPR est de $10.2 dB$. Lorsque nous appliquons la technique TR seulement, la valeur de PAPR réduit considérablement de $10.2 dB$ à $7.8 dB$ pour le même $CCDF = 10^{-3}$. Dans la nouvelle technique TD-FBMC-OQAM, pour un $CCDF = 10^{-3}$ le PAPR est de l'ordre de $7 dB$. Le gain de réduction de la nouvelle combinaison TD est d'environ $3.2 dB$. Nous notons que cette nouvelle méthode TD présente un gain important en termes de réduction de PAPR. Le gain de réduction de la technique TD dépend de nombreux paramètres tels que le niveau d'écrêtage pour TR, le nombre de tones de réduction, le facteur de profondeur d'écrêtage pour DC et le nombre d'itérations. Nous rappelons que la valeur de PAPR diminue significativement lorsque le CR (Clipping Ratio)

est diminué au prix de certaines dégradations en terme performances BER donné comme suite :

$$CR_{[dB]} = 20 \log_{10} \frac{A}{\sqrt{P_{avg}}} \quad (IV. 18)$$

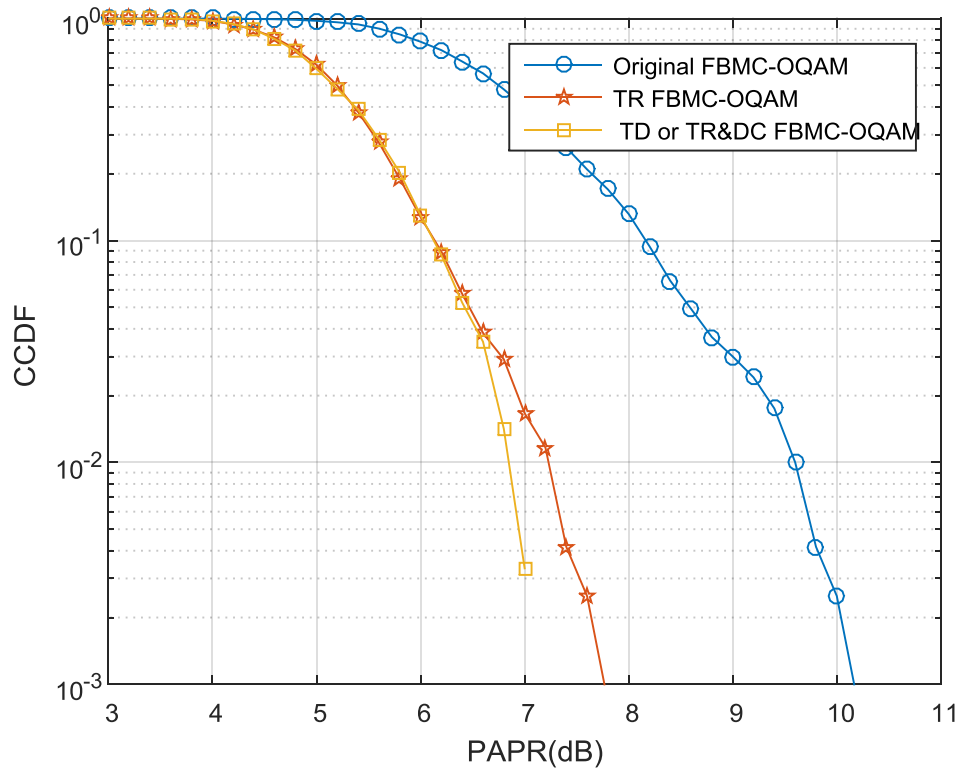


Figure IV. 7. CCDF pour les schémas TD proposé, TR et du signal FBMC-OQAM d'origine.

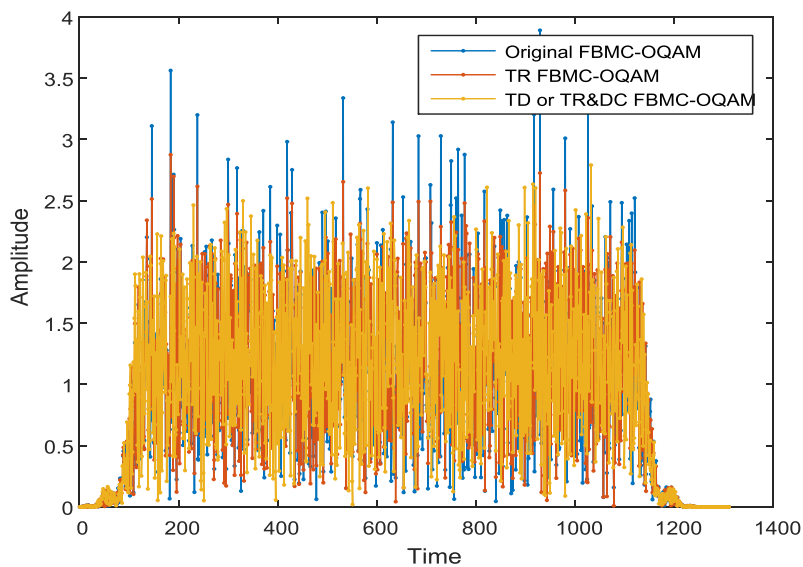


Figure IV. 8. Évolution temporelle des schémas TD proposé, TR et du signal FBMC-OQAM d'origine.

Avec : $P_{avg} = E\{|s(t)|^2\}$ représente la puissance moyenne du signal d'entrée et A est la valeur de seuil d'écrêtage. Dans notre travail, nous avons fixé le clipping ratio à $CR = 10dB$ pour ne pas imacter significativement la qualité de notre signal.

Les évolutions temporelles du nouveau schéma TD, TR et le signal FBMC-OQAM original sont présentés sur la Figure IV.8. Les pics de puissance des signaux considérés apparaissent à certains points. Par rapport au signal d'origine, la combinaison TD peut annuler efficacement la puissance de crête du signal mieux que le TR uniquement.

IV.4.4.1. L'influence de variation de seuil d'écrêtage ω et le facteur de profondeur p

Sur la Figure IV.9 et Figure IV.10, nous montrons la réduction du PAPR du schéma TD suggéré avec différents seuils d'écrêtage ω et différents facteurs de profondeur p , respectivement avec des paramètres fixes : $P = 8$, $I = 8$, $A = 3$, $p = 0,6$. ω est choisi comme : $\omega = 2.42, 2, 1.8, 1.6$ respectivement, et ρ est choisis comme : $\rho = 0, 0.2, 0.4, 0.6$. Il est illustré que la variation du seuil (ω) et du facteur de profondeur (ρ) ne contribue pas vraiment d'une manière considérable de réduire le facteur PAPR. Parce que dans les deux cas l'ensemble des valeurs de PAPR sont environ $7 dB$ avec une légère différence.

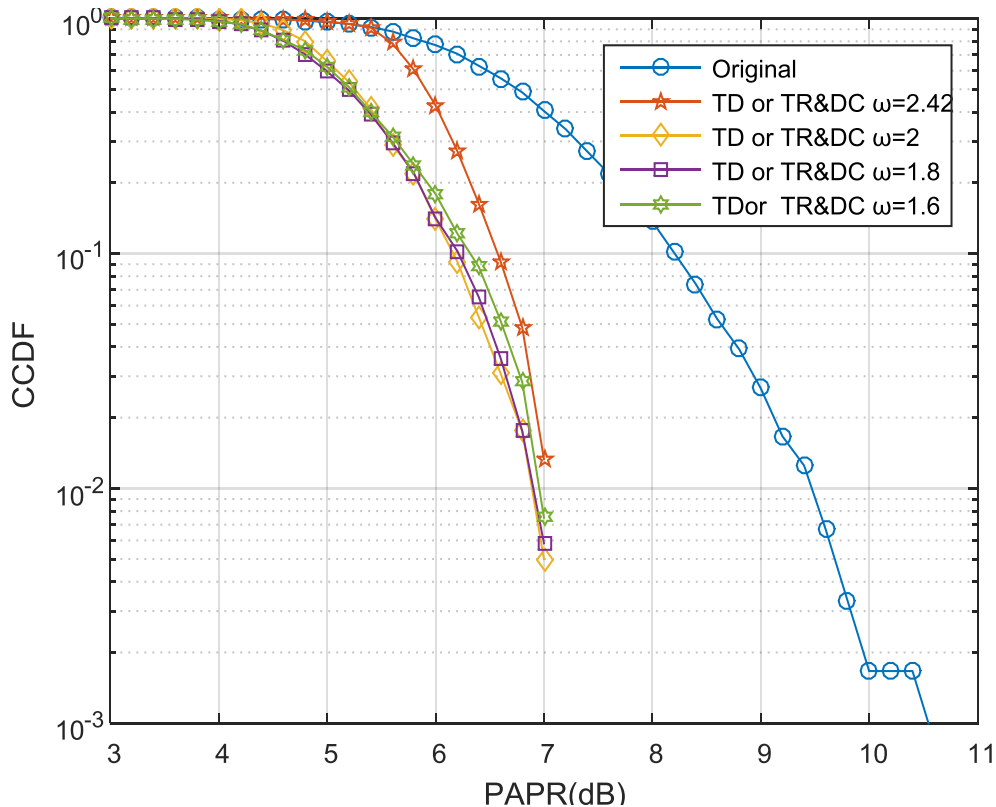


Figure IV. 9.CCDF pour le schéma TD proposé pour différentes valeurs de seuil d'écrêtage ω .

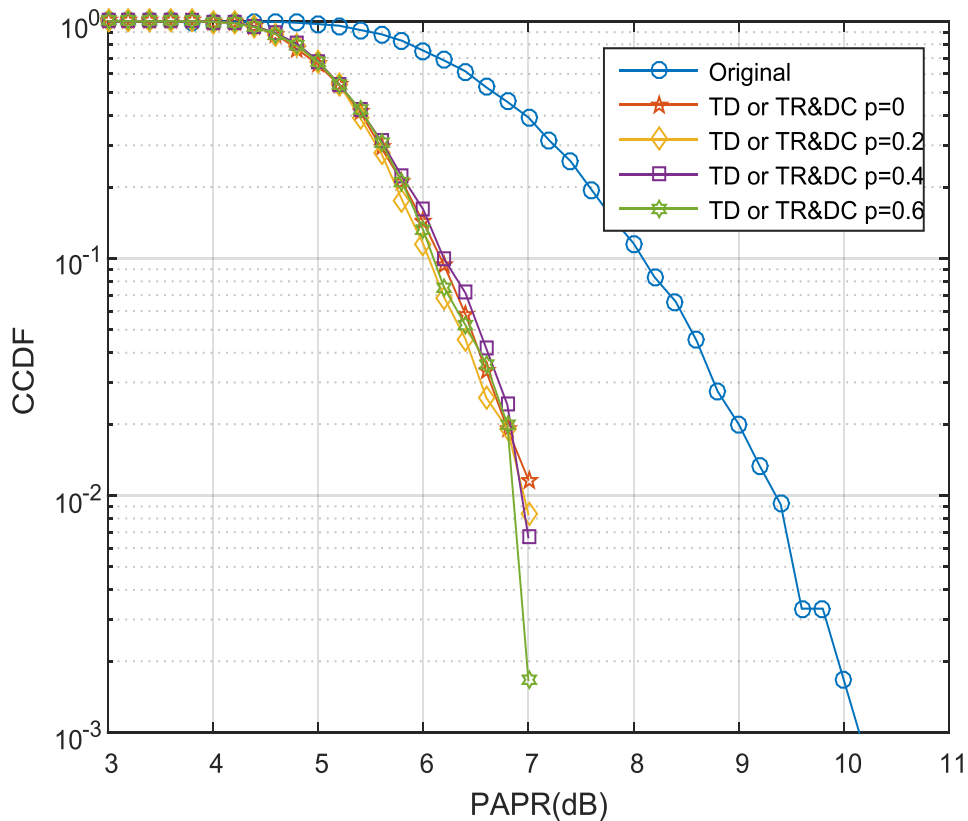


Figure IV. 10. CCDF pour le schéma TD proposé pour différentes valeurs du facteur de profondeur ρ .

IV.4.4.2. L'influence de variation de nombre de PRT P et des itérations I

Différents nombres de PRT (P) du nouveau système TD-FBMC-OQAM sont représentés sur la Figure IV. 11. Lorsque le nombre de PRT est $P = 6, 8, 12, 16$, avec des paramètres fixes : $\omega = 2, I = 8, A = 3, p = 0.6$. nous observons que pour $P = 16$ par rapport au signal d'origine à $CCDF = 10^{-3}$, le gain de réduction PAPR du nouveau TD est de 3.8 dB . De toute évidence, l'augmentation du nombre de PRT pourrait considérablement améliorer la minimisation du PAPR pour l'approche TD. Ensuite, nous avons exécuté le même algorithme en utilisant différentes itérations $I = 6, 8, 16, 40$ lorsque les paramètres fixes sont : $\omega = 2, P = 8, A = 3, p = 0.6$ comme le montre la Figure IV. 12. À partir de la figure, nous notons que le seuil PAPR diminue avec l'augmentation de I . Lorsque $I = 40$ et $CCDF = 10^{-3}$, la valeur de PAPR seuil du nouveau TD avec $\omega = 2$ est d'ordre de 6.2 dB . Comme le montrent les résultats de la simulation, la méthode TD a améliorée l'atténuation des pics (PAPR), et il suffit de sélectionner la combinaison optimale des paramètres pour obtenir les meilleures performances.

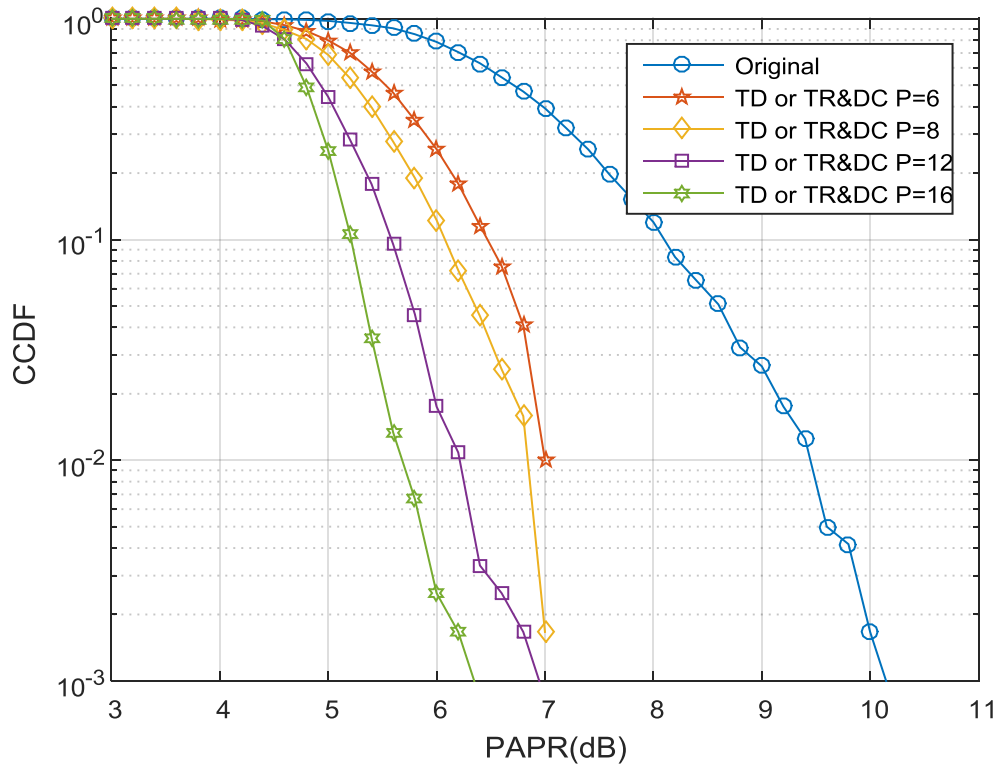


Figure IV. 11. CCDF pour le schéma TD proposé pour différents nombres de Tones réservées P pour la réduction de PAPR.

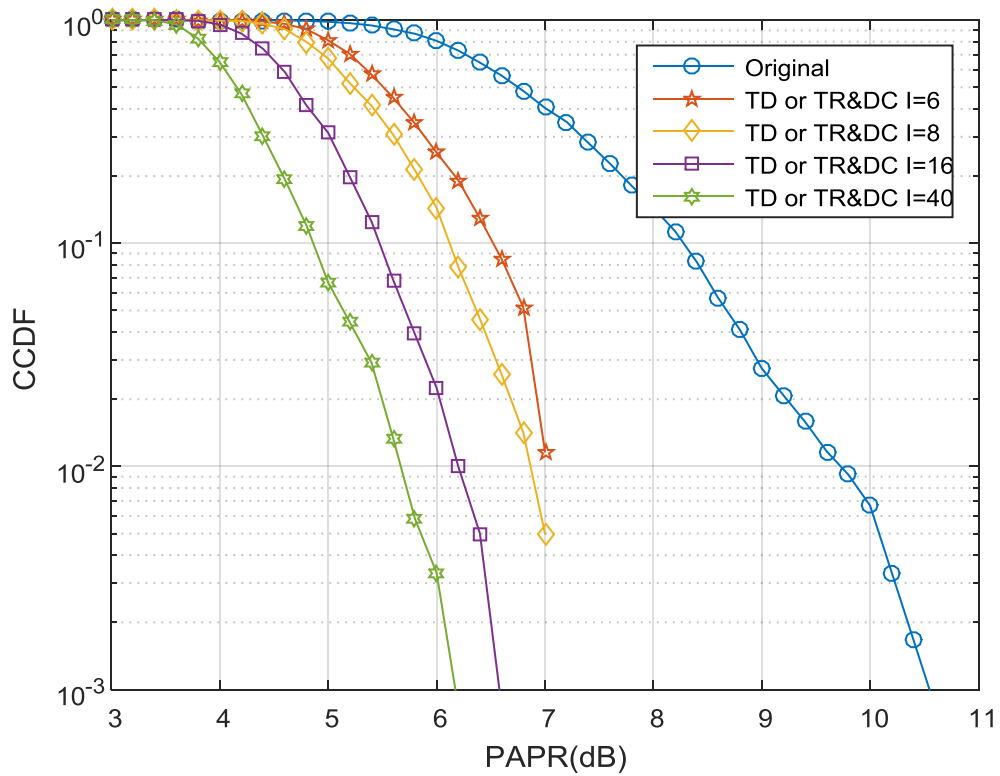


Figure IV. 12. CCDF pour le schéma TD proposé pour différents nombres d'itérations I.

IV.4.4.3. Performances en présence d'un HPA non-linéaire

Enfin, un modèle d'amplificateur à haute puissance non-linéaire est introduit à notre système FBMC-OQAM avec PAPR réduit (Voir la Figure IV.13) pour observer les performances in-band/out-of-band de notre méthode TD en présence de la non-linéarité dans différents scénarios, pour cela les simulations numériques seront pilotées vers les mesures BER et la réponse fréquentielle (DSP). Le HPA suit le modèle Rapp avec un facteur de régularité $\alpha = 2$ qui contrôle la transition entre la zone linéaire du HPA et celle de saturation. Le modèle Rapp [74] ne présente que la conversion AM/AM. Celui-ci peut être noté :

$$E_{AM/AM}(s(t)) = \frac{s(t)}{\left(1 + \left(\frac{s(t)}{L_{sat}}\right)^{2\alpha}\right)^{\frac{1}{2\alpha}}} \quad (IV. 19)$$

$$E_{AM/PM}(s(t)) = 0 \quad (IV. 20)$$

Où : le facteur de lissage est de tous les temps $\alpha > 0$.

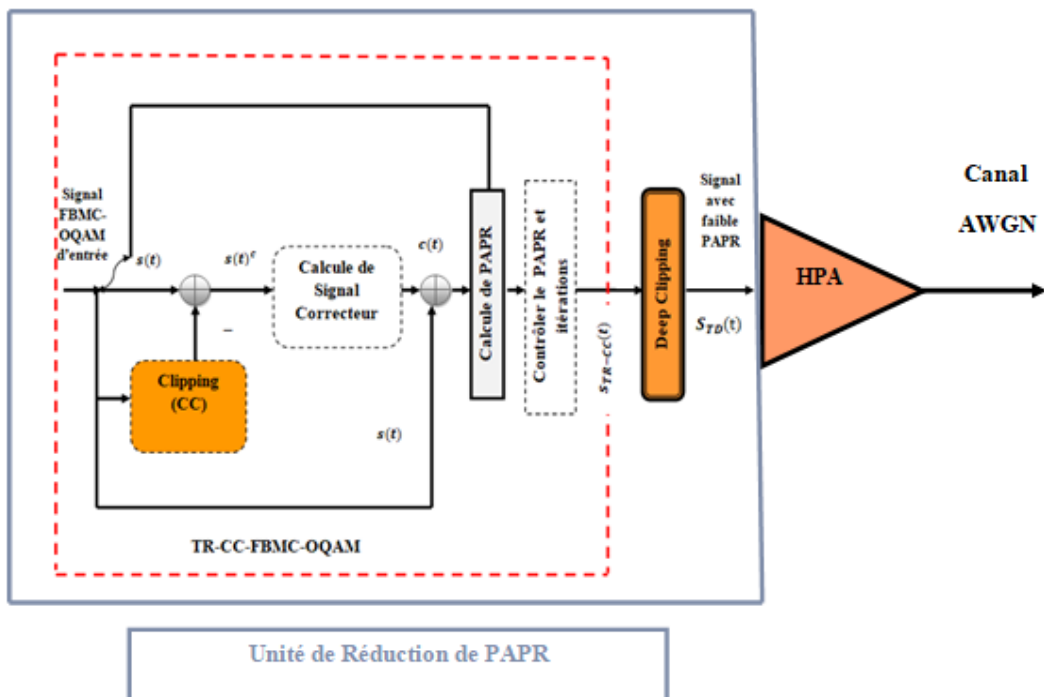


Figure IV. 13. Le schéma TD proposé avec HPA.

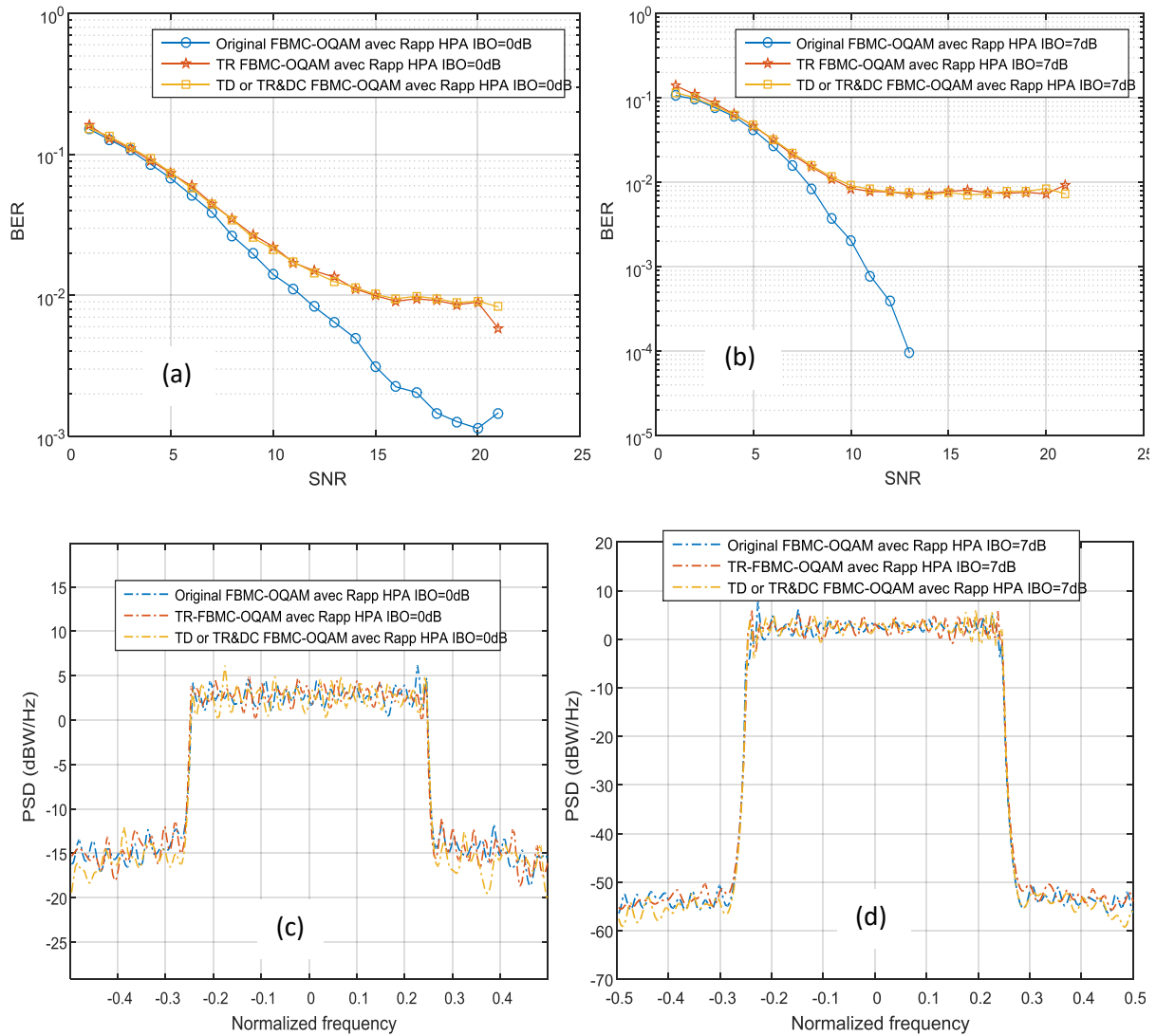


Figure IV. 14. Performances BER, DSP pour les schémas TD, TR et le FBMC-OQAM d'origine avec Rapp HPA dans un canal AWGN.

À partir des Figures IV. 14. (a)-(b), (c)-(d) nous pouvons observer que les deux techniques TR-FBMC-OQAM et TD-FBMC-OQAM (avec PRTs) fonctionnent de la même manière en termes BER/DSP dans le cas de la présence d'un HPA non-linéaire de type SSPA modélisé par le modèle de Rapp dans les deux scénarios $IBO = 0 \text{ dB}$ et $IBO = 7 \text{ dB}$, respectivement. Mais comme nous le savons, les résultats BER/DSP dépendent d'IBO, les mesures BER/DSP s'améliorent lorsque l'IBO augmente. D'après les résultats de simulation manifestés, il est bien confirmer que la technique TD permet d'avoir des signaux à faibles fluctuations (PAPR réduit) afin de ne pas saturer l'Amplificateur à Haute Puissance (HPA) tout en assurant une bonne efficacité énergétique, et en conservant aussi un bon niveau des performances en termes BER (in-band) et DSP (out-of-band) dans des zones à faibles valeurs d'IBO.

IV.5. L'algorithme TC proposé

IV.5.1. L'Algorithme TC pour la réduction de PAPR en FBMC-OQAM

Dans cette sous-section, nous présentons notre TR&Compd proposé noté aussi TC [121], qui conjoint le schéma TR et la méthode de Companding Loi-Mu pour améliorer la réduction du PAPR dans le système FBMC-OQAM. Ces deux méthodes sont très efficaces dans la réduction de la dynamique des signaux multi-porteuse et présentent des résultats très intéressants dans les implémentations numériques (simulations) et pratiques (mise en œuvre pratique). Dans la technique TC, les signaux FBMC-OQAM passent par le bloc TR [111], de réduction de PAPR qui présente un traitement par chaque bloc de données afin de réduire les fortes fluctuations d'enveloppe de signal temporel. Sachant que le processus TR n'est pas capable de corriger l'ensemble des amplitudes crêtes du symbole complexe. Alors, nous suggérons de mettre en œuvre un mécanisme très intéressant est populaire en USA et en Japon qui est la fonction Loi-Mu de companding pour améliorer la réduction de cette dynamique, car le companding est un schéma de limitation d'amplitude, facile à implémenter dans n'importe quel système numérique. Différents types de companding non-linéaire sont discutés dans la littérature (voir le chapitre III) comme la Loi-A, la Loi-Mu notée également (Loi- μ). Dans cette dernière, les amplitudes les plus élevées sont compressées et les plus petites amplitudes sont étendues, ce qui entraîne une réduction du PAPR remarquable. En outre, nous avons choisi la Loi-Mu parce que théoriquement et d'après la littérature elle donne un meilleur BER par rapport à la Loi-A chose qui est très importante en termes qualité de signal. Pour un signal d'entrée $s'(t)$, la formule mathématique du signal de sortie des techniques de compression (en émission) et de décompression (en réception) de la Loi-Mu sont D et \bar{D} , respectivement données comme :

$$D = \frac{V \log\left(1 + \frac{\mu |s'(t)|}{V}\right)}{\log(1 + \mu)} \text{sgn}(s'(t)) \quad (\text{IV. 21})$$

$$\bar{D} = \frac{V}{\mu} \left(e^{\frac{|y| \log(1+\mu)}{V}} - 1 \right) \quad (\text{IV. 22})$$

Où : μ est le paramètre de Loi-Mu du compresseur, $s'(t)$ est le signal d'entrée. Le paramètre μ contrôle la quantité de compression.

Et V est l'amplitude de crête du signal $s'(t)$. \log est le logarithme naturel et sgn est la fonction *signum*.

Les contributions de TC sont :

- Premièrement, le fait d'exécuter la TR avec un faible temps d'itérations ainsi que pour avoir des signaux FBMC à faible PAPR. Et puis appliquer la Loi-Mu de companding cela donne une meilleure réduction. Ainsi que le processus Loi-Mu n'a généralement besoin que de la fonction correspondante de décompression du côté récepteur. Cela montre que le processus TC est facile à mettre en œuvre dans tous les systèmes avancés avec une latence très faible comme en 5G.
- Deuxièmement, si nous comparons les travaux scientifiques basés sur la Loi-Mu dans la littérature, nous trouvons que l'ensemble des articles utilisent des valeurs de μ très grande par exemple : $\mu = 255$, ce qui dégrade le BER du système à cause du processus de compression, alors dans notre algorithme, nous avons prouvé qu'avec une petite valeur de μ , nous pouvons avoir une excellente réduction comme dans notre cas $\mu = 1$, cela est bénéfique dans la réduction des distorsions.
- Troisièmement, l'algorithme TC a une flexibilité remarquable en terme d'adaptation des paramètres μ de la Loi-Mu et les autres paramètres du processus TR comme (P, I) pour avoir un compromis réduction de PAPR, complexité réduite et qualité de BER.

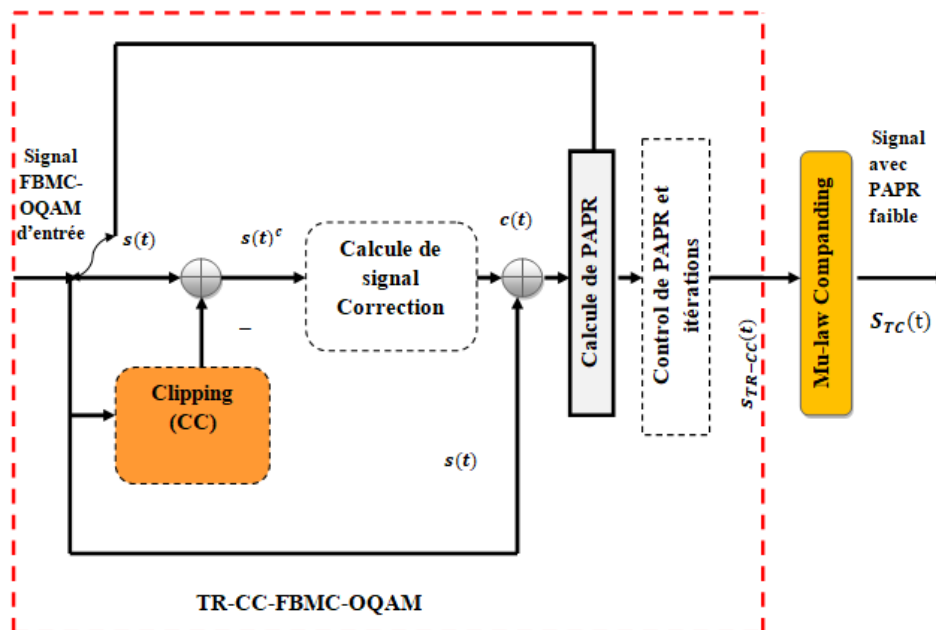


Figure IV. 15. Le schéma TC proposé.

Les résultats de la simulation démontrent nos arguments. Les étapes du nouvel algorithme TC proposé peuvent être résumées comme suit :

Algorithme IV.2 : Algorithme TC

1. Générez aléatoirement des sous-porteuses P en tant que **PRT**, Et initialisez le signal d'annulation de crête $C_m^n = \mathbf{0}$. Définissez un nombre d'itérations maximal souhaité , Et le seuil d'écrêtage souhaité β pour le schéma **TR** ;
2. Générez les M blocs de données selon l'équation (IV.1) ;
3. Utilisez la modulation FBMC-OQAM pour générer le signal bande de base $S(t)$ des équations (IV.5) et (IV.6) ;

4. Écrêtez le signal FBMC-OQAM de bande de base $|S(t)| > \beta$ pour obtenir :

$$\overline{S(t)} = \begin{cases} S(t) & |S(t)| \leq \beta \\ \beta e^{j\varphi(s)} & |S(t)| > \beta \end{cases}$$

5. Générez un signal correcteur $c(t)$ par:

- Calculez le bruit d'écrêtage en utilisant $w(t)$;

$$\overline{S(t)} = S(t) + w(t)$$

$$\text{Avec : } w(t) = \begin{cases} \mathbf{0} & |S(t)| \leq \beta \\ \beta - |S(t)|e^{j\varphi(s)} & |S(t)| > \beta \end{cases}$$

- Convertissez le $w(t)$ au domaine fréquentiel $W(f)$;
- Former la constellation $C(f)$ par (IV.13) ;
- Remodulez $C(f)$ pour obtenir $c(t)$;

6. Calculez le nouveau signal TR-FBMC-OQAM en ajoutant $c(t)$ à $S(t)$:

$$s'(t) = S(t) + c(t)$$

7. Si le signal temporel $s'(t)$, répond à l'exigence PAPR, Alors passez à l'étape 8, Sinon, répétez à partir de l'étape 4 ;
-

8. Appliquez la Loi-Mu de Comanding sur le signal temporel TR-FBMC-OQAM $s'(t)$:

$$S_{TC}(t) = D[S(t) + c(t)] = \frac{V \log\left(1 + \frac{\mu |s'(t)|}{V}\right)}{\log(1 + \mu)} \text{sgn}(s'(t))$$

9. Considérez uniquement la partie $[\frac{(K+\frac{1}{2})N}{2} : MN + \frac{(K+\frac{1}{2})N}{2}]$ de TC-FBMC-OQAM ;

10. Calculez le PAPR du nouveau signal TC-FBMC-OQAM par l'équation (IV.7) ;

IV.5.2. Résultats de simulation avec TC

Dans cette section, pour estimer les performances du schéma proposé TC (Voir Figure IV.15) pour la réduction du PAPR dans le système FBMC-OQAM, nous avons effectué des simulations approfondies. Le Tableau IV.1 montre les paramètres de simulation utilisés dans cet algorithme pour le système FBMC-OQAM, la technique TR, le processus Loi-Mu et le modèle HPA Rapp.

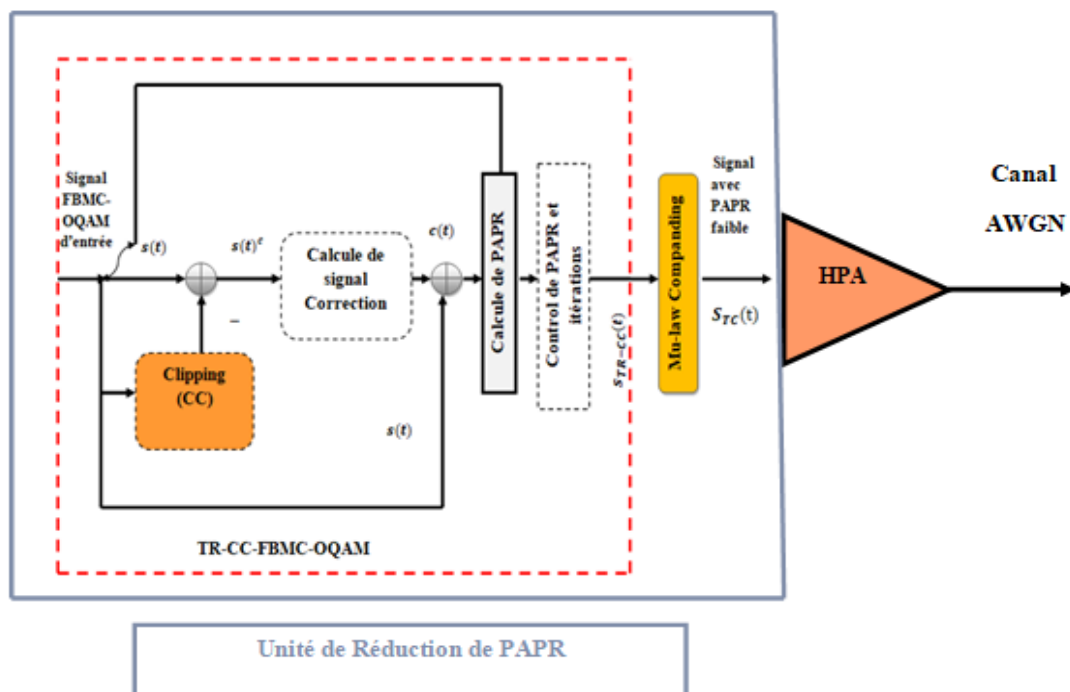


Figure IV. 16. Le schéma TC proposé avec HPA.

Tableau IV. 1. Les paramètres de simulation.

Les paramètres	Valeurs
Model de Modulation	4OQAM
Facteur de chevauchement	K=4
Nombre de data bloc	M=16
Nombre de sous-porteuses	N=64
Nombre de PRTs	P=8
Nombre d'itération de TR	I=8
Niveau d'écrêtage	$\beta=2$
Paramètre de Loi-Mu	$\mu=1$
Facteur de lissage	$\alpha=3$
IBO	3/6dB

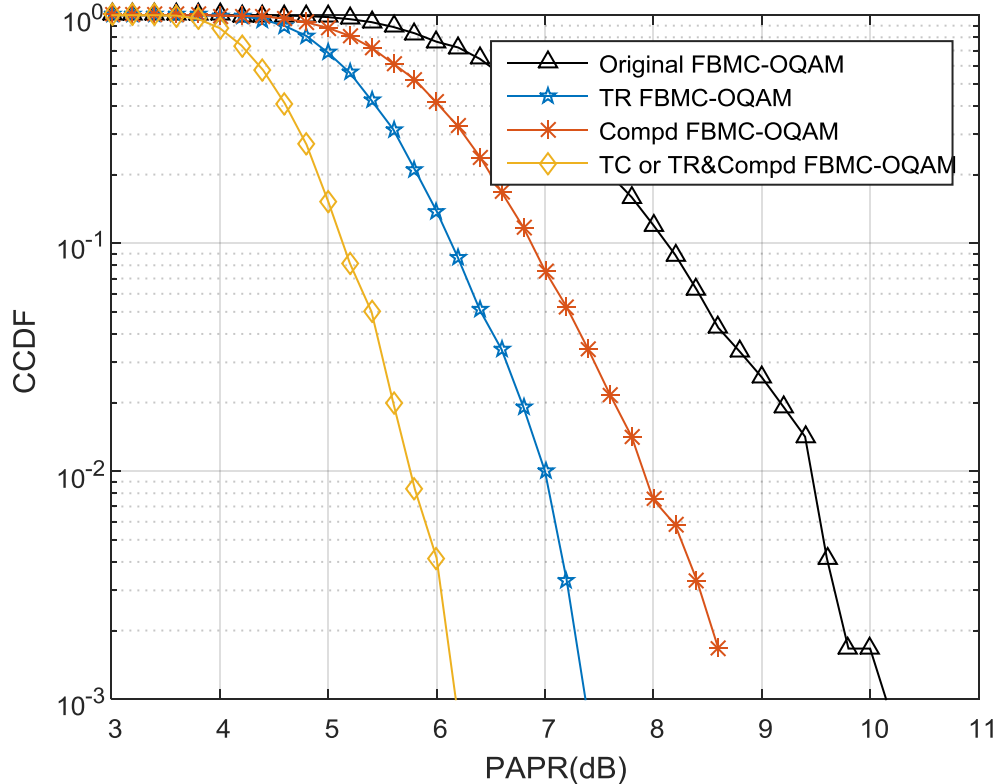


Figure IV. 17. CCDF pour les schémas TC proposé, TR et du signal FBMC-OQAM d'origine.

À partir des courbes CCDF sur la Figure IV.17, nous pouvons voir clairement que le PAPR du signal FBMC-OQAM original est de l'ordre de 10.1 dB, pour un $CCDF = 10^{-3}$. De plus, lorsque le $CCDF = 10^{-3}$, parmi les trois schémas simulés (TR, Compd, TC), le schéma TC proposé diminue le PAPR par un gain égal à 3.8 dB, TR diminue le PAPR de 2.8 dB, tandis que Loi-Mu Compd diminue le PAPR de 1.8 dB. Nous observons que le TC proposé fonctionne mieux que la TR et la Loi-Mu Companding séparément en termes de réduction du PAPR.

IV.5.2.1. L'influence de variation de paramètre de compression μ , le nombre d'itération I et le seuil d'écrêtage β

Nous avons effectué la simulation (Voir Figure IV.18) avec différents rapports Mu comme $\mu = 1, 2, 3$ lorsque les paramètres fixes sont : $\beta = 2, P = 8, I = 8$. À partir de la Figure IV.18, nous notons que le PAPR diminue avec l'augmentation du rapport Mu. Par exemple, lorsque $\mu = 1$ et $CCDF = 10^{-3}$, la valeur PAPR du schéma proposé est de 6.5 dB. Pour $\mu = 2, 3$ respectivement, à $CCDF = 10^{-3}$, le PAPR est de 6 dB et 5.1 dB. On peut vérifier que le schéma proposé a amélioré la réduction des pics (PAPR).

Ensuite, différents nombres d'itérations $I = 4, 8$ et 16 avec les paramètres fixes $\mu = 1, P = 8, I = 8$ sont considérés sur la Figure IV.19. Nous notons que le gain de réduction PAPR augmente en augmentant le nombre d'itérations, pour $I = 16$ le gain de réduction est de 4.9 dB. Dans la Figure IV.20, nous montrons le seuil PAPR du schéma proposé en utilisant différents seuils d'écrêtage β avec des paramètres fixes : $P = 8, I = 8, \mu = 1$. β est choisi comme $\beta = 1.6, 2, 2.2$ respectivement. Il est illustré que le petit seuil (β) ne peut pas contribuer à réduire le PAPR de la technique suggérée. Par exemple, lorsque $CCDF = 10^{-3}$, les valeurs PAPR du schéma combiné avec $\beta = 1.6, 2$ et 2.2 sont respectivement d'environ 6.55 dB, 6.35 dB et 6.36 dB.

Comme le montrent les résultats de la simulation, il peut être vérifié que le schéma TC proposé a amélioré la réduction du PAPR dans le système FBMC-OQAM, et que l'algorithme TC présente une flexibilité en terme paramètres de simulations et performances CCDF.

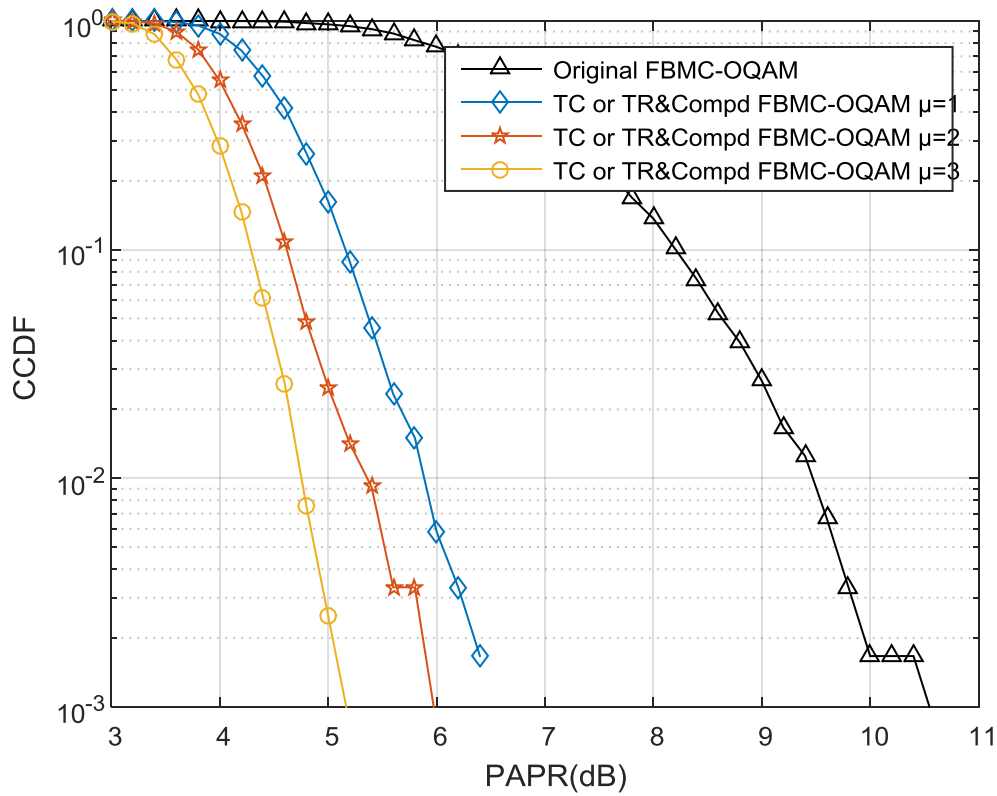


Figure IV. 18. CCDF pour le schéma TC proposé pour différentes valeurs de compression μ .

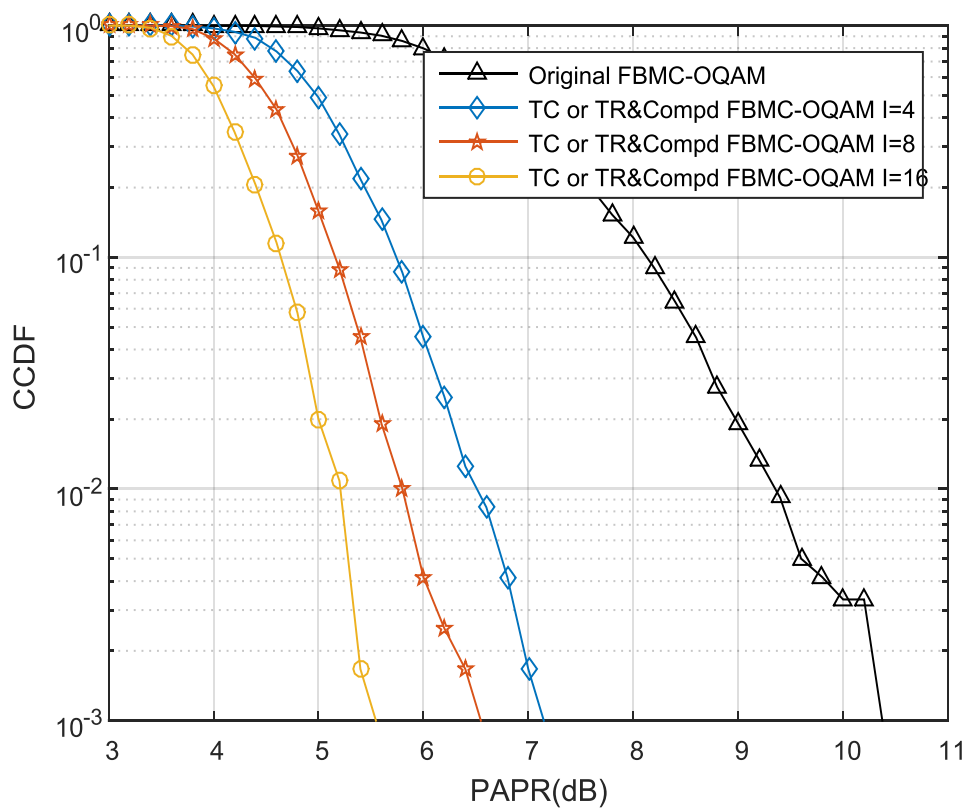


Figure IV. 19. CCDF pour le schéma TC proposé pour différents nombre d'itérations I .

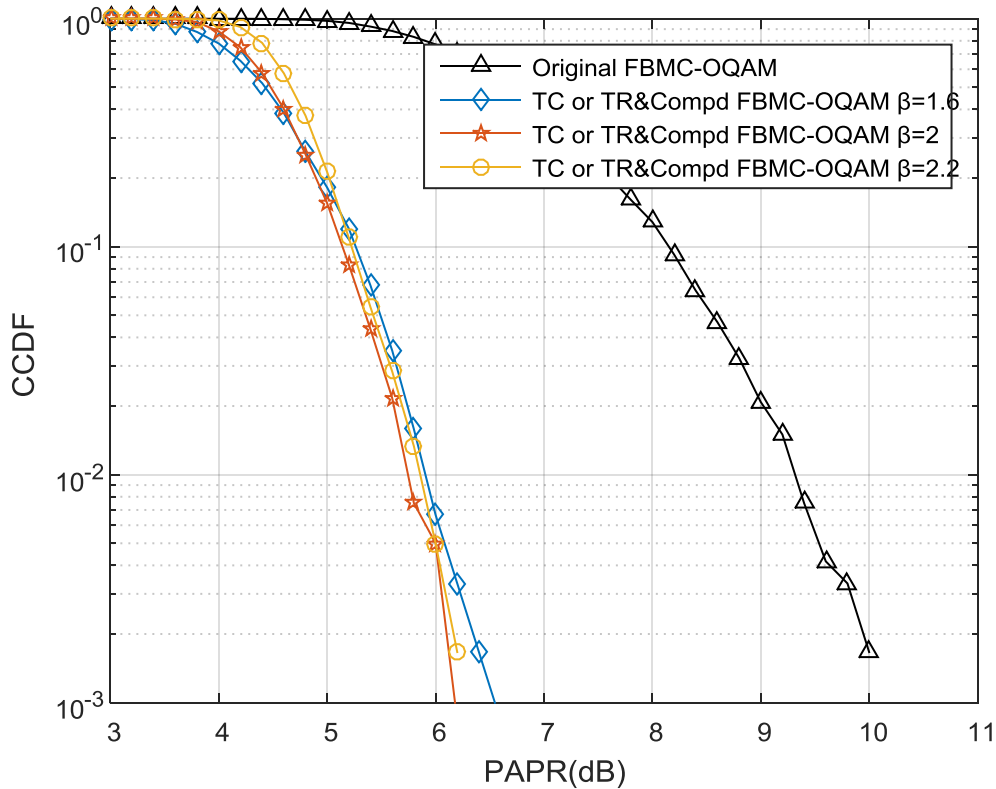


Figure IV. 20. CCDF pour le schéma TC proposé pour différents seuils d'écrêtage β .

IV.5.2.2. Performances en présence d'un HPA non-linéaire

Les Figures IV.21. (a)-(b) et (c)-(d), exposent les performances BER/DSP des schémas TR-FBMC-OQAM, TC-FBMC-OQAM (avec PRTs) et le signal FBMC-OQAM original en présence du modèle HPA Rapp non-linéaire [74] (voir la Figure IV.16), pour $IBO = 3dB$, $IBO = 6dB$ et $\alpha = 3$, dans un canal à bruit gaussien blanc additif (AWGN). D'après la Figure (a), nous pouvons remarquer que les performances BER de TC sont légèrement dégradées par rapport au schéma TR uniquement dans le cas d' $IBO = 3dB$, mais nous pouvons faire face à cette légère dégradation en ajoutant un simple pré-codage pour améliorer considérablement les performances du système. Ainsi, on constate une négligeable augmentation en terme DSP pour TC dans les deux scénarios. Enfin, on peut noter que le schéma TC en plus de sa capacité de réduire la dynamique (consommation énergétique) des signaux FBMC, il maintient un niveau convenable en termes des performances BER (in-band) et DSP (out-of-band) avec différentes faibles valeurs d'IBO pour un HPA non-linéaire.

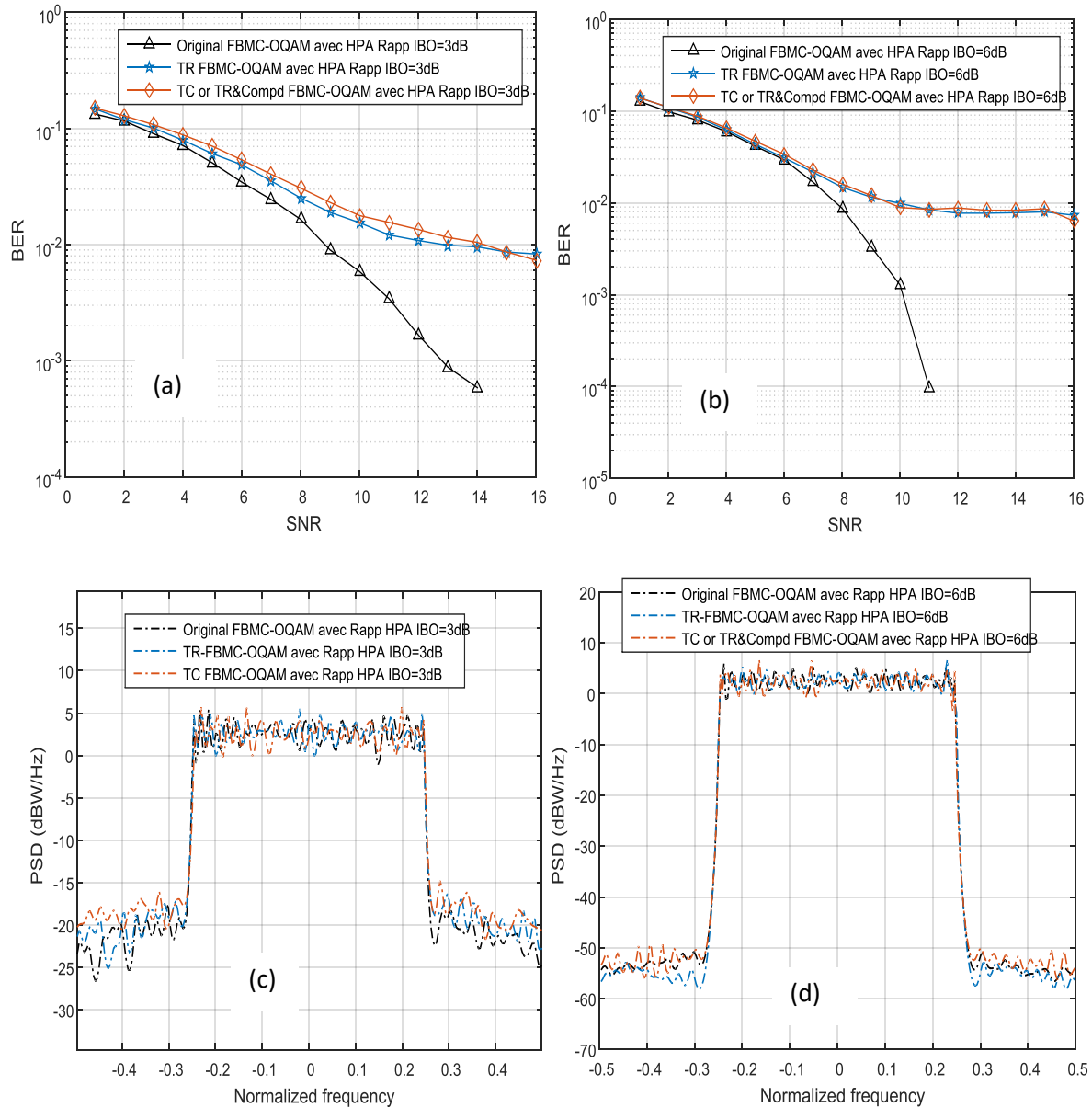


Figure IV. 21. Performances BER, DSP pour les schémas TR, TC et FBMC-OQAM d'origine en présence du modèle HPA Rapp sur le canal AWGN.

L'approche TC proposée peut réduire le PAPR des signaux FBMC-OQAM d'une manière significative. Sur la base des résultats actuels, cette approche en série proposée surpasse l'utilisation séparée des schémas TR et Companding (Loi-Mu) en termes de réduction de gain PAPR (la réduction de la consommation d'énergie). De plus, la combinaison série en termes de performances BER/DSP en présence d'un HPA avec distorsion d'amplitude (AM/AM), conserve un bon niveau de performances malgré l'apparition d'une légère dégradation dans certains scénarios pour des faibles valeurs d'IBO dans les mesures BER/DSP, mais nous pouvons faire face à cette dégradation en utilisant toute sorte de pré-codage.

IV.6. L'algorithme TR-DC proposé

IV.6.1. L'Algorithme TR-DC pour la réduction de PAPR en FBMC-OQAM

Nous sommes arrivés à la conclusion que le schéma d'ajout de signal TR pour la réduction du PAPR fournit d'excellents résultats. Cela nous a incités à améliorer plus cette catégorie de techniques de réduction du PAPR pour le contexte FBMC. Comme étape suivante, nous avons choisi la technique TR-FBMC-OQAM. L'une des raisons subtiles derrière le choix de TR est qu'il est bien connu que dans certaines méthodes de linéarisation de HPA, surtout en pré-distorsion, ainsi la TR a été adopté par la norme 4G comme étant la technique de réduction du PAPR. Donc, en raison de l'efficacité de la méthode TR pour l'atténuation du PAPR, nous essayons d'améliorer les performances de la TR-FBMC-OQAM afin d'avoir la meilleure réduction de PAPR. Des nombreux travaux ont étudié les performances de TR dans les systèmes FBMC-OQAM et mis en lumière la nature chevauchante du système, mais personne n'a analysé l'impact de la fonction d'écrêtage sur les performances de TR pour les systèmes FBMC-OQAM. Pour cela, dans cette partie de notre contribution, nous soulignons l'effet de la fonction d'écrêtage sur les performances de la technique TR dans les systèmes à base de banc de filtres. L'algorithme TR-CC [111], basé sur l'écrêtage et filtrage itératif classique utilise l'écrêtage classique (CC) comme nous avons décrit dans la sous-section IV.4.1 précédente en détail. En revanche, dans cette partie, nous proposons l'utilisation de Deep Clipping (DC) qui est une version améliorée de l'écrêtage pour générer une nouvelle technique original nommée **TR-DC** [122]. Le processus DC [119], dépend de trois conditions, premièrement quand l'amplitude de signal FBMC est inférieure ou égale au seuil d'écrêtage ϵ , le signal est transmis directement. Sinon, lorsque l'amplitude de signal $\mathbf{z}(t)$ est entre : $\epsilon < |\mathbf{z}(t)| \leq \frac{1+\omega}{\omega} \epsilon$, le processus DC suit l'équation $\epsilon - \omega(\mathbf{z}(t) - \epsilon)$. En fin, l'amplitude du signal FBMC sera écrêtée avec la valeur d'amplitude 0 pour la condition : $|\mathbf{z}(t)| > \frac{1+\omega}{\omega} \epsilon$, où ω est le facteur de profondeur prédéfinie compris entre $0 \rightarrow 1$ (Voir Figure IV.5).

Les contributions de TR-DC sont :

- Premièrement, par rapport au fait de travailler sur la structure chevauchante de FBMC-OQAM, cela introduit une complexité supplémentaire à la TR et donc l'augmentation de la consommation énergétique dans le système, par contre le fait d'améliorer la fonction de clipping de TR est la rendre plus efficace est très intéressant.

- Deuxièmement, par rapport à la fonction CC, limite les amplitudes à un seuil. Cependant, dans le procédé DC, les échantillons dont les amplitudes sont relativement plus grandes que le seuil sont profondément écrêtés. Par conséquent, nous obtenons des pics inférieurs à l'écrêtage normal.
- Troisièmement, par rapport à la complexité numérique l'algorithme TR-DC peut garantir la même complexité que TR-CC classique, en autre terme le même temps de calcul, d'exécution et avec le même nombre d'opérations (IFFT/FFT) pour la modulation et démodulation.
- Quatrièmement, on peut ajuster les paramètres de TR-DC comme (P , I , le facteur de profondeur, le seuil d'écrêtage) pour avoir un compromis entre réduction du PAPR et la complexité de calcul.

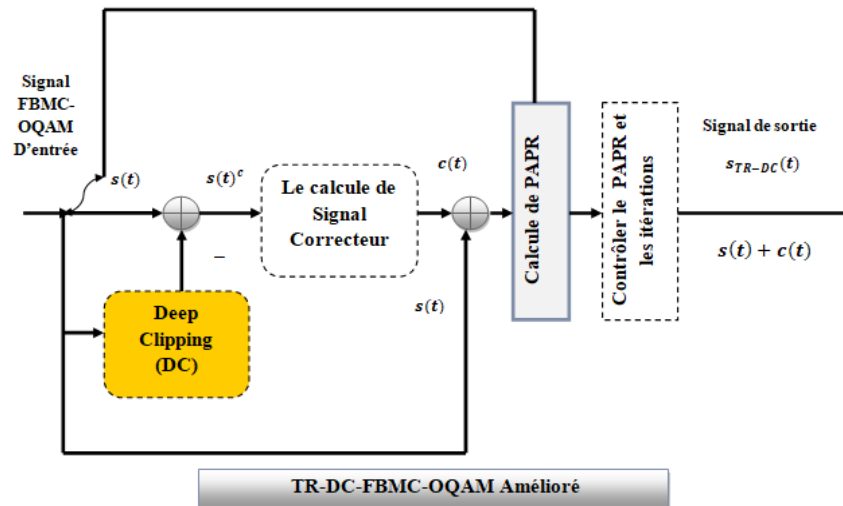


Figure IV. 22.Le schéma TR-DC proposé.

Les résultats de la simulation démontrent nos arguments. Les étapes du nouvel algorithme TR-DC proposé peuvent être résumées comme suit :

Algorithme IV.3 : Algorithme TR-DC

1. Spécifiez un seuil d'écrêtage souhaité ϵ , le nombre d'itération I , Et le nombre des sous-porteuses réservées P pour TR ;
-

2. Générez les M blocs de données selon l'équation (IV.1), **Et** Produisez aléatoirement les **PRT, Puis** mettez des zéro dans leurs emplacements;
3. Utilisez la modulation FBMC-OQAM pour générer le signal bande de base des équations (IV.5) et (IV.6) ;
4. Configurez $i = 0$, où $\mathbf{z}(t)^0 = \mathbf{z}(t)$;
5. Écrêtez le signal de données $\mathbf{z}(t)^{(i)}$ par la fonction d'écrêtage profond **DC** au seuil ε et le facteur de profondeur d'écrêtage ω :

$$\mathbf{z}(\tilde{\mathbf{t}})^{(i)} = \begin{cases} \mathbf{z}(t)^{(i)} & |\mathbf{z}(t)^{(i)}| \leq \varepsilon \\ \varepsilon - \omega (\mathbf{z}(t)^{(i)} - \varepsilon) & \varepsilon < |\mathbf{z}(t)^{(i)}| \leq \frac{1 + \omega}{\omega} \varepsilon \\ \mathbf{0} & |\mathbf{z}(t)^{(i)}| > \frac{1 + \omega}{\omega} \varepsilon \end{cases}$$

6. Calculez l'itération (i) pour génération de signal de réduction de puissance de crête **par**:
 - Calculez le bruit d'écrêtage **en** utilisant $\mathbf{y}(t)^{(i)}$;
$$\mathbf{y}(t)^{(i)} = \mathbf{z}(\tilde{\mathbf{t}})^{(i)} - \mathbf{z}(t)^{(i)}$$
 - Convertissez-le **au** domaine fréquentiel $\mathbf{Y}(f)^{(i)}$;
 - Formez la constellation $\mathbf{C}(f)^{(i)}$ **par** (IV.13) ;
 - Remodulez $\mathbf{C}(f)^{(i)}$ **pour** obtenir $\mathbf{c}(t)^{(i)}$;

7. Calculez l'itération ($i + 1$) **comme**:

$$\mathbf{z}'(t)^{(i+1)} = \mathbf{z}(t)^{(i)} + \mathbf{c}(t)^{(i)}$$

8. Répétez les étapes 5 à 7 jusqu'au nombre d'itération (I) prédéfini;
 9. Les signaux FBMC avec le PAPR le plus faible sont les plus mis à jour **Et** donc transmis ;
 10. Considérez uniquement la partie $[\frac{(K+\frac{1}{2})N}{2} : MN + \frac{(K+\frac{1}{2})N}{2}]$ de TR-DC-FBMC-OQAM ;
 11. Le PAPR du nouveau signal TR-DC-FBMC-OQAM est calculé par (IV.15) ;
-

IV.6.2. Résultats de simulation avec TR-DC

Dans cette section, de nombreux résultats de simulation utilisant MATLAB sont présentés pour la méthode de réduction de PAPR TR-DC dans le cas des signaux FBMC-OQAM (Voir Figure IV.23). Lors de la simulation, le système FBMC-OQAM emploie 64 sous-porteuses, où 12,5% des sous-porteuses ont été utilisées comme PRT $P = 8$, et toutes les autres tones de données sont modulées en 4QAM. Un seuil d'écroulement a été choisi de $\varepsilon = 2 \text{ dB}$ avec un facteur de profondeur $\omega = 0,6$ et $I = 8$ itérations ont été effectuées par bloc de données d'émission de longueur $N = 64$. Les PRTs sont sélectionnées aléatoirement. La comparaison des performances des techniques TR-DC, TR-CC pour la réduction de PAPR dans les signaux FBMC-OQAM en termes de mesures CCDF est illustrée dans la Figure IV.24.

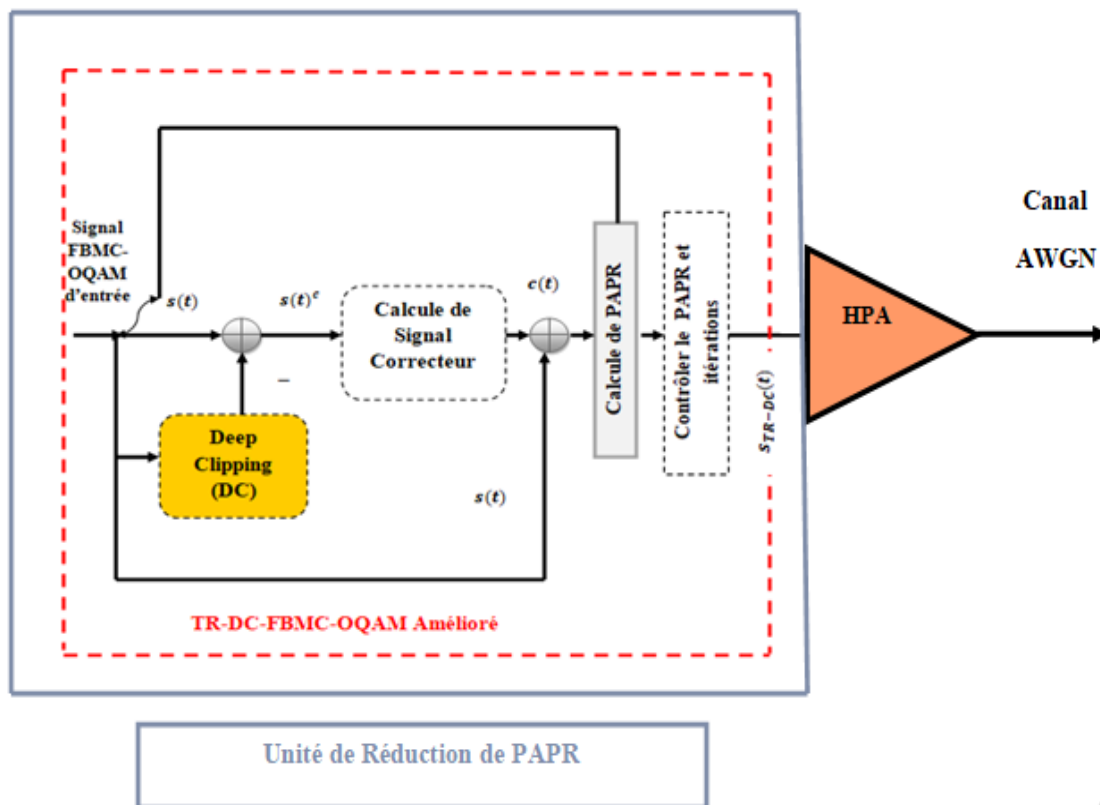


Figure IV. 23. Le schéma TR-DC amélioré avec HPA.

À partir des performances du CCDF (Figure IV.24), nous observons que la technique modifiée TR-DC offre une réduction significative du PAPR et un gain remarquable. De manière plus détaillée, nous notons que le PAPR d'un signal FBMC-OQAM est de 10.4 dB , pour $CCDF = 10^{-3}$. De plus, lorsque le $CCDF = 10^{-3}$, parmi les deux schémas TR-CC, TR-

DC, le schéma TR-DC diminue d'un gain égal à 3.4 dB, TR-CC diminue de 2.9 dB. Nous pouvons vérifier que le TR-DC surpasse le TR-CC en termes de réduction du PAPR.

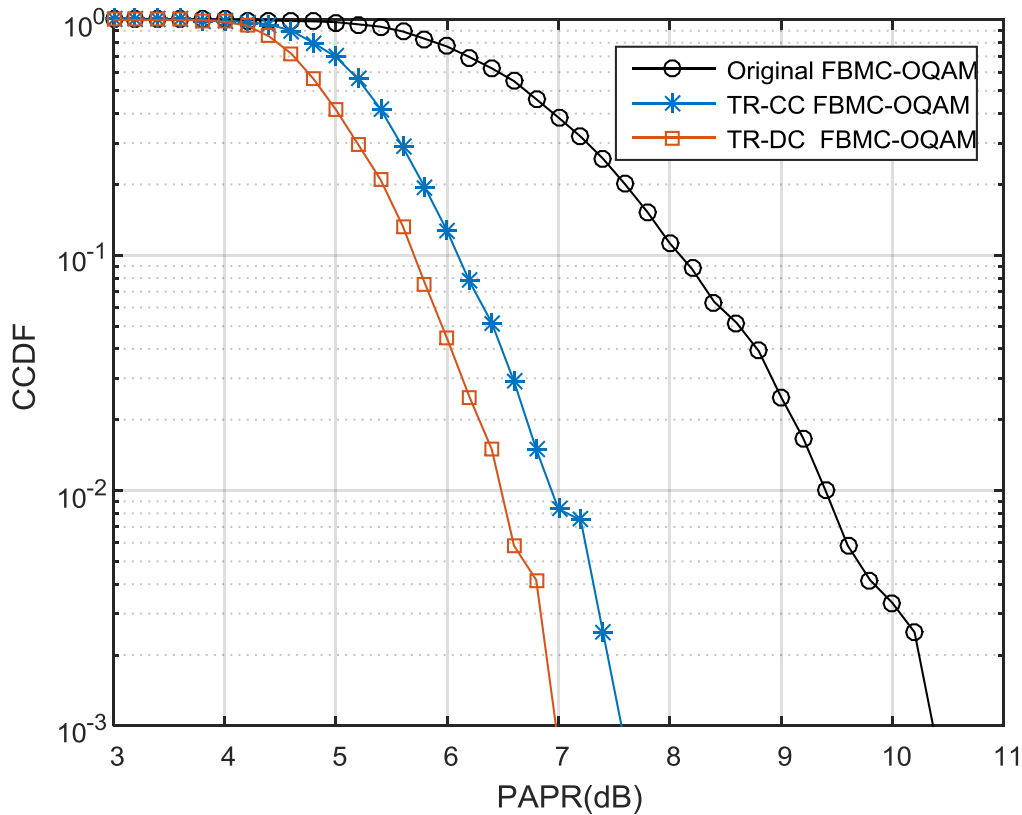


Figure IV. 24. CCDF pour les schémas TR-DC proposé, TR-CC et du signal FBMC-OQAM d'origine.

IV.6.2.1. L'influence de variation de seuil d'écrêtage ε et le facteur de profondeur ω

Les Figures IV.25 et IV.26 comparent les CCDF du schéma TR-DC proposé à différentes valeurs de seuil ε d'écrêtage et le facteur de profondeur ω respectivement, en utilisant les mêmes nombres de tones réservés et d'itérations ($P = 8, I = 8$).

Dans les deux figures, nous notons qu'en augmentant le seuil d'écrêtage et le facteur de profondeur la valeur du PAPR a diminué. Par exemple, lorsque $\varepsilon = 2.2$ dB et $CCDF = 10^{-3}$, la valeur de PAPR pour le schéma TR-DC est 6.9 dB. Tandis que, pour la valeur $\omega = 0.6$ à $CCDF = 10^{-3}$, le PAPR est d'environ 6.8 dB.

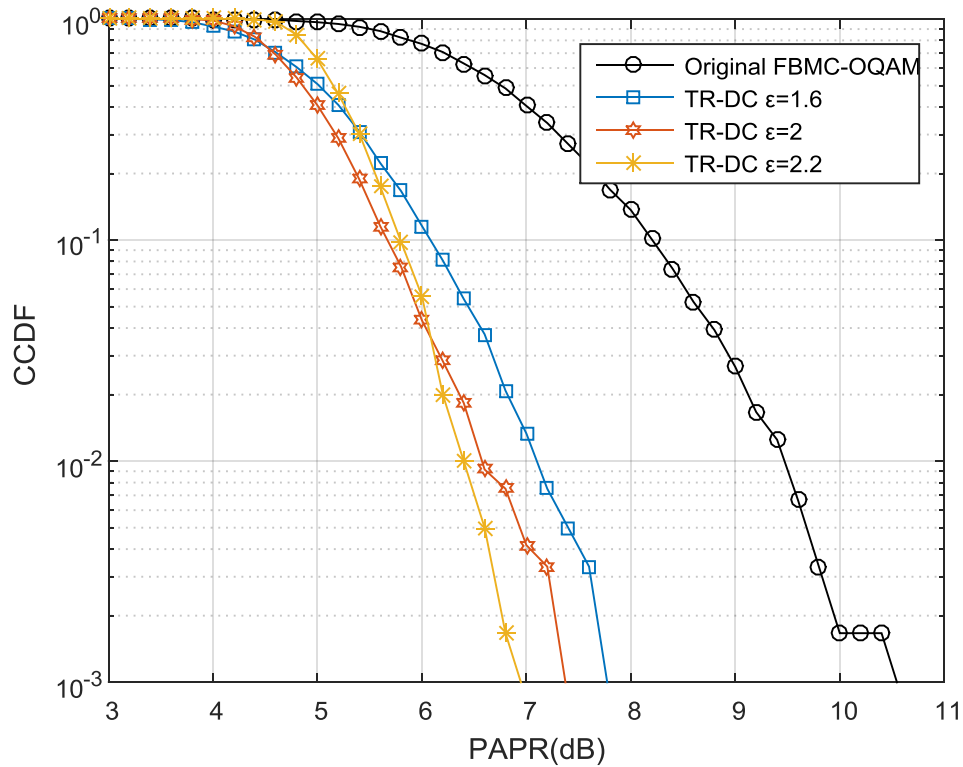


Figure IV. 25. CCDF pour le schéma TR-DC proposé pour différents seuils d'écrêtage ϵ .

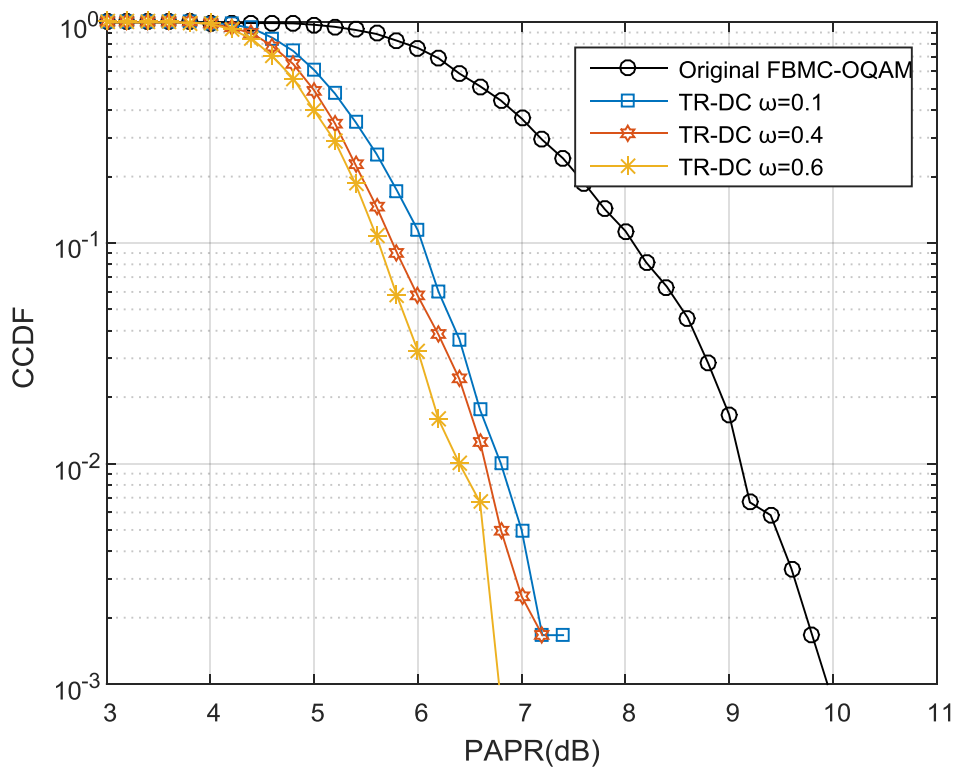


Figure IV. 26. CCDF pour le schéma TR-DC proposé pour différents facteurs de profondeur ω .

IV.6.2.2. L'influence de variation de nombre d'itération I et le nombre de PRT P

Sur la Figure IV.27, nous observons que le schéma TR-DC proposé après 30 itérations peut atteindre une réduction de PAPR d'environ 5.8 dB pour $CCDF = 10^{-3}$, ce qui s'explique par un gain de réduction d'environ 4.6 dB par rapport au signal FBMC-OQAM d'origine. D'autre part, la Figure IV.28 compare la CCDF du schéma proposé à un nombre différent de tones réservés. Il est montré que le schéma TR-DC proposé pour un nombre de PRT $P = 12$ peut atteindre un seuil de réduction du PAPR de près de 6.1 dB. Comme le montrent les résultats de la simulation, il peut être vérifié que le schéma TR-DC a amélioré la réduction des pics (PAPR) et il suffit d'ajuster les paramètres pour obtenir les meilleures performances.

IV.6.2.3. L'influence de variation de type de fonction d'écrêtage

Pour prouver notre bon choix de la fonction Deep clipping nous avons introduit une troisième fonction de clipping dite smooth clipping (SC) [123], exprimée comme suite :

$$\widetilde{s}(t) = \begin{cases} |s(t)| - \frac{1}{b} |s(t)|^3, & |s(t)| \leq \frac{3}{2} A \\ A, & |s(t)| \geq \frac{3}{2} A \end{cases} \quad (\text{IV. 23})$$

Avec : $b = \frac{27}{4} A^2$

La comparaison des résultats de l'approche TR pour la minimisation du PAPR à l'aide de trois fonctions d'écrêtage différentes CC, DC, SC [124], respectivement en terme de mesures CCDF est présentée sur la Figure IV.29 avec un seuil d'écrêtage fixe pour les trois schémas égal à $A = 2$ et les autres paramètres fixes présentés dans les sections précédentes pour avoir une comparaison équitable. À partir des courbes CCDF sur la Figure IV.29, nous pouvons voir que le PAPR d'un signal FBMC-OQAM inchangé est de 10.35 dB, pour un $CCDF = 10^{-3}$. De plus, lorsque le CCDF est de $CCDF = 10^{-3}$, parmi les trois schémas TR-CC, TR-DC et TR-SC simulés, le schéma TR-DC diminue d'un gain égal à 3.4 dB, TR-CC diminue de 2.79 dB, tandis que TR-SC diminue le PAPR de 2 dB seulement. Nous observons que le TR-DC fonctionne mieux que TR-CC et TR-SC en termes de réduction de PAPR.

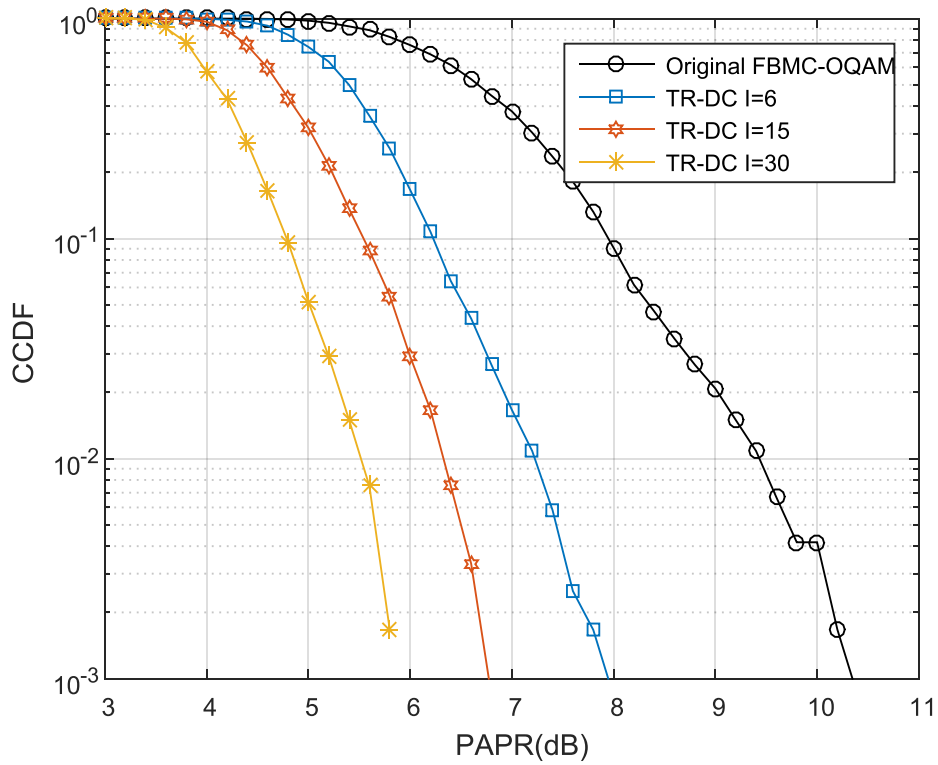


Figure IV. 27. CCDF pour le schéma TR-DC proposé pour différents nombres d'itérations I.

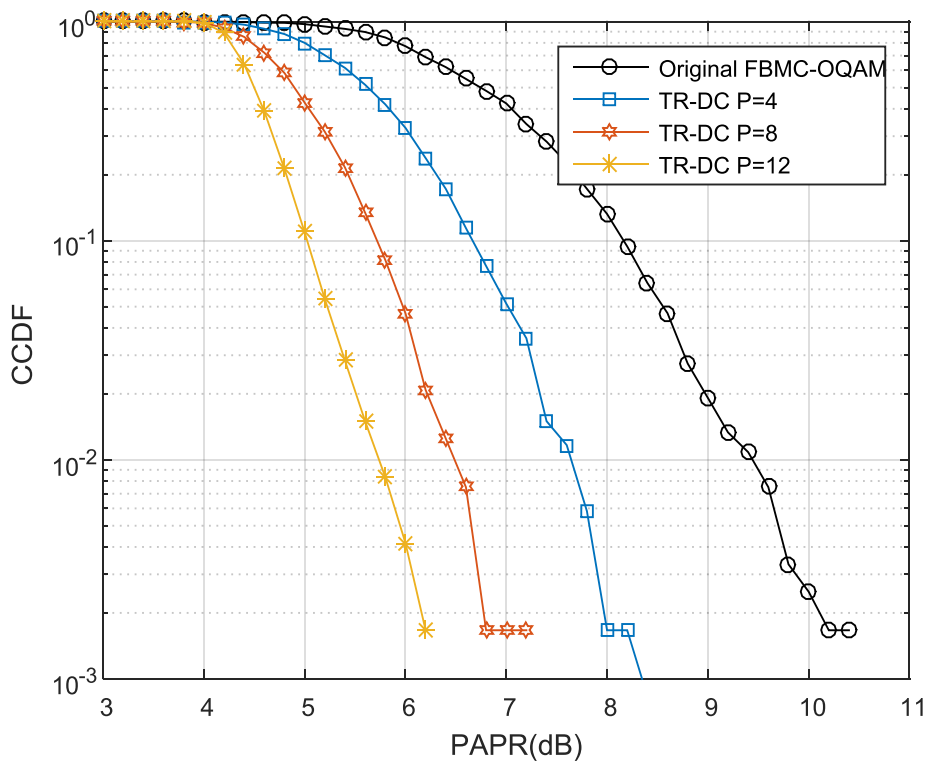


Figure IV. 28. CCDF pour le schéma TR-DC proposé pour différents nombres de Tone réservées P pour la réduction de PAPR.

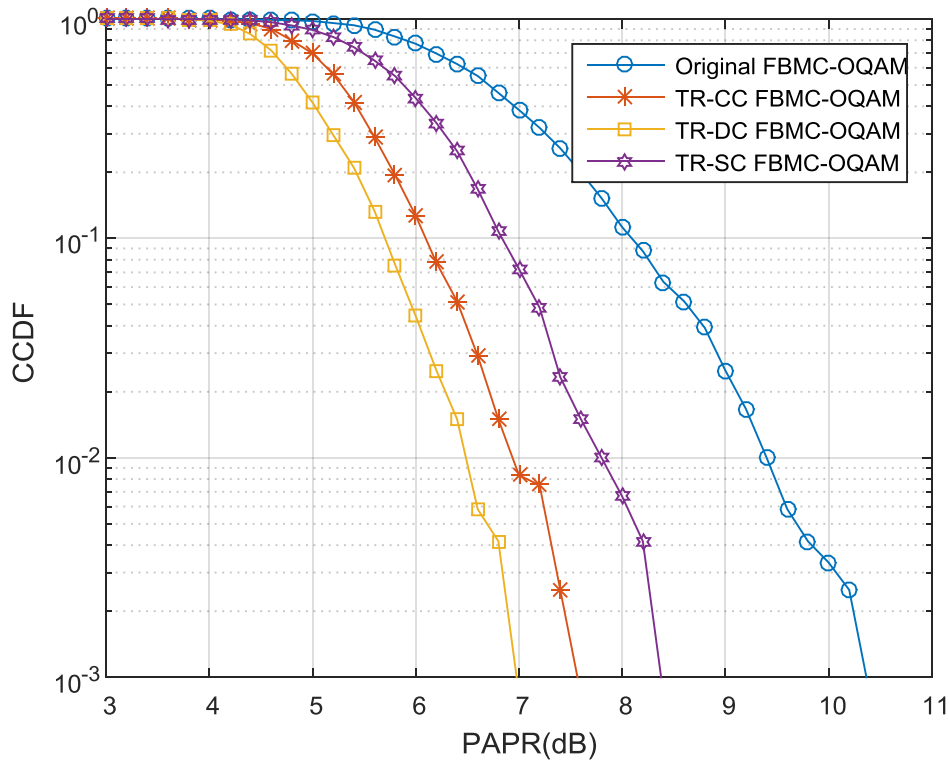


Figure IV. 29. CCDF pour les schémas TR-DC proposé, TR-CC, TR-SC et du signal FBMC-OQAM d'origine.

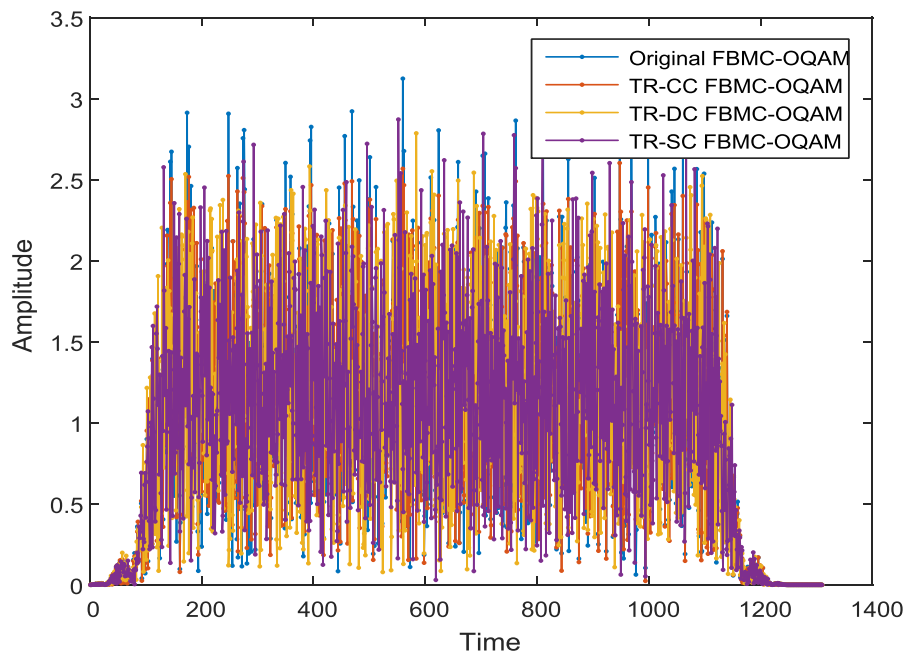


Figure IV. 30. Évolution temporel pour les schémas TR-DC proposé, TR-CC, TR-SC et du signal FBMC-OQAM d'origine.

La Figure IV.30 présente l'évolution temporelle du schéma TR-CC, des schémas TR-DC, TR-SC et du signal FBMC-OQAM d'origine. Nous pouvons remarquer que les trois schémas TR-CC, TR-DC et TR-SC réduisent les fluctuations instantanées du signal FBMC d'origine.

Dans cet algorithme, l'amélioration des performances de réduction de PAPR de la méthode TR pour les signaux FBMC-OQAM a été abordée. L'algorithme TR-CC conventionnel utilise l'écrêtage classique (CC) est amélioré par une simple utilisation de l'écrêtage profond (DC) qui est une version améliorée de l'écrêtage pour générer une technique TR-DC modifiée original pour la réduction du PAPR dans les signaux FBMC-OQAM. Les simulations approfondies et les mesures CCDF ont confirmé que la technique TR-DC présente des meilleures performances, suivie par TR-CC.

IV.8. Aperçu générale sur les algorithmes proposés

Pour avoir un aperçu général sur les performances des algorithmes proposés TD, TC et TR-DC nous proposons au départ une comparaison en termes de la capacité de réduction de PAPR en utilisant les courbes CCDF. Les simulations sont effectuées pour des signaux FBMC-OQAM en utilisant la même configuration reportée dans le Tableau IV.1. Pour les fonctions DC et Loi-Mu, les paramètres sont: ($\omega = 3dB, \rho = 0.6, \mu = 1$), respectivement, et un seuil d'écrêtage fixe pour TR dans tous les algorithmes qui égale à $A = 2dB$.

La Figure IV.31 illustre une comparaison entre les courbes CCDF de la performance de réduction du PAPR pour le système FBMC-OQAM avec les algorithmes TD, TC, TR-DC, TR-CC et TR-SC. La figure montre clairement que l'ensemble des algorithmes proposés TD, TC et TR-DC sont plus performantes en terme de réduction du PAPR par rapport aux deux techniques TR-CC et TR-SC. Nous observons que dans le cas d'un système FBMC avec une modulation OQAM, les algorithmes TD et TR-DC peuvent atteindre une réduction significative du PAPR d'environ $3.2dB$ et $3.3dB$ à 10^{-3} de la CCDF, respectivement. Les méthodes TR-CC et TR-SC réduisent le PAPR avec $2.4 dB$ et $2.2dB$ à 10^{-3} de la CCDF, respectivement. Il est clair que la méthode TC proposée présente un gain de réduction de $3.8dB$ qui dépasse TD de $0.6 dB$ et TR-DC de $0.5 dB$. Après ces valeurs, nous pouvons dire que la TC surpasse l'ensemble des quatre algorithmes TR-CC, TR-SC, TD, TR-DC en terme gain de réduction de PAPR. Cependant, cela ne nous empêche pas de dire que nos deux autres algorithmes TD et TR-DC présentent des résultats très intéressants et prometteurs par rapport à la TR-CC classique.

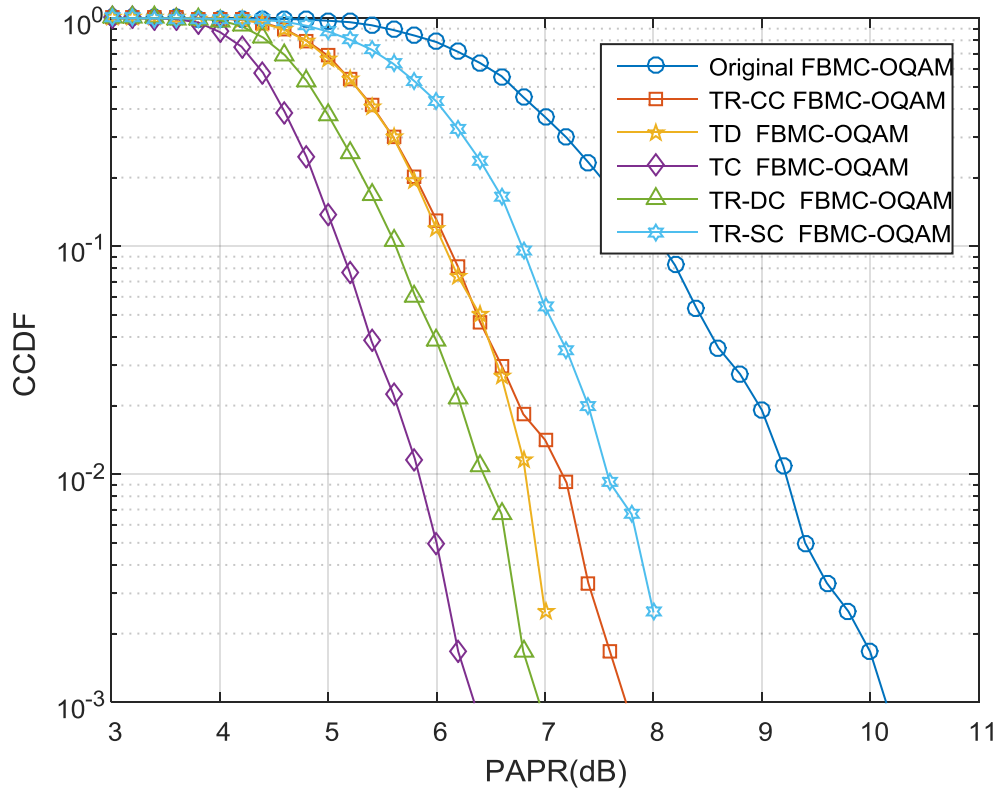


Figure IV. 31. Comparaison des performances de réduction du PAPR des méthodes TR-CC, TD, TC, TR-DC, TR-SC.

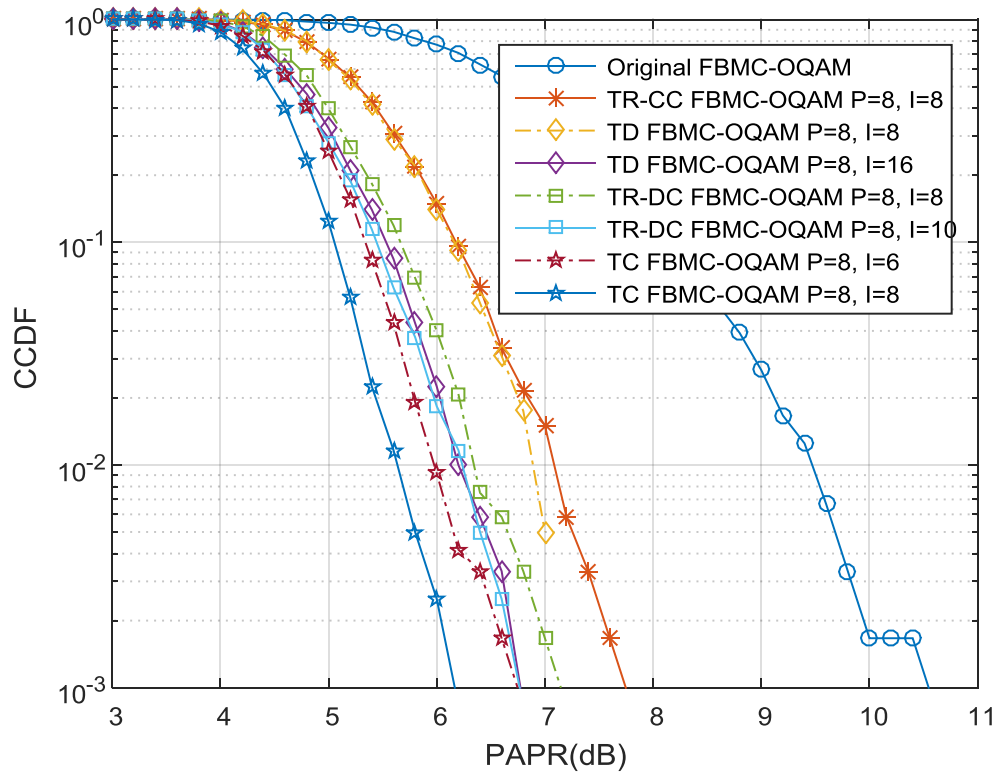


Figure IV. 32. Comparaison des performances de réduction du PAPR des méthodes TR-CC, TD, TC, TR-DC pour différents cas.

Un autre point comme nous pouvons constater de la Figure IV.32, en utilisant les mêmes paramètres de simulation de Tableau IV.1, mais dans différents cas de temps d'itérations pour TR-CC, TD, TC et TR-DC, si nous faisons une comparaison entre les deux techniques TD et TC combinées qui ont fourni des très bons résultats en ce qui concerne la minimisation de PAPR, alors d'après la Figure IV.32, nous trouvons que même si la méthode TD avec un nombre qui dépasse 8 itérations exactement pour $I=16$ itérations offre un avantage supérieur dans la diminution du paramètre PAPR, la formule TC combinée avec seulement 6 itérations reste à priori un bon choix vu la complexité réduite qu'elle présente avec uniquement 6 itérations. D'autre part, si nous comparons les trois algorithmes TD, TC et TR-DC qui ont donné des résultats remarquables en terme réduction de PAPR, nous notons que même si l'approche TD offre un gain non-négligeable par rapport au TR-CC classique pour 8 itérations, ainsi un excellent résultat avec 16 itérations, les nouvelles formes TC et TR-DC restent très efficace par rapport au TD. Plus clairement, les deux algorithmes TC ($I=6$) et TR-DC ($I=10$) coïncident avec TD pour 16 itérations, cela veut dire que la TC et TR-DC restent efficaces face à la TD parce qu'on applique seulement 6 et 10 d'itérations pour TC et TR-DC respectivement afin d'atteindre le même gain de la réduction que TD, cela est bénéficiant dans la réduction de la complexité de calcul et aussi la consommation énergétique. Enfin, il est à noter que le choix de la technique de diminution du PAPR dépend du contexte, des compromises et l'environnement dans lequel elle est utilisée et de l'application envisagée.

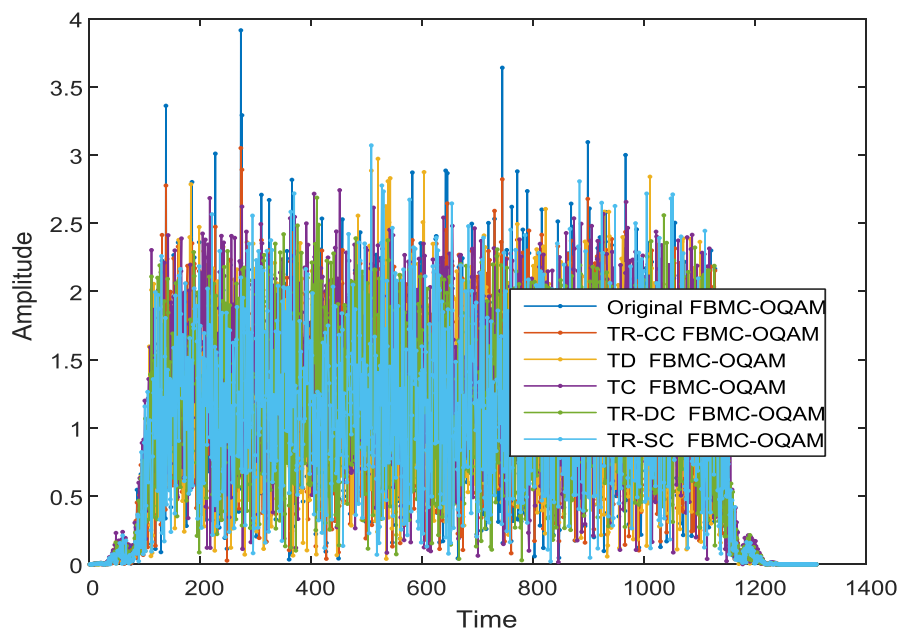


Figure IV. 33.Comparaison d'évolution temporelle des méthodes TR-CC, TD, TC, TR-DC, TR-SC.

La Figure IV.33 compare l'évolution temporelle pour les approches TD, TC, TR-DC, TR-SC et TR-CC classique, ainsi que le signal FBMC-OQAM original. Nous pouvons voir clairement que l'utilisation des traitements proposés a réduit d'une manière considérable la dynamique des variations instantanées qui caractérisent le signal multi-porteuse FBMC-OQAM (élimination des pics très élevés), cela implique que le signal temporel à l'entrée de l'amplificateur de haute puissance aura un PAPR très faible. Alors, il suffi juste un bon dimensionnement de l'HPA pour atteindre l'efficacité énergétique maximale avec le moindre possible des distorsions.

La Figure IV.34 illustre les performances BER en fonction de rapport signal sur bruit (SNR) des techniques étudiées dans un canal AWGN en l'absence d'un HPA non-linéaire et après la démodulation complète c.à.d. l'élimination des PRTs de correction et la considération de la partie data seulement, bien sûr en utilisant les mêmes paramètres de simulation de Tableau IV.1 motionnés dans ce chapitre. D'après la Figure, nous constatons que les algorithmes proposés présentent des bons résultats en terme BER qui sont proches l'un de l'autre et de BER du signal FBMC-OQAM original sans réduction de PAPR.

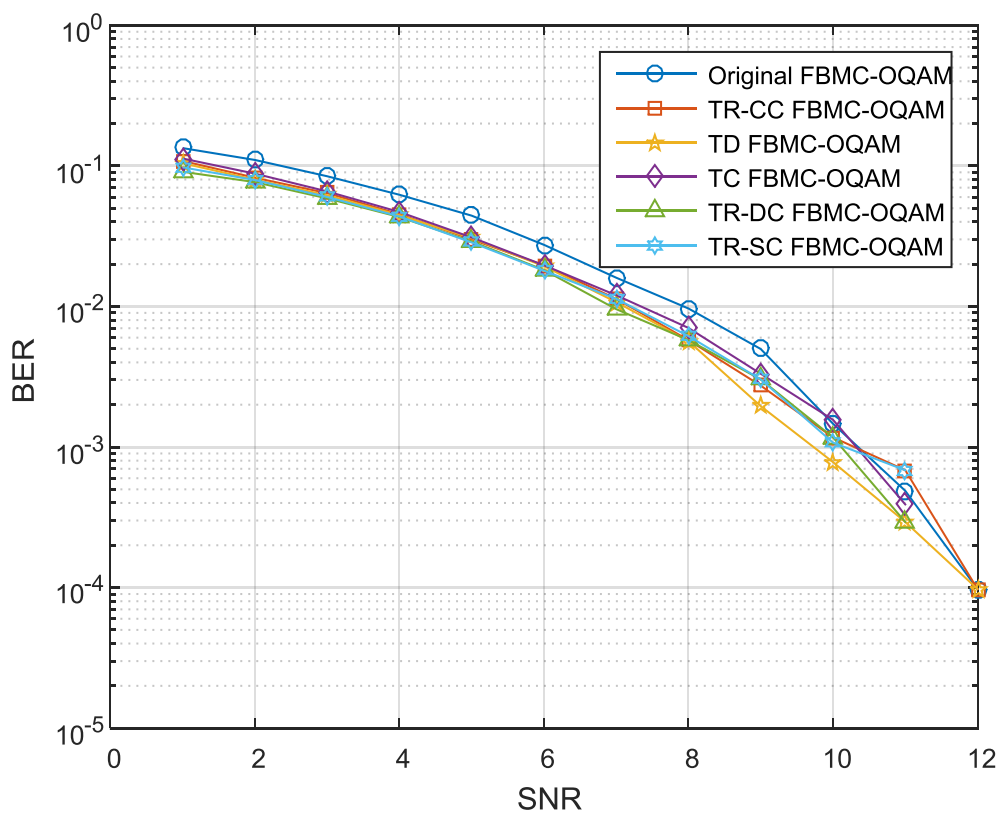


Figure IV. 34.Comparaison des mesures BER pour les méthodes TR-CC, TD, TC, TR-DC, TR-SC dans un canal AWGN sans HPA.

Alors, nous pouvons dire que les trois schémas TD, TC, TR-DC proposés n'introduisent pas des distorsions à notre vecteur d'information (data). En d'autres termes, nous notons qu'en plus de la capacité de réduction de PAPR nos algorithmes ne dégradent pas le BER du système avant l'amplification non-linéaire.

Dans notre investigation, nous avons aussi réalisé des simulations en terme densité spectrale de puissance (DSP) pour les trois techniques proposées TD, TC, TR-DC et le signal original FBMC-OQAM sans la présence d'un HPA. À partir de la Figure IV.35, nous pouvons voir clairement que les spectres des techniques proposées coïncident avec le spectre de signal FBMC-OQAM original. Nous pouvons dire que nos algorithmes suggérés de réduction de PAPR n'introduisent pas des remontées spectrales (pas d'augmentation de la DSP) dans le cas d'absence d'un HPA non-linéaire.

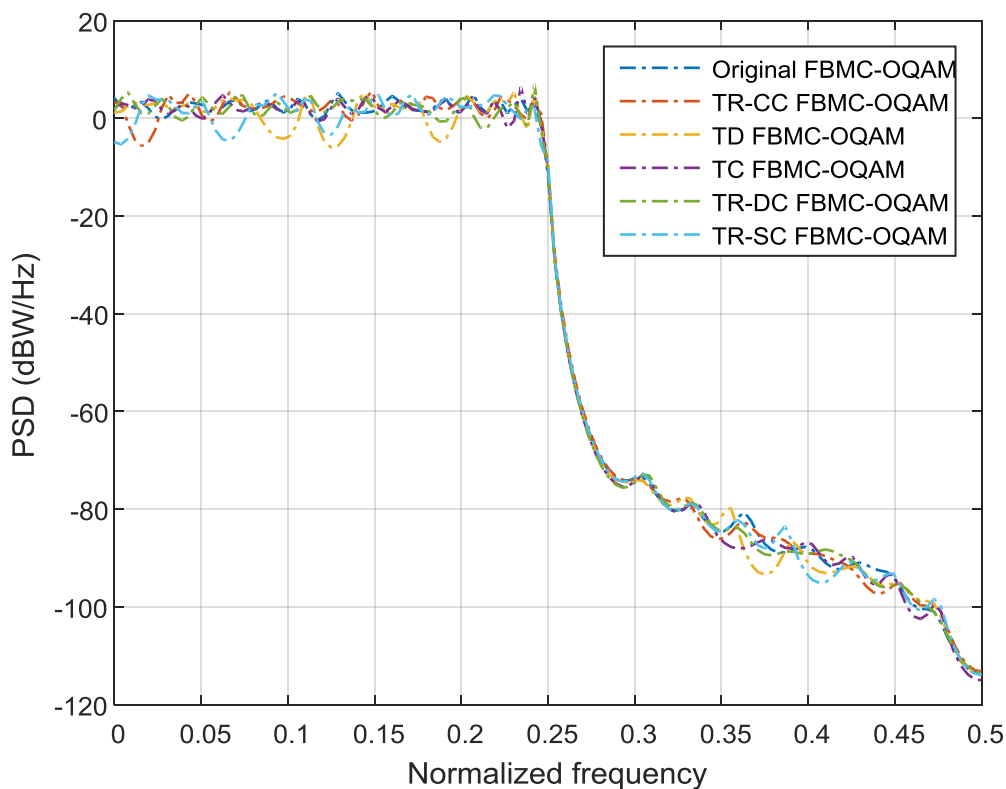


Figure IV. 35. Comparaison en terme DSP pour les méthodes TR-CC, TD, TC, TR-DC, TR-SC et le signal FBMC-OQAM d'origine.

En plus de la capacité de réduction de la dynamique des signaux temporels à base de banc de filtres, les performances BER/DSP, nous prenons en compte d'autres critères comme la

complexité de calcul, débit de transmission et l'information supplémentaire (SI). En ce qui concerne les approches que nous avons proposé pour le système FBMC-OQAM examiné, la complexité numérique était la priorité essentielle pour l'ensemble des algorithmes TD, TC et TR-DC proposés, car elle est un indicateur très important en ce qui concerne l'énergie consommée par les composants électroniques du processeur de signal numérique. En d'autres termes, si l'algorithme est très complexe avec un temps d'exécution très lent alors nous allons avoir une forte consommation énergétique. Sachant que le système FBMC-OQAM présente déjà une complexité élevée à cause de l'application de processus de filtrage par sous-porteuses en utilisant le traitement des bancs des filtres, et la structure chevauchante des symboles (à cause de facteur de recouvrement de filtre PHYDYAS) contrairement aux symboles OFDM.

Dans ce travail, nous considérons que la complexité de calcul est évaluée en terme de multiplications complexes requissent pour tous les M blocs de données dans une trame FBMC-OQAM. Dans notre comparaison, nous signalons que les algorithmes utilisent la même structure pour la modulation/démodulation FBMC-OQAM (IFFT-PPN) / (PPN-FFT), considérons que la complexité d'une IFFT/FFT à N points est $N \log_2 N$, et la complexité d'un PPN est de l'ordre de KN , où K est le facteur de recouvrement de filtre PHYDYAS.

Rappelons que les trois algorithmes de réduction du PAPR proposés sont basés essentiellement sur la technique TR-FBMC-OQAM comme étant traitement principal, alors nous pouvons dire que la complexité des méthodes TD, TC, TR-CC, TR-DC et TR-SC (Voir Tableau IV.2) dépend généralement du calcul du signal d'atténuation dit aussi signal de correction $C(f)$ dans le domaine fréquentiel et $c(t)$ dans le domaine temporel qui va être ajouté au signal FBMC-OQAM original pour chaque bloc de données. Plus clairement, dans chaque itération de TR l'estimation de C et c nécessite deux opérations IFFT/FFT à N points, et de deux PPN afin de calculer le signal correcteur pour cette raison la complexité totale de l'algorithme TR pour chaque bloc de données peut être approximée à $I [2 \times O(N \log_2 N) + 2KN]$ où I est le nombre d'itérations. Par conséquent, la complexité numérique de la technique TR pour M blocs de données est exprimée comme : $MI [2 \times O(N \log_2 N) + 2KN]$ dans une trame où M est le nombre de bloc de données.

D'autre part, nous notons que le type de fonction d'écrêtage (CC, DC, SC) dans les algorithmes TR-CC, TR-DC, TR-SC n'augmente pas la complexité des algorithmes étudiés. De plus dans TC, la fonction Loi-Mu de Companding (pas d'itérations) n'ajoute pas de

complexité au système, mais la complexité augmente uniquement avec le nombre d'itérations de TR. La même chose dans l'algorithme TD le mécanisme DC (pas d'itérations) n'introduit pas de complexité supplémentaire à l'algorithme. Cependant, la complexité des algorithmes TD, TC, TR-DC proposés représente la même complexité de TR qui augmente malheureusement avec le nombre d'itérations de cette technique. Donc pour récapituler, nous pouvons dire que le nombre d'itérations est le paramètre clé concernant la complexité de tous les algorithmes proposés.

Tableau IV. 2.Complexité temporelle des différents algorithmes durant l'exécution.

Algorithmes	Opérations majeurs par 1 itération TR	Complexité temporelle
TR-CC	2 x (IFFT/FFT) et 2 x (PPN)	MI[2 x $O(N \log_2 N)$ +2KN]
TR-DC	2 x (IFFT/FFT) et 2 x (PPN)	MI[2 x $O(N \log_2 N)$ +2KN]
TR-SC	2 x (IFFT/FFT) et 2 x (PPN)	MI[2 x $O(N \log_2 N)$ +2KN]
TD	2 x (IFFT/FFT) et 2 x (PPN)	MI[2 x $O(N \log_2 N)$ +2KN]
TC	2 x (IFFT/FFT) et 2 x (PPN)	MI[2 x $O(N \log_2 N)$ +2KN]

D'autre part, le débit de transmission des trois techniques TD, TC et TR-DC est diminué un peu à cause de l'exploitation des sous-porteuses (Tones) de correction (PRTs) dite aussi de réduction de PAPR qui ne transportent aucune information utile. Les algorithmes TD, TC, et TR-DC suggérés ne demandent aucun envoi de SI au récepteur contrairement au cas de SLM et PTS qui demandent la transmission des informations supplémentaires sur le traitement effectué au niveau de l'émetteur.

Pour compléter l'expose de nos résultats, nous ajoutons cette partie afin d'estimer les performances in-band (BER) et out-of-band (OOB) après l'insertion des unités de réduction de PAPR TD, TC, TR-DC proposées ainsi que l'amplification non-linéaire. Nous considérons deux scénarios distincts pour les schémas simulés dans un canal AWGN en présence d'un amplificateur de puissance non-linéaire Rapp [74] avec les paramètres : $IBO = 0dB$ et $IBO = 7dB$ et $\alpha = 2$. Les résultats de simulation de la Figure IV.36 (a) montrent comme première remarque que les algorithmes proposés présentent des performances BER très proches l'un de l'autre, comme deuxième remarque, nous constatons que les performances

BER de TC proposée dépassent dans le scénario $IBO = 0dB$ un peu les performances BER des TD et TR-DC. L'explication de ce comportement en raison que l'algorithme TC peut réduire le PAPR plus que les deux approches TD et TR-DC comme le montre la Figure IV.31.

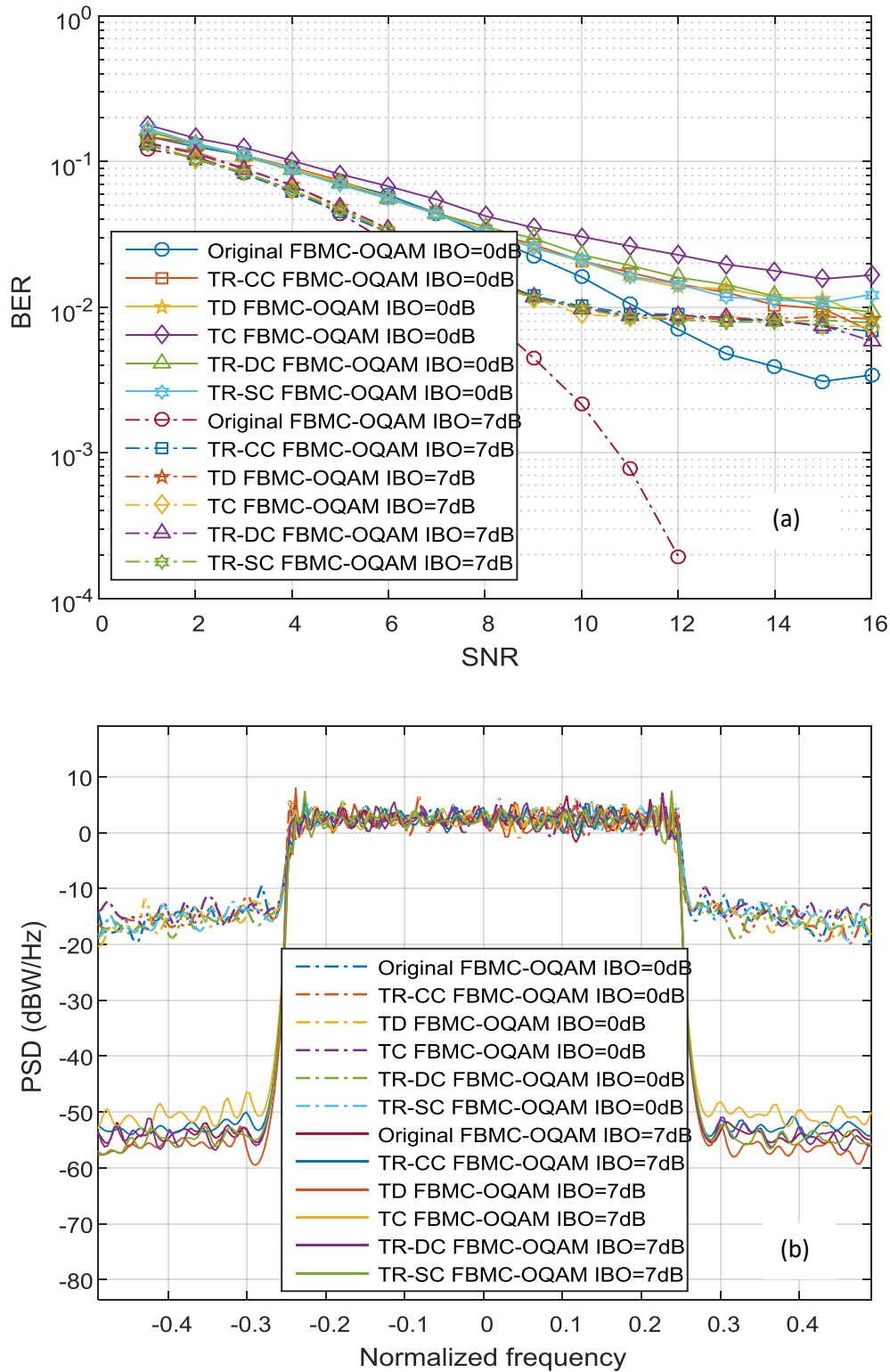


Figure IV. 36.Comparaison des mesures BER, DSP pour les méthodes TR-CC, TD, TC, TR-DC, TR-SC dans un canal AWGN en présence de Rapp HPA.

En outre, il est clair que les représentations fréquentielles (Figure IV.36 (b)), sont aussi sensibles à la variation des valeurs d'IBO de l'amplificateur de puissance. Cependant, des valeurs faibles d'IBO signifient que l'amplificateur de puissance fonctionne à la limite de sa zone de saturation et va provoquer des distorsions dans le signal amplifié. Mais comme nous le savons, les mesures BER et DSP s'améliorent lorsque l'IBO augmente. De toute évidence, nous pouvons dire que la qualité de transmission et le niveau des distorsions dépendent principalement des paramètres d'HPA.

Un résumé comparatif de toutes les approches TD, TC, TR-CC, TR-SC et TR-DC de réduction de PAPR étudiées dans ce chapitre est fourni dans le Tableau IV.3 en termes de SI, destruction, taux de réduction de PAPR, la complexité numérique et le débit de transmission pour le système numérique.

Tableau IV. 3.Comparaison des nouveaux algorithmes de réduction PAPR proposés pour FBMC.

Algorithmes	SI	Destruction	Réduction PAPR	Complexité	Perte débit
TR-CC	Non	Non	Moyenne	Modéré	Oui
TR-SC	Non	Non	Faible	Modéré	Oui
TD	Non	Non	Haute	Modéré	Oui
TC	Non	Non	Très Haute	Modéré	Oui
TR-DC	Non	Non	Haute	Modéré	Oui

D'après le Tableau IV.3, nous constatons que les approches que nous avons fourni pour les signaux à base de banc de filtres dans ce chapitre exposent un bon compromis entre la réduction de PAPR, c'est-à-dire la réduction de consommation énergétique et les autres différents critères. Les trois algorithmes proposés présentent la même complexité numérique, sans envois des SI, et des performances BER proche l'un de l'autre et du signal original sans destruction. Cependant, dans le cas de présence d'un HPA non-linéaire, le TC introduit une légère dégradation par rapport aux autres schémas (dans certains scénarios), qui peut être reliée à la capacité de réduction spectaculaire de cet algorithme ainsi aux paramètres d'HPA non-linéaire (les valeurs de recule IBO très faibles). Les trois approches introduisent une perte de débit binaire à cause des PRTs de correction comme la technique TR-CC classique.

Enfin, pour terminer notre investigation, nous avons introduit un tableau comparatif (Voir Tableau IV.4) des performances CCDF de nos trois techniques proposées et de trois autres méthodes citées [111], [85]. D'après le Tableau IV.4, nous pouvons dire que dans le cas d'un système FBMC avec une modulation 4-OQAM, 64 sous-porteuses, 16 blocs de données et un filtre prototype de taille $4T$ ($K = 4$), les techniques Hybrides : PTS-TR [111], M-Hybride [111] et Sparse PTS-TR [85] peuvent atteindre une réduction significative du PAPR. Les schémas proposés TD, TC et TR-DC réduisent le PAPR aussi d'une manière considérable. Il est clair que nos trois algorithmes présentent des valeurs compétitives de PAPR, comme par exemple, l'algorithme TC proposé dépasse Sparse PTS-TR de $0.10dB$ et Hybride PTS-TR, M-Hybride de $0.15dB$ et $0.05 dB$ respectivement.

Tableau IV. 4.Comparaison des Performances CCDF pour 10^{-3} et Perte de BER pour les algorithmes proposés et cités.

Algorithmes	Paramètres	Performances PAPR		Perte de BER
		I=8	I=4	[dB]
TR-CC	P=8, A=2.2	7.77	8.75	0
TD	P=8, A=2.2, B=3, $\rho=0.6$	7.00	/	0
TC	P=8, A=2.2, $\mu=1$	6.36	7.15	0
TR-DC	P=8, A=2.2, $\rho=0.6$	6.97	7.77	0
Sparse PTS-TR [85]	P=8, A=2.2, J=8, V=4	6.46	/	0
Hybride PTS-TR [111]	P=8, A=2.2, V=4	/	7.30	0
M-hybride [111]	P=8, A=2.2, V=4	/	7.20	0

Nous rappelons que la complexité de calcul de nos algorithmes TD, TC et TR-DC proposés était la priorité essentielle à cause de l'importance de ce paramètre dans la notion de la consommation de l'énergie des composants électroniques dans les systèmes numériques modernes. Pour cela, comme nous avons déjà démontré que la complexité de nos algorithmes est toujours égale à la complexité de TR classique (Voir Tableau IV.2) exprimé comme suite : $C_{TD} = C_{TC} = C_{TR-DC} = C_{TR}$. D'après la référence [85], et comme le montre le Tableau IV.5, les deux techniques PTS ont des complexités importantes et donc pour le cas hybride la

complexité va augmenter plus. Plus clairement, pour la technique Sparse PTS-TR la complexité est : $C_{SparsePTS-TR} = C_{SparsePTS} + C_{TR}$, ainsi que pour Hybride PTS-TR : $C_{Hybride PTS-TR} = C_{PTS} + C_{TR}$,la même chose pour M-Hybride PTS-TR : $C_{M-Hybride PTS-TR} = C_{PTS} + C_{TR}$. Donc, nous pouvons dire que les algorithmes hybrides cités présentent des complexités très élevées.

Tableau IV. 5.Complexités de calcul pour les schémas Sparse PTS et Segmental PTS.

Algorithmes	Multiplications réelles	Additions réelles
Sparse PTS	$JV(2^V + 1)$	$2JV(V - 1)(2^V + 1)$
Segmental PTS	$MNV(2^V + 1)$	$2NM(V - 1)(2^V + 1)$

N : est le nombre de sous-porteuses, M est le nombre de data blocs, V est le nombre de sous-blocs, et J est le nombre d'itérations pour Sparse PTS.

D'après les références [111], [85] et le Tableau IV.4, nous rappelons que les trois schémas hybrides cités ne provoquent aucune distorsion. En outre, nos algorithmes proposés gardent les mêmes performances BER que le BER d'origine sans aucune dégradation. À la fin, nous signalons de toute évidence que l'implémentation de nos algorithmes de réduction de PAPR proposés est très simple et moins complexe par rapport aux algorithmes cités. Aussi, en ce qui concerne la réduction de PAPR dans les systèmes FBMC-OQAM, nos schémas sont très compétitifs aux méthodes hybrides existantes dans la littérature.

Tableau IV. 6. Étude comparative entre les algorithmes de réduction PAPR cités et les algorithmes proposés pour FBMC.

Algorithmes	SI	Destruction	Réduction PAPR	Complexité	Perte débit
TR-CC	Non	Non	Moyenne	Modéré	Oui
TR-SC	Non	Non	Faible	Modéré	Oui
TD	Non	Non	Haute	Modéré	Oui
TC	Non	Non	Très Haute	Modéré	Oui
TR-DC	Non	Non	Haute	Modéré	Oui
Hybride PTS-TR [111]	Oui	Non	Haute	Très Élevé	Oui
Sparse-PTS-TR [85]	Oui	Non	Très Haute	Très Élevé	Oui
M-Hybride [111]	Oui	Non	Haute	Très Élevé	Oui

D'après le Tableau IV.6, nous observons que nos algorithmes TC, TD et TR-DC sont moins complexes, ne nécessitent pas d'informations secondaires (SI) pour réduire le PAPR par rapport aux techniques hybrides citées et ne dégradent pas le BER du système. Cependant, ils introduisent une perte de débit binaire comme toutes les techniques probabilistes et d'ajout de signal.

IV.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté nos contributions pour la réduction de la consommation énergétique dans les systèmes multi-porteuses à base de banc de filtres en proposant une adaptation de trois algorithmes de réduction de PAPR à un système FBMC-OQAM dont on a exposé le principe. Nous avons montré que les schémas avec les algorithmes simulés arrivent à réduire la dynamique, c'est-à-dire le PAPR du signal FBMC-OQAM avec des performances différentes et sans une complexité numérique ajoutée.

Les deux algorithmes hybrides TD et TC offrent une réduction de PAPR remarquable sans une dégradation au niveau des performances BER. Nous avons aussi conclu que nos techniques proposées sont très flexibles en terme résultats. La deuxième partie de notre contribution a été dédiée à l'étude de l'effet de type de la fonction d'écrêtage sur les performances de la technique TR-FBMC-OQAM pour la réduction du PAPR. L'algorithme TR-DC qui présente une touche d'originalité a été analysé, et nous avons remarqué que l'algorithme TR-DC surpasse TR-CC classique, TR-SC et TD en terme réduction de la dynamique de signal FBMC-OQAM. La bonne combinaison et le choix des paramètres de simulation pour l'ensemble des algorithmes proposés restent une étape importante pour avoir les performances optimales pour le système de transmission multi-porteuse à base de banc de filtres. D'après les différents résultats de simulation effectués ainsi la comparaison avec les techniques de la littérature dans ce chapitre nous signalons que nos algorithmes proposés offrent des performances très prometteuses en terme réduction de PAPR pour les systèmes qui utilisent la technologie de modulation multi-porteuse à base de banc de filtres tout en maintenant une complexité de calcul faible et une mise en œuvre facile pour les applications 5G, ce qui permet de bien dimensionner l'amplificateur de puissance de nature non-linéaire pour réduire la consommation d'énergie du système en émission avec moins possible des distorsions.

Conclusion Générale et Perspectives

La technique de modulation multi-porteuse est largement utilisée dans les systèmes de communication sans fil tels que LTE, 4G, Wimax et également pour la nouvelle génération 5G. Elle présente de nombreux avantages ; les plus intéressants sont (i) la robustesse contre la propagation par trajets multiples et (ii) les interférences à bande étroite. Jusqu'à présent, le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) est la classe la plus importante des systèmes multi-porteuse. Cependant, il s'agit d'une version limitée de la nouvelle vision 5G en raison de certains inconvénients. Les systèmes de modulation multi-porteuse à base de bancs de filtres (FBMC) combinés à la modulation d'amplitude en quadrature décalée (OQAM) sont de plus en plus attrayants pour devenir le favori pour devenir la forme d'onde radio en prochaine couche physique de cinquième génération (5G). Ce schéma de modulation avancé offre de nombreux avantages tels qu'une excellente localisation de fréquence, des lobes latéraux bas dans sa PSD (Power Spectral Density), une robustesse au bruit de phase et les décalages de fréquence qui le rendant plus approprié que l'OFDM pour la prochaine norme 5G. Néanmoins, comme toutes les conceptions multi-porteuses, le FBMC souffre d'un grand rapport de puissance crête/moyenne (PAPR) qui conduit à la saturation de l'amplificateur à haute puissance et provoque des distorsions dans la bande et hors bande qui ont un impact sur la qualité du signal, ainsi une forte consommation énergétique est manifesté au niveau de l'émetteur qui peut dégager plusieurs problèmes.

Dans le cadre de recherche de cette thèse, nous avons fourni de nouveaux algorithmes de réduction de PAPR pour réduire la consommation énergétique dans les systèmes de transmission sans fil à base de banc de filtres. Ces approches suggérées sont reposées sur l'hybridation et l'amélioration des techniques de réduction de PAPR afin d'assurer un compromis réduction PAPR et complexité numérique. Les principales étapes de recherche de cette thèse sont résumées comme :

Dans le **premier chapitre**, nous avons présenté un aperçu général sur les canaux de transmission sans fil. Ensuite, nous avons abordé en détail la technologie multi-porteuse et leur classe en soulignant le principe des systèmes multi-porteuse à base de banc de filtres. À

la fin, nous avons exposé un brief portrait sur les prochaines techniques de modulation candidates pour la vision 5G.

Dans le **deuxième chapitre**, nous avons montré l'ensemble des aspects pratiques pour l'implémentation des systèmes de modulation à base de banc de filtres ainsi que le fameux OFDM avec aussi une dérivation analytique pour leurs structures.

Dans le **troisième chapitre**, nous avons exposé une étude énergétique détaillée sur les modèles des amplificateurs de puissance les plus usuels, en décrivant leurs principes de fonctionnement, leurs caractéristiques et les effets de non-linéarité sur le signal FBMC. Ensuite, nous avons abordé le problème de PAPR en étudiant le profil énergétique de signal FBMC. Enfin, les plus célèbres techniques de réduction de PAPR présentent dans la littérature ont été exposées ainsi certains critères d'évaluation de ces dernières.

Le **quatrième et dernier chapitre**, dévoile en un premier lieu un algorithme TD fondé sur l'hybridation entre le traitement par ajout de signal et la technique DC. En suite en second lieu, un nouvel algorithme TC reposé sur la combinaison entre le concept Tone reservation et la fonction de Companding Loi-Mu. En troisième lieu, nous avons proposé un nouvel algorithme très performant appelé TR-DC. Dans notre première contribution concernant les schémas conjoint TD et TC qui combinent les avantages de premier traitement avec la complexité de calcul réduite de la deuxième étape, les résultats de simulation ont prouvés que la performance CCDF des deux algorithmes ait été améliorée par rapport à la technique TR-FBMC-OQAM classique, avec un gain de réduction de PAPR remarquable, ainsi une minimisation de la dynamique temporel considérable par rapport au signal original FBMC. De même nous pouvons conclure à travers les différentes simulations effectuées que l'efficacité des algorithmes proposés dépend significativement de la meilleure combinaison des paramètres de simulation comme le seuil d'écritage, le nombre d'itérations, facteur de compression, paramètre de profondeur des différents algorithmes. Dans notre deuxième contribution sur l'étude de l'effet du type de fonction d'écritage sur la capacité de réduction de la technique TR-FBMC-OQAM. Nous avons remarqué que les performances de TR dépendent de type de fonction d'écritage. Comme par exemple, la TR basée sur DC surpasse l'algorithme TR-CC et TR-SC en terme réduction de PAPR. À travers cette étude, nous avons démontré qu'on peut avoir une réduction remarquable juste en modifiant la fonction d'écritage d'algorithme sans une complexité additionnelle.

Nous rappelons aussi que la complexité numérique des trois algorithmes suggérés est la même qui est similaire à celle de TR conventionnelle. Autrement dit, il n'y a pas de complexité ajoutée.

Nous signalons enfin à travers nos résultats que nos trois algorithmes TD, TC et TR-DC proposés sont des unités de réduction de PAPR insérées après le bloc de modulation FBMC-OQAM côté émetteur. Cela indique que les traitements suggérés ne modifient pas le protocole de transmission. Ainsi, ils peuvent être appliqués dans diverses normes de communication sans fil de type faible latence, par exemple les services 5G. D'autre part, après une comparaison et évaluation les algorithmes vérifient un bon compromis entre la performance de réduction de PAPR, c'est-à-dire la réduction de consommation énergétique, la complexité de calcul et les autres critères. De plus, après une comparaison avec trois autres techniques hybrides pour la minimisation du PAPR, le Sparse PTS-TR, Hybride PTS-TR et M-hybride PTS-TR en termes de réduction du PAPR et de la complexité de calcul, l'analyse et les résultats montrent que nos algorithmes sont très compétitifs, et que le schéma TC proposé surpasse en terme de réduction de PAPR les méthodes citées avec une très faible complexité de calcul.

D'après ces résultats, certaines perspectives pertinentes semblent être envisageables dans nos futurs travaux de recherche :

- Pour atteindre une efficacité maximale et pour réduire les effets de non-linéarité de l'amplificateur de puissance, nous pouvons par la suite comme une perspective utiliser l'approche conjointe de la réduction du PAPR et de linéarisation d'amplificateur de puissance avec nos deux algorithmes TD et TC.
- Une autre perspective s'ouvre aussi sur l'application de nos algorithmes TD et TC dans un système MIMO-massive FBMC-OQAM dédié à la transmission 5G.
- Nous pouvons améliorer notre technique TR-DC proposée pour le système FBMC-OQAM en améliorant la fonction DC pour obtenir des performances optimales.
- L'utilisation d'autres méthodes de réduction de PAPR dans le système FBMC-OQAM.
- Étudier les algorithmes suggérés dans ce travail de thèse avec d'autres nouvelles formes d'onde dite post-OFDM comme l'UFMC, F-OFDM, GFDM.

Liste des Publications

- **Publications internationales :**

Salima Senhadji, Mohammed Yassine Bendimerad , Fathi Tarik Bendimerd, "New scheme for PAPR reduction in FBMC-OQAM systems based on combining TR & Deep Clipping techniques", *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, Vol.11, No.3, pp. 2143-2152, Jun 2021.

Salima Senhadji, Mohammed Yassine Bendimerad, Fathi Tarik Bendimerd, "Enhancing PAPR Reduction for FBMC-OQAM Systems by Joint Both Tone Reservation and Companding Methods", *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer*, Vol.21, No.2, pp. 919-926, Feb 2021.

- **Communications internationales :**

Salima Senhadji, Mohammed Yassine Bendimerad , Fathi Tarik Bendimerd, "Analysis of Tone Reservation with Different Clipping Functions for FBMC-OQAM Peak-to-Average Power Reduction", *2nd International Conference on Electronics and Electrical Engineering (IC3E'2020)*, Nov 16-17, Bouira, Algeria.

Salima Senhadji, Mohammed Yassine Bendimerad , Fathi Tarik Bendimerd, "Tone Reservation Performance Improvement using DC function for FBMC/OQAM PAPR Reduction", *4th International Conference on Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems (IC-AIRES'2020)*, Dec 22-24, Tipassa, Algeria.

Salima Senhadji, Fathi Tarik Bendimerd, Mohammed Yassine Bendimerad, "Analysis of Non-Linear Distortion Effect Based on Memoryless Power Amplifiers in FBMC-OQAM System", *1st International Conference on Networking Telecommunication and Biomedical Engineering and Application (ICNTBA'19)*, Nov 04-05, Boumerdes, Algeria.

- **Communications nationales :**

Salima Senhadji, Yassine Bendimerad, Fathi Tarik Bendimerd, "Consequences of PA Nonlinearities on Advanced Modulation Schemes for 5G Wireless Communication", *Conférence Nationale sur les Télécommunications et ses Applications (CNTA'2021)*, Dec20-21, Ain-Témouchent, Algeria.

Bibliographie

- [1] J. Letessier., “ Performances théoriques de systèmes MIMO pré égalises et applications avec un simulateur de propagation 3D ”, Université de Bretagne Occidentale, Nov 2005.
- [2] T. S. Rappaport., “Wireless communications: principles and practice”, Prentice Hall PTR, 2002.
- [3] S. R. Saunders and A. Aragon., “Antennas and Propagation for Wireless communication system”, Wiley & Sons, 2ed, May 2007.
- [4] R. B. Ertel, P. Cardieri., “Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems”, IEEE Personal Communications, Feb 1998.
- [5] J. Bocuzzi., “Signal processing for Wireless Communications”, USA: McGraw-Hill, 2008.
- [6] A. R. S. Bahai, B. R. Saltzberg, and M. Ergen., “Multi-carrier digital communications: Theory and applications of OFDM”, 2nd edition Springer US, New York, 2004.
- [7] M. K. Simon, and M. S. Alouini., “Digital communication over fading channels”, 2nd edition Jhon Wiley & Sons, Inc, Hoboken, New Jersey, 2004.
- [8] V. Kühn., “Wireless communications over MIMO channels: Applications to CDMA and multiple antenna systems”, 1st edition Jhon Wiley & Sons, Ltd, England, 2006.
- [9] H. Schulze, and C. Lüders., “Theory and applications of OFDM and CDMA: Wideband wireless communications”, Jhon Wiley & Sons, Ltd, England, 2005.
- [10] B. Sklar., “Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part II mitigation,” IEEE Communications Magazine, vol. 35, no. 9, pp. 102-109, July 1997.
- [11] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C.G. Kang., “MIMO-OFDM wireless communications with Matlab”, 1st edition Wiley IEEE Press, Singapore, 2010.
- [12] B. Elmaroud., “Analyse des performances et amélioration des systèmes FBMC dans les transmissions sans fil non linéaires et asynchrones, PhD thesis, Thèse Doctorat en Informatique et Télécommunications, Rabat, 2016.
- [13] R. W. Chang., “High-speed multichannel data transmission with bandlimited orthogonal signals”, Bell Sys. Tech, J., 45:1775 -1796, 1966.

- [14] B. Saltzberg., “Performance of an efficient parallel data transmission system. Communication Technology”, *IEEE Transactions on*, 15(6):805–811, 1967.
- [15] M. Bellanger, J. Daguët., “Tdm-fdmtransmultiplexer: Digital polyphase and fft. Communications”, *IEEE Transactions on*, 22(9):1199–1205, 1974.
- [16] B. Hirosaki., “An analysis of automatic equalizers for orthogonally multiplexed qam systems”, *Communications, IEEE Transactions on*, 28(1):73–83, 1980.
- [17] B. Hirosaki., “An orthogonally multiplexed qam system using the discrete fourier transform”, *Communications, IEEE Transactions on*, 29(7):982–989, 1981.
- [18] L. Vangelista, N. Laurenti., “Efficient implementations and alternative architectures for ofdm-oqam systems”, *Communications, IEEE Transactions on*, 49(4):664–675, 2001.
- [19] P. Siohan, C. Siclet, and N. Lacaille., “Analysis and design of ofdm/oqam systems based on filter bank theory”, *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 50(5):1170–1183,2002.
- [20] B. Farhang-Boroujeny., “Multicarrier modulation with blind detection capability using cosine modulated filter banks”, *Communications, IEEE Transactions on*, 51(12):2057–2070, 2003.
- [21] B. Farhang-Boroujeny, C. Yuen (George)., “Cosine modulated and offset qam filter bank multicarrier techniques: A continuous-time prospect”, *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, Article ID 165654:16 pages, 2010.
- [22] M. Tzannes., “Overlapped discrete multitone modulation for high speed copper wire communications”, *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 13(9):1571–1585, 1995.
- [23] B. Farhang-Boroujeny., “Ofdm versus filter bank multicarrier”, *Signal Processing Magazine, IEEE*, 28(3):92–112, 2011.
- [24] G. Cherubini, E. Eleftheriou, and S. Olcer., “Filtered multitone modulation for vdsl”, in *Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '99*, vol. 2, pages 1139–1144, 1999.
- [25] P. Xiao, C. Toal, D. Burn, V. Fusco, and C. Cowan., “Transmit and receive filter design for OFDM based WLAN systems”, in *International Conference Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), IEEE*, pp. 1–4, Oct 2010.
- [26] B. Farhang-Boroujeny, H. Moradi., “OFDM Inspired Waveforms for 5G”, *IEEE Communication Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 4, Fourth Quarter 2016.

- [27] F. Schaich, T. Wild, and Y. Chen., “Waveform Contenders for 5G - Suitability for Short Packet and Low Latency Transmissions”, Vehicular Technology Conference, pp. 1-5, 2014.
- [28] B. Farhang-Boroujeny., “OFDM Versus Filter Bank Multicarrier”, in Signal Processing Magazine, IEEE, vol. 28, no. 3, pp. 92-112, May 2011.
- [29] P. Siohan, C. Siclet, and N. Lacaille., “Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filter bank theory”, IEEE Trans. Signal Process. 50, 1170–1183, 2002.
- [30] P. Xiao, C. Toal, D. Burns, V. Fusco, and C. Cowan., “Transmit and receive filter design for OFDM based WLAN systems”, in International Conference Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), IEEE; pp. 1-4, Oct 2010.
- [31] M. L. Doelz, E.T. Heald, D. L. Martin., “Binary data transmission techniques for linear systems,” in Proceeding in IRE, vol. 45, no .5, pp. 656-661, May 1957.
- [32] R. W. Chang., ”Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission”, Bell Labs Technical Journal, vol. 45, no. 10, 10 pp.1775-1796, Dec 1966.
- [33] M. Jankiraman., “Space-time codes and MIMO systems”, Artech House Inc, Norwood, MA, USA, 2004.
- [34] T. D. Chiueh, and P. Y. Tsai., “OFDM baseband receiver design wireless communications”, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, Singapore, 2007.
- [35] E. Guéguen., “Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM,” Thèse de Doctorat, Institut Nationale des Sciences Appliquées de Rennes. 2009.
- [36] H. Rohling., “OFDM concepts for future communication systems”, Springer-Heidelberg Dordrecht London New York, 2011.
- [37] T. Hwang, C. Yang, G. Wu, S. Li and G. Y Li., “OFDM and its wireless applications: survey,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 58, no. 4, pp. 1673-1694, May2009.
- [38] K. P. Bagadi., “On development of some soft computing based multiuser detection techniques for SDMA-OFDM wireless communication system,” Thèse de Doctorat, Department of Electronical Engineering National Institute of Technology Rourkela, India. 2014.
- [39] S. Plass, A. Dammann, S. Kaiser, and K. Fazel., “Multi-carrier spread spectrum 2007”, 1st edition Springer Netherlands, 2007.

- [40] B. Muquet, Z. Wang, G.B. Giannakis, De courville, M, and P. Duhamel., "Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 12, pp. 2136-2148, Dec 2002.
- [41] Y. S. Cho., J. Kim, W. Y. Yang, and C.G. Kang., *MIMO-OFDM wireless communications with Matlab*, 1st edition Wiley IEEE Press, Singapore, 2010.
- [42] C-C.J. Kuo, S.H. Tsai, L. Tadjpour and Y. H. Chang., *Precoding techniques for digital communication systems*, 1st edition Springer US, 2008.
- [43] H. Yang., "A road to future broadband wireless access: MIMO-OFDM based air interface," *IEEE communications Magazine*, vol. 43, no. 1, pp. 53-60, Jan 2005.
- [44] S.C. Yang., *OFDMA system analysis and design*, 1st edition Artech House, Norwood, MA, 2010.
- [45] Viholainen, M. Bellanger, and M. Huchard, "Prototype filter and structure optimization", website: www.ict-phydyas.org: Document D5.1 deliverable, Jan 2009.
- [46] R. Zakaria., "Conception d'émetteur et récepteur pour l'élimination des interférences intrinsèques dans les systèmes multiporteuses à base de bancs de filtres et à antennes multiples," thèse de doctorat, Spécialité: Communications et Electronique, Conservatoire National des Arts et Métiers, École Doctorale Technologique et Professionnelle CEDRIC/LAETITIA, 2012.
- [47] M. Bellanger., "Specification and design of prototype filter for filter bank based multicarrier transmission", *IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing*, 2001.
- [48] D. S. Waldhauser, L. G. Baltar, and J. A. Nossek., "Comparison of Filter Bank Based Multicarrier Systems with OFDM", in *Proc. Circuits and Systems, IEEE Asia Pacific Conference*, pp. 976- 979, Dec 2006.
- [49] M. Bellanger, G. Bonnerot, and M. Coudreuse., "Digital filtering by polyphase network: application to sample-rate alteration and filter banks". *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, 24(2):109-114, 1976.
- [50] P. P. Vaidyanathan., "Multirate Systems and Filter Banks". Prentice Hall, nglewood Cliffs, NJ, USA, 1993.
- [51] L. Lin, B. Farhang-Boroujeny., "Cosine-modulated multitone for very high speed digital subscriber lines," *EURASIP J. Appl. Signal Process.*, vol. 2006, pp. 79-79, Jan.

- [52] R. Zakaria, D. Le Ruyet, "A novel filter-bank multicarrier scheme to mitigate the intrinsic interference: Application to MIMO systems", *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol.11, no.3, pp.1112-1123, 2012.
- [53] R. Haas, J.-C. Belfiore, "A time-frequency well-localized pulse for multiple carrier transmission," *Wireless Personal Communications*, vol. 5, no. 1, pp. 1-18, 1997.
- [54] FP7 PHYDYAS Project-D5-1 [.http://www.ict-phydyas.Org/delivrables/PHYDYAS-D51.pdf](http://www.ict-phydyas.Org/delivrables/PHYDYAS-D51.pdf).
- [55] Y. Medjahdi, "Modélisation d'Interférence et Analyse des Performances des Systèmes OFDM/FBMC pour les Communications sans fil Asynchrones ", thèse de Doctorat, Conservatoire National des Arts et Métiers, École Doctorale Technologique et Professionnelle CEDRIC/LAETITIA, 2012.
- [56] H. Zhang, D. Le Ruyet, and M. Terre., "Spectral efficiency comparison between ofdm/oqam and ofdm based cr networks", *Wireless Communications and Mobile Computing Wiley*, 9:1487-1501, Nov 2009.
- [57] R. Zakaria and D. Le Ruyet, "A novel filter-bank multicarrier scheme to mitigate the intrinsic interference: Application to MIMO systems", *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol.11, no.3, pp.1112-1123, 2012.
- [58] S. S. K. C. Bulusu., "Performance Analysis and PAPR Reduction Techniques for Filter Bank based Multi-Carrier Systems with Non-Linear Power Amplifiers", Doctoral thesis in Radio communications, École doctorale Informatique, Télécommunication et Électronique de Paris, LAETITIA/CEDRIC Laboratory, France, 2016.
- [59] S. S. K. C. Bulusu, H. Shaiek, and D. Roviras., "Reduction of PAPR of FBMC-OQAM systems by dispersive tone reservation technique", in *Proceedings of the International Symposium on Wireless Communication Systems*, 2015.
- [60] H. Saeedi-Sourck, Y. Wu, J. Bergmans, S. Sadri, B. Farhang-Boroujeny., "Complexity and performance comparison of filter bank multicarrier and ofdm in uplink of multicarrier multiple access networks", *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 59(4):1907-1912, 2011a.
- [61] B. Le Floch, M. Alard and C. Berrou., "Coded orthogonal frequency division multiplex [tv broadcasting]", *Proceedings of the IEEE*, 83(6):982-996, 1995.
- [62] T. Strohmer, S. Beaver., "Optimal ofdm design for time-frequency dispersive channels. Communications", *IEEE Transactions on*, 51(7):1111-1122, 2003.

- [63] E. T. S. Institute., Radio broadcasting systems: Digital audio broadcasting (dab) to mobile, portable and fixed receivers. Rapport technique ETSI EN 300 401, European Telecommunication Standard Institute, 2006.
- [64] E. T. S. Institute., Digital video broadcasting (dvb-t); frame structure, channel coding, modulation for digital terrestrial television. Rapport technique ETSI EN 300 744, European Telecommunication Standard Institute, 1999.
- [65] K. Fazel, S. Kaiser., “Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems: From OFDM and MC CDMA to LTE and WiMAX”, Wiley, 2008.
- [66] 3GPP TS 36.211., Lte; evolved universal terrestrial radio access (e-utra); physical channels and modulation. Rapport technique ETSI TS 136 211, European Telecommunication Standard Institute, 2011.
- [67] H. Bouhadda., “Impacts des non-linéarités dans les systèmes multi-porteuses de type FBMCOQAM”, Réseau de neurones [cs.NE], Conservatoire national des arts et métiers - CNAM, “NNT : 2016CNAM1115”, “TEL-01635877”, 2016.
- [68] M. Laabidi., “PAPR Reduction and HPA non-linear Compensation Techniques for Filter Bank-Based Multi-carrier Modulations Systems (FBMC)”, Doctoral thesis in Information Technologies and Communication, innov’com laboratory, sup’com, Tunisie, 2016.
- [69] G. Désiré., “Etude de nouvelles techniques de réduction du «facteur de crête» à compatibilité descendante pour les systèmes multi-porteuses “, PhD thesis, Thèse de Doctorat, Institut d’Electronique et Télécommunications de Rennes, 2009.
- [70] A. Chaker., “Influence de l'amplificateur de puissance sur une chaîne de transmission multi porteuses : prise en compte de l'effet mémoire“, Thèse de doctorat, Université Cergy-Pontoise, Jul 2004.
- [71] S. Ragusa., “Ecrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles“, Thèse de Doctorat, Université Joseph FOURIER, Jul 2006.
- [72] T. Vuong, and A. F. Guibord., “Modeling of nonlinear elements exhibiting frequencydependent am/am and am/pm transfer characteristics,” Can. Electr. Eng. J., vol. 9, no. 3, pp.112-116, 1984.
- [73] H. Ku, M. D. Mickinley, and J. S. Kenney., “Quantifying memory effects in RF power amplifiers,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 12, pp.2843-2849, 2002.

- [74] C. Rapp,. “Effects of HPA nonlinearity on 4-DPSK-OFDM signal for digital sound broadcasting systems”, in Second European Conf, on Sat, Comm, Liège, Belgium, 1991.
- [75] A. Saleh,. “Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers”, *IEEE Trans, Commun*, 29, pp. 1715–1720, 1981.
- [76] G. Santella, F. M. Azzenga,. “A hybrid analytical-simulation procedure for performance evaluation in M-QAM-OFDM schemes in presence of nonlinear distortions”, *IEEE Trans, Vehicular Technol*, 47, pp. 142–151, 1998.
- [77] R. Zayani, R. Bouallegue, D. Roviras,. “Adaptative pre-distortions based on neural networks associated with levenberg-Marquardt algorithm for satellite downlinks”, *EURASIPJ, Wireless*.
- [78] Z. S. H. AL-Hashmi,. “An Overview: Peak to Average Power Ratio (PAPR) in OFDM system using some new PAPR techniques (with matlab code)”, University of Bibliographie 125 Baghdad, College of Engineering Electronic & Communications Engineering Department, 2015.
- [79] Y. Wang, W. Chen, C. Tellambura,. “PAPR reduction method based on parametric minimum cross entropy for OFDM signals”, *IEEE Commun Lett*, 14:563–5, 2010.
- [80] J. Gao, J. Wang, and B. Wang,. “PAPR reduction with phase factors suboptimization for OFDM systems”, In 2010 IEEE International Conference on Automation and Logistics (ICAL), 302–5, 2010.
- [81] R. Van Nee, and R. Prasad,. “OFDM for wireless multimedia communications”, Universal personal communications, Artech House publishers, Chapter 6, Jan 2000.
- [82] R. Van Nee, and A. De Wild,. “Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM”, In Vehicular Technology Conference, (VTC 98), 48th IEEE, vol. 3, pp. 2072–2076, 1998.
- [83] Y. Louet, S. Zabre, and J. Palicot,. “Traitement numériques des non-linéarités : Un état de l’art de la littérature ”, Technical report, Contrat Étude Supélec-France Telecom, Fév 2005.
- [84] N. V. D. Neut, B. T. J. Maharaj, F. D. Lange, G. J. Gonzalez, F. Gregorio and J. Cousseau,. “PAPR reduction in FBMC using an ACE-based linear programming optimization”, *EURASIP Jour, On Advances in Signal Processing*, 2014:172, 2014.

- [85] S. Ren, H. Deng, X. Qian, and Y.Liu., "Sparse PTS scheme based on TR schemes for PAPR reduction in FBMC-OQAM systems," *IET Communications*, vol. 12, no 14, p. 1722-1727, 2018.
- [86] S. A. Adegbite, S. G. McMeekin, and B. G. Stewart., "A papr reduction and data decoding for SLM based OFDM systems without SI", In *IEEE 81st Vehicular Technology Conference, VTC Spring'15*, pp. 1-5, Glasgow, May 2015.
- [87] E. Guvenkaya, A. Tom, and H. Arslan.. "Joint sidelobe suppression and PAPR reduction in OFDM using Partial Transmit Sequences", In *IEEE Military Communications Conference, MILCOM'13*, pp. 95-100, San Diego, CA, Nov 2013.
- [88] Z. Xiaodong, P. Wensheng, L. Hong, and T. Youxi., "Simplified approach to optimized iterative clipping and filtering for PAPR reduction of OFDM signals", In *IEEE Transactions on Communications, TCOMM'13*, pp. 1891-1901, May 2013.
- [89] J. He and Z. Yan., "Improving convergence rate of active constellation extension algorithm for PAPR reduction in OFDM", In *IEEE International Conference on Information and Automation, ICIA'13*, pp. 280-284, Yinchuan, Aug 2013.
- [90] R. Mounzer, M. Crussiere, Y. Nasser, and J. F. Helard., "Tone reservation based papr reduction technique with individual carrier power allocation for multiple peaks reduction", In *IEEE 81st Vehicular Technology Conference, VTC Spring'15*, pp. 1-6, Glasgow.
- [91] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber., "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping", *Electronics Letters*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, Oct 1996.
- [92] M. Breiling, S. H. Muller-Weinfurtner, and J. B. Huber., "SLM peak-power reduction without explicit side information", *Communications Letters, IEEE*, vol.5, no. 6, pp. 239-241, Jun 2001.
- [93] S. H. Muller, and J. B. Huber., "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences", *Electronics Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb 1997.
- [94] D. Guel, and J. Palicot., "Clipping formulated as an adding signal technique for ofdm peak power reduction", In *Vehicular Technology Conference, VTC Spring 2009, IEEE 69th International Conference on IEEE*, pp. 1-5, 2009.

- [95] A. Skrzypczak, Y. Louët, C. Lehobey, S. Molton and O. Rousset., “ Improving a dvbt/h modulator performance by using deep clipping”, In Telecommunications (ICT), 2010 IEEE 17th International Conference on, IEEE, pp. 204-210, 2010.
- [96] P. Boonsrimuang, E. Puttawong, H. Kobayashi and T. Paungma., “Papr reduction using smooth clipping in ofdm system”, 3rd information and computer engineering postgraduate workshop, pp. 158-161, 2003.
- [97] S. Ragusa, J. Palicot, Y. Louët and C. Lereau., “Invertible clipping for increasing the power efficiency of ofdm amplification”, ICT 2006, 2006.
- [98] S. Ragusa., “Écrêtage inversible pour l’amplification non-linéaire des signaux OFDM dans les terminaux mobiles “, Thèse de doctorat, Université Joseph-Fourier Grenoble I, 2006.
- [99] L. M. Diallo, J. Palicot and F. Bader., “A step forward on adaptive iterative clipping approach for papr reduction in ofdm system”, International Journal on Advances in Telecommunications, vol. 9, no. 1 & 2, 2016.
- [100] Sklar, Bernard., “Digital Communications: Fundamentals and Applications”, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1988.
- [101] J. Tellado-Mourello., “Peak to Average Ratio Reduction for Multi-carrier Modulation”, Thèse de doctorat, Stanford University, Stanford, CA, USA, Sep 1999.
- [102] S. Zabré, J. Palicot, Y. Louët, and Ch. Lereau., “Socp approach for ofdm peak-to-average power ratio reduction in the signal adding context”, In Signal Processing and Information Technology, IEEE International Symposium on IEEE, pp. 834-839, 2006.
- [103] S. Zabre., "Amplification non-linéaire d’un multiplex de porteuses modulées à fort facteur de crête “, Thèse de Doctorat, Université de Rennes I, 2007.
- [104] B. S. Krongold, and D. L. Jone., “Papr reduction in ofdm via active constellation extension”, IEEE Transactions on Broadcasting, pp. 258-268, Sep 2003.
- [105] D. Qu, S. Lu, and T. Jiang., “Multi-block joint optimization for the peak-to-average power ratio reduction of fbmc-oqam signals”, IEEE Transactions on Signal Pro-cessing, 61(7): pp.1605-1613, Apr 2013.
- [106] N. Shi, and S. Wei., “A partial transmit sequences based approach for the reduction of peak-to-average power ratio in FBMC system”, in WOCC 2016 - 25th Wireless and Optical Communication Conference, Jointly held with Photonics Forum of Chiao-Tung Universities, 2016.

- [107]H. Ammart, N. Arjin, B. Pornpawit and B. Pisit, "Improved PTS Method with New Weighting Factor Technique for FBMC-OQAM systems", IEEE Conference Publications, 2017.
- [108]D. Qu, S. Lu, and T. Jiang,. "Multi-block joint optimization for the peak-to-average power ratio reduction of fbmc-oqam signals", IEEE Transactions on Signal Pro-cessing, 61(7):1605{1613, Apr 2013.
- [109]N. Van Der Neut, B. T. Maharaj, F. H. De Lange, G. Gonzalez, F. Gregorio, and J. Cousseau,. "PAPR reduction in FBMC systems using a smart gradient-project active constellation extension method", in 2014 21st International Conference on Telecommunications, ICT 2014, 2014.
- [110]S. Vangala, S. Anuradha,. "Hybrid PAPR reduction scheme with selective mapping and tone reservation for FBMC/OQAM," in Proc 3rd International Signal Processing Communication and Networking, Chennai, India, pp. 1-5, 2015.
- [111]H. Wang, et al., "Hybrid PAPR reduction scheme for FBMC/OQAM systems based on multi data block PTS and TR methods, " in IEEE Access, vol. 4, pp. 4761-4768, 2016.
- [112]M. Laabidi, R. Zayani, D. Roviras, and R. Bouallegue, "PAPR reduction in FBMC/OQAM systems using active constellation extension and tone reservation approaches", in Proceedings - IEEE Symposium on Computers and Communications, 2016.
- [113]H. Wang,. "A Hybrid PAPR Reduction Method Based on SLM and Multi-Data Block PTS for FBMC/OQAM Systems," in information, vol. 9, no.10, p 246, 2018.
- [114]S. S. K. C. Bulusu, et al,. "Reducing the PAPR in FBMC-OQAM systems with low-latency trellis-based SLM technique", EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2016.
- [115]S. Litsyn,. "Peak Power Control in Multicarrier Communications», New York, NY, USA, Cambridge Univ. Press, 2007.
- [116]L. E. Larson,. "Radio frequency integrated circuit technology for lowpower wireless communications", IEEE Personal Communications Magazine, 5:11-19, Jun 1998.
- [117]H. Bogucka, A. Conti,. "Degrees of freedom for energy savings in practical adaptive wireless systems", IEEE Communications Magazine, 49(6):38-45, Jun 2011.

- [118]M. Bellanger, et al., "FBMC physical layer: a primer", PHYDYAS, 2010.
- [119]S. Kimura, et al., "Par reduction for ofdm signals based on deep clipping", Communications, Control and Signal Processing, ISCCSP 2008, 3rd International Symposium on. IEEE, pp. 911-916, 2008.
- [120]S. Senhadji, M. Y. Bendimerad , F. T. Bendimerd., "New scheme for PAPR reduction in FBMC-OQAM systems based on combining TR & Deep Clipping techniques", International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), Vol.11, No.3, pp. 2143-21-52, Jun 2021.
- [121]S. Senhadji, M. Y. Bendimerad, F. T. Bendimerd., "Enhancing PAPR Reduction for FBMC-OQAM Systems by Joint Both Tone Reservation and Companding Methods", Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer, Vol.21, No.2, pp. 919-926, Feb 2021.
- [122]S. Senhadji, M. Y. Bendimerad , F. T. Bendimerd., "Tone Reservation Performance Improvement using DC function for FBMC/OQAM PAPR Reduction", 4th International Conference on Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems (IC-AIRES'2020), Dec 22-24, Tipassa, Algeria.
- [123]P. Boonsrimuang, E. Puttawong, H. Kobayashiand T.Paungma., "PAPR Reduction Using Smooth Clipping in OFDM System", The 3rd Information and Computer Engineering Postgraduate Workshop 2003 (ICEP'2003), pp. 158-161, Jan 2003.
- [124]S. Senhadji, M. Y. Bendimerad, F. T. Bendimerd., "Analysis of Tone Reservation with Different Clipping Functions for FBMC-OQAM Peak-to-Average Power Reduction", 2nd International Conference on Electronics and Electrical Engineering (IC3E'2020), Nov 16-17, Bouira, Algeria.

Résumé

La consommation énergétique est un facteur important dans la conception des systèmes de transmission sans fil de nouvelles générations. Environ 60% de l'énergie des systèmes sans fil de nouvelles générations est consommée par les amplificateurs de puissance. Ces systèmes sont principalement caractérisés par un rapport puissance maximale sur puissance moyenne (PAPR) très élevé, chose due à la nature du système qui utilise un schéma de modulation multi porteuses où les porteuses vont s'additionner pour former un système à facteur de crête élevé (tel que les systèmes OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), FBMC (Filter Bank Multi-Carrier)). Un tel facteur de crête a un effet néfaste sur l'efficacité énergétique du système et il est considéré comme un des inconvénients majeurs des systèmes de transmission où la contrainte énergétique est importante (terminaux mobiles). Les techniques de réductions du PAPR (tel que le Tone-reservation) peuvent jouer un rôle important dans la réduction de la dynamique du signal et ainsi permettre à l'amplificateur non linéaire de fonctionner dans la région opérationnelle à grande efficacité énergétique. Cependant, un amplificateur non linéaire même s'il est dans la zone à grande efficacité, peut engendrer des distorsions in-band et out-of-band. Dans ce travail de thèse, nous avons visualisé les effets in-band et out-of-band de l'amplification non-linéaire sur un signal FBMC. Nous avons également analysé le profil énergétique des signaux FBMC. Enfin, nous avons proposé des nouveaux algorithmes de réduction du PAPR pour le système FBMC afin de réduire la consommation énergétique.

Mots clés : Efficacité énergétique, Amplificateur de puissance, OFDM, FBMC, PAPR, systèmes 5G.

Abstract

Energy consumption is an important factor in the design of new generation transmission systems. About 60% of the energy in systems is consumed by power amplifiers. These systems are mainly characterized by a very high maximum power to average power ratio (PAPR), due to the nature of the system which uses a multi-carrier modulation scheme where the carriers add up to form a system with a high crest factor (such as OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), FBMC (Filter Bank Multi-Carrier) systems). Such a crest factor has a detrimental effect on the energy efficiency of the system and it is considered to be one of the major drawbacks of transmission systems where the energy constraint is high (mobile terminals). PAPR reduction techniques (such as Tone-reservation) can play an important role in reducing signal dynamics and thus allow the non-linear amplifier to operate in the energy efficient operational region. However, a non-linear amplifier even if it is functional in the high-efficiency zone, can generate in-band and out-of-band distortions. In this thesis work, we visualized the in-band and out-of-band effects of nonlinear amplification on an FBMC signal. We also analyzed the energy profile of FBMC signals. Finally we proposed new PAPR reduction algorithms for the FBMC system in order to reduce the energy consumption.

Keywords: Energy efficiency, Power amplifier, OFDM, FBMC, PAPR, 5Gsystems.

ملخص

بعد استهلاك الطاقة عاملاً هاماً في تصميم أنظمة الإرسال اللاسلكي من الجيل الجديد. تستهلك مضخمات الطاقة حوالي 60% من الطاقة في الأنظمة اللاسلكية من الجيل الجديد. تتميز هذه الأنظمة بشكل أساسي بقوة قصوى عالية جداً إلى متوسط نسبة الطاقة (PAPR)، وهو أمر يرجع إلى طبيعة النظام الذي يستخدم مخطط تعديل متعدد الموجات حيث سيضيف الناقلون لتشكيل نظام يعامل قمة مرتفع (OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)، أنظمة FBMC (Filter Bank Multi-Carrier) عامل الطاقة هذا له تأثير ضار على كفاءة الطاقة في النظام ويعتبر أحد العوائق الرئيسية لأنظمة الإرسال حيث يكون قيد الطاقة مرتفعاً. يمكن لتقنيات تقليل (PAPR مثل (TR أن تلعب دوراً مهماً في الحد من ديناميكيات الإشارة وبالتالي تسمح لمضخمات الطاقة غير الخطية بالعمل في منطقة التشغيل الموفرة للطاقة. ومع ذلك، يمكن لمضخمات الطاقة غير الخطية حتى لو كان يعمل في منطقة عالية الكفاءة، أن يولد تشوهات داخل النطاق وخارجه.

في عمل هذه الأطروحة وضحنا التشوهات داخل النطاق وخارج النطاق لمضخمات الطاقة على إشارة FBMC. قمنا أيضاً بتحليل الطاقة لإشارات FBMC، وأخيراً اقترحنا خوارزميات تخفيض PAPR جديدة لنظام FBMC من أجل تقليل استهلاك الطاقة.

الكلمات المفتاحية : كفاءة الطاقة، مضخم الطاقة، الجيل الجديد 5G، أنظمة FBMC، OFDM