THÈSE

Pour l'obtention du grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE POITIERS
UFR des sciences fondamentales et appliquées
XLIM
(Diplôme National - Arrêté du 25 mai 2016)

École doctorale : Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques, Informatique (Limoges)
Secteur de recherche : Électronique, microélectronique, nanoélectronique et micro-ondes

Cotutelle : Université Dr Moulay Tahar, Saïda

Présentée par :
Younes Aimer

Étude des performances d'un système de communication sans fil à haut débit

Directeur(s) de Thèse :
Smail Bachir, Boubakar S. Bouazza, Claude Duvanaud

Soutenue le 17 septembre 2019 devant le jury

Jury :

Président	**Omar Arbouche**	Professeur, Université Dr Moulay Tahar, Saïda, Algérie
Rapporteur	**Yide Wang**	Professeur, IETR, Polytech, Université de Nantes
Rapporteur	**M. Chikr El Mezouar**	Professeur, Université Liabès, Sidi Bel-Abbès, Algérie
Membre	**Smail Bachir**	Maître de conférences, XLIM, Université de Poitiers
Membre	**Boubakar S. Bouazza**	Professeur, Université Dr Moulay Tahar, Saïda, Algérie
Membre	**Claude Duvanaud**	Maître de conférences, XLIM, Université de Poitiers

Pour citer cette thèse :
Younes Aimer. *Étude des performances d'un système de communication sans fil à haut débit* [En ligne]. Thèse Électronique, microélectronique, nanoélectronique et micro-ondes. Poitiers : Université de Poitiers, 2019. Disponible sur Internet <http://theses.univ-poitiers.fr>

THESE

Pour l'obtention du grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE POITIERS

Faculté des Sciences Fondamentales et Appliquées
Diplôme National - Arrêté du 25 mai 2016

ECOLE DOCTORALE SISMI : SCIENCES ET INGENIERIE DES SYSTEMES, MATHEMATIQUES, INFORMATIQUE

Secteur de Recherche : Électronique, microélectronique, nanoélectronique et micro-ondes

Présentée par

Younes AIMER

Etude des Performances d'un Système de Communication sans fil à Haut Débit

Directeurs de Thèse : **Boubakar Seddik BOUAZZA, Smail BACHIR**

Co-encadrement : **Claude DUVANAUD**

Présentée et soutenue publiquement le 17 septembre 2019

devant la Commission d'Examen

Rapporteurs :	Y. WANG	Professeur, Université de Nantes
	M. CHIKR EL-MEZOUAR	MCF - HDR, Université de Sidi Bel-Abbès
Examinateurs :	O. ARBOUCHE	Professeur, Université de Saïda
	B. S. BOUAZZA	Professeur, Université de Saïda
	S. BACHIR	MCF - HDR, Université de Poitiers
	C. DUVANAUD	MCF - HDR, Université de Poitiers

Thèse co-tutelle préparée au Laboratoire Technologies de Communications - Université Dr. Tahar Moulay (Algérie) de Saida et le Laboratoire XLIM UMR-CNRS 7252 - Université de Poitiers (France)

Mis en page avec la classe thloria.

Remerciements

Ce travail a été effectué au sein des deux Laboratoires LTC (Algérie) de l'université de Saïda , dans l'équipe NTC "Nouvelles Technologies de Communications" et XLIM (France) des universités Limoges et Poitiers, dans l'équipe ReSYST "Réseaux et Systèmes de Télécommunications" à l'IUT d'Angoulême. Je tiens donc à remercier Monsieur B. S. BOUAZZA professeur à l'Université de Saïda directeur du LTC et D. BAILLARGEAT professeur à l'Université de Limoges directeur de XLIM pour m'avoir accueilli dans leur laboratoire.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à mes directeurs de thèse Monsieur B. S. BOUAZZA, professeur à l'Université de Saïda et S. BACHIR, maître de conférences - HDR à l'Université de Poitiers, ainsi qu'à Monsieur C. DUVANAUD, maître de conférences - HDR à l'Université de Poitiers, mon co-encadrant. Je les remercie de m'avoir encadré, orienté, aidé et conseillé ainsi que pour le temps passé ensemble, pour la confiance qu'ils m'ont témoignée, mais aussi pour la qualité de leur encadrement et leurs compétences techniques et pédagogiques dont ils ont su me faire profiter.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur O. ARBOUCHE professeur à l'Université de Saïda pour l'honneur qu'il me fait en présidant ce jury, ainsi qu'à Messieurs Y. WANG, Professeur à l'Université de Nantes, et M. CHIKR EL-MEZOUAR, maître de conférences - HDR à l'Université de Sidi Bel-Abbès, qui ont accepté de juger ce travail en qualité de rapporteurs.

Mes prochains remerciements vont à tous les membres de l'équipe de recherche ReSYST avec qui j'ai travaillé, je pense aux permanents J. M. PAILLOT, D. CORDEAU, R. ALLAM, ainsi qu'à tous mes amis au laboratoire (Abdou, Bhanu, Hao, Kaoithar, Karim, Mariem, Mohamed, Tayeb, Serguie, Yassine), sans oublier Sébastien SOUBIE le genius du laboratoire. De même je ne saurais oublier tous les membres du laboratoire LTC ainsi que les doctorants Ahmed, Boucif, Abdelkader, Mouloud que j'ai côtoyés pendant toute la durée de la thèse.

Un grand merci tout particulièrement à la famille BOUAZZA (Laïd, Fatima et Raïssa), pour leurs conseils, leur soutien moral, leur bonne humeur.

Toute mon amitié va notamment à mes deux amis d'enfance Tayeb et Imad Eddine, qui m'ont accompagnés tout le long de cette expérience.

Enfin, je ne remercierai jamais assez ma famille pour leur soutien constant, leur patience et la confiance qu'ils m'ont accordés durant toutes ces années d'études. Merci mes chers parents, mes frères et mes soeurs, je vous aime.

À mes très chers parents,
À la mémoire de ma sœur Leïla,
À mes chers frères et sœurs,
Rabie, Mohamed, Fatma et Soumia
À mes beaux neveux Fouad, Yassine et Khalil
À ma famille.

Table des matières

Introduction générale **1**

Chapitre 1 Systèmes de communication sans-fil **5**

1.1 Introduction 5

1.2 Chaîne de communication sans-fil 6

1.2.1 Traitement numérique (Bande de base) 7

1.2.1.1 Codage/Décodage de Source 7

1.2.1.2 Codage/Décodage de Canal 8

1.2.1.3 Entrelacement 8

1.2.1.4 Modulation et démodulation numérique 10

1.2.1.5 Modulation et démodulation OFDM 13

1.2.1.6 Égalisation 18

1.2.2 Traitement analogique (Front-end RF) 19

1.2.2.1 Convertisseur Numérique-Analogique (CNA)/Analogique-Numérique (CAN) 19

1.2.2.2 Modulation et démodulation Radio fréquence 20

1.2.2.3 L'amplificateur de puissance 22

1.2.3 Modélisation des amplificateurs de puissance 26

1.2.3.1 Modèles sans mémoire 26

1.2.3.2 Modèles avec mémoires 28

1.2.4 Canal de transmission 31

1.3 Impact de l'amplificateur sur les transmissions 33

1.3.1 Critères et métriques 33

1.3.1.1 Rapport d'intermodulations 33

1.3.1.2 ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) 34

1.3.1.3 EVM (Error Vector Magnitude) 35

1.3.1.4 TEB (Taux d'Erreur Binaire) 35

1.3.2 Effet de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité de transmission . . . 36
1.4 État de l'art des techniques de réduction du PAPR . . . 40
1.4.1 Les techniques d'ajout de signal . . . 41
1.4.2 Les techniques de codage . . . 43
1.4.3 Les techniques probabilistes . . . 44
1.4.4 Classification des techniques . . . 46
1.5 **Conclusion** . . . 48

Chapitre 2 Optimisation des performances de la technique d'entrelacement pour la réduction du PAPR 49

2.1 Introduction : . . . 49
2.2 Analyse et étude de la technique SLM . . . 50
2.3 Présentation de la technique d'entrelacement . . . 52
2.4 Optimisation de la technique d'entrelacement . . . 55
2.4.1 Standard WLAN IEEE 802.11a . . . 55
2.4.2 Résultats de simulation . . . 58
2.4.3 Transmission de l'information auxiliaire . . . 62
2.4.3.1 Codage/Décodage de l'information auxiliaire . . . 62
2.4.3.2 Transmission des clés d'entrelacement via les SPN . . . 63
2.4.3.3 Etude de la robustesse . . . 65
2.4.3.4 Changement de modulation . . . 67
2.4.3.5 Impacts sur la qualité de transmission . . . 69
2.5 Performances en présence des non-linéarités du PA . . . 71
2.5.1 Écrêtage du signal . . . 71
2.5.2 Mesure de L'EVM . . . 72
2.5.3 Mesure du TEB . . . 74
2.5.4 Impact sur le spectre . . . 76
2.6 Évaluation expérimentale . . . 77
2.6.1 Description du banc d'essais . . . 77
2.6.2 Étapes de l'évaluation expérimentale : . . . 79
2.6.2.1 Génération du signal OFDM . . . 79
2.6.2.2 Réception et démodulation des signaux RF . . . 82
2.6.3 Résultats expérimentaux . . . 85
2.6.3.1 Mesures de l'EVM et du TEB . . . 85

2.6.3.2 Réponses fréquentielles 87
2.6.3.3 Impact sur la consommation électrique 90
2.7 Conclusion 91

Chapitre 3 Shaping en conjonction avec la DCT pour la réduction du PAPR **93**
3.1 Introduction 93
3.2 Réduction du PAPR par Shaping/DCT 94
3.2.1 Technique de mise en forme de constellation 94
3.2.2 Le Shaping code 96
3.2.2.1 Principe 96
3.2.2.2 Réduction de la puissance par le Shaping code 97
3.2.2.3 Évaluation en simulation sans PA 99
3.2.3 Transformée en cosinus discrète 104
3.2.3.1 Principe de la DCT 104
3.2.3.2 Évaluation en simulation sans PA 106
3.2.4 Combinaison du Shaping code avec la DCT 108
3.2.4.1 Principe 108
3.2.4.2 Évaluation en simulation sans PA 110
3.3 Performances en présence des non-linéarités du PA 113
3.4 Résultats expérimentaux 118
3.4.1 Courbes de TEB et EVM 119
3.4.2 Réponses fréquentielles 121
3.5 Conclusion 123

Conclusion générale **125**

Annexes **129**

Annexe A Algorithme LLR et Shaping décodeur **129**

Annexe B Documentation sur l'amplificateur de puissance 20 W, class-AB, 3.7 GHz de NXP **131**

Bibliographie **135**

Table des figures

1.1 Schéma général d'une chaîne de communication sans fil 6
1.2 Schéma basique d'un codeur 7
1.3 Principe de l'entrelacement 9
1.4 Formes d'entrelacement (a) 1ère forme (b) 2ème forme 9
1.5 Schéma d'un modulateur numérique 11
1.6 Représentation dans le plan IQ 11
1.7 Exemple de constellation de la modulation 16-QAM 12
1.8 Schéma de principe d'un modulateur OFDM 13
1.9 Modulateur OFDM basé sur l'IFFT 14
1.10 Présentation des sous porteuses OFDM 15
1.11 Illustration de l'efficacité de la modulation OFDM face aux canaux multi-trajets 15
1.12 Présentation de l'ajout de l'intervalle de garde par Préfixe Cyclique 16
1.13 Définition du PAPR 17
1.14 Conversion et traitement analogique des données 19
1.15 Conversion numérique analogique 20
1.16 Spectre du signal avant et après transposition 20
1.17 Schéma bloc d'un modulateur analogique 21
1.18 Spectre de sortie d'un dispositif non-linéaire d'ordre 3 22
1.19 Exemple de caractéristique AM/AM et AM/PM de l'amplificateur de puissance 23
1.20 Courbe du Gain en fonction de la puissance d'entrée 23
1.21 Bilan énergétique de l'amplificateur de puissance 24
1.22 Compromis linéarité/rendement 25
1.23 Schéma bloc du modèle de : (a) Hammerstein, (b) Wiener 28
1.24 Modèle de (a) Wiener-Hammerstein (b) Hammerstein-Wiener 29
1.25 Modèle polynomial avec mémoire 30
1.26 Classification des canaux à évanouissement 31
1.27 Évanouissement petite et grande échelle de la réponse du canal 32
1.28 Illustration des multi-trajets 32
1.29 Réponse de l'amplificateur à un signal bi-porteuses 33
1.30 Calcul de l'ACPR 34
1.31 Calcul de l'EVM 35
1.32 Schéma bloc de la chaîne de transmission 36
1.33 Caractéristique AM/AM du modèle MP 37

1.34 Impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la constellation 38
1.35 Impact du recul en puissance sur la réduction des effets non-linéaires . . . 39
1.36 Spectres de sortie pour plusieurs IBO 40
1.37 Signal avec la technique Clipping (a) Avant (b) Après 41
1.38 Principe de la TR 42
1.39 "Régions admissibles" pour les constellations (a) 4-QAM (b) 16-QAM . . . 43
1.40 Schéma conceptuel d'un système de réduction du PAPR par codage 44
1.41 Schéma bloc de la technique "Selected Mapping" 45
1.42 Schéma bloc de la technique "Partial Transmit Sequences" 45
1.43 Classification générale des techniques de réduction du PAPR 47

2.1 Schéma bloc de la technique SLM pour la réduction du PAPR 50
2.2 Schéma Bloc de la technique SLM-Blind avec brouillage (a) Émetteur (b) Récepteur 52
2.3 Schéma Bloc de la technique SLM avec entrelacement 53
2.4 Répartition des symboles modulés selon le reste r pour $N = 16$ et $m = 4$. 54
2.5 Répartition des sous-porteuses OFDM dans le standard IEEE 802.11a . . . 56
2.6 Schéma de simulation de la technique d'entrelacement proposée 57
2.7 Entrelacement ligne-colonne avec m=4 58
2.8 Génération des séquences candidates pour m=4 58
2.9 Allure des signaux avec et sans réduction du PAPR 59
2.10 Fréquence d'apparition des amplitudes du signal 60
2.11 CCDF avec et sans réduction du PAPR 61
2.12 Conséquences du bruit sur le TEB avec et sans entrelacement 61
2.13 Principe de la méthode (a) Émission (b) Réception (c) Schéma de décodage de la clé d'entrelacement 64
2.14 Probabilité de décodage des bonnes clés d'entrelacement pour $X = 1$ . . . 66
2.15 Probabilité de décodage des bonnes clés d'entrelacement pour $X = 3$ . . . 66
2.16 Probabilité de décodage des bonnes clés d'entrelacement avec une modulation sur 4 états 68
2.17 Spectres avec et sans entrelacement pour un codage sur 2 états 69
2.18 Spectres avec et sans entrelacement pour un codage sur 4 états 70
2.19 TEB en fonction du SNR 70
2.20 Caractéristiques dynamiques avec et sans entrelacement 72
2.21 EVM versus SNR pour un IBO=-2 dB 73
2.22 EVM versus IBO pour un SNR=16 dB 73
2.23 Constellations avec et sans entrelacement (IBO=-2 dB) 74
2.24 TEB versus SNR pour un IBO=-2 dB 75
2.25 TEB versus IBO pour un SNR= 16 dB 75
2.26 Spectres avec et sans entrelacement pour un IBO= -2 dB 76
2.27 Le banc d'essais 20 W – 3.7 GHz 78
2.28 Caractéristique statique AM/AM 79
2.29 Génération des signaux IQ avec et sans entrelacement 80
2.30 Module des signaux générés avec et sans réduction du PAPR 80

2.31 Signaux avec et sans entrelacement (a) voie I (b) voie Q (c) Zoom sur la zone de synchronisation . . . 81
2.32 Visualisation du signal RF sur l'oscilloscope . . . 82
2.33 Interface pour la démodulation des signaux RF . . . 83
2.34 Signaux obtenus après démodulation . . . 84
2.35 EVM versus IBO avec et sans réduction du PAPR . . . 85
2.36 Constellation à -2 dB d'IBO . . . 86
2.37 TEB versus IBO avec et sans réduction du PAPR . . . 86
2.38 Spectres à l'entrée de l'amplificateur . . . 87
2.39 Spectre pour la technique TRNS avec l'utilisation des 12 SPN [60] . . . 88
2.40 Spectres à la sortie de l'amplificateur (IBO=0 dB) . . . 88
2.41 Spectres à la sortie de l'amplificateur (IBO=-2 dB) . . . 89
2.42 Spectres à la sortie de l'amplificateur (IBO=-4 dB) . . . 89
2.43 Courbe de rendement η_{Aj} de l'amplificateur en fonction du recul . . . 90

3.1 Schéma avec le Shaping code . . . 94
3.2 Distribution des points de la constellation pour une modulation 256-QAM (a) Avant mise en forme (b) Après mise en forme . . . 95
3.3 Décomposition en 4 sous-régions de la modulation 16-QAM . . . 96
3.4 Schéma bloc du Shaping code utilisé . . . 97
3.5 Schéma de simulation avec le Shaping code . . . 100
3.6 Distribution de la constellation (a) originale (b) avec Shaping . . . 101
3.7 CCDF du PAPR avec et sans le Shaping code . . . 101
3.8 Constellation du signal reçu . . . 102
3.9 Résulats d'EVM avec le Shaping code . . . 103
3.10 Résulats du TEB avec le Shaping code . . . 103
3.11 Schéma bloc de la DCT (a) Émetteur (b) Récepteur . . . 105
3.12 Schéma de simulation avec la DCT . . . 106
3.13 CCDF avec et sans DCT . . . 107
3.14 EVM en fonction du SNR avec et sans DCT . . . 107
3.15 TEB en fonction du SNR avec et sans DCT . . . 108
3.16 Schéma du Shaping code pour le $2^{\text{ème}}$ et $3^{\text{ème}}$ cas . . . 109
3.17 Combinaison du Shaping et de la DCT . . . 110
3.18 Comparaison des CCDF dans les 4 cas . . . 111
3.19 Résultats d'EVM pour la technique du Shaping-DCT . . . 112
3.20 Résultats du TEB pour la technique du Shaping-DCT . . . 113
3.21 Constellations reçues avec et sans Shaping - DCT (a) IBO=2 dB (b) IBO=0 dB (c) IBO=-2 dB (d) IBO=-4 dB . . . 114
3.22 Courbes d'EVM en fonction du SNR (a) IBO=2 dB (b) IBO=0 dB (c) IBO=-2 dB (d) IBO=-4 dB . . . 115
3.23 Courbes de TEB en fonction du SNR (a) IBO=2 dB, (b) IBO=0 dB, (c) IBO=-2 dB, (d) IBO=-4 dB . . . 116
3.24 Résultats de l'efficacité spectrale (a) IBO= 2 dB, (b) IBO= 0 dB, (c) IBO= -2 dB, (d) IBO= -4 dB . . . 117
3.25 Schéma de génération des signaux en bande de base . . . 119

3.26 Mesures de l'EVM avec et sans réduction du PAPR 119
3.27 Constellations avec et sans Shaping - DCT (IBO=−2 dB) 120
3.28 Mesures du TEB avec et sans réduction du PAPR 121
3.29 Spectre avec et sans Shaping - DCT (IBO=0 dB) 122
3.30 Spectre avec et sans Shaping - DCT (IBO=-2 dB) 122
3.31 Spectre avec et sans Shaping - DCT (IBO=-4 dB) 123

A.1 Schéma de décodage LLR de la technique SLM 130

B.1 Vue de l'amplificateur A3I35D012N 131
B.2 Caractéristique de gain AM/AM pour trois fréquences de fonctionnement . 132
B.3 Caractéristique AM/PM pour trois fréquences de fonctionnement 132
B.4 Courbes de rendement pour trois fréquences de fonctionnement 133

Liste des tableaux

1.1 Principaux modèles sans mémoire 27
1.2 Paramètres du modèle MP 37

2.1 Table de permutation proposée dans [72] 54
2.2 Caractéristiques du standard IEEE 802.11a 55
2.3 Paramètres de simulation 56
2.4 Table de codage des clés d'entrelacement pour $m = 4$ et $m = 5$ 63
2.5 Paramètres de simulation du canal Rayleigh 65
2.6 Codage des clés d'entrelacement sur 4 points de la constellation 68
2.7 Mesures de l'ACPR 77

3.1 Table de codage du Shaping code 98
3.2 Probabilité de transmission des symboles de chaque sous constellation . . . 99
3.3 Puissances moyennes et écarts max avec et sans Shaping code 102
3.4 Tables de codage du $2^{\text{ème}}$ cas 109
3.5 Table de codage du $4^{\text{ème}}$ cas 110
3.6 Résultats de l'ACPR 118

Liste des publications

[1] **Y. Aimer** and B. S. Bouazza and S. Bachir and C. Duvanaud. Interleaving Technique Implementation to Reduce PAPR of OFDM Signal in Presence of Nonlinear Amplification with Memory Effects. *Journal of Telecommunications and Information Technology*, 3(4) :14–22, October 2018.

[2] **Y. Aimer** and B. S. Bouazza and S. Bachir and C. Duvanaud. Evaluation of PAPR reduction based on block interleaving method in presence of nonlinear PA model with memory. In *25th International Conference on Telecommunications (ICT)*, pages 451–455, June 2018, Saint Malo, France.

[3] **Y. Aimer** and B. S. Bouazza and S. Bachir and C. Duvanaud. PAPR Reduction Performance in WIMAX OFDM Systems using Interleavers with Downward-Compatibility. In *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, May 2018, Florence, Italy.

[4] **Y. Aimer** and B. S. Bouazza and S. Bachir and C. Duvanaud and N. Keltoum and C. Perrine. PAPR Reduction Using Interleavers with Downward Compatibility in OFDM Systems. In *International Conference on Geo-Spatial Knowledge and Intelligence*, pages 611–621, December 2017, Singapore.

[5] **Y. Aimer** and B. S. Bouazza and S. Bachir and C. Duvanaud and N. Keltoum and C. Perrine. Utilisation des sous-porteuses nulles pour l'amélioration de la méthode de réduction du PAPR par entrelacement. In *20èmes Journées Nationales Micro-ondes*, May 2017, Saint-Malo, France.

Introduction générale

L'évolution récente et rapide des télécommunications s'est accompagnée par une croissance importante des exigences des usagers en termes de services, de capacités et de disponibilités des réseaux. Les terminaux mobiles, comme les smartphones, ne sont plus perçus comme des équipements réservés à nos communications, mais des outils intégrés à nos activités quotidiennes comme le divertissement, l'apprentissage, le commerce et le paiement, la géolocalisation, etc. L'enrichissement de ces terminaux par des processeurs de calculs autrefois réservés aux ordinateurs ouvre plus de perspectives. Aujourd'hui, on ne se pose plus la question de la connectivité permanente et de la disponibilité de ses applications favorites, même dans les territoires les plus reculés. S'ajoute à cela l'émergence de l'internet des objets (IoT, pour Internet of Things), avec des capteurs communicants, souvent sans-fil, employés dans les applications grand-public, urbaines, industrielles et environnementales. Ces axes d'évolution sont majeurs pour toute l'humanité mais posent certaines problématiques critiques, dont celle qui nous intéresse, à savoir l'optimisation de la quantité d'énergie nécessaire au bon fonctionnement de cet ensemble.

Les impacts économiques et sociétaux de cette thématique sont majeurs puisqu'il s'agit de réduire l'empreinte énergétique des composants et équipements critiques des futurs systèmes de communications, tant sur les stations de base que sur les terminaux mobiles. Pour la cinquième génération de téléphonie mobile, l'enjeu de l'efficacité énergétique est aussi important que les débits, la connectivité, la mobilité ou encore l'efficacité spectrale. Les contraintes sont de plus en plus sévères avec un objectif ambitieux d'une division de la consommation électrique par un facteur de dix, par rapport à la 4G. L'amplification de puissance contribue de façon majeure à cette consommation et de ce fait, constitue un segment critique du système. Il est alors important de l'optimiser en termes de compromis consommation-linéarité.

De plus et pour répondre aux problématiques de débits et d'efficacité spectrale, les nouveaux standards de communications utilisent de nouvelles formes d'ondes, principalement basées sur les modulations multi-porteuses. Parmi ces techniques, on retrouve l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) qui est très répandue dans les principaux standards de radiocommunications haut-débit, tels que la Diffusion Audio/Vidéo numérique (DAB/DVB), les réseaux métropolitain/personnel sans-fil (WMAN /WPAN), les réseaux locaux sans-fil (WLAN IEEE 802.11a/n), le WiMAX, la norme LTE-4G et prochainement la 5G, grâce notamment à son implémentation simple, à son efficacité spectrale et à sa robustesse face aux canaux sélectifs. Cependant, les signaux OFDM présentent de fortes fluctuations d'enveloppe (mesurées par un critère nommé PAPR, pour Peak-to-Average

Power Ratio), qui dégradent le bilan énergétique lié principalement à l'étage d'amplification. En pratique, sur les stations de base et les mobiles, ces fluctuations obligent à opérer un recul en puissance, ce qui est néfaste pour le rendement électrique de l'amplificateur de puissance, organe le plus consommateur d'énergie dans un équipement de communication sans-fil. Dans ce contexte, la réduction du PAPR dans les modulations OFDM permettra non seulement d'augmenter l'autonomie énergétique des batteries, mais aussi de réduire la pollution électromagnétique, qui constitue également un enjeu majeur. Les travaux de thèses présentés dans ce mémoire sont dédiés à cet enjeu.

Malgré les différentes contributions scientifiques relatives à ce sujet, le challenge reste donc encore ouvert sur la réduction significative du PAPR dans les systèmes OFDM, tout en garantissant la même qualité de services aux usagers. Cette thématique est transverse à plusieurs disciplines comme les télécommunications, l'électronique RF, le traitement du signal et l'informatique. Des collaborations sont donc indispensables pour atteindre les objectifs énergétiques et plusieurs laboratoires sont attachés à contribuer dans cette thématique à travers des projets communs, des collaborations scientifiques et autres co-encadrements de chercheurs. C'est dans ce cadre que s'inscrivent ces travaux de thèse avec un partenariat entre le laboratoire LTC de Saïda et le laboratoire XLIM de Poitiers, autour du projet PHC Tassili 2016 - 2019 intitulé : *Contribution à l'amélioration de la qualité des systèmes de communication sans fil à forte efficacité spectrale dans un contexte d'optimisation énergétique*. Deux thèses co-tutelles très complémentaires y sont inscrites et menées parallèlement, avec comme objectif de proposer des solutions de codage et de modulation à haute efficacité spectrale permettant d'améliorer la transmission et d'optimiser la consommation électrique.

La réduction du PAPR est une solution qui permet d'éviter un fort recul en puissance, ce qui participe aussi au bon dimensionnement de l'amplificateur et son utilisation dans sa zone de haut rendement. En effet, réduire les pics instantanés de puissance permet d'augmenter la puissance moyenne du signal afin de se rapprocher de la zone non-linéaire de l'amplificateur, sans dégrader le signal. Des solutions simples existent comme le Clipping, qui réalise un écrêtage du signal avant la transposition en fréquence porteuse. Cependant, cette technique dégrade les critères de communication à cause du bruit introduit par ce processus non-linéaire, même si des solutions existent pour le réduire comme le Clipping Filtering [1] ou l'écrêtage inversible [2]. Les autres méthodes de réduction du PAPR sont principalement basées sur l'utilisation des éléments les plus proches du système OFDM. La méthode TRNS (Tone-Reservation using Null-Subcarriers) par exemple utilise, par voie de retour, les sous-porteuses libres pour générer le signal de correction. La SLM et la PTS s'appuient sur un choix judicieux parmi plusieurs signaux issus du modulateur OFDM pour en extraire celui qui présente le PAPR le plus faible. L'objectif de cette thèse est de remonter encore la chaîne pour agir en amont, plus précisément dès le codage canal. Ce choix repose sur des stratégies de codage et d'entrelacement des données afin de réduire les fluctuations d'enveloppe, soit le PAPR.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres.

Le premier est consacré au positionnement de la problématique avec un état de l'art sur les amplificateurs de puissance et les principaux critères de linéarité et de rendement.

L'amplificateur faisant partie du front-end RF, ce chapitre rappelle aussi l'ensemble des éléments de la chaîne de transmission ainsi que les techniques de réduction du PAPR.

Le second chapitre expose les techniques de codage employées dans la réduction des fluctuations en s'attardant sur la technique SLM. On posera la problématique de cette méthode et on proposera des améliorations majeures permettant de résoudre l'inconvénient de l'envoi des informations auxiliaires et de la dégradation du débit. On expose ensuite une étude en simulation basée sur un modèle d'amplificateur avec mémoire. Enfin, on clôture ce chapitre par une validation expérimentale sur un amplificateur commercial avec un banc d'essais 20 W fonctionnant à 3.7 GHz.

La dernière partie de ce mémoire traite une nouvelle technique basée sur la Shaping et la Transformée en Cosinus Discrète. Les deux méthodes sont conjuguées pour obtenir le maximum de gain en termes de réduction du PAPR. Une validation en simulation suivie de mesures permettront de quantifier l'apport de cette contribution sur le rendement électrique de l'émetteur. La conclusion générale nous permet de synthétiser les apports de cette thèse et d'évoquer les perspectives de notre travail.

Chapitre 1

Systèmes de communication sans-fil

1.1 Introduction

Portés par la téléphonie, les systèmes de communication sans-fil, sont devenus des auxiliaires indispensables dans notre vie quotidienne. Ils sont présents dans la majorité des domaines : industrie, santé, sécurité des biens et des personnes, etc. Cette multitude d'applications a permis un développement remarquable de ces systèmes et l'apparition de nouveaux standards de communication sans-fil permettant de répondre aux besoins et aux exigences des clients (particuliers et entreprises) en termes de débit, couverture réseaux, transmission multimédia, etc. Ceci a permis de classer les réseaux en plusieurs types, présentés comme suit :

- les réseaux personnels (WPAN : Wireless Personal Area Network) avec une couverture de quelques dizaines de mètres, par exemple : IEEE 802.15.1(Bluetooth), ZigBee, IrDA (infrarouge), etc.
- les réseaux locaux (WLAN : Wireless Local Area Network) avec une couverture de plusieurs centaines de mètres, par exemple : IEEE 802.11 a/b/g/n/ah (WiFi : Wireless Fidelity).
- Les réseaux métropolitains (WMAN : Wireless Metropolitan Area Network) avec une couverture de quelques kilomètres, par exemple : IEEE 802.16 (WiMAX : Worldwide Interoperability for Microwave Access) et la LTE (Long Term Evolution).
- Les réseaux étendus (WWAN : Wireless Wide Area Network) avec une couverture de plusieurs kilomètres, par exemple : GSM (Global System for Mobile Communications), GPRS (General Packet Radio Service), UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), les nouvelles versions des standards WiMAX et LTE de $5^{\text{ème}}$ génération.

Cette classification des réseaux se fait suivant différents facteurs, principalement le domaine d'utilisation et les performances. Ils déterminent l'architecture des systèmes et les techniques notamment de modulation, codage, égalisation, etc. Dans ce cadre, une technique très utilisée est la modulation multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui a permis de résoudre plusieurs problèmes liés aux débits de transmission et aux multi-trajets (canaux sélectifs en fréquence), mais avec l'inconvé-

nient de fortes fluctuations d'enveloppe caractérisées par le PAPR (Peak-to-Average Power Ratio). Ces fluctuations affectent les performances des composants non-linéaires RF, principalement l'amplificateur de puissance (PA : Power Amplifier)[3].

Dans ce chapitre, on introduit de façon générique les éléments clés composant une chaîne de communication sans-fil classique avec sa partie numérique pour le traitement de signal et sa partie analogique dite front-end RF. On se focalisera sur le comportement du PA, élément RF le plus critique en termes de consommation et de distorsions non-linéaires, avec une présentation des différents paramètres qui le caractérisent. Les travaux inscrits dans cette thèse abordent en simulation des aspects de modélisation du PA et du canal. Aussi, une partie de ce chapitre sera consacrée à ces notions. Pour introduire les solutions dites d'amélioration du rendement par approche signal, un état de l'art des méthodes de réduction du PAPR et leur classification présentés. A la fin de ce chapitre, nous présenterons le positionnement de notre thèse par sont rapport aux méthodes existantes.

1.2 Chaîne de communication sans-fil

Une chaîne de communication a pour rôle la transmission d'informations entre deux parties distinctes : un émetteur et un récepteur. Chaque partie a pour rôle de traiter des informations qui seront acheminées via un canal de propagation sans-fil par ondes radio fréquence.

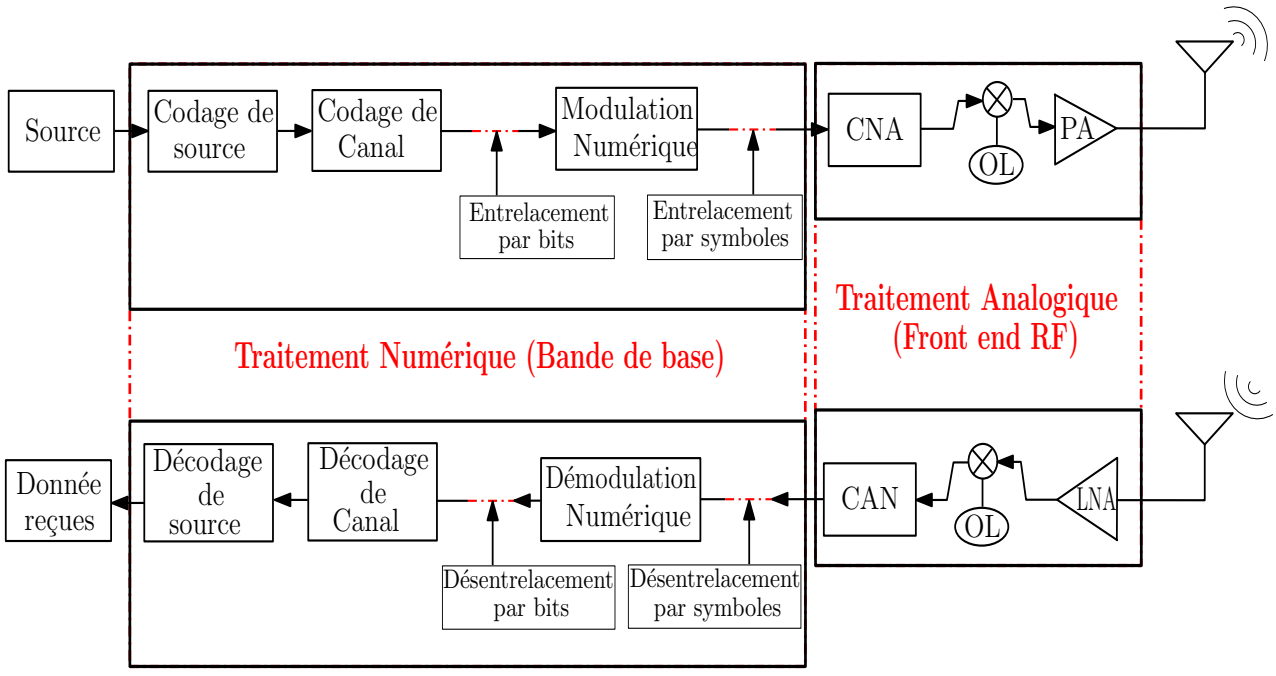


FIGURE 1.1 – Schéma général d'une chaîne de communication sans fil

Le schéma général d'une chaîne de communication sans-fil est présenté dans la Figure (1.1). En terme de décomposition, on distingue deux parties importantes : numérique et analogique.

1.2.1 Traitement numérique (Bande de base)

Depuis une vingtaine d'années, l'apparition des techniques de traitement numérique des données prend de plus en plus la place des approches purement analogiques. En effet, le numérique simplifie le processus de stockage des informations, ce qui permet une excellente reproductibilité des traitements et un développement relativement plus facile des fonctionnalités, avec un faible coût de production. Dans cette partie, le signal est traité en format numérique, quelque soit la source d'information, qui pourrait être analogique (i.e. signal continu dans le temps) ou numérique (i.e. signal discret). Si le signal est analogique, l'information sera numérisée (échantillonnage et quantification), afin d'obtenir une séquence d'éléments binaires (ou bits), qui sera par la suite traitée numériquement : codage de source, codage de canal, entrelacement, modulation et leurs opérations duales à la réception. Ces tâches sont réalisées souvent par des circuits programmables de type FPGA (Field Programmable Gate Array) ou par des processeurs de traitement du signal de type DSP (Digital Signal Processing).

1.2.1.1 Codage/Décodage de Source

Le codage de source est une opération de compression, qui répond à la théorie de l'information développée par Shannon [4]. La compression doit permettre la représentation efficace de l'information issue de la conversion des séquences de bits de source (images, voix, vidéos, etc) en une séquence alternative plus courte. Cette opération peut consister à éliminer les bits de redondance non significatifs, tout en préservant les informations essentielles, dans le but d'optimiser le débit binaire. Ceci permet de réduire la bande passante des ressources et d'augmenter éventuellement le débit utile de transmission. Selon la source d'information, on peut trouver deux types de compression : sans perte (exemple : fichiers de données informatiques) ou avec perte (exemple : vidéo, image fixe, musique) ou la perte peut être rendue imperceptible ou acceptable [5][6].

Quelque soit le type de codage de source, la compression du signal est assurée en utilisant un certain nombre d'outils [7], illustrés dans le schéma bloc présenté sur la Figure (1.2).

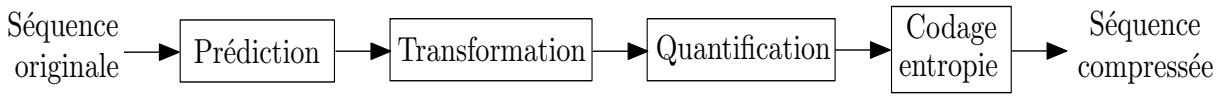


FIGURE 1.2 – Schéma basique d'un codeur

Ce schéma illustre plusieurs tâches, débutant par la prédiction, qui a comme but d'établir une estimation des échantillons du signal d'entrée dite valeurs prédites. Le but étant de générer les résidus de prédiction entre le signal original et estimé qui sont plus simples à compresser. Ces résidus vont être par la suite projetés dans une base permettant la réduction de la corrélation entre ces échantillons, assurée par le bloc de transformation. On utilise généralement la transformée en cosinus discrète (DCT : Discrete Cosine Transform), pour sa simplicité algorithmique et ses performances [8].

Le signal ainsi transformé sera quantifié, ce qui réduit la quantité d'informations à transmettre. Cette opération est la seule à être irréversible, induisant des pertes d'informations

qui doivent être maîtrisées. Enfin, le signal sera codé par un codage d'entropie [9] pour représenter efficacement les symboles quantifiés, en prenant en compte leurs fréquences d'apparition.

Au récepteur, le décodage de la source représente la fonction inverse du codeur, qui a pour rôle de récupérer la séquence de source exacte, dans le cas d'une compression sans perte, ou approximative, dans le cas d'une compression avec perte.

Dans la littérature, plusieurs codeurs de source sont proposés et on peut citer à titre d'exemple le codage de Huffman [9], le codage arithmétique [9][10], Joint Photographic Experts Group (JPEG) [11][12], Moving Picture Experts Group (MPEG) [12], etc.

1.2.1.2 Codage/Décodage de Canal

Le codage de canal est une opération importante d'une chaîne de communication utilisé pour protéger l'information issue du codage de source, contre les erreurs du canal de transmission, tout en évitant la dégradation du débit utile. Il consiste à ajouter de la redondance à la séquence d'information, sous forme de bits suplémentaires appelés bits de contrôle. Cet ajout de bits se fait d'une manière contrôlée, par la définition du rendement R du codeur, représenté par le rapport entre le nombre de bits n à son entrée et le nombre de bits k à sa sortie, avec $0 < R < 1$, tel que :

$$R = \frac{n}{k} \tag{1.1}$$

Dans la littérature, le codage de canal est présenté sous deux formes [13] :

- *Schéma de requête automatique de répétition (ARQ : automatic request-for-repeat)* : Ce schéma de codage est utilisé dans la couche liaison du modèle OSI (Open Systems Interconnection), qui a pour rôle de détecter de manière fiable si la séquence de bit reçue est erronée ou pas. Dans le cas où la séquence reçue contient une ou plusieurs erreurs, une demande de retransmission de la $n^{\text{ème}}$ séquence est renvoyée du récepteur à l'émetteur. Les codes dans ce cas sont des codes de détection d'erreurs.
- *Schéma de Correction d'erreur (FEC : Forward Error Correction)* : Dans ce schéma, le code est doté de caractéristiques qui permettent la correction d'erreurs, grâce à un algorithme de décodage conçu de manière appropriée. Les codes pour cette approche sont des codes de correction d'erreurs, ou parfois des codes de contrôle d'erreurs. Parmi les plus répandus, on trouve les codes en bloc comme celui de Reed-Solomon [14], les codes convolutifs [15], le code LDPC (Low density Parity Check) [16], les turbo codes et leur algorithme de décodage comme Viterbi, MAP (Maximum A Posteriori), décodage à entrée ferme des codes de Reed-Solomon, etc [17].

1.2.1.3 Entrelacement

L'entrelacement, utilisé généralement avec le codage de canal, a pour rôle d'augmenter la capacité de correction du codage et de lutter contre les erreurs en rafales, dues aux phénomènes d'évanouissements dans les canaux sélectifs [17].

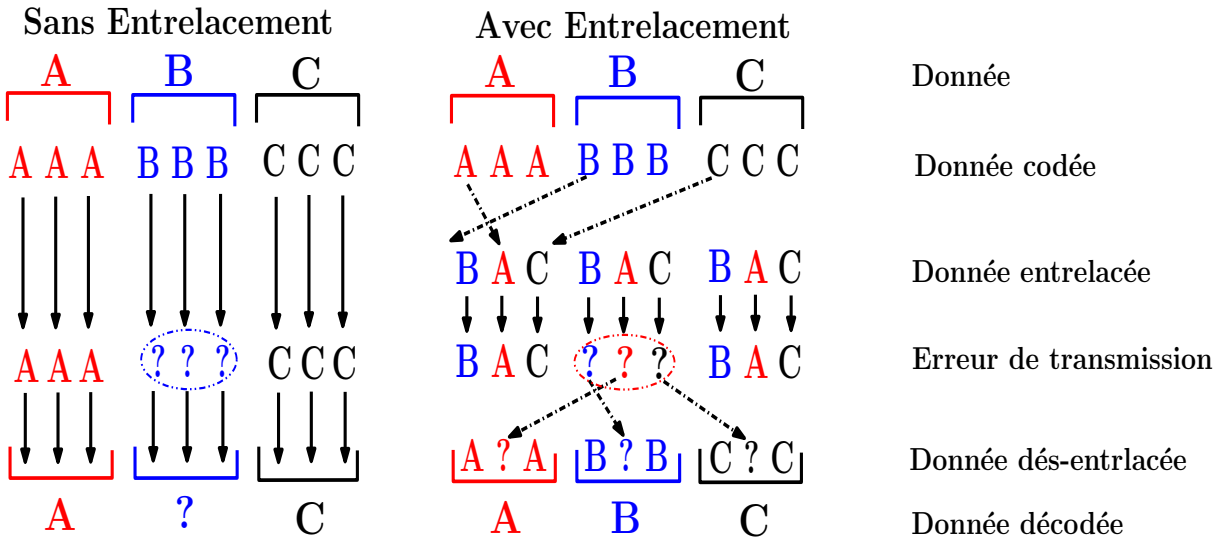


FIGURE 1.3 – Principe de l'entrelacement

Sur la Figure (1.3), on présente une illustration simple de l'intérêt de l'entrelacement. Cette exemple présente un schéma de données avec et sans entrelacement. Sur le schéma avec entrelacement, la première étape consiste à rajouter de la redondance sur les bits issus des données. Ensuite, l'entrelacement est réalisé en répartissant les symboles codés selon une méthode donnée, qui diffère selon les applications. À la fin, on constate que grâce à cet entrelacement et malgré les erreurs sélectives qui impactent par exemple la fréquence de portage du second bloc (exemple d'atténuation sélective du canal), on retrouve à la réception la bonne séquence de données.

Dans la littérature, le choix de l'entrelacement est large et peu de théories générales sont applicables [17]. Pour une application donnée, de bonnes techniques d'entrelacement pourraient néanmoins être définies pour préparer des schémas de codage standardisés. On trouve comme exemple l'entrelacement à permutation régulière, qui se présente sous deux formes différentes [18] :

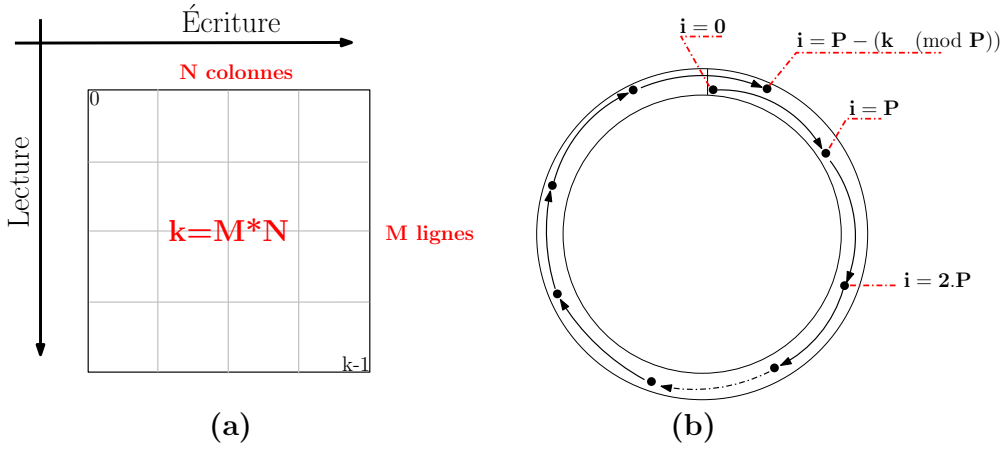


FIGURE 1.4 – Formes d'entrelacement (a) 1ère forme (b) 2ème forme

— **Forme 1 :** Elle consiste à organiser le bloc de données contenant n bits, sous forme d'une matrice de taille $M \times N$. Dans ce cas, l'entrelacement est de type ligne-colonne, l'écriture des données se fait dans une mémoire ligne par ligne et la lecture se fait colonne par colonne à la sortie du bloc (Figure (1.4. a)).

— **Forme 2 :** Dans ce cas, les données sont écrites dans une mémoire linéaire (adresse $i : 0 \leq i \leq n-1$). Le choix de l'entrelacement des données est généralement fait en utilisant la fonction modulo, ce qui permet d'assimiler le bloc de données à un cercle avec deux extrémités ($i = 0$ et $i = n-1$) contiguës (Figure (1.4. b)).

Pour expliquer ce principe d'entrelacement, les données binaires sont extraites de sorte que, la $j^{\text{ième}}$ unité lue (avec : $0 \leq j \leq n-1$) est écrite à la position i, de valeur $i = P.j \pmod{n}$ tel que *mod* signifie le modulo de n et P est un entier premier avec n.

Par exemple, pour une séquence de données S de taille $n = 16$ lettres et d'une valeur de $P = 3$:

$1^{\text{ère}}$ étape (Écriture des données) : L'écriture des données est la suivante :

j :	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
S	A	B	C	D	E	F	G	H	J	I	K	L	M	N	O	P

$2^{\text{ème}}$ étape (Permutation des données) : Pour $P = 3$, après les calculs utilisant l'équation $i = 3.j(\pmod{1}6)$, les valeurs de i sont : 0, 3, 6, 9, 12, 15, 2, 5, 8, 11, 14, 1, 4, 7, 10, 13. Alors, après entrelacement la séquence permutée est présentée comme suit :

i :	0	3	6	9	12	15	2	5	8	11	14	1	4	7	10	13
$S_{\text{entrelacée}}$	A	D	G	I	M	P	C	F	G	L	O	B	E	H	K	N

1.2.1.4 Modulation et démodulation numérique

La modulation numérique, est une transposition des signaux bande de base (données binaires) vers une nouvelle bande de fréquences compatible avec le canal de transmission. La modulation est définie, comme étant le processus de variation de l'un des paramètres de l'onde porteuse : amplitude, phase, fréquence ou une combinaison de ces paramètres. On peut représenter un signal modulé par une porteuse de fréquence f_0 sous la forme générale [19] :

$$c(t) = A(t).\cos\left(\omega_0 t + \varphi(t)\right) \tag{1.2}$$

avec $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Ces paramètres sont utilisés pour déterminer le type de modulation : Déplacement en amplitude (ASK), déplacement en fréquence (FSK), déplacement en phase (PSK) ou d'amplitude en quadrature (QAM). En général, un signal modulé est décrit par deux

signaux basse fréquence, en bande de base $C_I(t)$ et $C_Q(t)$ qui permettent de décrire les variations d'amplitude et de phase du signal à transmettre, tel que :

$$c(t) = C_I(t)\cos(\omega_0 t) + C_Q(t)\cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right) \tag{1.3}$$

avec : $C_I(t) = A(t)\ \cos(\varphi(t))$ et $C_Q(t) = A(t)\ \sin(\varphi(t))$.

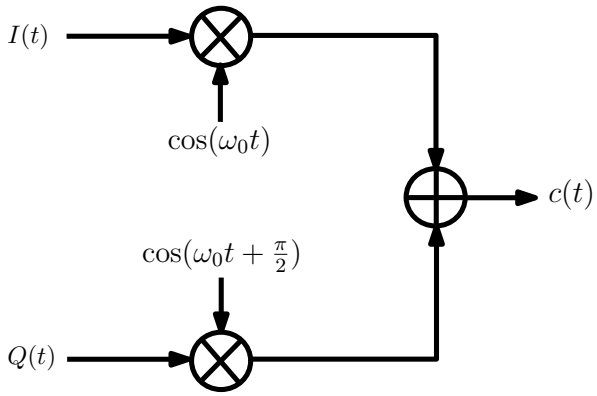


FIGURE 1.5 – Schéma d'un modulateur numérique

On peut donc définir le schéma du modulateur en Figure (1.5). Aussi, une représentation dans le plan complexe ou de Fresnel peut être utilisée pour représenter les points de coordonnées IQ, comme illustré en Figure (1.6) [20].

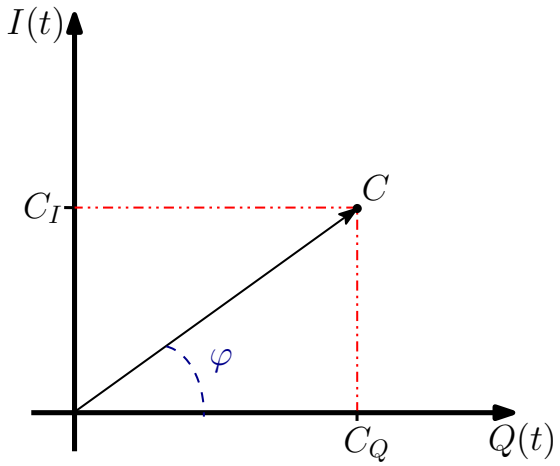


FIGURE 1.6 – Représentation dans le plan IQ

La constellation représente l'ensemble des valeurs prises par I et Q, définie à partir du nombre de bits que l'on souhaite transmettre à chaque intervalle de temps. Donc l'information sera regroupée en paquets de m bits, afin de générer les symboles de modulation (points de constellation), dont le nombre total représente la taille de la constellation, défini par $M = 2^m$. La Figure (1.7) présente un exemple de constellation pour une modulation 16-QAM, utilisée dans nos travaux.

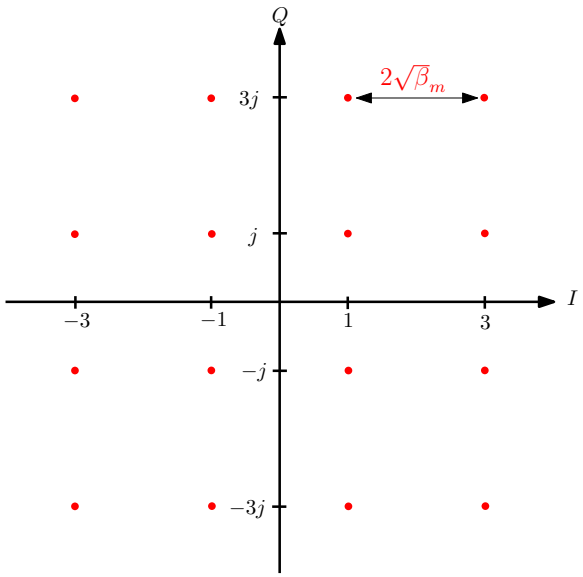


FIGURE 1.7 – Exemple de constellation de la modulation 16-QAM

A partir de cette Figure, on peut déterminer l'énergie de chaque symbole $E_s(i)$ proportionnelle à la distance entre le symbole et l'origine de la constellation donnée par [21] :

$$E_s(i) \quad = \quad \mid c(i) \mid^2 = C_I(i)^2 + C_Q(i)^2 \tag{1.4}$$

avec C_I, C_Q respectivement la partie réelle et imaginaire du symbole QAM. On peut définir l'énergie moyenne E_{moy} de la constellation, donnée par :

$$E_{moy} \quad = \quad \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M} E_s(i) = \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}\{C_I(i)^2 + C_Q(i)^2\} \tag{1.5}$$

On définit aussi la distance séparant deux points consécutifs de la constellation qui correspond à $2\sqrt{\beta_m}$ avec β_m défini dans [22] :

$$\beta_m \quad = \quad \frac{3}{2(M-1)} \tag{1.6}$$

En réception, on fait l'hypothèse d'une démodulation cohérente. Un processus de décision est appliqué afin de retrouver les symboles émis. La qualité de transmission est caractérisée par une probabilité d'erreur calculée, qui dépend de la proximité des différents symboles de la modulation [19]. En particulier, la distance euclidienne minimale [1], notée d_0 est utilisée pour caractériser la modulation. En effet, plus les points de la constellation sont éloignés les uns des autres (d_0 est grande), plus le processus de décision est performant et la protection de la modulation vis-à-vis du bruit est bonne.

Dans le cas des transmissions sans-fil, on doit prendre en considération les interférences entre symboles (IES) due aux multi-trajets, ce qui impose d'utiliser des techniques d'égalisation qui sont souvent complexes en implémentation et lentes en temps de calcul. Une solution alternative est d'utiliser des modulations multi-porteuses comme l'OFDM.

1. définie comme étant la plus petite des distances entre deux points de la constellation

1.2.1.5 Modulation et démodulation OFDM

La modulation multi-porteuses par répartition orthogonale de fréquence (OFDM) est très répandue dans les systèmes de transmission sans-fil à haut débit, notamment les normes DVB, DAB, WLAN-IEEE 802.11 et WiMax-IEEE 802.16 pour les réseaux 4G ou 5G prochainement. Ceci en raison de ses avantages notamment en termes d'occupation spectrale et sa robustesse aux interférences due aux trajets multiples. Cette section vise à détailler le principe de base de la modulation OFDM et à préciser ses avantages et ses inconvénients.

Principe de la modulation OFDM : L'OFDM est une technique qui procède au codage des signaux numériques par répartition sur un grand nombre de sous-porteuses orthogonales à bas débits [23]. Les données à transmettre, issues du bloc de modulation numérique, seront réparties sur une partie ou la totalité des sous-porteuses disponibles. Chaque symbole C_k sera donc modulé par sa propre porteuse de fréquence f_k. La représentation temporelle du signal résultant $s(t)$, correspondant à l'ensemble des N symboles modulés assemblés en un symbole OFDM, est indiquée comme suit :

$$s(t) \quad = \quad \sum_{k=0}^{N-1} C_k \, e^{j2\pi f_k t} \qquad \text{avec } t \in [0,\, T_s] \tag{1.7}$$

avec $f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}$ où $0 \leq k \leq N-1$, f_k étant la fréquence de la k$^{\text{ème}}$ sous-porteuse, T_s est la durée allouée à un symbole et N représente le nombre total des sous-porteuses. Le schéma bloc du modulateur OFDM est présenté dans la Figure (1.8).

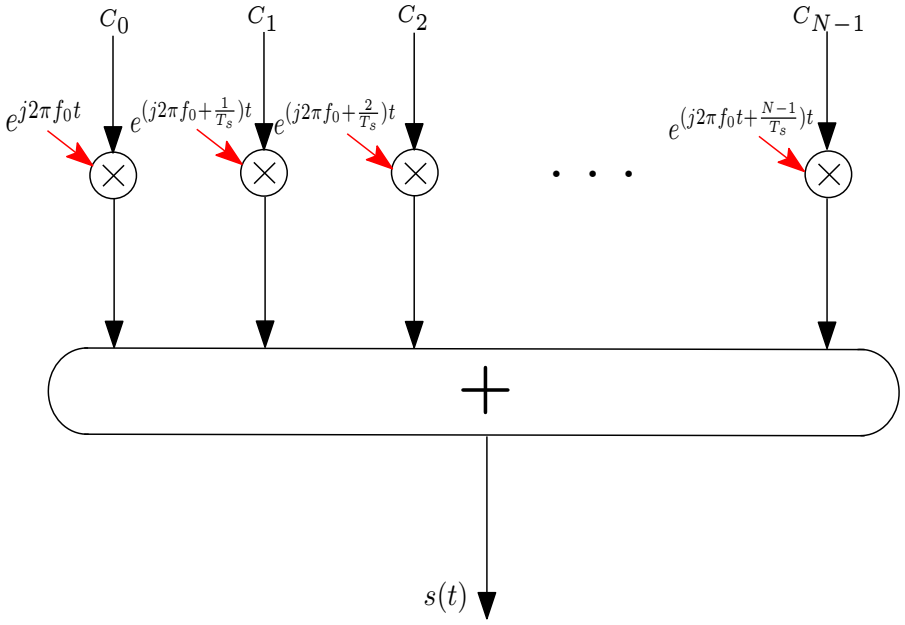


FIGURE 1.8 – Schéma de principe d'un modulateur OFDM

En pratique, la relation (1.7) n'est que la transformée de Fourier inverse permettant le passage du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, ce qui simplifie la réalisation du

modulateur OFDM (Figure (1.9)) Après échantillonnage, le signal $s(t)$ ramené en bande de base donne le signal discret s_n défini par :

$$s_n = s\left(\frac{n\,T_s}{N}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi n\frac{k}{N}} \tag{1.8}$$

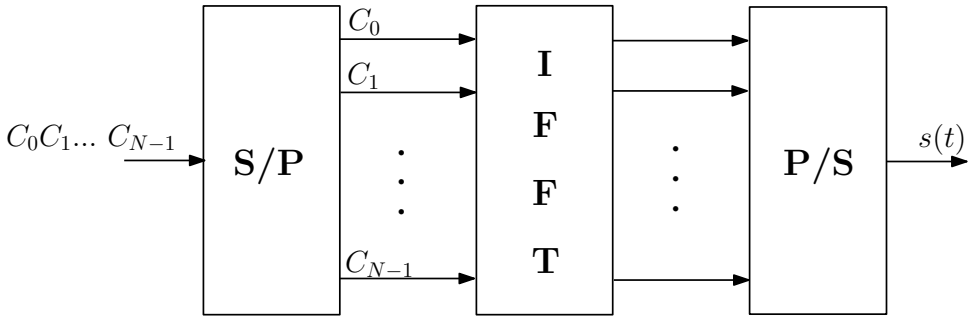


FIGURE 1.9 – Modulateur OFDM basé sur l'IFFT

L'OFDM n'est pas entièrement robuste aux phénomènes de multi-trajets. En effet, le chevauchement en réception de plusieurs versions retardées du signal émis, entraîne des interférences entre les sous-porteuses (ICI : Inter Carrier Interference) et/ou des interférences entre symboles (ISI : Inter Symbol Interference). Pour se prémunir des ICI, il est important de noter que la contrainte d'orthogonalité entre sous-porteuses est indispensable. D'après les travaux de [24], les fréquences sont dites orthogonales si l'écart Δf entre deux fréquences successives est égal à l'inverse du temps symbole, c'est-à-dire $\Delta f = \frac{1}{Ts}$.

Au sens mathématiques, la condition d'orthogonalité pour deux sous-porteuses, de fréquences respectives f_k et f_l, se vérifie par la relation suivante [25]

$$\int_0^{\frac{1}{T_s}} e^{j2\pi f_k t} \cdot e^{-j2\pi f_l t} dt = \begin{cases} 1 & \text{si} \quad k = l \\ 0 & \text{si} \quad k \neq l \end{cases} \tag{1.9}$$

Cette condition garantit une meilleure efficacité spectrale de telle sorte qu'à la fréquence centrale de chacune des sous bandes, toutes les autres s'annulent (voir la Figure (1.10)).

En notant H_k la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k, le signal reçu s'écrit :

$$y_n = Y\left(\frac{nT_s}{N}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{j2\pi n\frac{k}{N}} \tag{1.10}$$

On retrouve alors les symboles modulés à la réception en réalisant une FFT de taille N sur chaque symbole, telle que [26] :

$$\tilde{S_n} = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{j2\pi n\frac{k}{N}} e^{-j2\pi n\frac{k}{N}} = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k \tag{1.11}$$

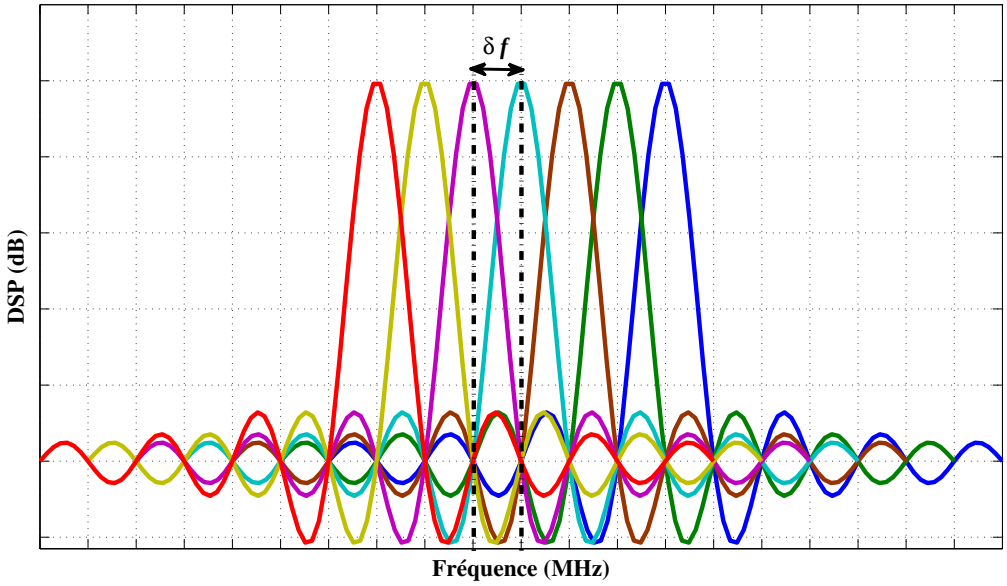


FIGURE 1.10 – Présentation des sous porteuses OFDM

Ajout de l'Intervalle de Garde : L'une des principales raisons de l'utilisation de la modulation OFDM dans les systèmes de communication sans-fil est son efficacité et sa robustesse contre les multi-trajets et les canaux sélectifs en fréquence.

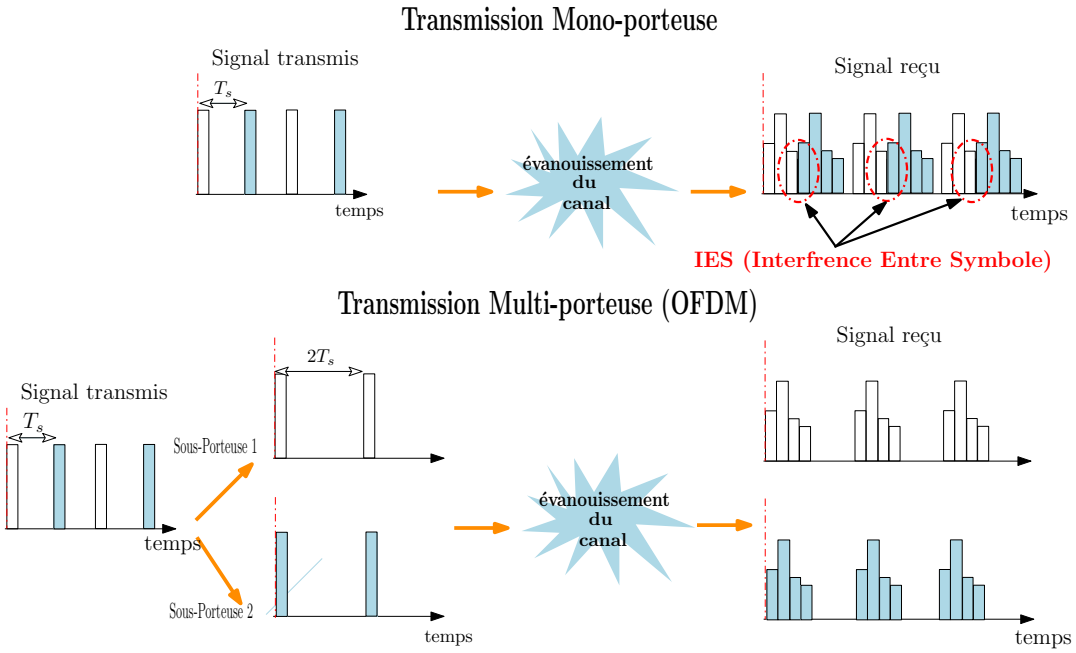


FIGURE 1.11 – Illustration de l'efficacité de la modulation OFDM face aux canaux multi-trajets

En effet, le chevauchement en réception du signal et de ses versions réfléchies entraîne

des erreurs de démodulation. Pour s'en affranchir, chaque symbole OFDM est prolongé par une extension dite IG (Intervalle de Garde), d'une durée supérieure à l'étalement des retards. Ainsi les derniers échos du symbole OFDM auront lieu durant cet intervalle dit "de garde", et le symbole OFDM suivant ne sera plus perturbé par le précédent (voir la Figure (1.11)).

Deux versions du processus d'ajout de l'IG sont présentées dans la littérature :

— La première version est nommée ZP (Zero Padding), cette dernière consiste à ajouter à la fin de chaque symbole OFDM une séquence de zéros.

— La deuxième version, plus utilisée, nommée PC (préfixe cyclique), consiste à prolonger chaque symbole OFDM par une séquence de N_g échantillons recopiée à partir de la fin du symbole (Figure (1.12)). Les sous-porteuses étant des sinusoïdes, la périodicité permet de conserver l'orthogonalité[27].

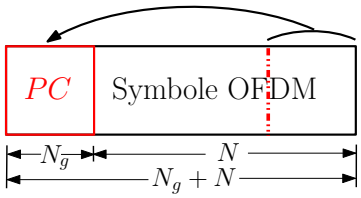


FIGURE 1.12 – Présentation de l'ajout de l'intervalle de garde par Préfixe Cyclique

Avantages de la modulation OFDM : On peut donc résumer les principaux avantages de la modulation OFDM comme suit :

— une meilleure efficacité et une robustesse contre les multi-trajets et les canaux sélectifs en fréquence.

— une simple égalisation et décodage du signal à la réception, en raison de la répartition des données en sous-flux parallèles modulés sur des sous-porteuses orthogonales à bande étroite.

— une meilleure occupation spectrale comparée aux autres types de modulation multi-porteuses.

— une simplicité dans l'implémentation assurée par un bloc de transformée de Fourier inverse (IFFT).

— une protection accrue contre les interférences à bande étroite qui pourraient apparaître et qui ne devraient affecter qu'un faible pourcentage des sous-porteuses.

— la possibilité de sélectionner des schémas de modulation selon la qualité du canal (modulation adaptative).

Inconvénients majeurs de la modulation OFDM : Bien que très utilisée, la technique OFDM présente quelques inconvénients. En plus d'être très sensible à la désynchronisation, son inconvénient majeur est la présence de fortes fluctuations d'enveloppe

du signal. En effet, le signal peut être présenté comme étant la somme de plusieurs sinusoïdes, dont l'enveloppe est la combinaison constructive et destructive des différentes amplitudes fluctuantes de l'ensemble des sous-porteuses. Cette superposition de signaux est la cause principale de la génération des fortes fluctuations d'enveloppe, qui sont quantifiées par le PAPR (Peak to Average Power Ration) [2], défini comme étant le rapport de la puissance crête (ou puissance instantanée maximale) d'un signal sur sa puissance moyenne [27].

Donc le PAPR, d'un symbole OFDM s_n, défini dans l'équation (1.8), présenté dans la Figure (1.13), est donné par :

$$\begin{aligned} PAPR_{\text{dB}} &= 10.\log_{10}\left(\frac{P_{Peak}}{P_{Average}}\right) \\ &= 10.\log_{10}\left(\frac{\underset{0\leq n\leq N-1}{max}\ |s_n|^2}{E\left[|s_n|^2\right]}\right) \end{aligned} \tag{1.12}$$

où $\underset{0\leq n\leq N-1}{max}\ |s_n|^2$ est la puissance crête et $P_{Average} = E\left[|s_n|^2\right]$ est la puissance moyenne.

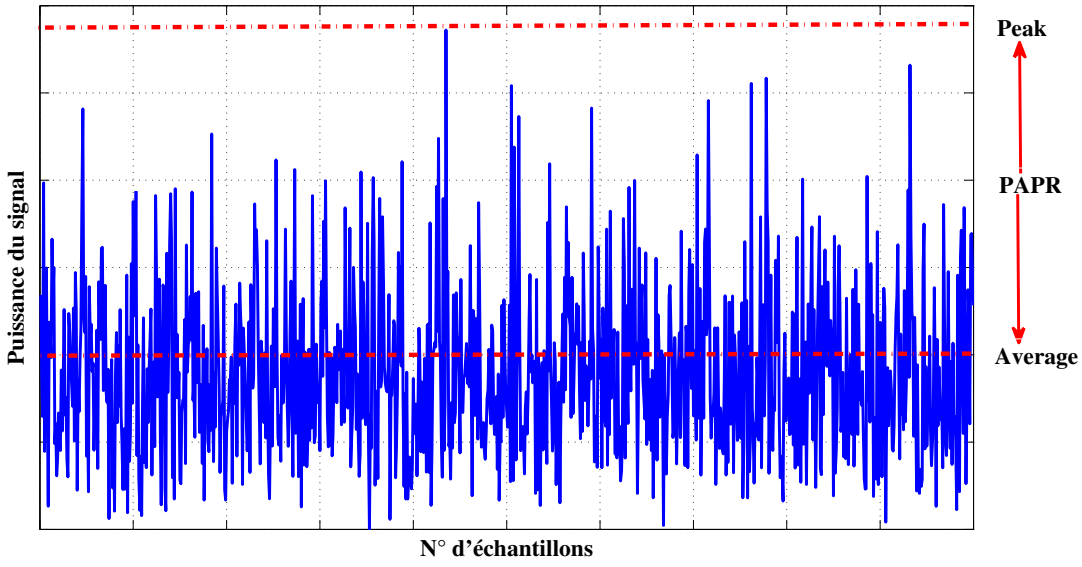


FIGURE 1.13 – Définition du PAPR

Le PAPR d'un signal dépend de la variation de plusieurs paramètres tels que la taille de l'IFFT (nombre de sous-porteuses utilisées), le facteur de sur-échantillonnage, etc. Une étude théorique exhaustive a été présentée dans [27][28] montre l'impact de ces paramètres sur la dynamique des signaux.

2. Dans la littérature, certains auteurs utilisent un paramètre équivalent appelé Facteur de Crête (Crest Factor-CF) tel que $CF = \sqrt{PAPR}$

D'après J. Tellado [29], le PAPR en RF (Radio Fréquence) est égal à deux fois le PAPR en bande de base. En effet, le signal OFDM $s(t)$ est transposé à la fréquence porteuse f_c beaucoup plus grande que la largeur de bande du signal, c'est-à-dire $f_c \gg \frac{N}{Ts}$. Le signal résultant est donné comme suit :

$$\begin{aligned} s_{rf}(t) &= Re\{s(t)e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= s_I(t)\cos(2\pi f_c t) - s_Q(t)\sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \tag{1.13}$$

A partir de l'équation (1.13), le signal modulé et son équivalent en bande de base ont la même puissance crête :

$$\underset{0\leq n\leq N-1}{max} \quad |s_{rf}(t)|^2 \simeq \underset{0\leq n\leq N-1}{max} \quad |s(t)|^2 \tag{1.14}$$

En utilisant l'équation (1.13) dans le cas d'une modulation QAM, on déduit la relation des puissances moyennes :

$$\begin{aligned} E\left[|s_{rf}(t)|^2\right] &= \frac{1}{2}E\left[|s_I(t)|^2\right] + \frac{1}{2}E\left[|s_Q(t)|^2\right] \\ &= \frac{1}{2}E\left[|s(t)|^2\right] \end{aligned} \tag{1.15}$$

Et à partir des deux équations (1.14)(1.15), on conclut que :

$$\begin{aligned} PAPR_{rf} &= \frac{\underset{0\leq n\leq N-1}{max} \quad |s_{rf}(t)|^2}{E\left[|s_{rf}(t)|^2\right]} \\ &= \frac{\underset{0\leq n\leq N-1}{max} \quad |s(t)|^2}{E\left[|s(t)|^2\right]/2} \\ &= 2 \times PAPR_{s(t)} \end{aligned} \tag{1.16}$$

Dans ce qui suit, le PAPR sera défini pour des signaux bande de base, en raison de l'utilisation des techniques de réduction du PAPR qui interviennent sur cette partie du signal.

Un PAPR élevé signifie donc la présence d'un ou de plusieurs pics avec des amplitudes élevées. Ceci affecte directement le fonctionnement des composants non-linéaires RF, en particulier l'amplificateur de puissance et génère des distorsions non-linéaires du signal utile.

1.2.1.6 Égalisation

L'égalisation est le processus par lequel un récepteur cohérent tente de compenser toute perturbation induite par les évanouissements du canal. Dans le cas de l'OFDM, comme nous l'avions mentionné précédemment, ses avantages sont son immunité et sa robustesse contre l'interférence entre symboles.

Cependant, en cas de débit de données élevée et de canaux avec une dispersion temporelle étendue, un égaliseur est inévitable pour corriger le signal reçu. Dans la littérature, de nombreux égaliseurs ont été présentés [13][19][30], qui sont répartis en deux grandes catégories, les égaliseurs transverses (i.e. linéaires) et les égaliseurs récursifs à retour de décision (i.e. non-linéaires) :

— Les égaliseurs transverses sont les plus simples à mettre en œuvre. En effet, il s'agit simplement de filtres numériques à réponse impulsionnelle finie, pour lesquels les méthodes de calcul et d'implémentation sont bien connues, citons [31] : L'égaliseur par Zero Forcing (ZF), l'égaliseur à Erreur Quadratique Moyenne Minimum (MMSE), etc.

— les égaliseurs récursifs consistent à régénérer l'IES à partir des symboles détectés, puis à les soustraire précisément. Ici il s'agit d'avoir un égaliseur, piloté par les décisions, ce qui permet d'éviter la répétition des séquences d'apprentissage, tout en utilisant une structure récursive. Cette structure permet d'obtenir des filtres de réponses impulsionnelles longues à l'aide d'un petit nombre de coefficients. Pour ce type d'égaliseur on peut citer : l'égaliseur par Maximum de Vraisemblance (MLSE) [31].

1.2.2 Traitement analogique (Front-end RF)

L'utilisation d'ondes hertziennes pour la communication sans-fil implique un changement de fréquence du signal à transmettre, de la basse fréquence vers les hautes fréquences. Aussi, cela demande un traitement analogique du signal réalisé par le front-end RF. Dans cette partie, nous allons présenter les différents blocs utilisés et leurs rôles.

1.2.2.1 Convertisseur Numérique-Analogique (CNA)/Analogique-Numérique (CAN)

Afin d'assurer la transposition en fréquence, le signal discret (numérique) doit être tout d'abord converti en un signal continu (analogique). Cette tâche est assurée par le convertisseur numérique-analogique au niveau de l'émetteur et sa fonction inverse à la réception [32], comme le montre la Figure (1.14).

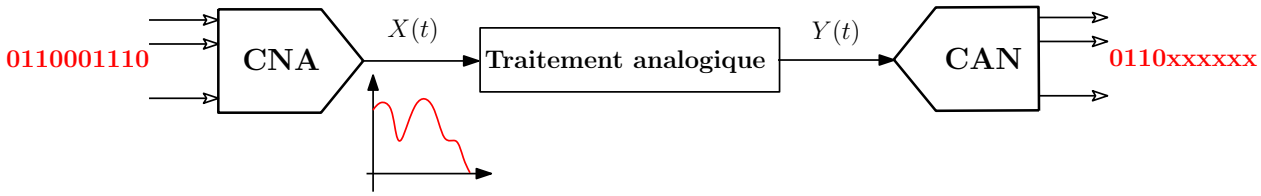


FIGURE 1.14 – Conversion et traitement analogique des données

Au niveau de l'émetteur, un CNA est utilisé afin de convertir le signal numérique en analogique. Son schéma de principe est présenté dans la Figure (1.15).

Chacun des 2^n mots binaires pouvant être appliqué en entrée est associé à une tension analogique de sortie $X_{sa}(t)$ telle que [33] :

$$X_{sa} = \left(b_1.2^{n-1} + b_2.2^{n-2} + \cdots + b_{n-1}.2^1 + b_n.2^0\right).\frac{X_{Pe}}{2^n - 1} \tag{1.17}$$

où X_{Pe} est la plage de variation de la tension analogique d'entrée, appelée pleine échelle (FS pour Full Scale), et b_i $(i = 1, \cdots, n)$ le mot binaire.

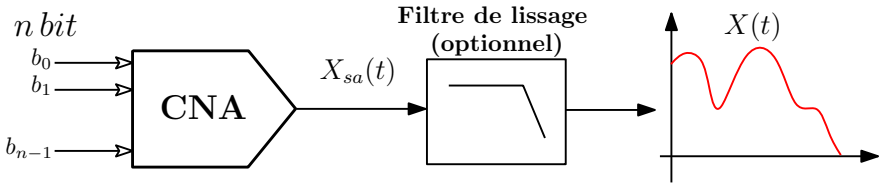


FIGURE 1.15 – Conversion numérique analogique

À la réception, le CAN peut être conceptuellement divisée en trois étapes : l'échantillonnage temporel, la quantification et le codage. Le signal analogique à l'entrée du convertisseur présenté sous forme continue sera échantillonné à une période d'échantillonnage constante. On obtient alors après échantillonnage le signal sous forme discrète en temps et continue en amplitude, qui sera quantifié par la suite afin d'obtenir un signal numérique discret en temps et en amplitude.

Dans la pratique, la caractéristique réelle du convertisseur peut s'éloigner de la caractéristique idéale, ce qui introduit des erreurs de : quantification, décalage (Offset error), linéarité et gain [32][33]. Le convertisseur est donc lui même considéré comme une fonction non-linéaire, ce qui se traduit par la génération de distorsions dans le signal.

1.2.2.2 Modulation et démodulation Radio fréquence

En radiocommunication, le changement de fréquence est une opération fondamentale, qui consiste à translater le spectre d'un signal, sans en altérer le contenu, vers une fréquence plus élevée afin de le transmettre par voie hertzienne, comme le montre la Figure (1.16).

Ce changement de fréquence, se fait en multipliant le signal modulant (basse fréquence) issu du CNA, par une fréquence porteuse f_c très élevée (haute fréquence) par rapport à la fréquence du signal à transmettre f_m. La fréquence porteuse est choisie en fonction du milieu de transmission utilisée, pour avoir les meilleures conditions de propagation possibles [34].

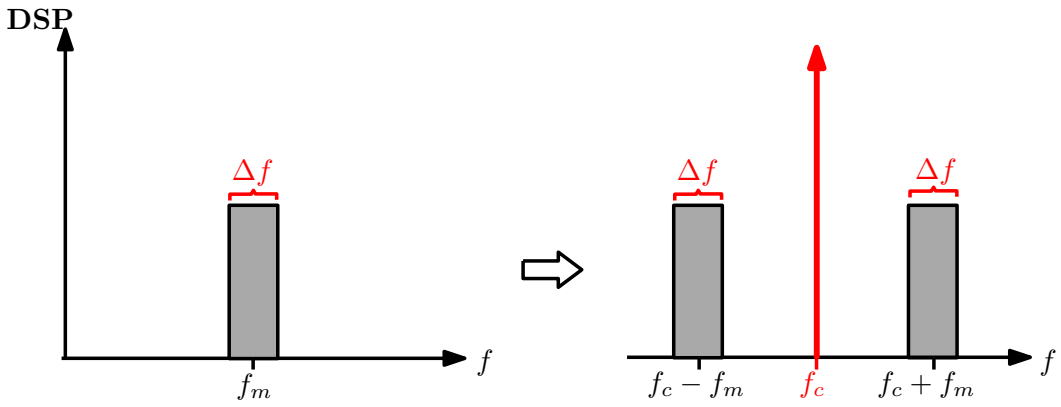


FIGURE 1.16 – Spectre du signal avant et après transposition

En pratique, généralement l'opération de transposition en fréquence (voir Figure (1.17)), fait appel à [35] :

— un oscillateur local (OL) qui à pour rôle de fixer la valeur de la translation en fréquence,

— un dispositif mélangeur (mixer) qui effectue la translation,

— et des filtres pour éliminer les produits indésirables.

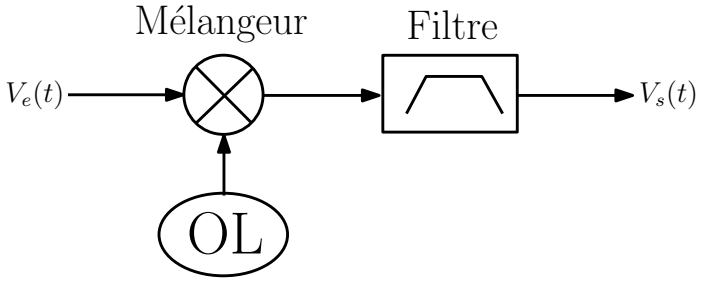


FIGURE 1.17 – Schéma bloc d'un modulateur analogique

Pour illustrer les effets d'éventuelles non-linéarités introduites par un des composants non-linéaire du front-end RF, il est possible de donner l'exemple d'un signal bi-porteuse (bi-tone) composé de la somme de deux signaux sinusoïdaux, ayant la même amplitude avec deux fréquences différentes f_1 et f_2 :

$$V_e(t) = A\cos(2\pi f_1 t) + A\cos(2\pi f_2 t) \tag{1.18}$$

Si on définit un modèle de non-linéarité polynomiale d'ordre 3 tel que

$$V_s(t) = a_1 V_e(t) + a_2 V_e(t)^2 + a_3 V_e(t)^3 \tag{1.19}$$

on retrouve donc le signal de sortie sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
V_s(t) &= a_2 A^2 && \text{Composante continue}\\
&+ \left(a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3\right)\cos(\omega_1 t) + \left(a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3\right) && \text{Fondamentale}\\
&+ \frac{1}{2} a_2 A^2 \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{2} a_2 A^2 \cos(2\omega_2 t) && \text{Harmonique d'ordre 2}\\
&+ a_2 A^2 \left[\cos(\omega_1 t + \omega_2 t) + \cos(\omega_1 t - \omega_2 t)\right] && \text{IM d'ordre 2}\\
&+ \frac{1}{4} a_3 A^3 \cos(3\omega_1 t) + \frac{1}{4} a_3 A^3 \cos(3\omega_2 t) && \text{Harmonique d'ordre 3}\\
&+ \frac{3}{4} a_3 A^3 \left[\cos(2\omega_1 t + \omega_2 t) + \cos(2\omega_2 t + \omega_1 t)\right] && \text{IM d'ordre 3}\\
&+ \frac{3}{4} a_3 A^3 \left[\cos(2\omega_1 t - \omega_2 t) + \cos(2\omega_2 t - \omega_1 t)\right]
\end{aligned} \tag{1.20}$$

A partir de l'équation (1.20) et selon le spectre présenté dans la Figure (1.18), on voit apparaître une composante continue, des composantes aux fréquences fondamentales, aux

fréquences harmoniques et d'intermodulation (IM). Les fréquences des produits d'intermodulation correspondent à des combinaisons linéaires des fréquences fondamentales d'entrée f_1 et f_2. Ces combinaisons sont sous la forme $m_1.f_1 \pm m_2.f_2$ où (m_1+m_2) présente l'ordre du produit d'intermodulation. On peut noter que les produits d'intermodulation d'ordre impair sont les plus gênants, à cause de leur proximité avec les composantes fondamentales, ce qui rend toute opération de filtrage très critique.

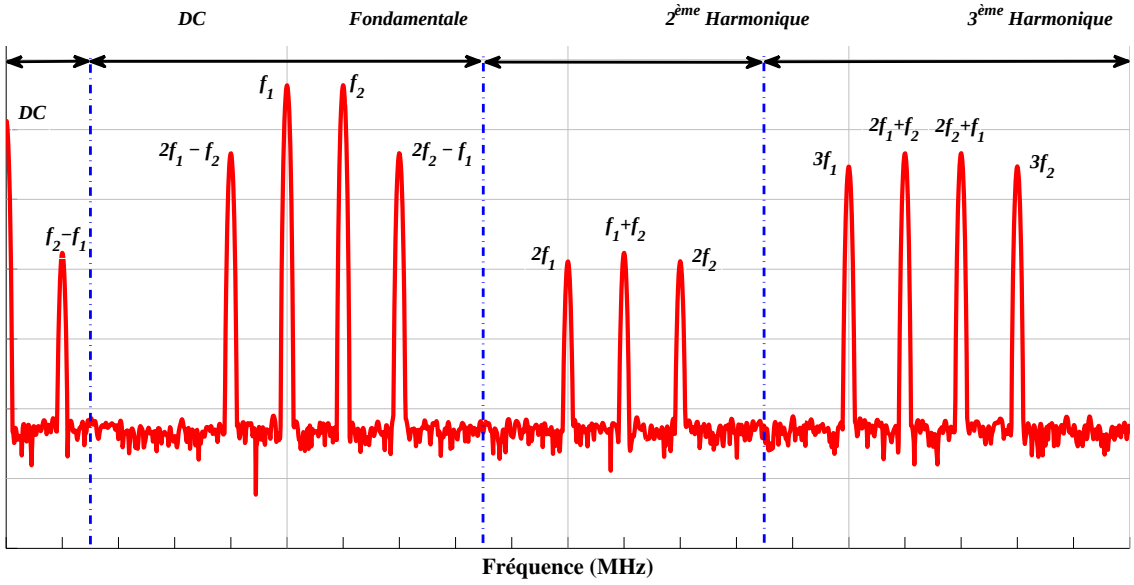


FIGURE 1.18 – Spectre de sortie d'un dispositif non-linéaire d'ordre 3

1.2.2.3 L'amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance est l'un des éléments clés de la chaîne de transmission. Il est utilisé afin d'augmenter la puissance du signal RF avant l'émission par l'antenne, dans l'objectif d'assurer une qualité du lien entre l'émetteur et le récepteur. Son rôle est donc de compenser les pertes du canal de transmission, sans modifier l'information du signal [36].
En pratique, l'amplificateur est modélisé par deux caractéristiques : en amplitude AM/AM et en phase AM/PM (Figure (1.19)). Soit $V_e(t)$ le signal à l'entrée de l'amplificateur donné par :

$$V_e(t) = A\cos(\omega t + \varphi(t)) \tag{1.21}$$

A la sortie de l'amplificateur, le signal $V_s(t)$ s'exprime alors par :

$$V_s(t) = G[V_e(t)]\cos(\omega t + \varphi(t) + F[V_e(t)]) \tag{1.22}$$

où $G[V_e(t)]$ et $F[V_e(t)]$ sont les fonctions de conversion AM/AM et AM/PM représentées dans les courbes de la Figure (1.19).

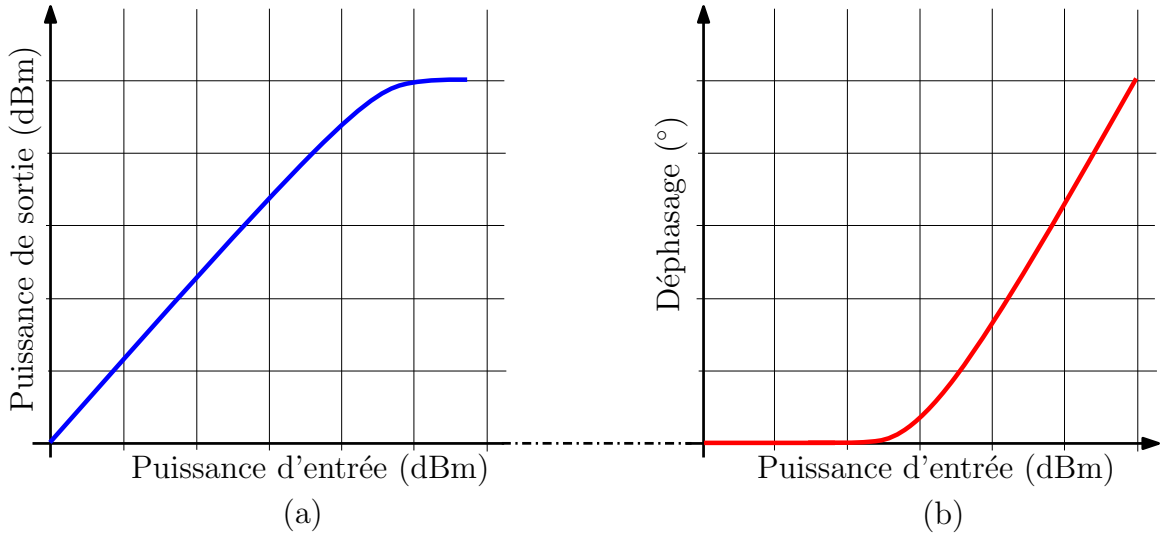


FIGURE 1.19 – Exemple de caractéristique AM/AM et AM/PM de l'amplificateur de puissance

Le gain de l'amplificateur de puissance : L'amplificateur est défini par son gain donné par le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée tel que :

$$G_P = \frac{P_s}{P_e} \tag{1.23}$$

La Figure (1.20) représente un exemple de courbe de gain où l'on observe un gain linéaire à faible puissance et une compression du gain à fortes puissances.

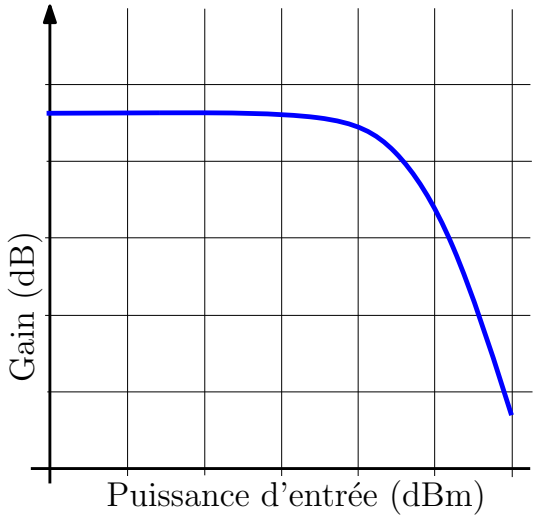


FIGURE 1.20 – Courbe du Gain en fonction de la puissance d'entrée

Le rendement : Le rendement est l'un des paramètres les plus importants car il définit l'éfficacité énergétique de l'amplificateur. En pratique, l'amplificateur est alimenté par

une source continue de puissance P_{alim} afin d'amplifier le signal d'entrée P_e. La puissance d'alimentation P_{alim} devrait idéalement être entièrement convertie en puissance utile P_s sans perte de conversion. En réalité, une partie de cette puissance est dissipée, comme indiqué sur le schéma du bilan énergétique de la Figure (1.21).

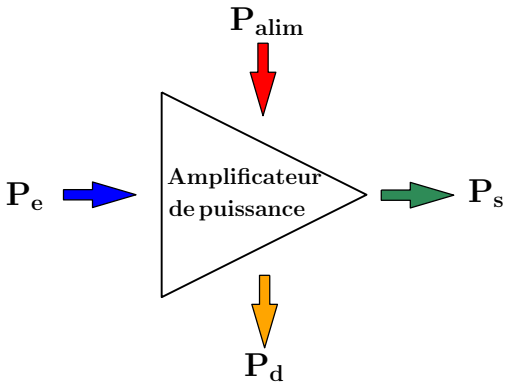


FIGURE 1.21 – Bilan énergétique de l'amplificateur de puissance

A partir du bilan énergétique, on peut établir la relation du rendement telle que :

$$\eta = \frac{P_s}{P_{alim}} \tag{1.24}$$

Cependant, dans certains cas, par exemple lors de l'analyse des amplificateurs à faible gain, la définition du rendement peut prendre en compte la puissance du signal d'entrée, ce qui donne la relation définissant le rendement en puissance ajoutée PAE (Power Added Efficiency) :

$$\eta_{PAE} = \frac{P_s - P_e}{P_{alim}} \tag{1.25}$$

Point 1 dB de compression : Le point à 1 dB de compression est un point de référence permettant de se situer sur la caractéristique AM/AM et AM/PM de l'amplificateur. Il est défini comme étant le point de fonctionnement du système pour lequel le gain faible signal est diminué de 1 dB par rapport à un système idéal parfaitement linéaire. Mathématiquement, on peut écrire :

$$G_{1dB} = G_{lin} - 1dB \tag{1.26}$$

Expérimentalement, on peut l'obtenir en utilisant un signal d'excitation sinusoïdal afin de tracer la caractéristique AM/AM. Au niveau de la zone de compression, on peut déterminer le point à 1 dB dont l'illustration graphique est présentée dans la Figure (1.22). Ce point est très intéressant, car il caractérise la limite du fonctionnement linéaire de l'amplificateur et permet aussi de déterminer le recul d'entrée (IBO : Input Back-Off) ou de sortie (OBO : Output Back-Off) exprimé en dB par les deux relations suivantes :

$$\begin{cases} IBO(dB) = P_{e,1dB}(dBm) - P_e(dBm) \\ OBO(dB) = P_{s,1dB}(dBm) - P_s(dBm) \end{cases} \tag{1.27}$$

A partir de ces relations, on peut constater effectivement que plus le recul d'entrée (ou de sortie) est élevé, plus l'amplificateur est surdimensionné par rapport au signal à amplifier, et par conséquent, moins il y a de distorsions dues à la non-linéarité. Généralement, ce recul est pris égal au PAPR afin de réduire les distorsions, au prix d'une dégradation du rendement.

Compromis linéarité/rendement : La Figure (1.22) présente la puissance de sortie et le rendement de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée. Le rendement sera maximal pour des signaux de grande amplitude. Dans ce cas, l'amplificateur de puissance aura alors un comportement fortement non-linéaire. Sur cette Figure, on distingue donc trois zones :

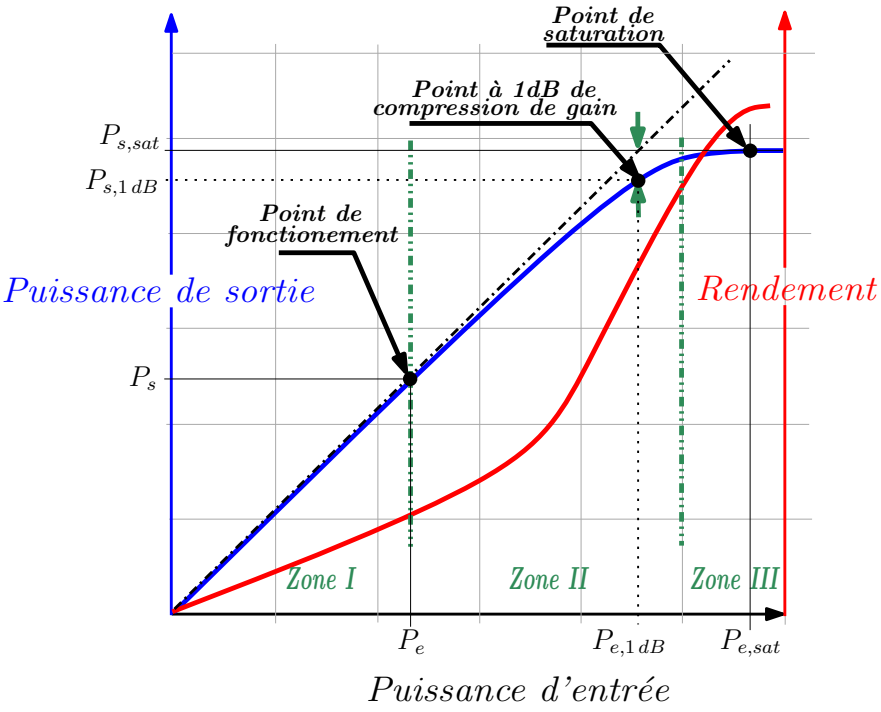


FIGURE 1.22 – Compromis linéarité/rendement

— Zone I (faible niveau) : dans cette zone le comportement de l'amplificateur est proche d'un système linéaire. La puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée selon le gain de l'amplificateur et les distorsions engendrées sont quasi inexistantes.

— Zone II (la compression) : Dans cette zone, le gain de l'amplificateur commence à diminuer. La puissance de sortie n'est plus proportionnelle à la puissance d'entrée et la courbe commence à s'incurver (par rapport à la droite linéaire). Les distorsions du signal apparaissent et sont de plus en plus importantes.

— Zone III (la saturation) : A plus fort niveau, la puissance de sortie est quasi constante quelle que soit la puissance d'entrée. On parle alors de puissance de saturation, pour laquelle le gain chute de plusieurs dB et le signal de sortie est écrêté.

1.2.3 Modélisation des amplificateurs de puissance

La modélisation et la simulation des dispositifs non-linéaires jouent un rôle très important dans l'évaluation des performances d'un système de communication. Dans notre cas, les modèles de simulation permettront l'étude et l'analyse des techniques d'amélioration du rendement dans les émetteurs sans-fil. La représentation classique décrit les conversions d'amplitude et de phase, appelées respectivement AM/AM et AM/PM. Ces non-linéarités sont les prépondérantes car elles définissent les variations de gain et de phase de l'amplificateur, souvent en correspondances avec les bandes de fréquences. Cependant, ces courbes varient en fonction des formes d'ondes (fréquences, puissance, débit, bande, ...) et il est évident que les modèles décrivant uniquement les distorsions de gain et de phase sont insuffisants pour traduire les effets dynamiques qui apparaissent dans le cas de l'utilisation de signaux large-bande. La description des PA doit donc prendre en considération les effets statiques et les effets dynamiques, communément connus sous l'appellation effets mémoires.

Les effets mémoires résultent du stockage et de la restitution de l'énergie, sous forme électrique ou thermique, dans le composant et sont également une manifestation de son comportement fréquentiel. Dans la littérature, on distingue les effets mémoires hautes fréquences (HF ou à constantes de temps courtes) et les effets mémoires basses fréquences (BF ou à constantes de temps longues). La mémoire HF provient principalement des éléments semi-conducteurs du composant et des circuits d'adaptation et elle est du même ordre de grandeur que la fréquence porteuse.

La mémoire BF induit des variations de l'ordre de la fréquence du signal modulant et est donc sensible à la modulation employée et à la puissance de travail [37][38]. Les phénomènes comme la polarisation, les effets de pièges dans les transistors ou les effets thermiques sont responsables de ces distorsions non-linéaires. En pratique, lorsque les effets mémoires sont prononcés, ils induisent des déformations et des asymétries du signal RF et de son enveloppe difficilement compensables, et qui perturbent le fonctionnement nominal de l'amplificateur.

Dans la suite de cette section, nous donnerons un aperçu non-exhaustif des modèles en les classant. Les modèles présentés décrivent principalement le transfert non-linéaire entre les signaux bande de base sans prise en compte des effets de la transposition en fréquence.

1.2.3.1 Modèles sans mémoire

Pour des applications bande étroite on ne demande pas une grande précision dans la modélisation du PA, l'enveloppe complexe du signal de sortie $V_s(t)$ peut s'écrire en fonction de celle d'entrée $V_e(t)$ sous la forme :

$$V_s(t) = G\left(|V_e(t)|\right) \cdot exp\left(j\ \left(arg(V_e(t)) + F(|V_e(t)|\right)\right) \tag{1.28}$$

où $G(\cdot)$ et $F(\cdot)$ sont les fonctions décrivant les transferts d'amplitude et de phase qui différent d'un modèle à un autre. Pour extraire ce genre de modèle, le plus simple est d'utiliser des mesures des courbes AM/AM et AM/PM ou également des signaux bi-tons.

Dans le tableau (1.1), nous présentons les principaux modèles sans mémoire avec leur description mathématique.

Modèle	Gain complexe	Fonction AM/AM	Fonction AM/PM
Polynomial	$V_s(t) = \sum_{p=0}^{P-1} b_p \lvert V_e(t)\rvert^{2p} V_e(t)$	–	–
Rapp	–	$G(\lvert V_e(t)\rvert) = \frac{V_e(t)}{\left(1+\left(\frac{V_e(t)}{V_{sat}}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}}$ V_{sat} : niveau de saturation p : paramètre définissant la courbure de la caractéristique autour du point de compression	0
Saleh	–	$G(\lvert V_e(t)\rvert) = \frac{\alpha V_e(t)}{1+\beta V_e(t)^2}$ α, β : scalaires	$F(\lvert V_e(t)\rvert) = \frac{\gamma V_e(t)^2}{1+\delta V_e(t)^2}$ γ et δ : scalaires
Ghorbani	–	$G(\lvert V_e(t)\rvert) = \frac{x_1 V_e(t)^{x_2}}{1+x_3 V_e(t)^{x_2}} + x_4 V_e(t)$ x_1, x_2, x_3, x_4 : scalaires	$F(\lvert V_e(t)\rvert) = \frac{y_1 V_e(t)^{y_2}}{1+y_3 V_e(t)^{y_2}} + y_4 V_e(t)$ y_1, y_2, y_3, y_4 : scalaires

TABLE 1.1 – Principaux modèles sans mémoire

1.2.3.2 Modèles avec mémoires

Les séries de Volterra sont de très bonnes candidates pour la modélisation de tout système non-linéaire stable avec effets dynamiques [39]. Les termes de Volterra peuvent être vus comme étant une généralisation de la réponse impulsionnelle dans le cas des systèmes non-linéaires. Cependant, l'utilisation d'un nombre élevé de noyaux de Volterra implique un nombre élevé de coefficients, ce qui complique considérablement la procédure d'identification paramétrique. Dans certains cas, il est plutôt préférable d'utiliser une décomposition des effets non-linéaires statiques et des effets dynamiques. Il en résulte différentes configurations selon l'emplacement et la topologie des blocs dans le modèle.

Modèles de Hammerstein et de Wiener : Ces deux modèles sont des cas particuliers des séries de Volterra où l'on sépare la non-linéarité statique de la mémoire [40][41], comme le montre la figure (1.23).

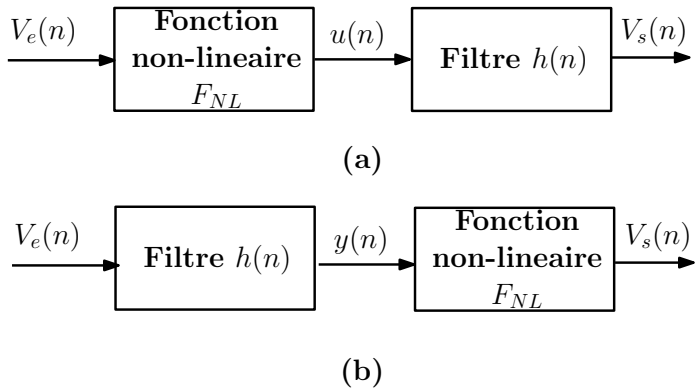


FIGURE 1.23 – Schéma bloc du modèle de : (a) Hammerstein, (b) Wiener

— **Modèle de Hammerstein :** Le modèle de Hammerstein utilise une fonction non-linéaire F_{NL} d'ordre impair $2P+1$ suivie d'un filtre linéaire de type RIF à réponse impulsionnelle finie $h(t)$ qui représente la mémoire finie du système (voir la Figure (1.23. a)) [42]. En pratique, on l'utilise pour la modélisation en temps discret des PA, où l'expression mathématique de la sortie en fonction de l'entrée peut s'écrire comme suit [42][43] :

$$\begin{cases} u(n) &= \sum_{p=0}^{P-1} c_{2p+1}.|V_e(n)|^{2p}.V_e(n) \\ V_s(n) &= \sum_{i=0}^{N-1} b_i.u(n-i) \end{cases} \tag{1.29}$$

d'où la relation finale :

$$V_s(n) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i \sum_{p=0}^{P-1} c_{2p+1}|V_e(n-i)|^{2p}V_e(n-i) \tag{1.30}$$

avec c_{2p+1} et b_i qui sont des coefficients modélisant l'effet de la non-linéarité et du filtre, respectivement.

— **Modèle de Wiener :**Le modèle de Wiener présente le même schéma que le modèle de Hammerstein mais avec une inversion des positions des blocs, où la non linéarité statique est précédée par le filtre linéaire (voir la Figure (1.23. b)). Ce modèle utilise un filtrage linéaire du bloc $h(t)$, pour la représentation de la mémoire finie, suivi de la fonction non-linéaire F_{NL} d'ordre $2P+1$. La relation de la sortie en fonction de l'entrée peut s'écrire :

$$V_s(n) = \sum_{p=0}^{P-1} c_{2p+1} \left| \sum_{i=0}^{N-1} b_i V_e(n-i) \right|^{2p} \sum_{i=0}^{N-1} b_i V_e(n-i) \tag{1.31}$$

Ce modèle prend en compte plus de termes que le modèle d'Hammerstein ou le modèle MP. Par contre la dépendance non linéaire des paramètres rend leur extraction beaucoup plus difficile.

— **Modèle Wiener-Hammerstein et Hammerstein-Wiener :**Ces deux modèles combinent les deux structures du modèle Hammerstein et Wiener, en plaçant le filtre linéaire de chaque côté de la non-linéarité statique dans le cas du modèle Wiener-Hammerstein (voir la Figure (1.24. a)) ou la non-linéarité statique de chaque côté du filtre linéaire dans le cas du modèle Hammerstein-Wiener (voir la Figure (1.24. b)).

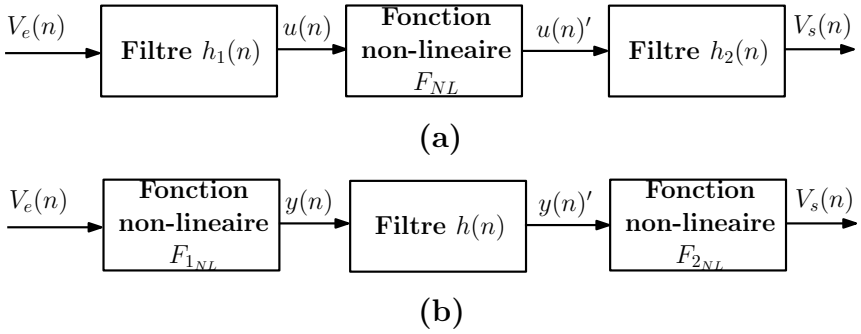


FIGURE 1.24 – Modèle de (a) Wiener-Hammerstein (b) Hammerstein-Wiener

Modèle polynomial avec mémoire (MP : Memory Polynomial model) : Les modèles polynomiaux avec mémoire sont parmi les modèles les plus utilisés dans la littérature pour décrire le comportement des dispositifs non-linéaires en particulier l'amplificateur de puissance. Il sont connus pour leur simplicité, en permettant notamment d'intégrer des effets de mémoire dans le modèle polynomial non-linéaire [42][44]. Ils comprennent plusieurs branches contenant des retards z^{-1} et une fonction polynomiale P_i, comme illustré sur la Figure (1.25), où tous les polynômes ont le même degré. La relation mathématique de la sortie en fonction de l'entrée s'écrit [43][45] :

$$V_s(n) = \sum_{p=0}^{P} \sum_{i=0}^{N} \alpha_{i,2p+1} \left| V_e(n-i) \right|^{2p} V_e(n-i) \tag{1.32}$$

Ce modèle est simple à identifier, en raison de sa linéarité par rapport aux paramètres.

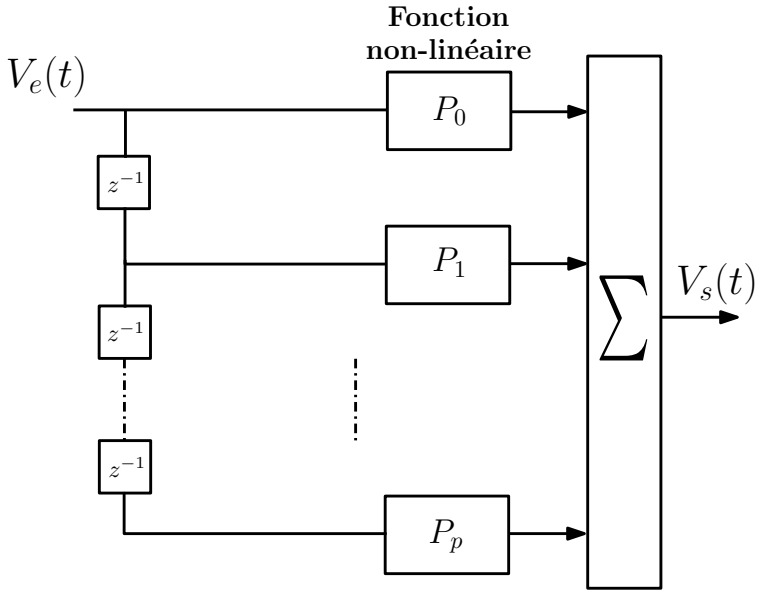


FIGURE 1.25 – Modèle polynomial avec mémoire

Modèle polynomial à effet mémoire généralisé (GMP) : Le modèle GMP (Generalized Memory Polynomial model) est un modèle largement utilisé pour ses avantages en termes de compromis entre la précision et la complexité. Il a été proposé par [43] et obtenu en introduisant des termes croisés à un modèle MP simple (eq. 1.32), ce qui le rend plus complexe mais avec de bonnes performances comparativement au modèle MP. Sa relation en bande de base est :

$$\begin{aligned} V_s(n) &= \sum_{p=0}^{P_1-1}\sum_{i=0}^{N_1-1} a_{p,i}V_e(n-i)|V_e(n-i)|^p \\ &\quad + \sum_{p=0}^{P_2-1}\sum_{i=0}^{N_2-1}\sum_{j=0}^{k_1-1} b_{p,i,j}V_e(n-i)|V_e(n-i-j)|^p \\ &\quad + \sum_{p=0}^{P_3-1}\sum_{i=0}^{N_3-1}\sum_{j=0}^{k_2-1} c_{p,i,j}V_e(n-i)|V_e(n-i+j)|^p \end{aligned} \tag{1.33}$$

avec p l'indice de non-linéarité et i, j les indices de mémoire. $a_{p,i}$, $b_{p,i,j}$ et $c_{p,i,j}$ sont les coefficients complexes correspondant aux non-linéarités et aux profondeurs de la mémoire. Ce modèle offre des degrés de liberté supplémentaires correspondant aux non-linéarités et aux profondeurs de la mémoire dans les termes en retard et en avance. Son principal avantage est sa linéarité par rapport aux coefficients $a_{p,i}$, $b_{p,i,j}$ et $c_{p,i,j}$ à identifier, ce qui permet l'utilisation des Moindres Carrés [46].

1.2.4 Canal de transmission

Dans les systèmes sans-fil, le signal RF se propage dans l'air (canal de transmission) sous forme d'ondes électromagnétiques. Dans cette section, nous allons présenter les différents effets du canal de transmission et quelques types de canaux souvent utilisés dans la littérature pour décrire le comportement réaliste d'un canal RF.

Lors de la transmission des données, le signal sera affecté par différents phénomènes liés au canal de transmission comme les évanouissements, les multi-trajets, le bruit, etc. Les phénomènes d'évanouissement peuvent être globalement classés en deux types [47][48] : l'évanouissement à grande échelle et l'évanouissement à petite échelle. Dans la Figure (1.26), nous présentons une classification des canaux à évanouissement [48].

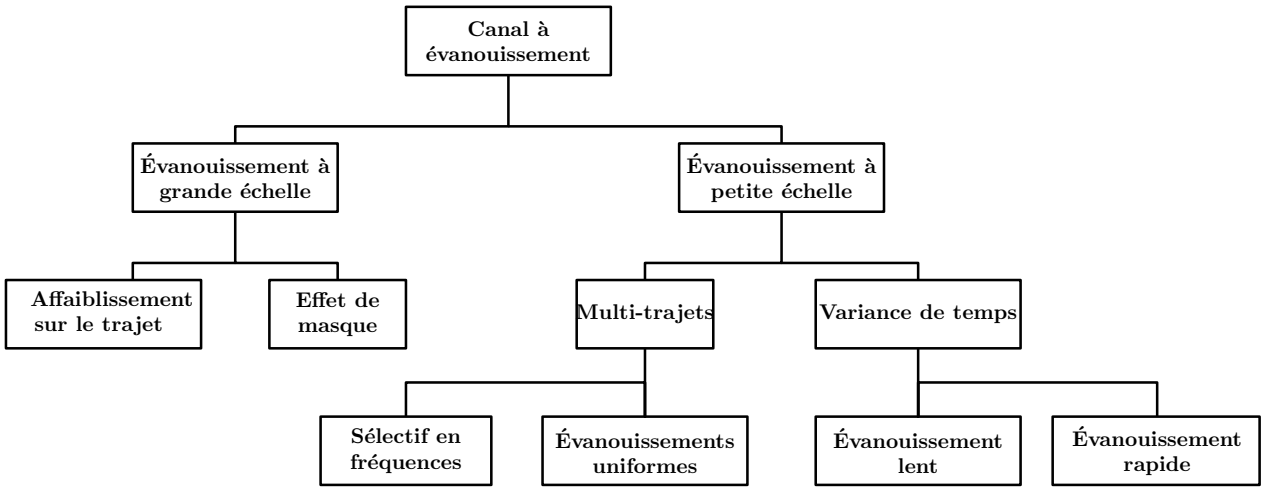


FIGURE 1.26 – Classification des canaux à évanouissement

Un évanouissement à grande échelle se produit lorsque le mobile se déplace sur une grande distance par exemple, une distance de l'ordre de quelques dizaines de fois la longueur d'onde. Il implique la perte du signal sur le trajet en fonction de la distance et des effets de masque d'objets de grande taille, tels que les bâtiments. L'effet de masque est un processus d'évanouissement lent, caractérisé par la variation de l'affaiblissement sur le trajet médian entre l'émetteur et le récepteur dans des emplacements fixes.

L'évanouissement à petite échelle représente les fluctuations rapides de la puissance du signal reçu sur de courtes distances. Ces fluctuations font référence à la variation rapide des niveaux de signal due aux interférences constructives et destructives de plusieurs trajets de signal (trajets multiples). Les phénomènes de sélectivité spatiale, fréquentielle et temporelle caractérisent les évanouissements à petite échelle.

La Figure (1.27) représente la puissance reçue en fonction de la distance et illustre les deux types d'évanouissements. Sur cette courbe, on peut constater la décroissance moyenne de la puissance en fonction de la distance, les fluctuations lentes (à grande échelle) et les affaiblissements rapides (à petite échelle).

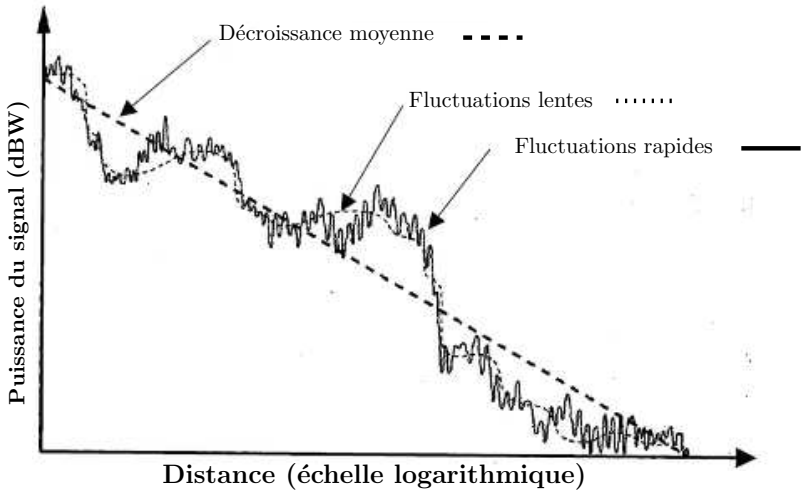


FIGURE 1.27 – Évanouissement petite et grande échelle de la réponse du canal

Multi-trajets : Dans un canal de propagation à trajets multiples, le signal transmis arrive au récepteur par plusieurs échos (voir la Figure (1.28)). On retrouve donc dans le signal reçu les effets de la réflexion, la diffraction et la diffusion, mécanismes liés en général à des caractéristiques de terrain comme les obstacles (les murs, les toits, les voitures, les arbres, les personnes, etc). Les multi-trajets sont importants à étudier dans les communications mobiles, étant donné que les émetteurs sont généralement situés à faible altitude et entourés d'obstacles. Les récepteurs étant généralement omnidirectionnels, un grand nombre d'échos se retrouve dans le signal capté [26][48].

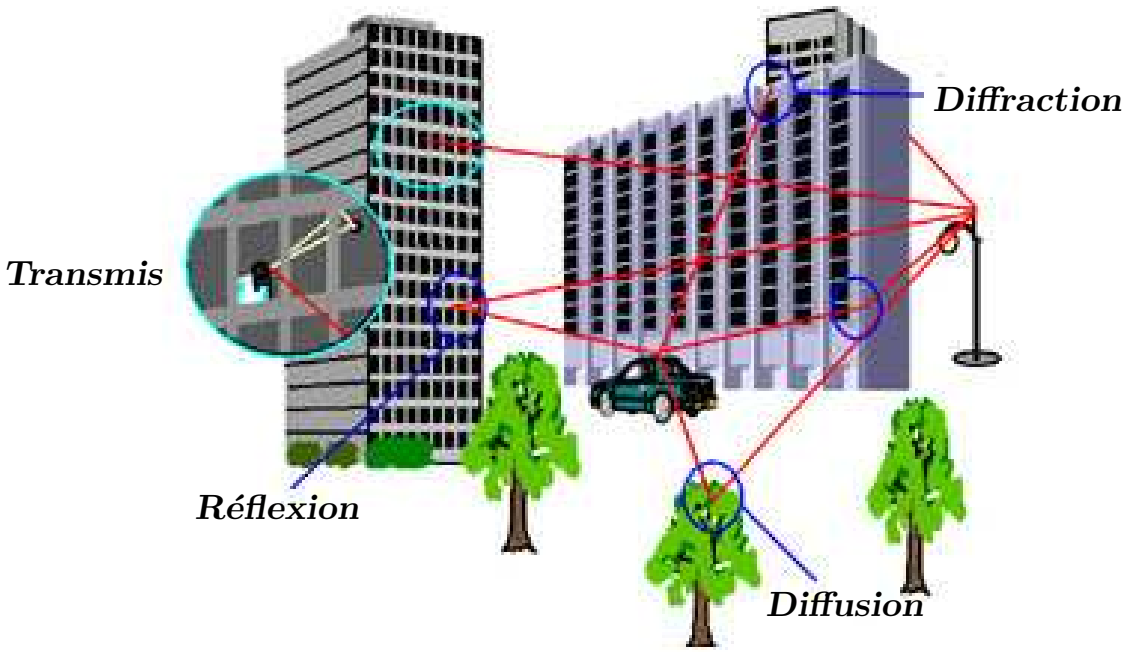


FIGURE 1.28 – Illustration des multi-trajets

Un canal multi-trajet est présenté par sa réponse impulsionnelle donnée par :

$$h(t,\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t) \cdot \delta(\tau - \tau_i(t)) \tag{1.34}$$

où δ représente l'impulsion de Dirac, N le nombre de trajets suivis par l'onde, τ_i le retard et a_i le gain complexe associés au $i^{\text{ème}}$ trajet.

1.3 Impact de l'amplificateur sur les transmissions

Dans les systèmes de communications sans-fil, le signal subit plusieurs distorsions et dégradations, dues principalement aux composants analogiques du front-end et au canal de propagation. Dans cette section, nous allons définir différentes grandeurs et métriques utilisées pour quantifier ces distorsions. Dans notre cas, ces métriques nous permettront d'évaluer les performances des dispositifs de corrections pour l'amélioration du rendement des amplificateurs de puissance.

1.3.1 Critères et métriques

1.3.1.1 Rapport d'intermodulations

L'un des importants paramètres pour quantifier la dégradation du signal introduit par l'amplificateur de puissance est le rapport d'intermodulation, comme on l'a montré précédemment. Ce rapport est obtenu par l'utilisation de deux canaux adjacents générés à partir d'un signal 2-tons (bi-porteuses) constitué de deux fréquences f_1 et f_2. La réponse de l'amplificateur obtenue dans le domaine fréquentiel est illustrée dans la Figure (1.29).

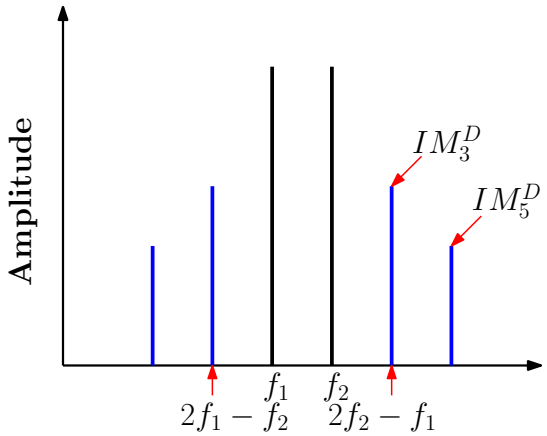


FIGURE 1.29 – Réponse de l'amplificateur à un signal bi-porteuses

La combinaison linéaire des deux fréquences f_1 et f_2 va générer de nouvelles raies présentées par les distorsions d'intermodulation (IMD : Inter-Modulation Distortion), qui sont plus gênantes dans le cas des IMD impaires (IM_3 et IM_5), à cause de leur proximité avec les composantes fondamentales, ce qui rend toute opération de filtrage très critique.

Pour quantifier ces distorsions d'intermodulation, on définit le rapport d'intermodulation d'ordre 3, noté C/I_3, comme le rapport de puissances entre les raies porteuses (r_1 et r_2) et les raies d'intermodulations (IM_3^G (gauche) et IM_3^D (Droit)). Concrètement, le rapport C/I_3 peut s'écrire de la manière suivante :

$$C/I_3(dBc) = 10 \times log_{10}\left(\frac{|r_1|^2 + |r_2|^2}{|IM_3^G|^2 + |IM_3^D|^2}\right) \tag{1.35}$$

De la même manière, il est possible de définir également le rapport d'intermodulation d'ordre 5 (C/I_5).

1.3.1.2 ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)

L'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) permet de mesurer dans le domaine fréquentiel la non-linéarité de l'amplificateur de puissance en quantifiant les remontées spectrales causées dans les canaux adjacents (Figure (1.30)).

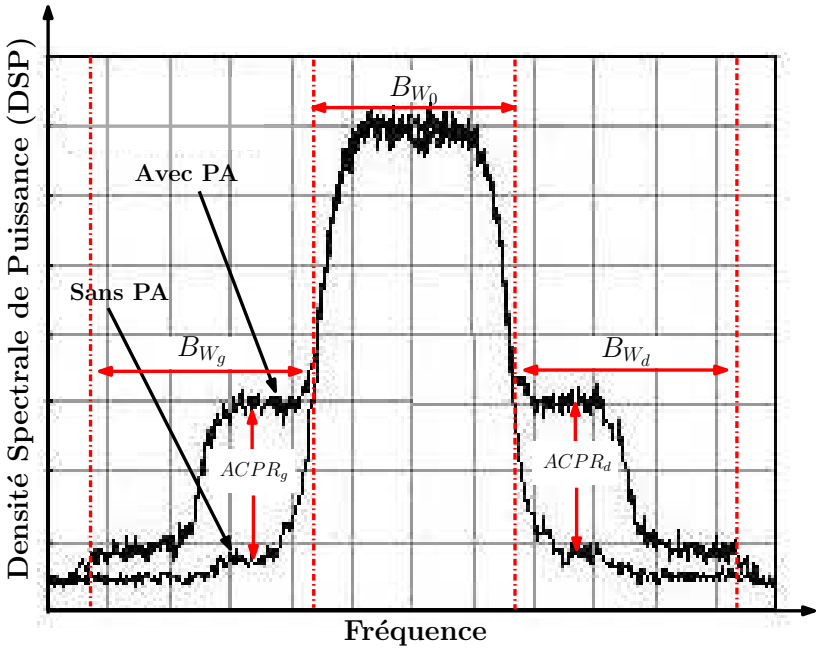


FIGURE 1.30 – Calcul de l'ACPR

Pour un signal large bande, son expression est définie par le rapport entre la puissance dans la bande principale B_{W_0} et les deux puissances dans les bandes adjacentes droite et gauche notées respectivement B_{W_d} et B_{W_g}. Elle est donnée par la relation suivante :

$$\text{ACPR} = \frac{2\int_{B_{W_0}} DSP(f)\mathrm{d}f}{\int_{B_{W_d}} DSP(f)\mathrm{d}f + \int_{B_{W_g}} DSP(f)\mathrm{d}f} \tag{1.36}$$

Lorsque l'amplificateur présente des effets mémoires prononcés, la réponse fréquentielle de l'amplificateur devient asymétrique avec des remontées spectrales différentes entre les deux

bandes adjacentes. Dans ce cas, il devient pertinent de quantifier l'ACPR pour chaque bande adjacente.

1.3.1.3 EVM (Error Vector Magnitude)

L'EVM permet de mesurer les non-linéarités de l'amplificateur dans le domaine temporel en quantifiant la déformation de la constellation. Il s'agit ici de comparer les enveloppes complexes émises et reçues dans le format IQ (composantes en phase et en quadrature). Les écarts en phase et en quadrature permettent d'évaluer les effets non-linéaires de l'amplificateur (non-linéarité et effets mémoires) et le bruit du canal. Cette métrique permet aussi de constater le respect des normes de communication imposées par les organismes de télécommunications. Dans la Figure (1.31), on présente le principe de calcul de l'EVM pour un point de la constellation.

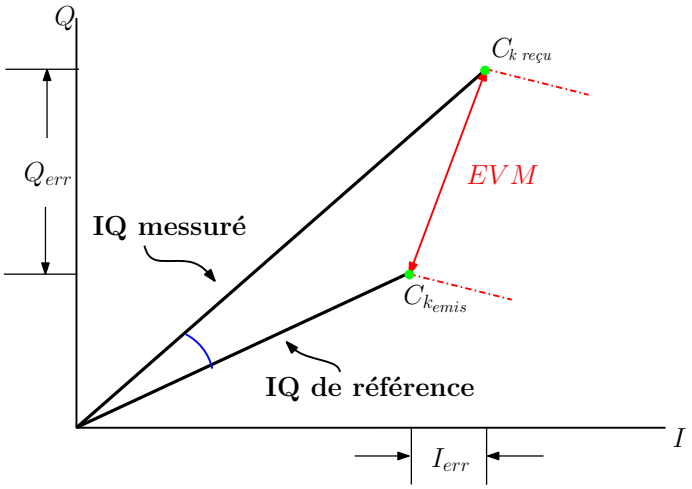


FIGURE 1.31 – Calcul de l'EVM

La formule généralement employée pour le calcul sur N symboles complexes C_k est la suivante :

$$\text{EVM}\,(\%) \quad = \quad 100 * \sqrt{\frac{\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} |C_{k_{\text{émis}}} - C_{k_{\text{reçu}}}|^2}{\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} |C_{k_{\text{émis}}}|^2}} \tag{1.37}$$

1.3.1.4 TEB (Taux d'Erreur Binaire)

La probabilité d'erreur par bit, ou taux d'erreur binaire (TEB), est un critère important pour l'évaluation des performances de tout système de communication numérique. Ce paramètre est utilisé pour calculer le taux d'erreur entre les bits de la séquence émise notée $b_{i_{\text{émis}}}$ et la séquence reçue $b_{i_{\text{reçu}}}$, tel que [21] :

$$\text{TEB} = \frac{\sum_{i=1}^{m} \text{Nombre d'erreurs}}{\text{Nombre de bits transmis}} = \frac{\sum_{i=1}^{m} (b_{i_{\text{émis}}} \oplus b_{i_{\text{reçu}}})}{m} \tag{1.38}$$

avec m le nombre de bits de la séquence et $\oplus$ l'opération XOR (*ou exclusif*).

Au contraire de l'EVM, le TEB n'est pas un critère d'évaluation de la linéarité à cause du processus de prise de décision opéré sur chaque symbole après la démodulation.

1.3.2 Effet de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité de transmission

Comme nous l'avions précisé précédemment, l'amplificateur est un élément très important dans une chaîne de communication avec comme rôle d'augmenter la puissance du signal avant l'antenne afin d'atteindre les terminaux malgré les pertes dues au canal. Cependant, il est lui-même le siège d'effets non-linéaires statiques et dynamiques qui dégradent et déforment le signal transmis.

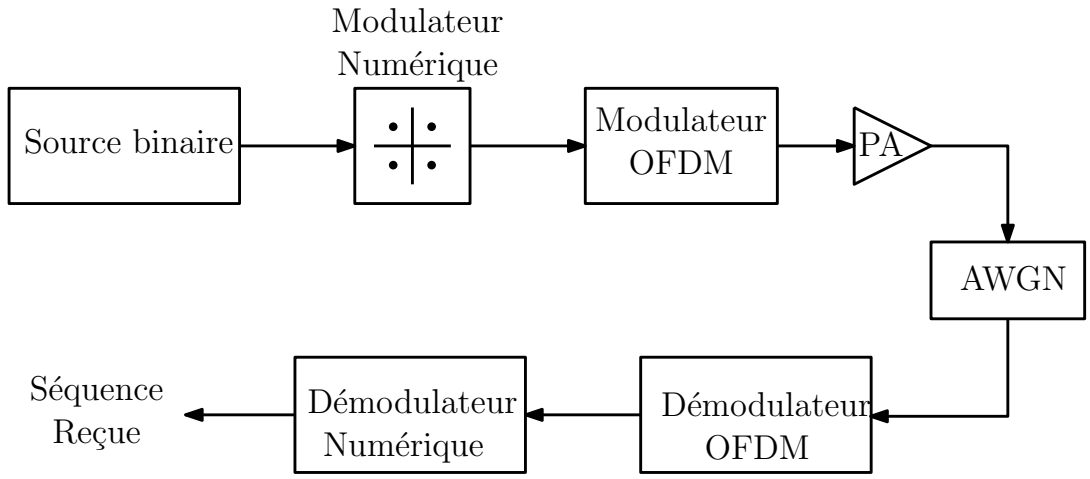


FIGURE 1.32 – Schéma bloc de la chaîne de transmission

Ces déformations sont plus prononcées dans le cas des systèmes multi-porteuses, à cause principalement des fortes fluctuations d'enveloppe, i.e. des écarts importants entre les puissances instantanées et la puissance moyenne. Les courbes de gain et de phase étant non-linéaires, ces fluctuations affectent les performances du système et dégradent sa qualité de transmission en termes de TEB et d'EVM. Pour bien comprendre ce volet, on présente dans cette section la simulation d'un simple schéma de transmission pour un système OFDM (voir la Figure (1.32)), constitué d'une source binaire pseudo-aléatoire, suivie d'un modulateur numérique utilisant la modulation 16-QAM, un modulateur OFDM avec 64 sous-porteuses et un amplificateur de puissance non-linéaire décrit uniquement par sa caractéristique AM/AM. Pour la transmission du signal, la chaîne inclut aussi un canal Gaussien AWGN. L'idée principale est de simuler les effets non-linéaires de l'amplificateur de puissance dans une chaîne de transmission. Dans notre cas, nous avons utilisé un amplificateur non-linéaire modélisé par un modèle de MP basé sur des coefficients complexes qui modélisent les effets mémoires et la non-linéarité, donnés dans le tableau (1.2), avec un ordre de non-linéarité $2P + 1 = 5$ avec $P = 2$ et une profondeur mémoire $N = 1$.

	Values
$\alpha_{0,1}$	-3,1+2,93j
$\alpha_{1,1}$	-2,86.10^{-1}+2,19.$10^{-1}j$
$\alpha_{0,3}$	5,15.10^{-2}-4,2.$10^{-2}j$
$\alpha_{1,3}$	7,58.10^{-3}-4,34.$10^{-3}j$
$\alpha_{0,5}$	-3,49.10^{-4}+2,75.$10^{-4}j$
$\alpha_{1,5}$	-4,93.10^{-5}+1,37.$10^{-5}j$

TABLE 1.2 – Paramètres du modèle MP

Les signaux bande de base qui ont permis d'identifier ce modèle par Moindres Carrés [81, 82] sont issus des mesures de l'amplificateur SZP-2026Z (2.2GHz à 2.7GHz, 2W InGaP RF PA) de RF Micro Devices, conçu pour les équipements IEEE 802.11.

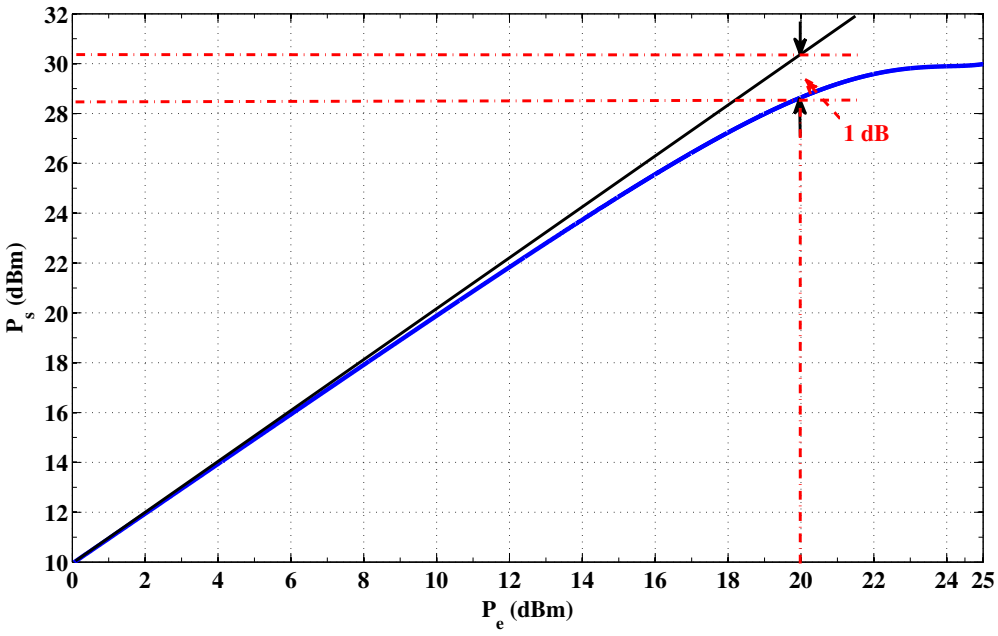


FIGURE 1.33 – Caractéristique AM/AM du modèle MP

La puissance d'entrée au point de 1 dB de compression est $P_{e_{1dB}}$= 20 dBm, obtenue à partir de la caractéristique AM/AM présentée dans la Figure (1.33). Ce point est considéré comme étant le point de référence utilisé pour la définition du recul en entrée (IBO). Pour un point donné de puissance P_e, on peut donc définir le recul par rapport à la compression tel que :

$$\text{IBO (dB)} = P_{e_{1dB}} - P_e \tag{1.39}$$

L'illustration de l'effet de la non-linéarité du PA est présentée sur la Figure (1.34) qui montre les constellations pour différents points de puissance (IBO égal à 4 dB, 2 dB, −2 dB et −4 dB), ceci en l'absence du canal de transmission. Le choix de ces valeurs

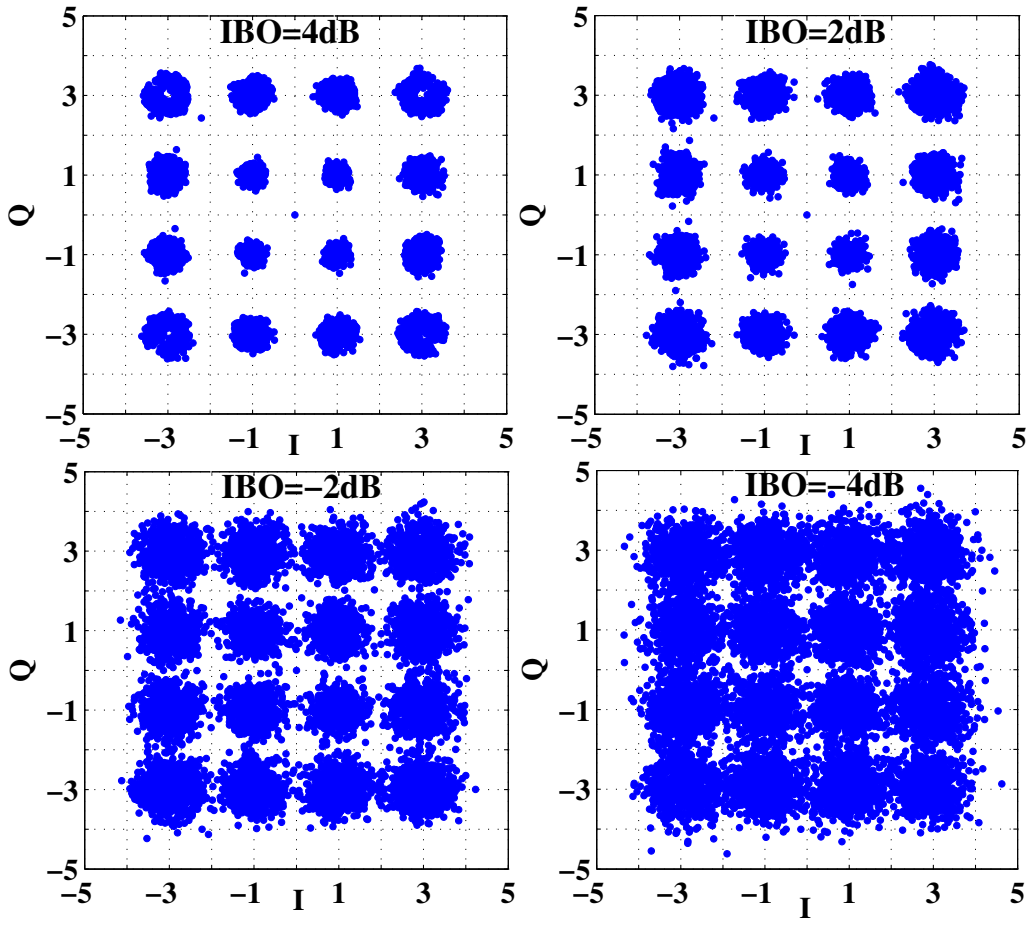


FIGURE 1.34 – Impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la constellation

d'IBO permet d'observer les effets non-linéaires de l'amplificateur de puissance en partant de la zone linéaire jusqu'à la zone de saturation.

On observe donc des dispersions différentes des points de la constellation selon le point de fonctionnement. On remarque aussi que cette dispersion est significative lorsqu'on est en zone de saturation (IBO=-4 dB), qui correspond aussi à la zone de haut rendement. Les effets non-linéaires du PA compliquent donc le fonctionnement du démodulateur à la réception et introduisent des erreurs de transmission, soit une dégradation de la qualité de service.

Pour bien comprendre cet aspect, nous avons calculé le TEB et l'EVM en incluant le canal de propagation pour plusieurs valeurs du SNR en utilisant l'amplificateur dans trois zones : linéaire pour 9 dB de IBO, compression pour 0 dB et saturation pour -4 dB (Figure (1.35)).

D'après les résultats obtenus, on constate une forte dégradation du TEB et de l'EVM pour un fonctionnement en zone de saturation (IBO= -4 dB). Les effets de l'amplificateur peuvent être observés pour les forts SNR (à partir de 12 dB) où l'on remarque des dégradations d'environ 8% d'EVM et de deux décades du TEB.

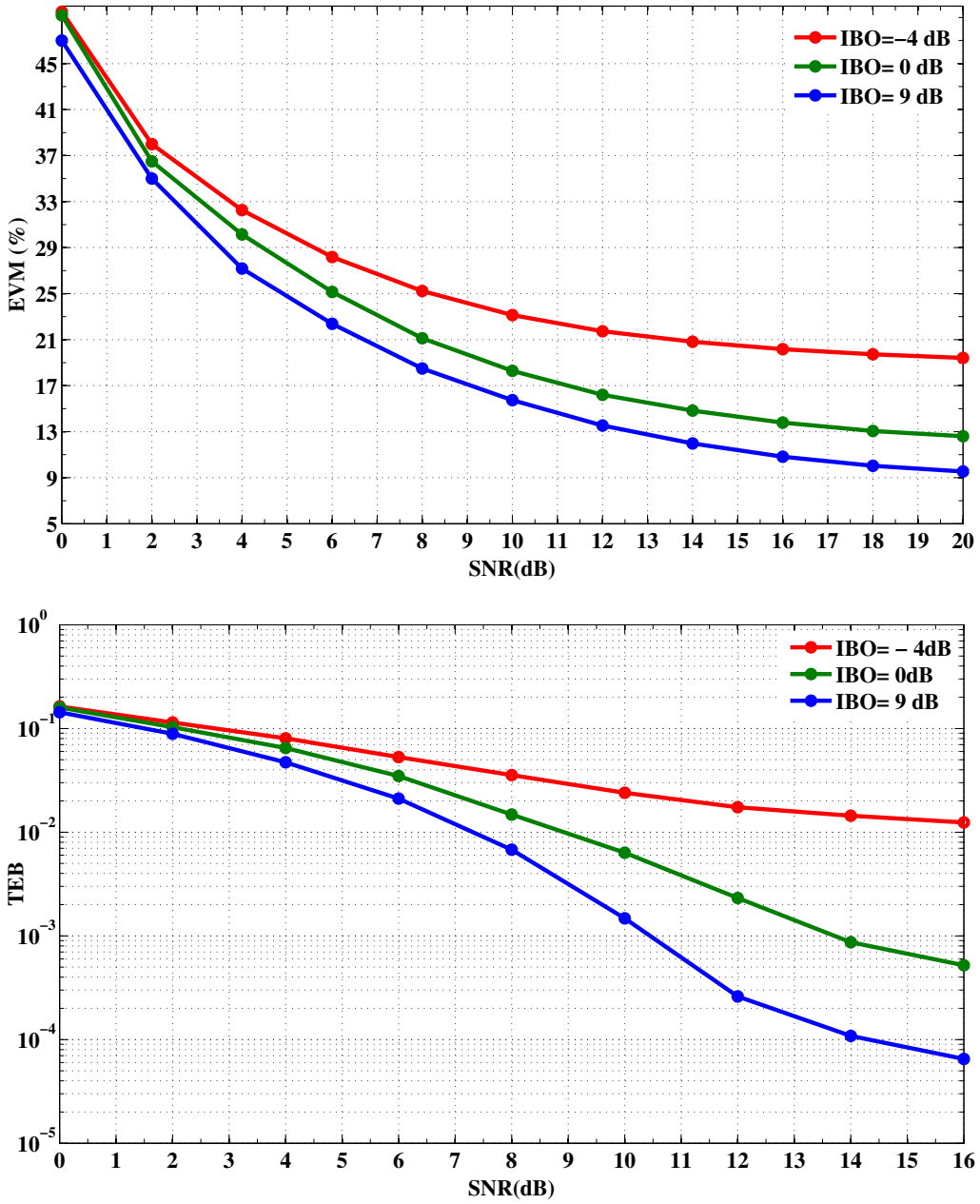


FIGURE 1.35 – Impact du recul en puissance sur la réduction des effets non-linéaires

Afin de se rendre compte des effets sur la réponse fréquentielle pour un signal de 20 MHz de bande, la Figure (1.36) donne le spectre du signal amplifié pour les trois zones de fonctionnement de l'amplificateur (linéaire, compression et saturation).

Ces réponses montrent l'apparition de remontées spectrales sur les canaux adjacents dont le niveau sont plus significatifs pour le fonctionnement à −4 dB d'IBO. Ce type de fonctionnement n'est bien sûr pas souhaitable en pratique à cause des perturbations sur les autres transmissions proches de la bande.

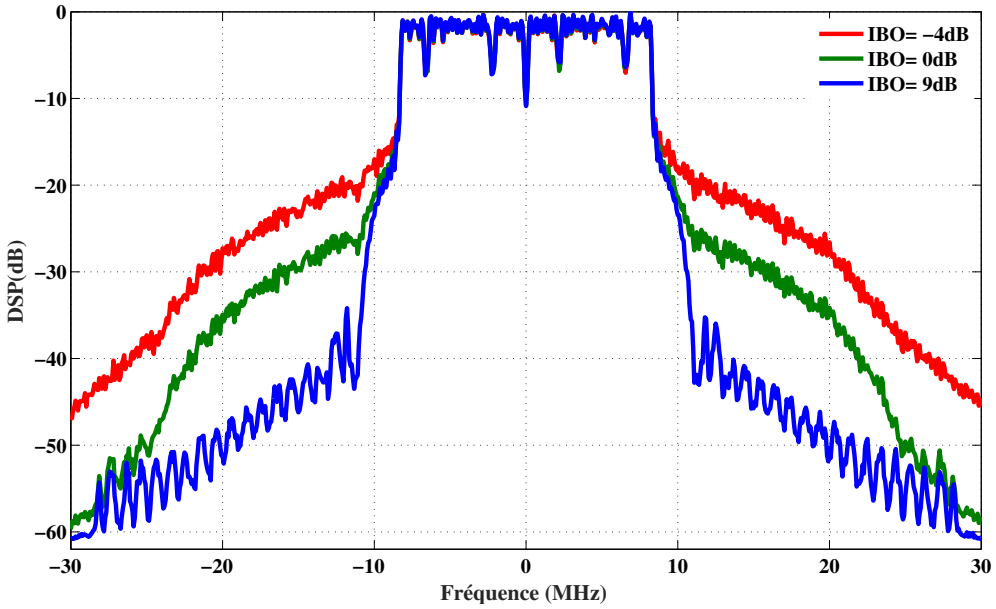


FIGURE 1.36 – Spectres de sortie pour plusieurs IBO

En conclusion, l'amplificateur de puissance détériore le signal à transmettre, principalement dans le cas des systèmes OFDM qui présentent une forte dynamique d'enveloppe du signal (fort PAPR). Les effets de distorsions non-linéaires déforment le signal et dégradent de la qualité de transmission. Comme solution, le recul en puissance permet de réduire ces distorsions ce qui implique l'utilisation de l'amplificateur dans sa zone linéaire, au prix d'une dégradation du bilan énergétique de l'émetteur.

D'autres solutions alternatives ont été proposées dans la littérature avec comme objectif d'obtenir un bon compromis linéarité/rendement. On retrouve donc :

— Les techniques de linéarisation qui consistent à intervenir soit directement au niveau composant électronique ou en utilisant des techniques de traitement du signal [49]. Parmi ces techniques, on peut citer la technique de pré-distorsion numérique (DPD : Digital Pre-Distortion) qui consiste à déformer le signal original par une fonction qui compensera les distorsions de l'amplificateur [42].

— Les techniques d'amélioration du rendement comme la réduction du PAPR du signal avant amplification [50][51]. Ceci permet de se rapprocher de la zone de compression, tout en optimisant le bilan énergétique de l'amplificateur de puissance.

1.4 État de l'art des techniques de réduction du PAPR

Plusieurs techniques de réduction du PAPR dans la modulation multi-porteuses (principalement OFDM) ont été proposées dans la littérature. Ces techniques sont classées en trois types [28] : les techniques d'ajout de signal, les techniques de codage et les techniques probabilistes.

1.4.1 Les techniques d'ajout de signal

Ces techniques ont comme principe général d'ajouter du signal appelé "signal de réduction du PAPR" au signal original, dans le but d'atténuer au maximum les fortes variations d'amplitude du signal OFDM.

Le Clipping : L'approche la plus simple pour réduire les pics d'amplitude des signaux multi-porteuses consiste à écrêter l'amplitude du signal à un seuil prédéfini [27], avant le passage à l'étage d'amplification (voir la Figure (1.37)). Ceci est effectué en bande de base à l'aide d'un limiteur d'enveloppe. Cette technique dite "Clipping" peut être vue comme une technique d'ajout de signal d'après D. Guel dans [28].

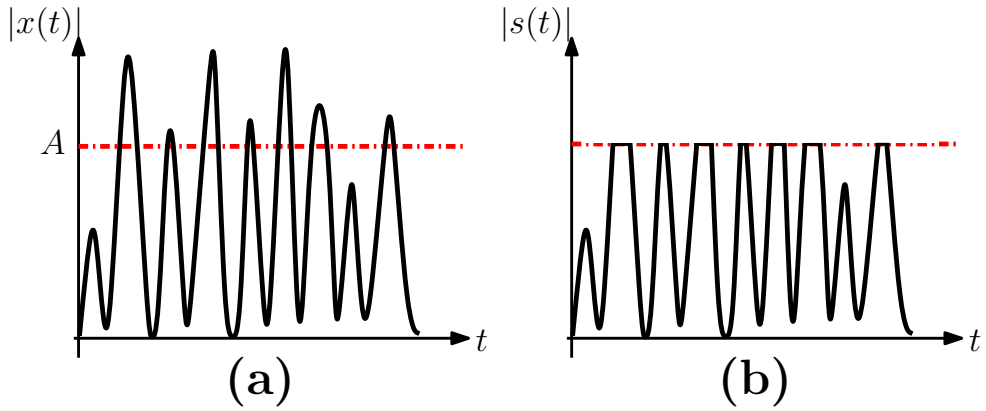


FIGURE 1.37 – Signal avec la technique Clipping (a) Avant (b) Après

En terme mathématique, il s'agit donc d'écrêter la valeur absolue du signal lorsque cette dernière dépasse le seuil A_{clip}, en gardant la même phase, telle que :

$$s(t) = \begin{cases} x(t) & |x(t)| \leq A \\ A\, e^{j\phi(x(t))} & |x(t)| > A \end{cases} \tag{1.40}$$

avec $s(t)$ le signal résultant et $\phi(x(t))$ la phase du signal $x(t)$.

Malgré sa simplicité d'utilisation, l'écrêtage appliqué par la technique clipping, provoque des distorsions au niveau du signal, considérées comme une source supplémentaire de bruit non-linéaire, ce qui dégrade le TEB [52]. Pour résoudre ce problème une extension de la technique clipping est présentée dans la littérature nommée clipping-filtering. Cette technique consiste à filtrer le signal obtenu après le clipping, en utilisant un filtre (LPF : Low-Pass Filter) dans le but de réduire le bruit généré lors de la réduction du PAPR.

La technique "TR" (Tone Reservation) : Cette technique a été présentée pour la première fois par J. Tellado [29]. Elle consiste à ajouter un signal de correction $s_{cor}(t)$ permettant la réduction du PAPR du signal OFDM $x(t)$ tel que :

$$PAPR(x(t) + s_{cor}(t)) < PAPR(x(t)) \tag{1.41}$$

Le signal de correction $s_{cor}(t)$ sera calculé en utilisant des méthodes d'optimisation [29][53][54][55] puis ajouté au signal original (Figure (1.38)). Ceci revient donc à déplacer les points modulés du symbole OFDM d'un écart qui permet l'obtention d'un signal temporel avec un PAPR plus réduit.

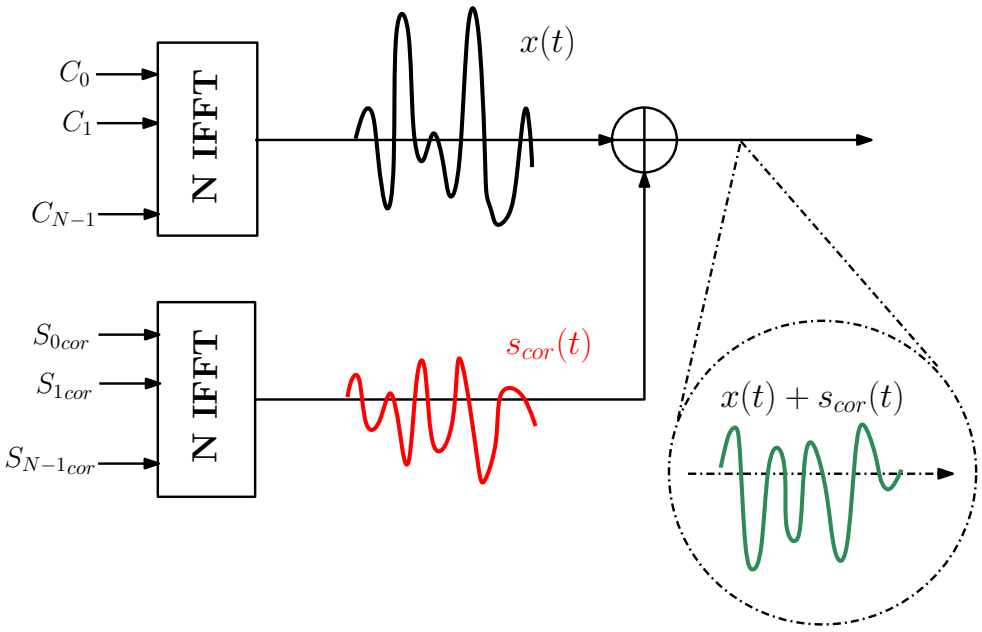


FIGURE 1.38 – Principe de la TR

Plusieurs travaux, ont été menés pour développer et améliorer les performances de cette technique [56][57][58][59] :

— Réduction de la dégradation du débit par l'utilisation des sous-porteuses nulles disponibles dans la plupart des standards de communication. Ceci évite la transmission du signal de correction sur les sous-porteuses dédiées aux données, et permet de diminuer ainsi la dégradation du débit et assure la compatibilité descendante de la méthode. Les sous-porteuses nulles ayant pour rôle principal de contenir le spectre du signal dans le masque du standard, cette méthode aboutit à un élargissement systématique de la réponse fréquentielle. Dans [60], l'application de cette méthode a permis d'obtenir un gain de PAPR de $4,5\,\text{dB}$ qui correspond à une amélioration de 9 % de rendement, sur les signaux WLAN tout en répondant aux spécifications fréquentielles du standard.

— Utilisation de techniques d'optimisation plus performantes que le gradient standard qui permettent d'accélérer la recherche de l'optimum, comme les algorithmes qu'on retrouve dans [60]. Cependant, l'implémentation de ces algorithmes est complexe.

La technique "ACE" (Active Constellation Extension) :

La technique "Active Constellation Extension" (ACE) est une technique d'ajout de signal qui était proposée par A. Gatherer et M. Polley dans [61] pour la réduction du PAPR. Son principe est d'étendre les points de la constellation originale afin que le signal résultat soit de faible PAPR. Contrairement à la TR, l'ACE utilise les sous-porteuses de données pour transmettre le signal de réduction du PAPR, afin d'éviter la dégradation du TEB. À la réception, le signal sera récupéré en utilisant le concept de "région admissible" en fonction de la constellation utilisée (voir la Figure (1.39)) [62], [63]. Chaque symbole $(x(t)+s_{cor}(t))$ doit donc respecter sa zone de décision pour qu'à la démodulation, le symbole reçu puisse être estimé en utilisant le critère du maximum de vraisemblance.

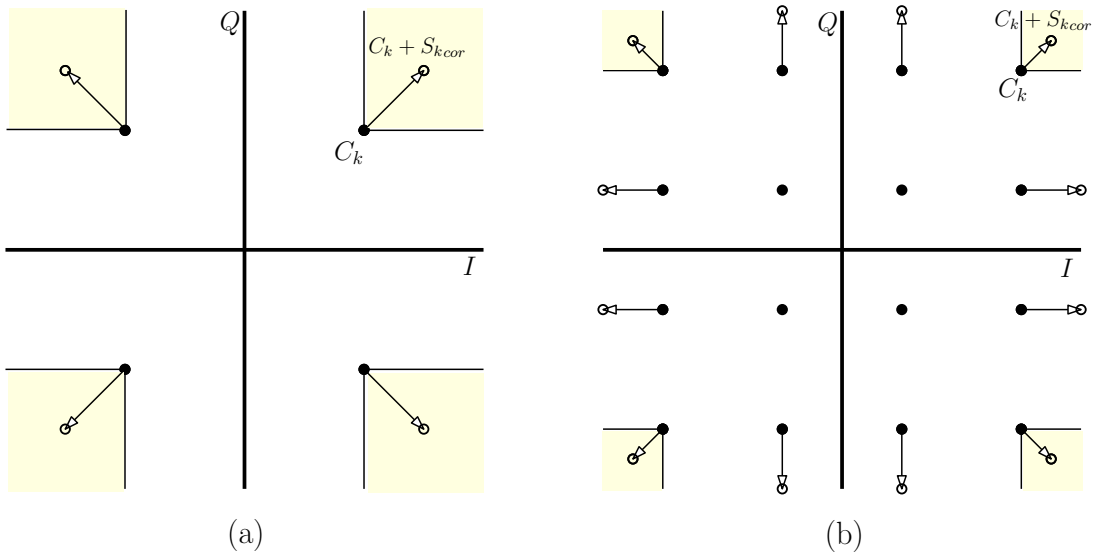


FIGURE 1.39 – "Régions admissibles" pour les constellations (a) 4-QAM (b) 16-QAM

L'ACE sous toutes ses variantes [64][65], présente une très faible réduction du PAPR dans le cas des modulations numériques à grand nombre d'états (M>16) à cause de la limitation des régions admissibles. En d'autres termes, cela conduit à une limitation du nombre de possibilités pour l'ajout du signal de réduction. Aussi, elle présente une augmentation de la puissance moyenne du signal à transmettre. Ceci est un critère important lorsqu'on utilise les méthodes d'ajout du signal.

1.4.2 Les techniques de codage

Les techniques de codage sont des techniques très connues dans la littérature et utilisées généralement pour améliorer la qualité de transmission des systèmes de communication. Elles ont été appliquées pour la réduction du PAPR pour la première fois par J. Wilkinson dans [66], qui propose l'utilisation du codage en bloc dans un objectif d'exploiter la redondance introduite, non seulement dans la correction d'erreurs, mais également en tant que moyen pour réduire le PAPR. La Figure (1.40) présente le principe général avec un bloc permettant la sélection du codage permettant pour obtenir le PAPR le plus faible.

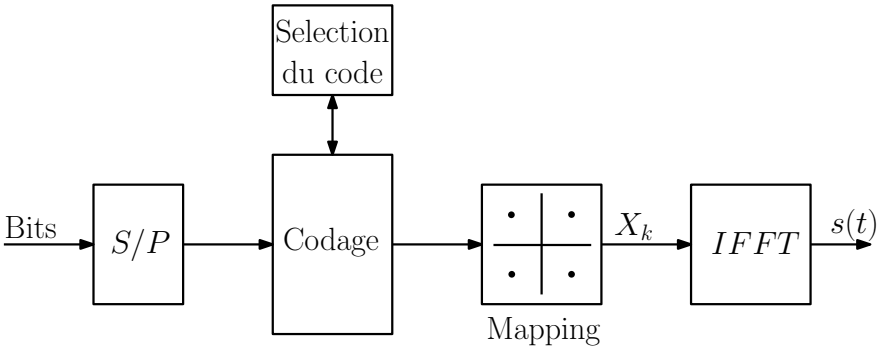


FIGURE 1.40 – Schéma conceptuel d'un système de réduction du PAPR par codage

On peut aussi citer la technique du treillis Shaping présentée par H. Ochiai dans [67], où il propose un nouveau schéma de codage pour la réduction de la puissance moyenne et du PAPR dans les modulations OFDM. Cette technique est basée sur l'utilisation des bits de mise en forme (Shaping bits), qui sont générés en dépendance avec la séquence de données à l'entrée du shaping et au treillis du code convolutif utilisé.

1.4.3 Les techniques probabilistes

Les techniques probabilistes sont des techniques qui utilisent initialement le principe combinatoire afin de générer plusieurs possibilités, parmi lesquelles sera sélectionnée celle qui donne le plus faible PAPR. Elles sont aussi dites techniques adaptatives, pour leur processus d'adaptation en fonction de chaque symbole OFDM afin de fournir un PAPR aussi faible que possible. Parmi ces techniques en peut citer les techniques SLM et PTS :

La technique Selected Mapping (SLM) :

La technique SLM repose sur l'idée de mapper le vecteur de données $X_n = [C_0 C_1 \cdots C_{N-1}]$ de telle manière à générer plusieurs ensembles de signaux suffisamment différents, puis à sélectionner le plus favorable pour la transmission. Son principe est présenté dans la Figure (1.41), où les différents blocs candidats sont obtenus par la multiplication de la séquence de données issues de la modulation numérique, par Q différentes séquences de phases pseudo-aléatoires $b_q = [e^{j\psi_q^0}\, e^{j\psi_q^1} \cdots e^{j\psi_q^{N-1}}]$. Après la modulation OFDM, on procède à la sélection de la séquence qui présente le plus faible PAPR en utilisant un bloc de sélection à la sortie [68][69].

Cette technique présente de meilleures performances en terme de réduction du PAPR avec l'inconvénient majeur de la transmission d'une information complémentaire (SI : side information) au récepteur. Cette information doit être parfaitement transmise car elle est relative au vecteur de phase utilisé pour permettre la démodulation et la reconstruction des données. H. Breiling a proposé une solution à ce problème dans [70], en présentant une nouvelle version de la technique SLM nommée "SLM Blind". Un autre inconvénient est le nombre de calculs et d'opérations pour la sélection de la séquence optimale.

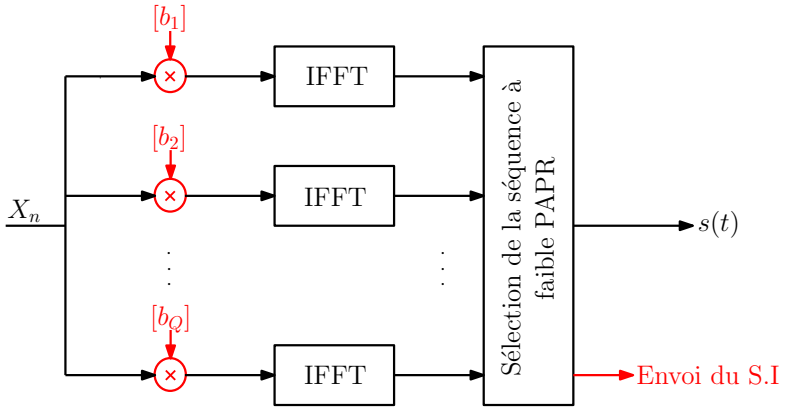


FIGURE 1.41 – Schéma bloc de la technique "Selected Mapping"

La technique Partial Transmit Sequences (PTS) :

Cette technique s'inscrit dans la continuité de la technique SLM. Elle a été présentée par S.H Muller et J.B. Huber dans [70][71] et consiste à tronquer la séquence des données de N sous-porteuses en M blocs disjoints de N/M sous-porteuses (Figure (1.42)). Chaque bloc sera pondéré par un vecteur ϕ de v phases après l'opération de l'IFFT pour former le signal avec le plus faible PAPR.

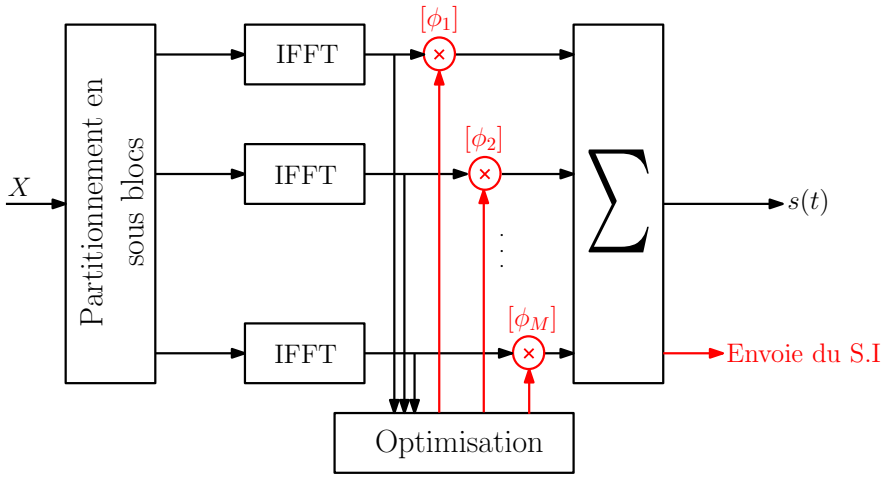


FIGURE 1.42 – Schéma bloc de la technique "Partial Transmit Sequences"

Malgré ces performances en terme de réduction du PAPR, la PTS présente plusieurs inconvénients tels que la complexité de calcul qui augmente avec le nombre de sous-porteuses, de phase et de blocs utilisés. En effet le nombre de combinaisons est égal v^M et dépend donc du nombre de blocs créés et du nombre de phases utilisées par chaque vecteur de pondération. Comme la méthode SLM, l'inconvénient reste toujours la transmission du SI afin que le récepteur puisse identifier la séquence optimale en terme de PAPR.

1.4.4 Classification des techniques

Après avoir passé en revue plusieurs techniques, il est possible désormais de les classifier également en fonction des paramètres suivants :

- **Compatibilité descendante :** La compatibilité descendante est un paramètre qui s'énonce de la façon suivante : on dit qu'une technique de réduction du PAPR est à compatibilité descendante, si elle ne nécessite aucune modification au niveau du récepteur. Il n'y aura pas de compatibilité descendante dans le cas contraire. Par exemple, pour le cas des deux techniques TR et ACE, le signal ajouté à l'émission, utilisé pour la réduction du PAPR n'implique pas de traitement spécifique à la réception. Ceci n'est pas le cas pour les techniques probabilistes et de codage, qui nécessitent l'application de fonctions inverses à la réception pour le cas des techniques de codage, ou la transmission du $S.I$ dans le cas des techniques probabilistes.
- **Dégradation du TEB :** Dans certaines techniques, la réduction du PAPR provoque la génération de distorsions au niveau de la bande utile du signal, c'est le cas des techniques de distorsion (exemple : technique du clipping). En effet l'écrêtage du signal résulte une perte des données, ce qui dégrade le TEB.
- **Diminution du débit utile :** comme précisé précédemment, dans le cas des techniques SLM et PTS, le récepteur a besoin d'informations sur les vecteurs de pondération utilisés pour la réduction du PAPR. Ceci nécessite la transmission d'une information complémentaire ($S.I$), ce qui diminuera le débit utile de la transmission.
- **Complexité :** La complexité est un paramètre très important pour la conception des techniques de réduction du PAPR. Il est très important pour certaines applications pratiques de type "temps réel", où la complexité des algorithmes mis en œuvre doit être bien évaluée.

À partir de ces paramètres, il est possible de classifier les différentes techniques de réduction du PAPR selon la Figure (1.43). Cette classification n'est bien sûr pas unique [28] et résulte des critères énumérés précédemment.

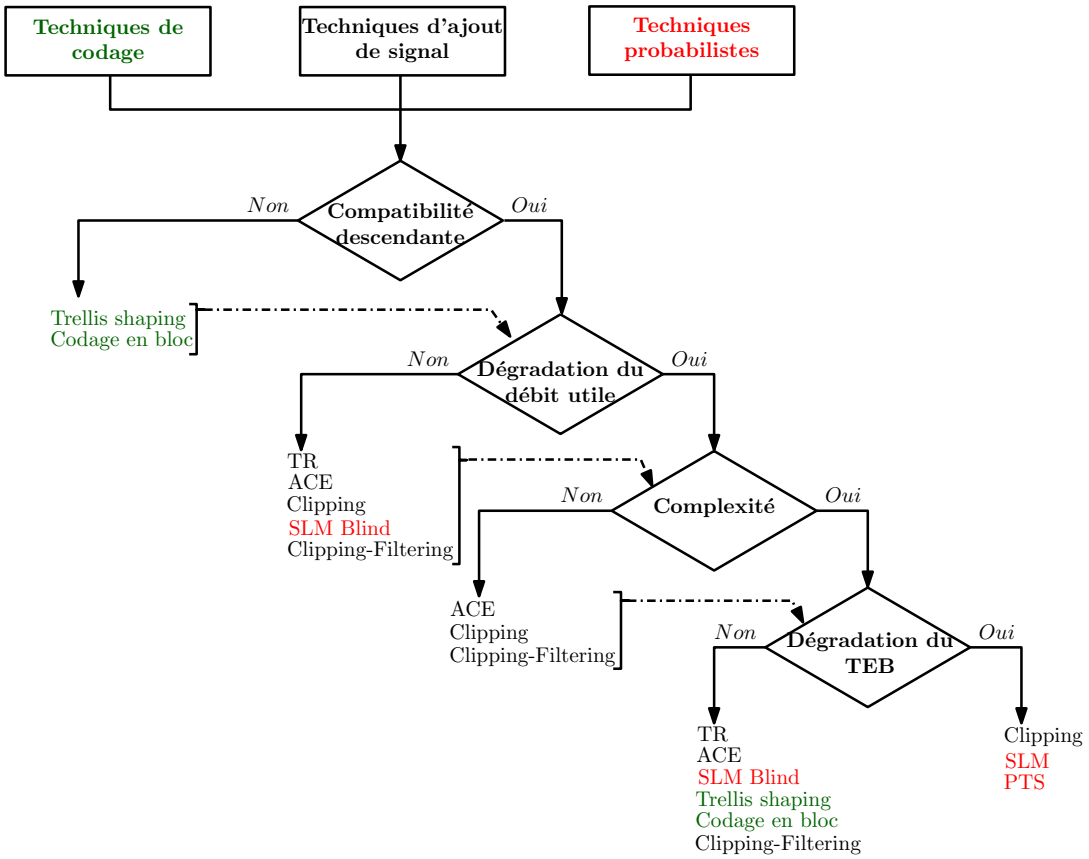


FIGURE 1.43 – Classification générale des techniques de réduction du PAPR

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principales caractéristiques d'une chaîne de communication sans-fil et ses différents éléments analogiques et numériques. Nous avons donné les différents traitements appliqués à l'émetteur pour l'obtention du signal à transmettre. Aussi, nous avons présenté les différentes sources de distorsions qui affectent le signal lors de la transmission. Parmi ces sources, nous nous sommes focalisés sur l'amplificateur de puissance qui est un élément critique en terme de consommation et non-linéarités dans la chaîne de communication. Le compromis linéarité/rendement est un axe de travail très important dans cette thèse.

Les non-linéarités statiques et dynamiques de l'amplificateur de puissance sont considérées comme une source importante de dégradation des performances du système d'émission, plus particulièrement dans le cas des signaux à enveloppe fortement variable comme les modulateurs OFDM. Afin d'améliorer la qualité de transmission, il est nécessaire de mettre en œuvre une solution efficace pour éviter ces dégradations. Dans notre travail, nous avons choisi la solution qui consiste à appliquer des traitements sur le signal avant son amplification, en utilisant des techniques de réduction de PAPR.

Notre positionnement est donc de proposer de nouvelles techniques de réduction du PAPR qui répondent aux différents critères de classification présentés précédemment, toujours dans le but de fournir la meilleure qualité de service ou encore la maintenir dans certains cas. Les méthodes de réduction du PAPR sont principalement basées sur l'utilisation des éléments les plus proches du système OFDM. La méthode TR par exemple utilise, par voie de retour, les sous-porteuses libres pour générer le signal de correction. La SLM et la PTS s'appuient sur un choix judicieux parmi plusieurs signaux issus du modulateur OFDM pour en extraire celui qui présente le PAPR le plus faible. Le premier objectif de cette thèse est de prendre exemple sur la technique SLM pour proposer un nouveau dispositif pour la réduction du PAPR. Les améliorations sont détaillées par la suite et seront évaluéespar simulation et en expérimentation avec le standard WLAN

Chapitre 2

Optimisation des performances de la technique d'entrelacement pour la réduction du PAPR

2.1 Introduction :

Les fortes fluctuations d'enveloppe des signaux OFDM ont une grande influence sur les performances des dispositifs non-linéaires du front-end RF, principalement l'amplificateur de puissance. Ce dernier est présenté comme étant l'élément le plus critique dans une chaîne de communication, en matière de consommation d'énergie et de non-linéarités [36]. Toutefois, il est possible d'utiliser l'amplificateur de puissance dans sa zone linéaire afin d'éviter les distorsions au prix d'une dégradation du bilan énergétique du système.

Comme présenté au chapitre précédent, une des solutions possibles est la réduction du PAPR afin de limiter le recul en puissance et rendre le signal invulnérable aux non-linéarités de l'amplificateur. Dans cette partie, on se focalise sur les techniques probabilistes, principalement la technique SLM [68], qui présente des bonnes performances en terme de réduction du PAPR. Les inconvénients sont la nécessité de transmission d'informations auxiliaires (S.I : Side information) et le volume de calcul. Pour remédier à ces problèmes, diverses solutions ont été proposées dans la littérature telles que : SLM Blind [70], SLM with coding scheme [72], etc. L'objectif de cette partie est de proposer une version optimisée de la technique SLM qui devrait répondre aux différentes spécifications des systèmes de communication sans-fil.

Ce chapitre sera organisé comme suit : dans un premier temps, le principe de la technique SLM sera détaillé avec ses avantages, ses inconvénients et les solutions proposées dans la littérature. Ensuite, la technique élaborée dans le cadre de cette thèse sera abordée et développée. On détaillera le principe appliqué, ses avantages, est une évaluation réalisée par simulation. Enfin une étude expérimentale sera présentée afin de valider les résultats de simulation.

2.2 Analyse et étude de la technique SLM

La technique SLM fait partie des techniques de rotation de phase qui visent à modifier la phase des symboles de sous-porteuses avant la modulation OFDM, afin de diminuer leur PAPR. Elle a été présentée en détail pour la première fois par R.W. Bauml dans [69]. Le concept est le suivant : à partir d'un symbole OFDM donné, Q autres symboles sont générés ${S_n}^q$, q de 1 à Q, statistiquement indépendants, véhiculant la même information, pour sélectionner la séquence avec le PAPR le plus faible pour la transmission.

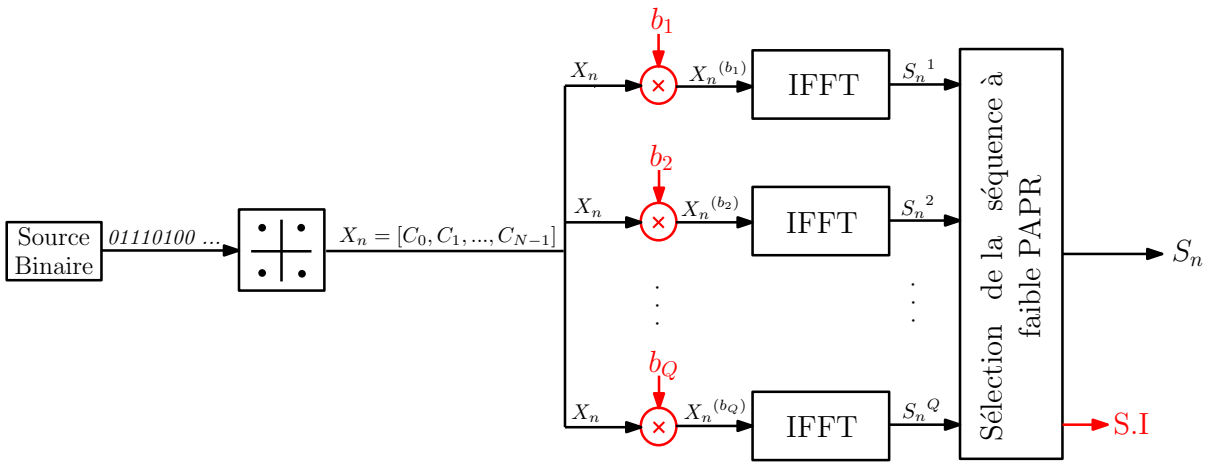


FIGURE 2.1 – Schéma bloc de la technique SLM pour la réduction du PAPR

Comme illustré sur la Figure (2.1), les Q séquences OFDM sont générées par une multiplication élément par élément de X_n par Q différentes séquences de phases pseudo-aléatoires $b_q = [e^{j\psi_q(0)}\, e^{j\psi_q(1)} \ \ldots \ e^{j\psi_q(N-1)}]$. En sortie, chaque élément du nouveau symbole OFDM, noté $X_n^{(b_q)}$, sera calculé comme suit :

$$\begin{aligned} X_n^{(b_q)}(k) &= X_n(k) \cdot b_q(k) \\ &= C_k \cdot e^{j\psi_q(k)} \end{aligned} \tag{2.1}$$

avec $k = 0 \cdots N-1$.

En pratique, les phases $\psi_q(k)$ ne sont pas aléatoires et sont choisies multiples de $\pi/2$ afin d'obtenir les séquences $X_n^{b_q}$ à partir de X_n par une simple inversion des symboles modulés et éviter ainsi toute multiplication. Ceci réduit la complexité du système.

Chaque bloc a une longueur N et transmet les mêmes informations que la séquence de données d'origine X_n et ce dernier est donc inclus dans l'ensemble des blocs candidats. L'application de l'IFFT sur chaque nouveau bloc ${X_n}^{(b_q)}$ peut s'écrire sous la forme :

$$S_n^q = \sum_{k=0}^{N-1} C_k \, e^{j\left(2\pi n \frac{k}{N} + \psi_q(k)\right)} \tag{2.2}$$

Le signal résultant est caractérisé par le PAPR, déduit de la formule suivante :

$$PAPR_{q_{\mathrm{dB}}} = 10.\log_{10}\left(\frac{\underset{0\leq n\leq N-1}{max}\ |S_n^q|^2}{E\left[|S_n^q|^2\right]}\right), \qquad q = 1, 2, ..., Q \tag{2.3}$$

Les PAPR de chaque séquence étant disponible, un bloc de sélection est inséré pour choisir la séquence qui présente le plus petit (Figure (2.1)) tel que :

$$S_n = S_n^q \qquad \text{avec : } \arg\min(PAPR)_{1\leq q\leq Q} = PAPR_q \tag{2.4}$$

Pour que le récepteur puisse récupérer la séquence de données originale, les informations (index q) relatives à la séquence de phases sélectionnées b_q, doivent être transmises sous forme d'informations auxiliaires (S.I), ce qui nécessite $\log_2(Q)$ bits d'information pour chaque séquence. Le choix du nombre Q de séquences est donc important et doit répondre au compromis complexité du système et capacité de réduction du PAPR.

Ce concept de rotation de phase peut-être aussi réalisé sous deux formes : la première consiste à appliquer un entrelacement aléatoire sur la séquence de données comme proposé dans [72] et la deuxième par l'utilisation des séquences de Walsh ou Hadamard comme suggéré dans [73]. Toutes ces propositions, permettent de réduire le PAPR à un niveau significatif d'environ 5 dB. Il reste cependant des points critiques à prendre en considération, tels que :

— La transmission de l'information auxiliaire (S.I) sur un nombre de bits qui croit avec l'augmentation du nombre de possibilités Q, ce qui aura un effet sur le débit du signal.

— La protection indispensable de l'information auxiliaire contre les effets du canal de transmission qui peut introduire des erreurs, et par conséquent des problèmes lors de la reconstruction du signal de données au niveau du récepteur.

— La complexité de calcul, généralement liée à la génération des séquences S_n^q. Étant donné que cette opération implique l'utilisation de Q IFFT blocs, pour assurer la transformation de toutes les séquences candidates en domaine temporel.

Plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature pour remédier à ces problèmes, parmi lesquelles on peut citer la SLM-Blind qui est présentée sous plusieurs formats et destinée à résoudre le problème de la sécurisation du S.I. Par exemple, dans [70][74] les auteurs proposent un nouveau schéma, pour la technique SLM, basé sur l'utilisation d'un bloc de brouillage constitué d'un registre à décalage avec D mémoires et comportant une branche de retour. Ce bloc fonctionne en utilisant des étiquettes a_q contenant du S.I, générées et concaténées avec la séquence de données B^q (insérée comme préfixe), pour mener le bloc de brouillage à des états différents de l'état initial. En sortie, les séquences B^q seront codées, entrelacées, modulées et transformées dans le domaine temporel afin de sélectionner la séquence ${S_n}^q$ qui présente le plus faible PAPR (Fig. (2.2. a)). Les deux blocs de codage et d'entrelacement sont des blocs optionnels exploités pour coder et protéger les S.I contre les erreurs du canal de transmission.

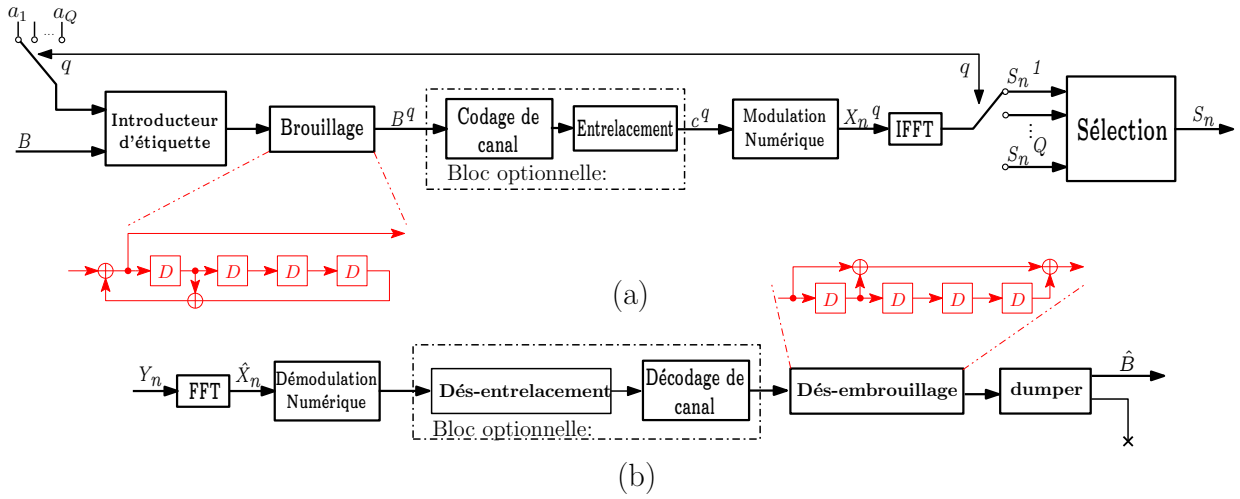


FIGURE 2.2 – Schéma Bloc de la technique SLM-Blind avec brouillage (a) Émetteur (b) Récepteur

Au récepteur (Figure (2.2. b)), la séquence reçue Y_n sera démodulée, désentrelacée, décodée et dés-embrouillée en effectuant l'opération inverse du bloc de brouillage avec le même principe qui se base sur l'utilisation de registres à décalage, lié à une branche de prédiction. Si aucune erreur de transmission ne s'est produite, la sortie du dés-embrouillage est un vecteur concaténé qui contient la séquence de données transmises et le préfixe d'étiquette qui sera à la suite supprimé pour ne conserver que la séquence de données originale $\hat{B}$. Cette solution présente une complexité de plus par rapport à la version initiale, causée par les blocs supplémentaires ajoutés, avec une légère amélioration des performances du système. D'autres solutions proposent l'utilisation des sous-porteuses pilotes pour transmettre les S.I comme dans [75]. Cette solution influence le rôle des sous-porteuses pilotes destinées généralement à l'égalisation et/ou à la synchronisation.

Ci-dessus, nous avons décrit le principe de la technique SLM, ses avantages, ses inconvénients et les solutions apportées dans la littérature pour améliorer ses performances. Mais malgré ces résultats, elle reste toujours moins fiable pour répondre aux besoins et aboutir aux résultats souhaités en termes de réduction du PAPR et de complexité. Afin de contourner ces problèmes, nous allons présenter dans la suite une nouvelle version basée sur l'utilisation de l'entrelacement comme bloc de rotation de phase, selon le même principe que dans [72, 76], mais avec moins de complexité de calcul par rapport à la version initiale.

2.3 Présentation de la technique d'entrelacement

Généralement utilisée pour le codage, la technique d'entrelacement a pour rôle de lutter contre les erreurs en rafales et d'augmenter la capacité de correction du décodeur comme présenté dans le chapitre 1. Elle a été proposée comme une technique de réduction du PAPR pour la première fois par Jayalath dans [77]. Plus précisément, il a été proposé d'utiliser l'entrelacement à la place du bloc de rotation de phase pour la génération des

séquences candidates, avant leur transformation dans le domaine temporel.

L'idée est de permuter la séquence de données avec l'utilisation d'un entrelacement par bit (avant modulation numérique) ou par symbole (après modulation numérique) de type aléatoire, afin de générer les séquences candidates.

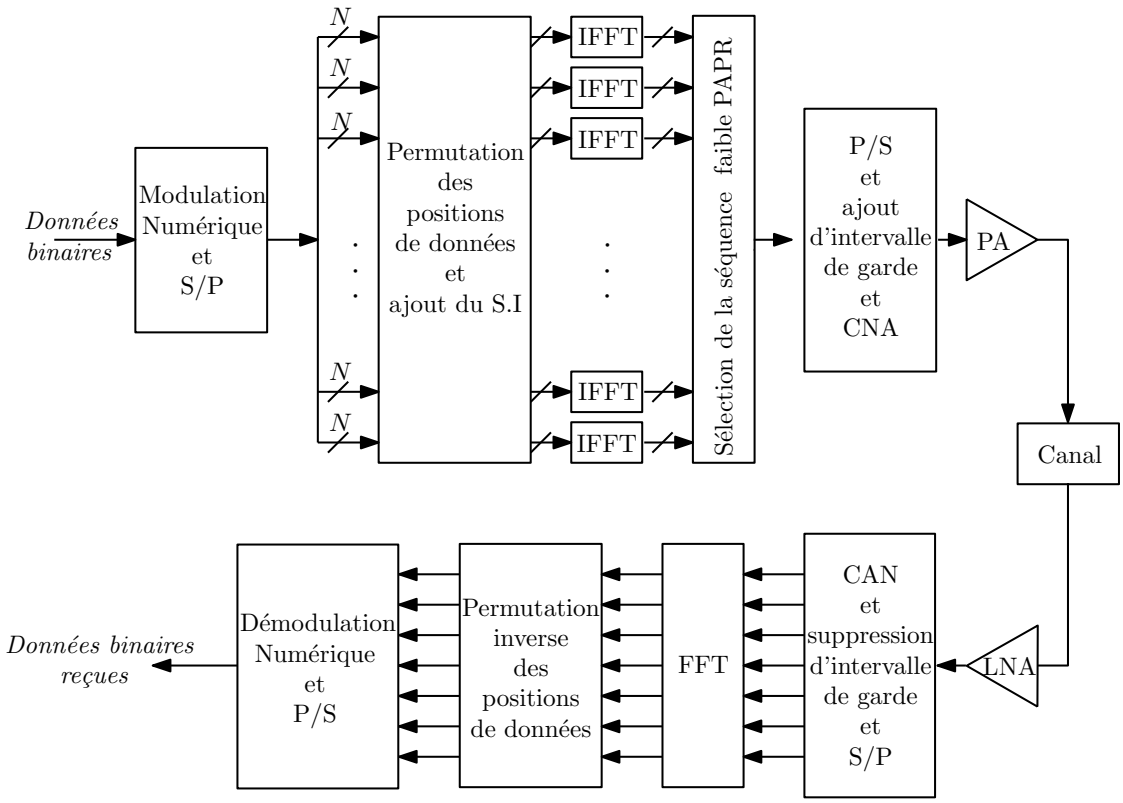


FIGURE 2.3 – Schéma Bloc de la technique SLM avec entrelacement

Par la suite, d'autres travaux ont été présentés dans [72] où l'auteur présente une combinaison des deux techniques SLM et entrelacement pour la génération des séquences candidates.

Dans ces travaux, la séquence de données après modulation numérique est dupliquée en plusieurs copies, avant d'être introduite dans un bloc de permutation, comme le montre la Figure (2.3). Ce bloc a pour rôle de permuter les symboles de chaque duplicata pour générer les $(m-1)!$ possibilités d'entrelacement (avec m étant le nombre de blocs à permuter). Ces séquences seront par la suite transformées dans le domaine temporel.

En effet, avant l'application de l'entrelacement, les symboles de données $X = [C_0, C_1, \cdots, C_{N-1}]$ issus de la modulation numérique QAM seront tout d'abord répartis sur m blocs de taille $L = N/m$.

L'implémentation de cette permutation peut suivre plusieurs principes. Par exemple, on peut utiliser l'opération modulo qui permet de mettre dans le même vecteur tous les symboles du même reste. On définit donc le reste r de la division entière des positions originales des symboles C_k sur le nombre de blocs m, tel que : $r = \mathrm{mod}(k, m)$.

Ainsi, chaque bloc résultant représentera un ensemble de symboles qui ont la même valeur de r. À titre d'exemple, pour un nombre de sous-porteuses $N = 16$ et un nombre de blocs $m = 4$, on obtiendra 4 blocs (ou vecteur X_i) de taille $L = 4$ avec des symboles répartis selon la Figure (2.4).

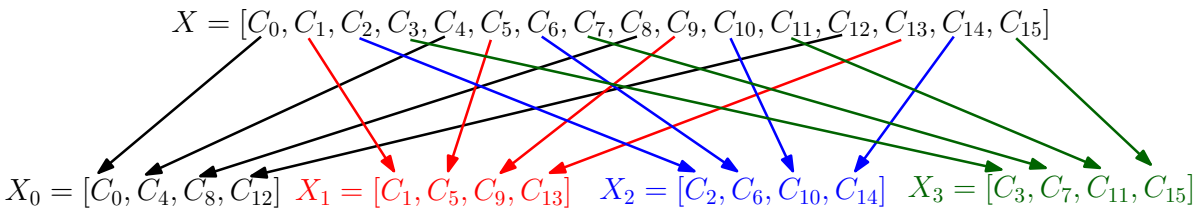


FIGURE 2.4 – Répartition des symboles modulés selon le reste r pour $N = 16$ et $m = 4$

où X_0 représente l'ensemble des symboles pour $r = 0$, X_1 pour $r = 1$, X_2 pour $r = 2$ et X_3 pour $r = 3$.

Une fois les 4 blocs X_i formés, il seront par la suite permutés par un bloc d'entrelacement de $m\,! = 4!$ =24 branches, afin de générer les séquences. Rappelons que l'objectif de cette méthode est d'obtenir plusieurs séquences avec différents PAPR, pour les mêmes données binaires. Pour cela, on procédera donc à une permutation des blocs X_i.

Dans [72], et pour obtenir le minimum de possibilités et en raison du décalage circulaire de l'IFFT pour les signaux sinusoïdaux, les auteurs ont fixé pour toutes les séquences le premier bloc à X_0. Pour les 3 blocs restants, une permutation selon la table (2.3) est réalisée, de telle façon à obtenir 6 séquences uniquement.

Bloc 1	Bloc 2	Bloc 3	Bloc 4
X_0	X_2	X_1	X_3
X_0	X_2	X_3	X_1
X_0	X_1	X_2	X_3
X_0	X_1	X_3	X_2
X_0	X_3	X_1	X_2
X_0	X_3	X_2	X_1

TABLE 2.1 – Table de permutation proposée dans [72]

Ainsi, à partir de cette table de permutation, il y aura $(m-1)\,! = 3! = 6$ branches (au lieu de 24), qui sont données sur la Figure (2.3).

$$
\begin{array}{lcl}
T_{X_1} = [X_0, X_2, X_1, X_3] \\
T_{X_2} = [X_0, X_2, X_3, X_1] \\
T_{X_3} = [X_0, X_1, X_2, X_3] \\
T_{X_4} = [X_0, X_1, X_3, X_2] \\
T_{X_5} = [X_0, X_3, X_1, X_2] \\
T_{X_6} = [X_0, X_3, X_2, X_1]
\end{array}
\quad \Rightarrow \quad
\begin{array}{lcl}
T_{X_1} = [C_0, C_4, C_8, C_{12}, C_2, C_6, C_{10}, C_{14}, C_1, C_5, C_9, C_{13}, C_3, C_7, C_{11}, C_{15}] \\
T_{X_2} = [C_0, C_4, C_8, C_{12}, C_2, C_6, C_{10}, C_{14}, C_3, C_7, C_{11}, C_{15}, C_1, C_5, C_9, C_{13}] \\
T_{X_3} = [C_0, C_4, C_8, C_{12}, C_1, C_5, C_9, C_{13}, C_2, C_6, C_{10}, C_{14}, C_3, C_7, C_{11}, C_{15}] \\
T_{X_4} = [C_0, C_4, C_8, C_{12}, C_1, C_5, C_9, C_{13}, C_3, C_7, C_{11}, C_{15}, C_2, C_6, C_{10}, C_{14}] \\
T_{X_5} = [C_0, C_4, C_8, C_{12}, C_3, C_7, C_{11}, C_{15}, C_1, C_5, C_9, C_{13}, C_2, C_6, C_{10}, C_{14}] \\
T_{X_6} = [C_0, C_4, C_8, C_{12}, C_3, C_7, C_{11}, C_{15}, C_2, C_6, C_{10}, C_{14}, C_1, C_5, C_9, C_{13}]
\end{array}
$$

En dernière phase d'utilisation de l'entrelacement, le dernier bloc de chaque séquence est inversé avant l'application de l'IFFT. Cette version présente moins de complexité par rapport aux versions initiales des techniques SLM et d'entrelacement. Cependant, elle offre peu de gain en réduction du PAPR car l'ensemble des possibilités d'entrelacements ne sont pas exploités. Dans notre étude, on procédera à l'étude de toutes les possibilités afin de constater les performances de cette technique. Reste aussi la problématique de la transmission sécurisée des S.I. Du fait de la faible protection des S.I, ces informations deviennent vulnérables et peuvent être affectées par le bruit du canal de transmission, ce qui dégrade considérablement le TEB.

$$
\begin{array}{ll}
T_{X_1} = [X_0, X_2, X_1, -X_3] \\
T_{X_2} = [X_0, X_2, X_3, -X_1] \\
T_{X_3} = [X_0, X_1, X_2, -X_3] \\
T_{X_4} = [X_0, X_1, X_3, -X_2] \\
T_{X_5} = [X_0, X_3, X_1, -X_2] \\
T_{X_6} = [X_0, X_3, X_2, -X_1]
\end{array}
\quad \Rightarrow \quad
\begin{array}{ll}
T_{X_1} = [C_0, C_4, C_8, C_{12}, C_2, C_6, C_{10}, C_{14}, C_1, C_5, C_9, C_{13}, -C_3, -C_7, -C_{11}, -C_{15}] \\
T_{X_2} = [C_0, C_4, C_8, C_{12}, C_2, C_6, C_{10}, C_{14}, C_3, C_7, C_{11}, C_{15}, -C_1, -C_5, -C_9, -C_{13}] \\
T_{X_3} = [C_0, C_4, C_8, C_{12}, C_1, C_5, C_9, C_{13}, C_2, C_6, C_{10}, C_{14}, -C_3, -C_7, -C_{11}, -C_{15}] \\
T_{X_4} = [C_0, C_4, C_8, C_{12}, C_1, C_5, C_9, C_{13}, C_3, C_7, C_{11}, C_{15}, -C_2, -C_6, -C_{10}, -C_{14}] \\
T_{X_5} = [C_0, C_4, C_8, C_{12}, C_3, C_7, C_{11}, C_{15}, C_1, C_5, C_9, C_{13}, -C_2, -C_6, -C_{10}, -C_{14}] \\
T_{X_6} = [C_0, C_4, C_8, C_{12}, C_3, C_7, C_{11}, C_{15}, C_2, C_6, C_{10}, C_{14}, -C_1, -C_5, -C_9, -C_{13}]
\end{array}
$$

2.4 Optimisation de la technique d'entrelacement

Compte tenu des inconvénients cités précédemment, la recherche de techniques d'amélioration l'entrelacement fait l'objet de la suite de nos travaux. Notre objectif est de proposer des solutions pour la rendre plus souple en utilisation, plus adaptative au système de communication et plus efficace en termes de performances. Des modifications seront proposées sur le principe de base présenté dans [72, 77], pour améliorer le gain en réduction du PAPR et la robustesse dans la transmission des S.I, tout en garantissant les principaux critères de communications (EVM, TEB et réponse fréquentielle).

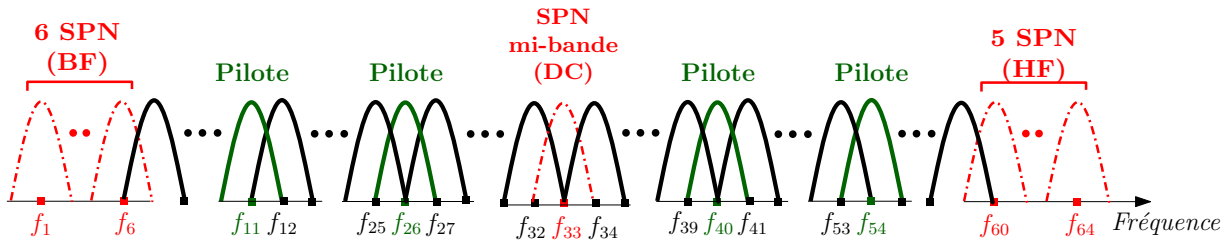
2.4.1 Standard WLAN IEEE 802.11a

Pour nos simulations, nous allons utiliser le standard IEEE 802.11a dont les caractéristiques sont présentées dans le tableau (2.2).

Paramètre	Valeur
Nombre de sous-porteuses	64 (48 data, 4 pilotes and 12 SPN)
Bande de fréquence [GHz]	5
Largeur de bande [MHz]	20
Modulation	16-QAM

TABLE 2.2 – Caractéristiques du standard IEEE 802.11a

Le standard IEEE 802.11a est une extension de la norme WLAN IEEE 802.11 [78, 79] qui adopte la technique OFDM comme modulation multi-porteuse avec un nombre de sous porteuses par symbole égal à $N = 64$, englobant 48 sous-porteuses pour la transmission des données utiles, 4 sous-porteuses réservées pour les pilotes et 12 sous-porteuses nulles (SPN) (voir la Figure (2.5)).



SPN (BF): **S**ous-**P**orteuses **N**ulles (**B**asse **F**réquence)
SPN (HF): **S**ous-**P**orteuses **N**ulles (**H**aute **F**réquence)
DC: Composante Continue

FIGURE 2.5 – Répartition des sous-porteuses OFDM dans le standard IEEE 802.11a

Les paramètres de simulation sont présentés dans le tableau (2.3).

Paramètre	Valeur
Nombre de bits [bits]	4608000
Nombre de symboles OFDM	2000
Nombre de possibilités d'entrelacement :	
Cas 1 ($m = 4$)	$4! = 24$ possibilités
Cas 2 ($m = 5$)	$5! = 120$ possibilités

TABLE 2.3 – Paramètres de simulation

La chaîne de simulation pour l'évaluation de la technique d'entrelacement est présentée dans la Figure (2.6). Elle est constituée d'une source binaire pseudo-aléatoire pour la génération des bits de données qui seront modulés en 16-QAM. La répartition avant entrelacement est réalisée sur des ensembles de $m = 4$ ou $m = 5$ blocs, pour la génération des $m!$ possibilités (24 possibilités pour $m = 4$ et 120 possibilités pour $m = 5$).

À la réception, le signal reçu est transformé dans le domaine fréquentiel, désentrelacé avec l'utilisation des S.I et démodulé afin de récupérer le signal original.

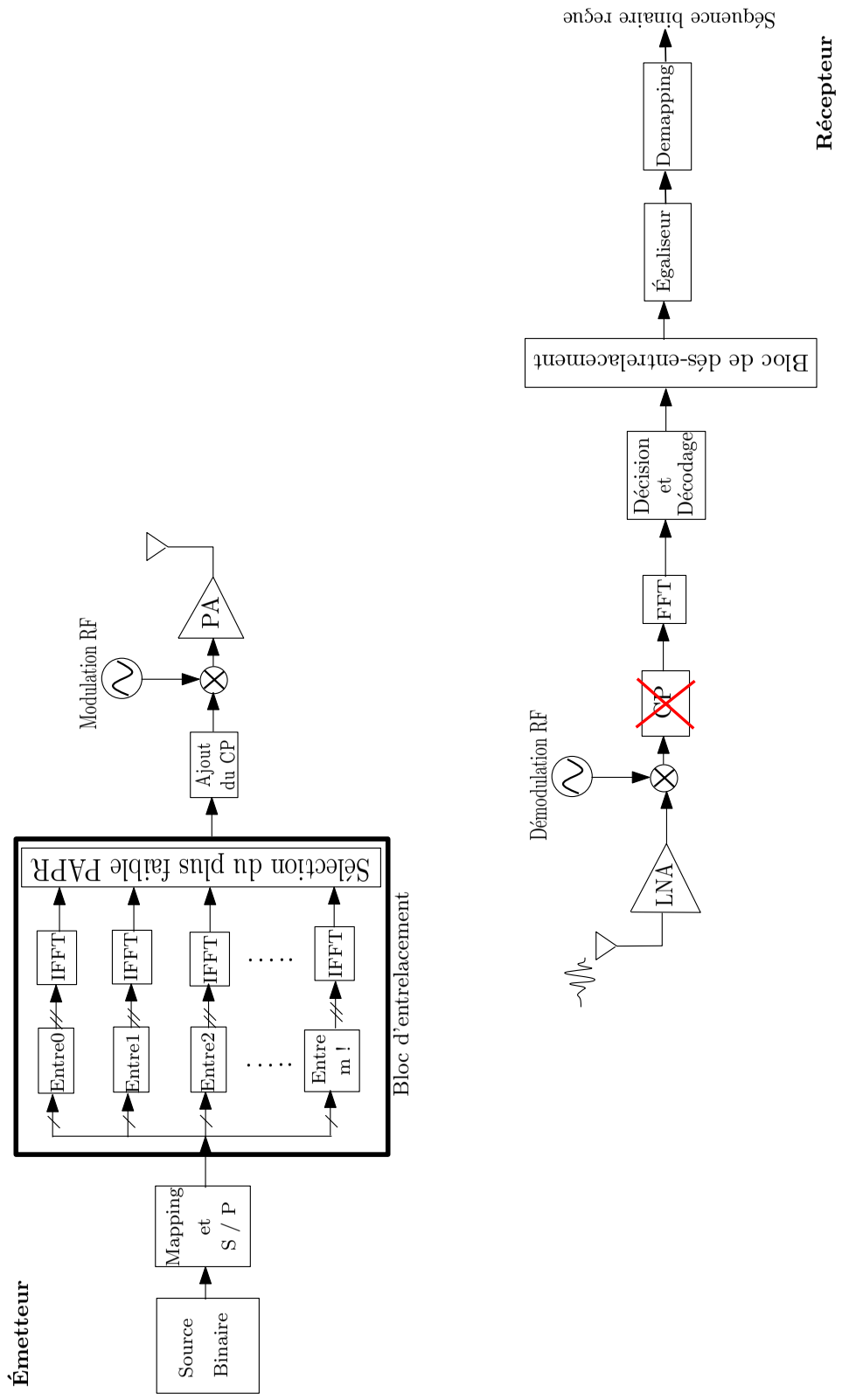


FIGURE 2.6 – Schéma de simulation de la technique d'entrelacement proposée

2.4.2 Résultats de simulation

L'objectif est d'évaluer les performances en terme de réduction du PAPR, principalement sur la CCDF. Notre première contribution pour simplifier cette technique est de réaliser un entrelacement (ligne-colonne), qui est plus simple à mettre œuvre et présente moins de complexité de calcul par rapport au type de permutation utilisé dans [72]. L'idée est d'éparpiller les symboles après modulation numérique comme le montre la Figure (2.7) qui présente un exemple d'entrelacement (ligne-colonne) d'une séquence de 16 symboles.

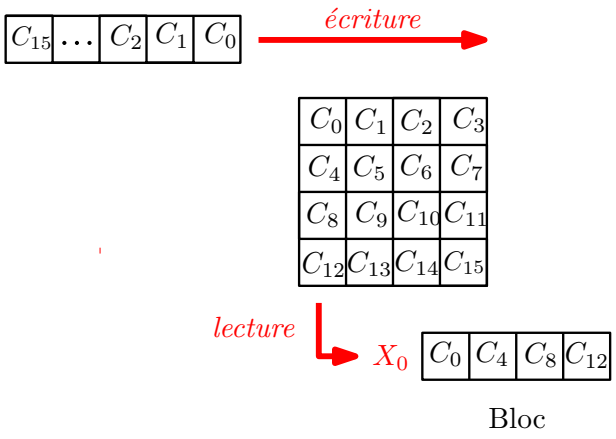


FIGURE 2.7 – Entrelacement ligne-colonne avec m=4

Les symboles seront introduits ligne par ligne dans un registre à mémoires organisées sous forme d'une matrice de taille $m \times n$, avec m le nombre de blocs à permuter et n le nombre de symboles par bloc. Dans notre exemple, la taille de la matrice est de 4×4. En sortie, les blocs de séquences sont obtenus par une lecture colonne par colonne du registre de mémoires, ce qui permet d'obtenir les mêmes blocs de séquence que dans [72], avec moins de calcul.

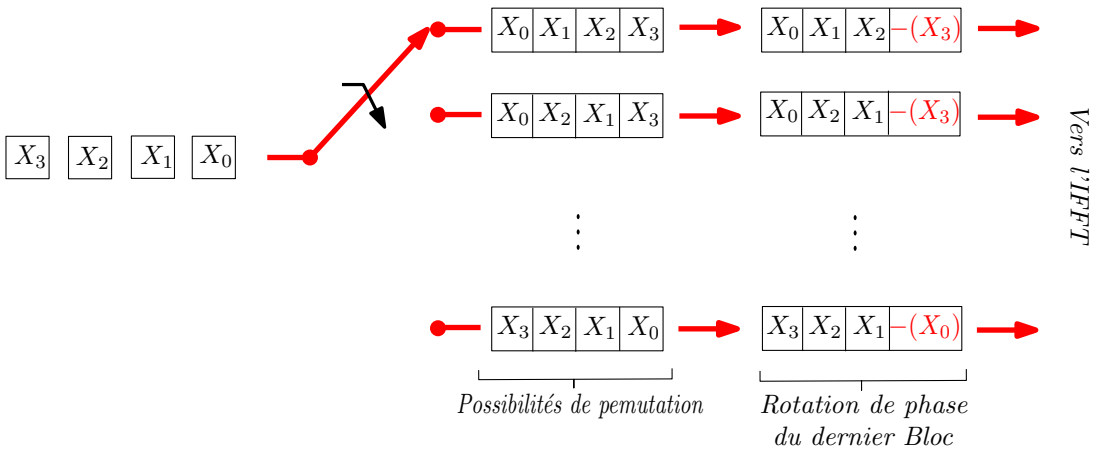


FIGURE 2.8 – Génération des séquences candidates pour m=4

Dans notre proposition, l'idée est d'utiliser la totalité des $m!$ possibilités d'entrelacement

pour une plus forte probabilité d'amélioration des performances, contrairement à ce qui était proposé dans [72].

Après simulation, nous avons tracé dans la Figure (2.9) les signaux temporels normalisés avec et sans entrelacement.

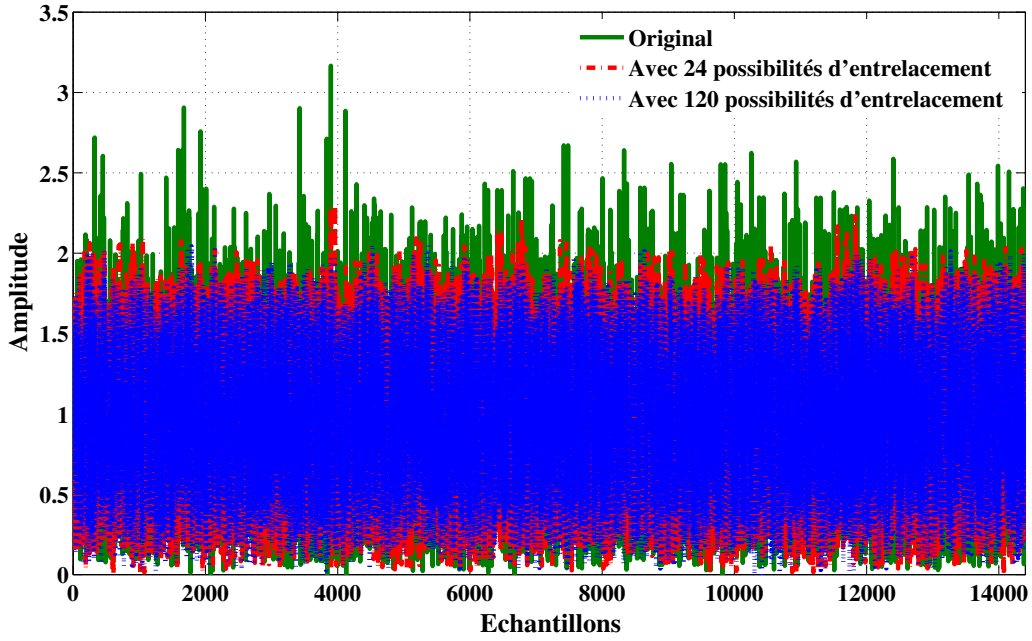


FIGURE 2.9 – Allure des signaux avec et sans réduction du PAPR

À partir de ces résultats et suite à l'application de la technique d'entrelacement, on constate une réduction du PAPR présentée sous forme d'un écrêtage des pics. Ainsi, le signal original contenant des variations instantanées très importantes, est modifié pour être compris dans un intervalle d'amplitude plus réduit. Par exemple, l'utilisation d'un entrelacement avec 120 possibilités permet d'avoir un maximum d'amplitude égal à 2.

Pour constater les effets de ce type de méthode, nous avons tracé sur la Figure (2.10) la fréquence d'apparition des échantillons en fonction de leurs amplitudes pour les trois signaux : original (courbe verte), avec 24 possibilités (courbe rouge) et 120 possibilités d'entrelacement (courbe bleue).

On peut observer sur les courbes de la Figure (2.10), une distribution de forme gaussienne pour une plage d'amplitude allant de 0 à 2, dans le cas des trois signaux. Le maximum de fréquence d'apparition est atteint pour les amplitudes de 0.6 dans le cas du signal original, 0.7 pour 24 possibilités d'entrelacement et de 1 pour 120 possibilités d'entrelacement. À noter que les deux courbes avec entrelacement sont relativement similaires. Aussi, on obtient dans le cas de 120 possibilités (courbe bleue) une fréquence d'apparition nulle pour des amplitudes supérieures à 2. Ceci s'explique par la réduction des pics d'amplitudes qui dépassent la valeur de 2 dans le cas de 120 possibilités. Un tel résultat est impossible à obtenir avec certaines techniques de réduction du PAPR, telles que le Clipping ou la TR, qui conduisent généralement à une augmentation systématique

de la puissance moyenne du signal.

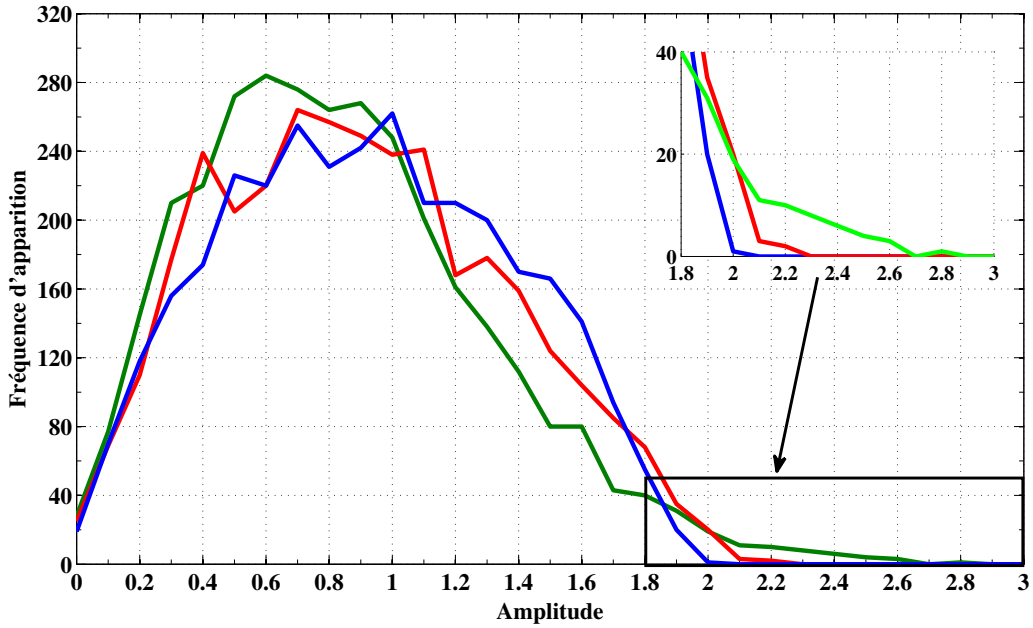


FIGURE 2.10 – Fréquence d'apparition des amplitudes du signal

Afin d'illustrer la réduction du PAPR, on présente dans la Figure (2.11) la fonction de distribution cumulative complémentaire ($CCDF$: Cumulative Complementary Distribution Function).

La CCDF est définie par le calcul des probabilités pour lesquelles le PAPR dépasse un seuil $PAPR_0$, telle que :

$$CCDF(PAPR_0) = Pr(PAPR > PAPR_0) \tag{2.5}$$

où $Pr(\cdot)$ est la fonction de probabilité.

Utilisée comme métrique statique, la CCDF permet d'obtenir des informations sur la distribution des valeurs du PAPR pour tous les symboles OFDM. La Figure (2.11) présente les courbes de CCDF obtenues avec et sans réduction du PAPR. Nous avons inséré les résultats de simulation de la technique SLM pour 4 et 5 blocs pour une meilleure comparaison avec la technique proposée.

À partir de ces courbes et d'une façon générale, on peut noter que l'augmentation du nombre de blocs améliore les performances avec une réduction du PAPR jusqu'à 5.2 dB pour un nombre de blocs $m = 5$. On peut remarquer également que la technique proposée donne de meilleurs résultats par rapport à la technique SLM, à base d'entrelacements, présentée dans [72], avec un gain de l'ordre de 2.6 et 1 dB respectivement pour $m = 4$ et 5 blocs.

Pour introduire la partie suivante qui traite du codage/décodage des informations auxiliaires sur l'entrelacement utilisé et de leurs transmission vers le récepteur, nous avons

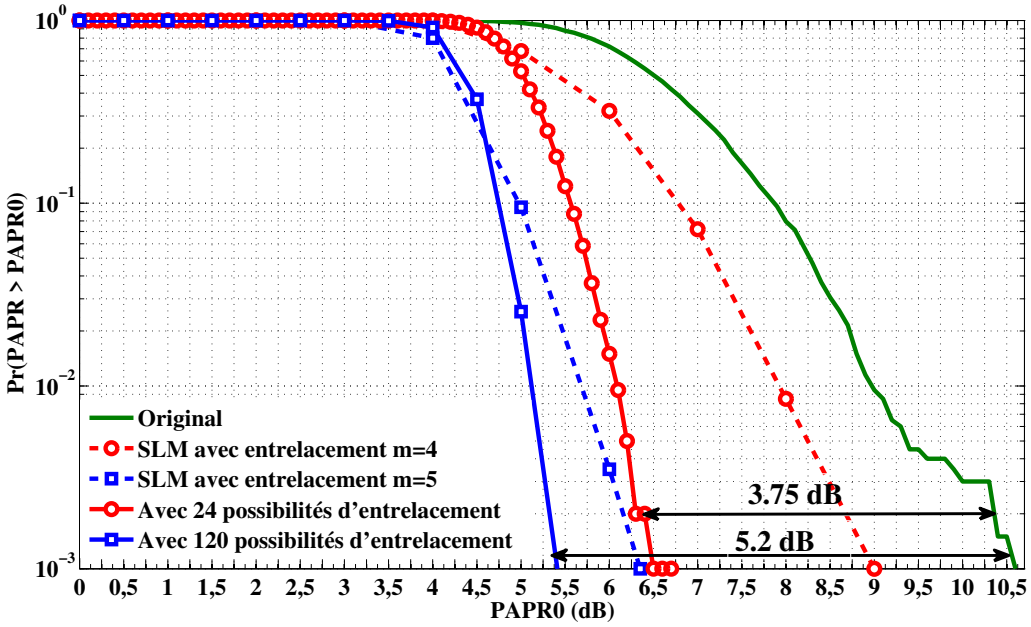


FIGURE 2.11 – CCDF avec et sans réduction du PAPR

réalisé des simulations en présence d'un canal AWGN. Ces simulations consistent à rajouter un bruit Gaussien avec différents SNR sur l'ensemble du signal temporel, et à procéder à son décodage et au calcul du TEB au récepteur. Sur la Figure (2.12), nous présentons donc en courbe verte le TEB en fonction du SNR sans entrelacement, et en courbe bleue le TEB avec entrelacement.

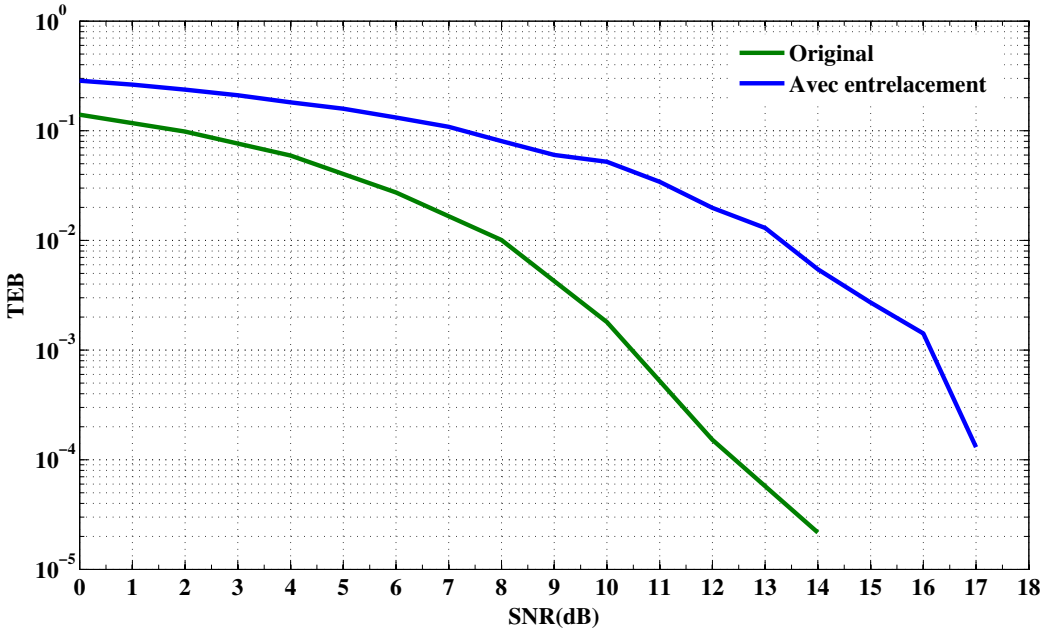


FIGURE 2.12 – Conséquences du bruit sur le TEB avec et sans entrelacement

Nous constatons une très forte dégradation du TEB avec l'application de la technique d'entrelacement, contrairement à l'original qui suit une courbe de TEB semblable à une modulation OFDM, avec un mapping des symboles de type 16-QAM. L'explication de cette dégradation est assez simple dans la mesure ou aucun dispositif de protection, des informations sur l'entrelacement utilisé, n'a été réalisée. Le décodage devient corrompu au récepteur avec l'apparition des erreurs qui affectent les S.I (Side Information). En effet, une erreur sur le code binaire de l'entrelaceur utilisé à l'émission engendrera un mauvais désentrelacement des blocs et par conséquent une dégradation significative du TEB en fonction du bruit. Cette question sera traitée dans la section suivante.

2.4.3 Transmission de l'information auxiliaire

Comme nous l'avions précisé précédemment, la transmission des S.I dans le cas des techniques de codage est un inconvénient majeur pour deux raisons :

— la dégradation de la qualité des transmissions lors d'erreurs sur les données S.I transmises. En outre, si cette transmission est erronée, toute la séquence de symboles OFDM sera perdue et une re-transmission dans ce cas sera nécessaire.

— la dégradation du débit due à l'ajout des codes d'entrelacement utilisés dans le signal à transmettre. Sans compter aussi la perte de compatibilité descendante si le dispositif introduit exige des changements majeurs au récepteur.

Dans cette partie, nous allons proposer des solutions pour pallier à ces deux problèmes.

2.4.3.1 Codage/Décodage de l'information auxiliaire

La sécurisation de l'information auxiliaire relative au code de l'entrelaceur utilisé à l'émission, que l'on appellera dans la suite de ce manuscrit clé d'entrelacement, est primordial. A l'émetteur, chaque entrelaceur sera donc codé et possédera sa propre clé d'entrelacement. Lors du choix de l'entrelaceur optimal en terme de réduction du PAPR, sa clé d'entrelacement sera envoyée au récepteur. La première idée est donc de tenter de sécuriser au maximum ces données.

Pour coder les clés d'entrelacement, nous proposons d'utiliser la modulation en deux états (comme la BPSK) qui permet une meilleure immunité lors du décodage au récepteur. Aussi, le code de chaque entrelaceur correspondra à son rang. En pratique,

— pour $m = 4$ donc 24 possibilités d'entrelacement, les clés d'entrelacement seront codés sur 5 bits,

— pour $m = 5$ donc 120 possibilités, les clés d'entrelacement seront codés sur 7 bits.

Comme le montre le tableau (2.4), chaque clé d'entrelacement est par la suite modulée en BPSK. Les points $(-X)$ et $(+X)$ correspondent à la position des points sur la constellation.

Ainsi, chaque clé d'entrelacement aura son propre code BPSK sur un nombre de $n = 5$ et 7 symboles pour 24 et 120 possibilités respectivement. Le choix des points (-X) et (+X)

se fait de telle sorte que la distance entre les deux points soit suffisamment grande pour simplifier la tâche de décision dans le bloc de démodulation BPSK.

Rang de l'entrelaceur	**Code binaire**	**Code BPSK**
Pour m=4		
0	[0 0 0 0 0]	[-X -X -X -X -X]
1	[0 0 0 0 1]	[-X -X -X -X +X]
.	.	.
.	.	.
.	.	.
23	[1 0 1 1 1]	[+X -X +X +X +X]
Pour m=5		
0	[0 0 0 0 0 0 0]	[-X -X -X -X -X -X]
1	[0 0 0 0 0 0 1]	[-X -X -X -X -X -X +X]
.	.	.
.	.	.
.	.	.
119	[1 0 1 1 1 1 1]	[+X -X +X +X +X +X +X]

TABLE 2.4 – Table de codage des clés d'entrelacement pour $m = 4$ et $m = 5$

À la réception, la clé d'entrelacement sera décodée puis transformée en code binaire. Pour retrouver la bonne clé d'entrelacement, nous avons inséré un bloc décision qui permet de minimiser les erreurs en cas de mauvaise transmission. Dans le cas de m=4 blocs par exemple, ce bloc opère une comparaison entre le code binaire reçu et l'ensemble des 24 autres codes possibles à travers des portes logiques XOR (OU Exclusif). Le code qui donnera un maximum de zeros sera retenu. Avec ce type de traitement, on écartera par exemple l'ensemble des $2^5 - 24 = 8$ codes qui ne sont pas utilisés. Aussi, comme on le montrera plus tard, on minimisera l'impact des erreurs de transmission sur les clés d'entrelacement. Ce principe est présenté sur la Figure (2.13. c).

2.4.3.2 Transmission des clés d'entrelacement via les SPN

Le choix de la méthode de transmission des clés d'entrelacement est primordial. Ce problème se pose systématiquement lorsque des informations ou des données sont rajoutées dans le signal à transmettre. Une des solutions qui a été retenue dans notre cas est la transmission des clés d'entrelacement via les sous-porteuses nulles (SPN) disponibles dans la majorité des standards de communication. En effet, les concepteurs des standards prévoient un certain nombre de sous-porteuses nulles (appelées aussi libres), situées généralement aux extrémités et en milieu de la bande, avec comme but de minimiser les interférences entre canaux adjacents causées par les remontées spectrales. Dans [55, 80] qui traitent de la méthode TRNS (Tone Reservation with Null-Subcarriers), des études sur les standards WiMax et DVB-T montrent que la transmission des symboles de correction via les SPN permet de réduire le PAPR tout en respectant les contraintes du masque

fréquentiel. On retrouve aussi la même conclusion dans les travaux de [60] sur l'utilisation des 12 SPN du standard WLAN IEEE 11a (voir la Figure 2.5).

Dans notre étude, nous proposons donc d'utiliser quelques sous-porteuses nulles (et non pas la totalité comme dans [60]) pour transmettre les clés d'entrelacement utilisées dans l'émetteur. Ainsi, et comme le montre le tableau précédent (Tab. 2.4), sur les 12 SPN du standard IEEE 801.11a, on utilisera 5 SPN pour le cas $m = 4$ et 7 SPN pour le cas $m = 5$ blocs. Ceci minimise encore plus l'impact de cette utilisation sur la réponse fréquentielle.

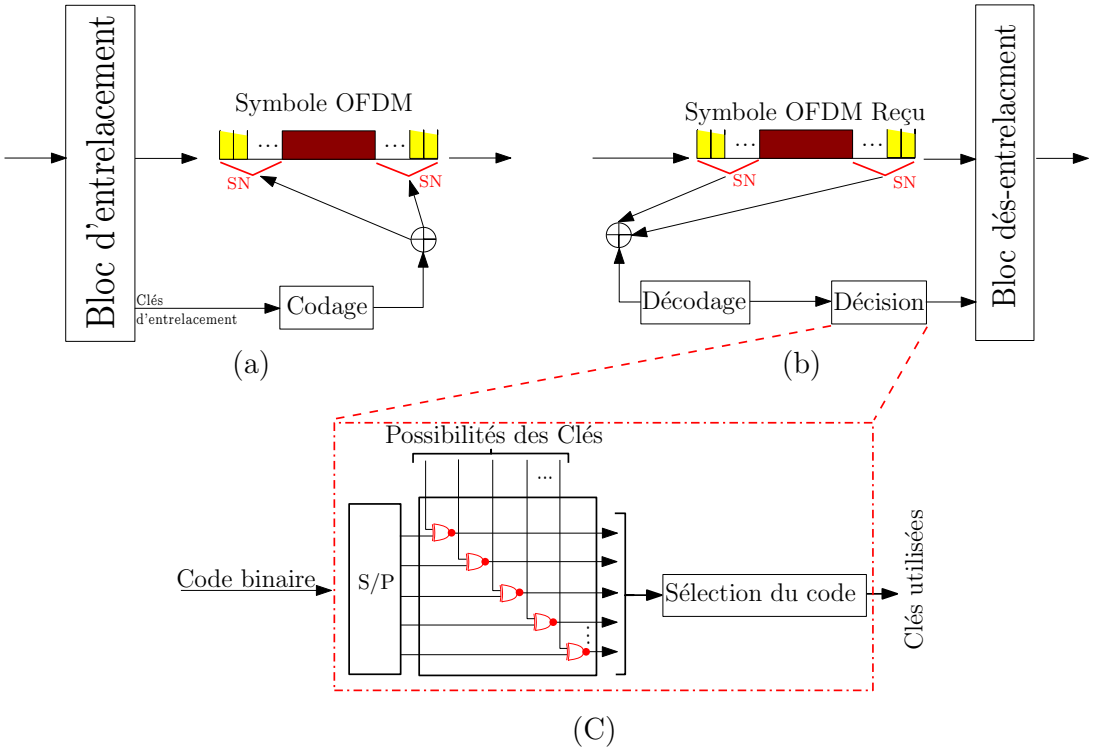


FIGURE 2.13 – Principe de la méthode (a) Émission (b) Réception (c) Schéma de décodage de la clé d'entrelacement

Pour synthétiser les techniques proposées, la Figure (2.13) montre le schéma de codage/décodage et la transmission des clés d'entrelacement via les SPN. L'algorithme présenté ci-dessous donne le principe de décodage proposé.

Variables :

$KC_r^{K_b \times 1}$: Code binaire reçu, avec K_b est le nombre de bits par mot code à la sortie du bloc série/parallèle.

$KC^{(m!) \times K_b}$: Matrice binaire de tous les codes possibles

$KC_c^{K_b \times 1}$: Code binaire correct

$R^{K_b \times (m!)}$: Matrice XOR résultante

Étape 1 : Extraire la clé d'entrelacement des SPN et conversion BPSK/binaire ($KC_r^{K_b \times 1}$)

Étape 2 : A la $k^{\text{ème}}$ itération (avec $k = 1, 2, \cdots, m!$), comparer $KC_r^{K_b \times 1}$ avec chaque ligne de la matrice des mots code KC conformément à $R[:, k] = KC_r \oplus KC[:, k]$, où $R[:, k]$ dénote la $k^{\text{ème}}$ colonne de la matrice $R^{K \times (m!)}$ et l'opération $\oplus$ présente la porte binaire XOR.

Étape 3 : Répéter l'étape 2 pour le nombre de possibilités d'entrelacement $m!$ choisi et arrêter lorsque $R[:, k]$ est un vecteur contenant que des zéros

Étape 4 : KC_c correspond à la colonne fournissant un maximum de zéros

Étape 5 : Procéder au dés-entrelacement en utilisant KC_c.

2.4.3.3 Etude de la robustesse

Afin de tester la robustesse de la technique proposée, notamment le codage/décodage des clés d'entrelacement, nous avons réalisé des simulations pour le calcul de la probabilité de décodage de la bonne clé. En pratique, et pour une séquence aléatoire de 2000 symboles OFDM transmise via un canal bruité, on trace la probabilité de réception de la bonne clé d'entrelacement en fonction du SNR.

Pour la simulation du canal de propagation, nous avons utilisé deux types de canaux : un canal AWGN et un canal de Rayleigh pour différents SNR. Concernant le canal de Rayleigh qui décrit les phénomènes de multi-trajets, la réponse bruitée est obtenue en ajoutant un bruit AWGN et en réalisant une convolution avec la réponse impulsionnelle $h(t)$, telle que :

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N_{traj}-1} a_k \, e^{-j\theta_k} \, \delta(t - \tau_k) \tag{2.6}$$

où N_{traj} est le nombre de trajets envisagés. Pour le $k^{\text{ème}}$ trajet, a_k est son gain, τ_k son retard temporel et θ_k sa phase associée.

Index du trajet	0	1	2	3
Délai du trajet (μ s)	0	10	35	120
Gain du trajet (dB)	0	-1	-1	-3

TABLE 2.5 – Paramètres de simulation du canal Rayleigh

Le tableau (2.5) présente les paramètres de la réponse impulsionnelle du canal de Rayleigh avec $N = 4$ trajets utilisés pour nos simulations. Le retard maximal est de $120\,\mu$ s avec une fréquence Doppler nulle.

Les Figures (2.14) et (2.15) présentent donc respectivement la probabilité de décodage des clés d'entrelacement en fonction du rapport signal sur bruit, pour un positionnement des symboles tels que $X = 1$ et $X = 3$ dans le tableau (2.4). L'idée est d'étudier aussi l'influence de la distance X entre symboles dans le processus de décodage.

Dans l'ensemble, on constate que malgré le fort bruit qui correspond aux faibles SNR, les clés de décodage sont convenablement décodées. Pour le canal AWGN, on atteint la probabilité unitaire vers un SNR de 2 et de 8 dB pour les différentes nombres de possibilités (24 et 120 possibilités d'entrelacement) dans les deux cas $X = 3$ et $X = 1$, respectivement.

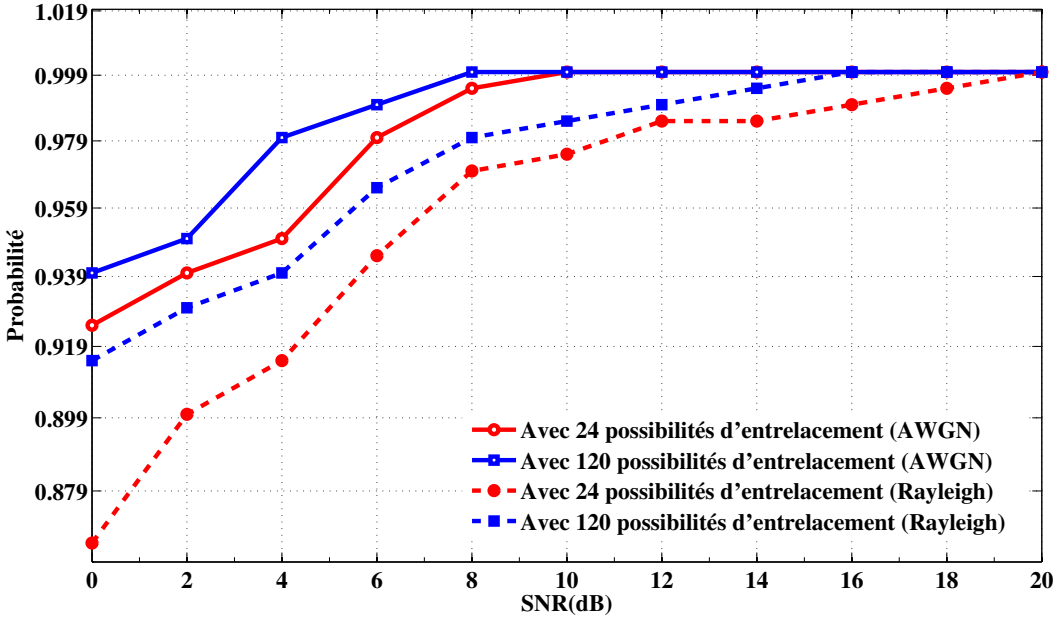


FIGURE 2.14 – Probabilité de décodage des bonnes clés d'entrelacement pour $X = 1$

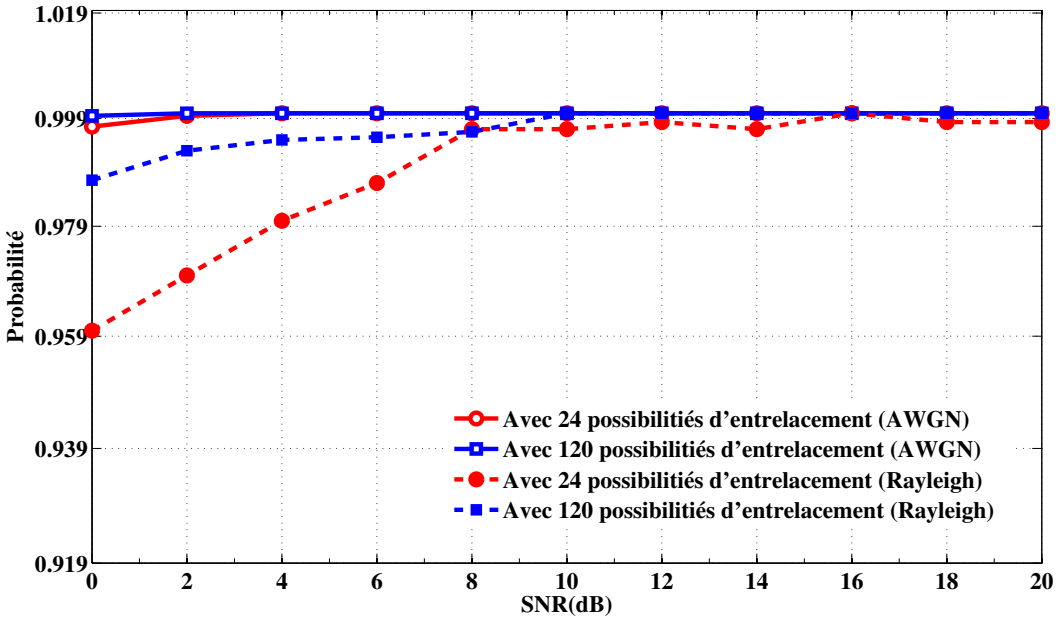


FIGURE 2.15 – Probabilité de décodage des bonnes clés d'entrelacement pour $X = 3$

Pour le canal de Rayleigh, la probabilité unitaire dans le premier cas ($X = 1$) n'est obtenue qu'à partir d'un SNR de 16 et de 18 dB pour les 120 et 24 possibilités d'entrelacement, respectivement. Ceci n'est pas le cas pour le deuxième ($X = 3$), avec lequel on a pu obtenir une amélioration de la probabilité de réception qui atteint la probabilité unitaire autour d'un SNR de 8 dB.

Suivant ces interprétations, on peut noter ce qui suit :

— Une dégradation de la probabilité est obtenue avec le canal Rayleigh en comparaison avec le canal AWGN (dégradation de l'ordre de 0.03 (120 possibilités) et 0.06 (24 possibilités)) pour $X = 1$ et $X = 3$. Cette dégradation s'explique par la présence des multi-trajets dans ce type de canal, qui est plus délicat à traiter que dans le canal AWGN.

— Une différence de probabilité entre 24 et 120 possibilités d'entrelacement (0.015 et 0.02 pour le canal AWGN et d'environ 0.05 et 0.0275 pour le canal Rayleigh) dans les deux cas $X = 1$ et $X = 3$. Cette différence est obtenue vu les tailles des mots de code utilisées (5 bits pour 24 et 7 bits pour 120 possibilités). Plus la taille des mots de code est importante, meilleure sera le décodage en présence des effets du canal de transmission.

— Une différence de probabilité de réception entre les deux cas $X = 1$ et $X = 3$. On constate clairement une amélioration de la probabilité dans le cas de $X = 3$. Ceci s'explique par le choix et la distance entre les points de la constellation utilisée pour le codage, car plus la distance entre les points de la constellation est importante, plus la décision de décodage à la réception est facile malgré le bruit, ce qui engendre moins d'erreurs et de dégradations des données.

2.4.3.4 Changement de modulation

Les résultats présentés précédemment montrent qu'il est possible d'obtenir une bonne probabilité de décodage des clés d'entrelacement. Cependant, avec une modulation sur deux points de type BPSK par exemple, chaque clé d'entrelacement occupera 5 SPN pour $m = 4$ et 7 SPN pour $m = 5$. Pour réduire cette occupation, nous proposons un codage basé sur une modulation en 4 états, i.e., sur 4 points de la constellation (de type 4-QAM par exemple).

Le tableau (2.6) présente ce nouveau type de codage où X influence la distance entre les points. De la même façon que précédemment, il est bien sûr important que cette distance soit suffisamment grande pour maintenir un bon niveau de décodage de l'information. D'après cette table de codage, nous remarquons facilement la réduction significative du nombre de sous-porteuses nécessaires pour la transmission des clés d'entrelacement. Par exemple, dans le cas $m = 4$, les clés seront codées sur 3 symboles mappés, ce qui réduit par conséquent le nombre de SPN. Dans le cas $m = 5$, le nombre devient égal à 4 SPN au lieu de 7 dans le cas d'une modulation en deux états.

Pour nos simulations et d'après les résultats obtenus avec la modulation en deux états, nous avons choisi $X = 3$. Les clés d'entrelacement seront donc codées sur des symboles complexes ($3 + 3j$, $3 - 3j$, $-3 - 3j$ et $-3 + 3j$), selon la table (2.6). On présente dans la Figure (2.16) les résultats de probabilité avec l'utilisation de cette modulation.

Dans l'ensemble, ces résultats sont similaires avec ceux obtenus sur la Figure (2.15). Dans le cas d'un canal de Rayleigh, on observe une légère dégradation qui est au maximum de l'ordre de 0.04 pour les très faibles SNR. Cependant, la convergence vers une probabilité de 1 est meilleure que dans le cas de la modulation en deux états (Figure (2.15)).

Rangs de l'entrelaceur	Code binaire	Codage symbole
Pour m=4		
0	[0 0 0 0 0 0]	[-X-Xj -X-Xj -X-Xj]
1	[0 0 0 0 0 1]	[-X-Xj -X-Xj -X+Xj]
.	.	.
.	.	.
.	.	.
23	[0 1 0 1 1 1]	[-X+Xj -X+Xj X+Xj]
Pour m=5		
0	[0 0 0 0 0 0 0 0]	[-X-Xj -X-Xj -X-Xj -X-Xj]
1	[0 0 0 0 0 0 0 1]	[-X-Xj -X-Xj -X-Xj -X+Xj]
.	.	.
.	.	.
.	.	.
119	[0 1 0 1 1 1 1 1]	[-X+Xj -X+Xj X+Xj X+Xj]

TABLE 2.6 – Codage des clés d'entrelacement sur 4 points de la constellation

Ceci est sans doute dû au nombre réduit de sous-porteuses nulles utilisées. Lorsque le niveau de bruit est moyen (à partir de 10 dB de SNR), la réduction du nombre de SPN favorise le décodage correct des clés d'entrelacement.

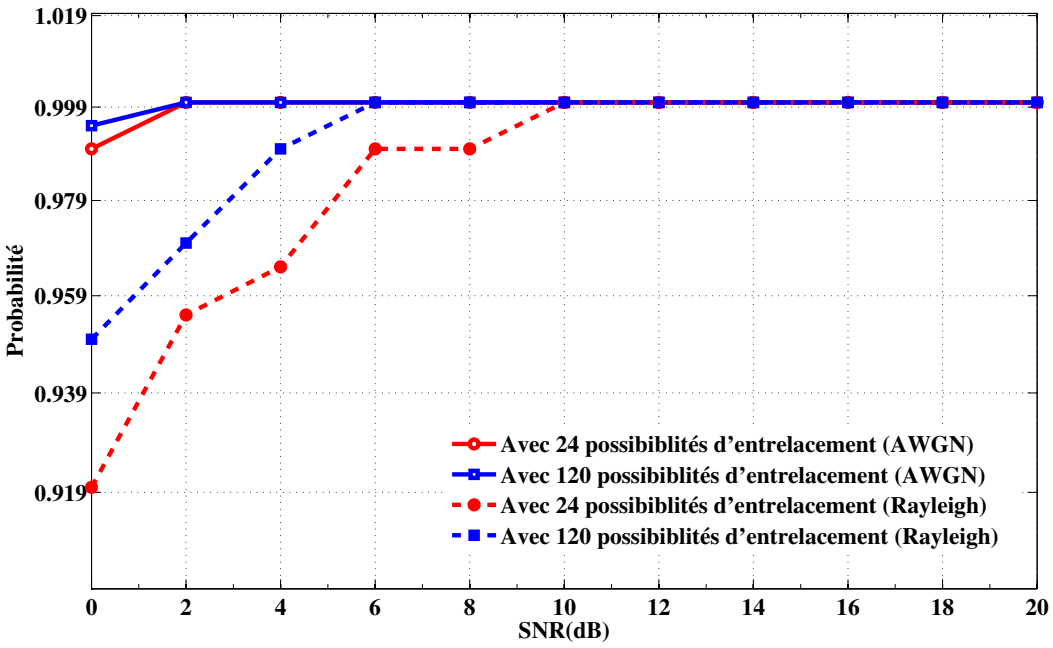


FIGURE 2.16 – Probabilité de décodage des bonnes clés d'entrelacement avec une modulation sur 4 états

2.4.3.5 Impacts sur la qualité de transmission

Précédemment, nous avons aussi énoncé la possibilité de dégradation du spectre à cause de l'utilisation des sous-porteuses nulles. Pour se rendre compte de ce point, nous avons tracé les réponses fréquentielles avec et sans réduction du PAPR pour les deux cas : codage selon 2 états et 4 états. L'objectif est de voir l'impact de l'utilisation des SPN et les effets sur le spectre.

La Figure (2.17) donne les spectres avec et sans entrelacement pour un codage des clés sur 2 états (modulation BPSK). On constate que l'utilisation des SPN pour la transmission des informations sur l'entrelaceur utilisé dégrade la réponse fréquentielle. Ceci se traduit par un élargissement du spectre dû à l'ajout des clés d'entrelacement sur les sous-porteuses nulles situées aux extrémités de la bande utile. L'élargissement est plus prononcé dans le cas de 120 possibilités d'entrelacement car on utilise dans ce cas 7 SPN au lieu de 5 dans le cas de 24 possibilités. Cependant, et dans tous les cas, les spectres obtenus restent dans les spécifications du standard.

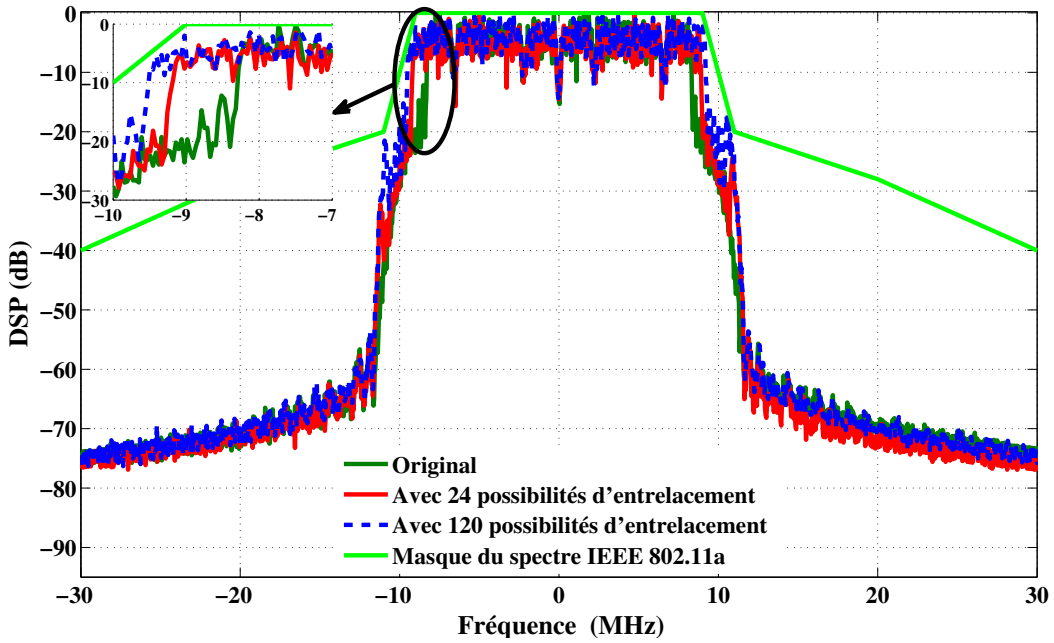


FIGURE 2.17 – Spectres avec et sans entrelacement pour un codage sur 2 états

Cet élargissement pourrait néanmoins affecter le signal transmis après son amplification. C'est aussi pour cela que nous avions proposé de réduire le nombre de SPN avec l'utilisation d'un codage des clés sur 4 états, à l'image d'une modulation 4-QAM.

La Figure (2.18) montre cet aspect avec une amélioration des réponses. L'utilisation de 3 SPN au lieu de 5 pour $m = 4$ et de 4 SPN au lieu de 7 pour $m = 5$ permet de diminuer l'impact de cette technique sur la réponse fréquentielle du signal de sortie. A noter que l'application de cette technique fournit des signaux dont le spectre reste toujours dans le masque fréquentiel du standard. Dans la suite de nos simulations et expérimentations, nous utiliserons la modulation sur 4 états pour le codage des clés d'entrelacement.

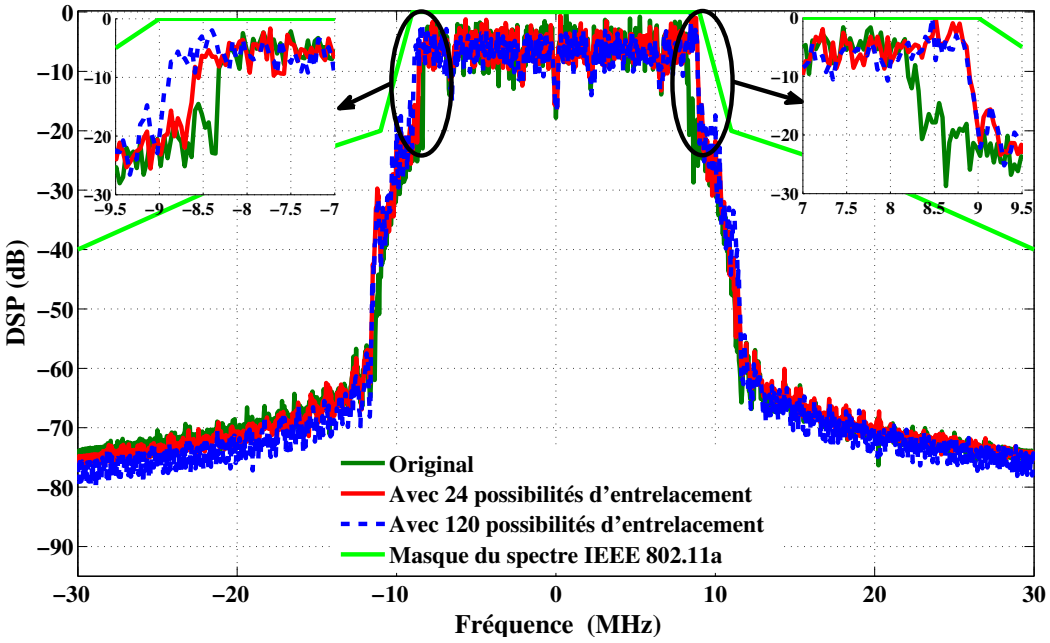


FIGURE 2.18 – Spectres avec et sans entrelacement pour un codage sur 4 états

Pour terminer cette étude, nous avons évalué les performances de cette technique d'entrelacement en terme de qualité de transmission. Pour cela, nous avons tracé sur la Figure (2.19) les courbes de TEB en fonction du SNR avec et sans entrelacement dans le cas des deux canaux AWGN et Rayleigh.

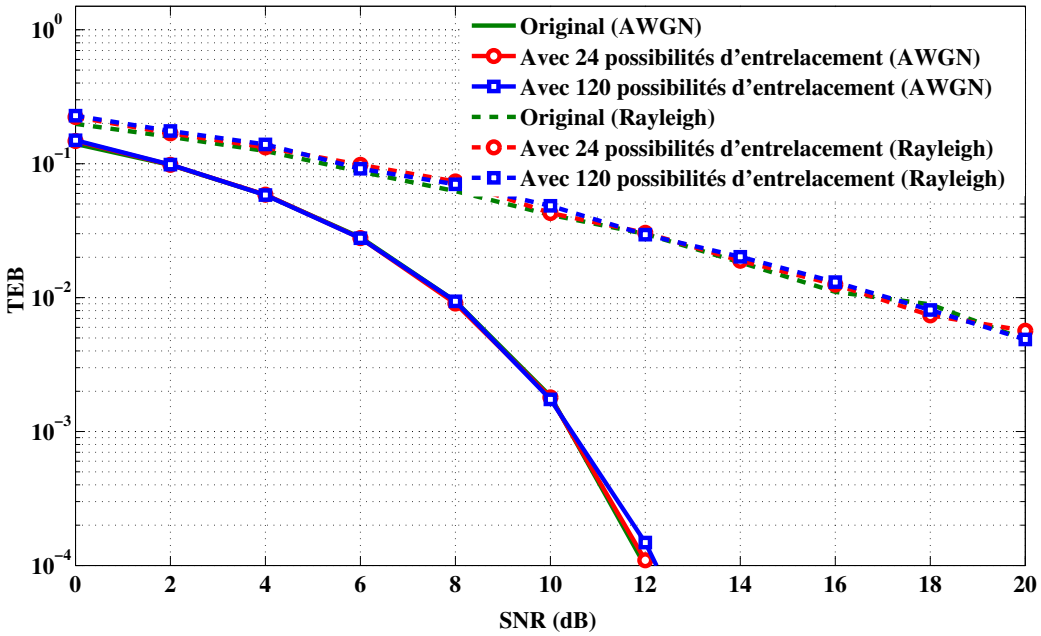


FIGURE 2.19 – TEB en fonction du SNR

D'après ces résultats, on peut constater que l'utilisation de la technique d'entrelacement n'affecte pas les performances de l'émetteur pour les deux canaux étudiés. Malgré le bruit, les résultats en l'absence de l'amplificateur non-linéaire sont similaires à ceux obtenus avec un émetteur OFDM classique. Ceci est très important dans la mesure où notre proposition de codage et de transmission n'altère pas les données même en présence de fort bruit dans le signal. Il reste maintenant à tester le principe en présence d'un amplificateur non-linéaire.

2.5 Performances en présence des non-linéarités du PA

Pour compléter les résultats précédents et afin de montrer l'impact de l'amplificateur de puissance sur la qualité de transmission, on doit évaluer les performances de la technique d'entrelacement proposée en présence d'un modèle d'amplificateur de puissance réaliste. Dans notre évaluation, nous avons opté pour le modèle MP (Memory Polynomial) de l'amplificateur commercial SZP-2026Z (2.2GHz à 2.7GHz, 2W InGaP RF PA) de RF Micro Devices, décrit dans la section (1.3.2). Pour rappel, ce modèle est obtenu par une méthode basée sur l'identification paramétrique avec un modèle MP en utilisant les signaux bande de base en entrée et en sortie de l'amplificateur [81, 82]. La relation entrée/sortie au format bande de base est donnée comme suit :

$$V_s(t) = \sum_{i=0}^{N} \sum_{p=0}^{P} \alpha_{i,2p+1} \left|V_e(t-i)\right|^{2p} . V_e(t-i) \tag{2.7}$$

où $\alpha_{i,2p+1}$ sont des coefficients complexes, V_e et V_s sont les enveloppes complexes d'entrée et de sortie du PA. Les paramètres obtenus par Moindres Carrés sont rappelés dans le tableau (1.2), avec un ordre de non-linéarité $2P+1 = 5$ et une profondeur mémoire $N = 1$.

Pour rappel, à partir de la caractéristique AM/AM présentée dans la section (1.3.2), nous avons défini le point de 1 dB de compression qui correspond à une puissance d'entrée égale à 20 dBm, soit 29 dBm en sortie. Ce point est primordial car il nous servira de référence lorsqu'on étudiera la qualité de la transmission en fonction de l'IBO, donc du recul en puissance. Pour rappel, ce point correspondra par la suite à un IBO égal à 0 dB.

2.5.1 Écrêtage du signal

Afin de s'apercevoir des effets de mémoire, nous avons tracé dans la Figure (2.20) la caractéristique *AM/AM* dynamique qui présente l'amplitude du signal de sortie en fonction de celle d'entrée pour une acquisition donnée. Cette caractéristique dépend de la fréquence et de la largeur de bande du signal en entrée. Sur la caractéristique originale (courbe avec le points en vert), on peut voir la dispersion des points, traduisant ainsi les effets mémoires de ce modèle. Une première comparaison avec l'application de la technique de réduction du PAPR avec entrelacement (courbe avec points en rouge) montre l'écrêtage

des points les plus éloignés de la caractéristique. Ceci permet d'éviter la zone fortement non-linéaire du PA.

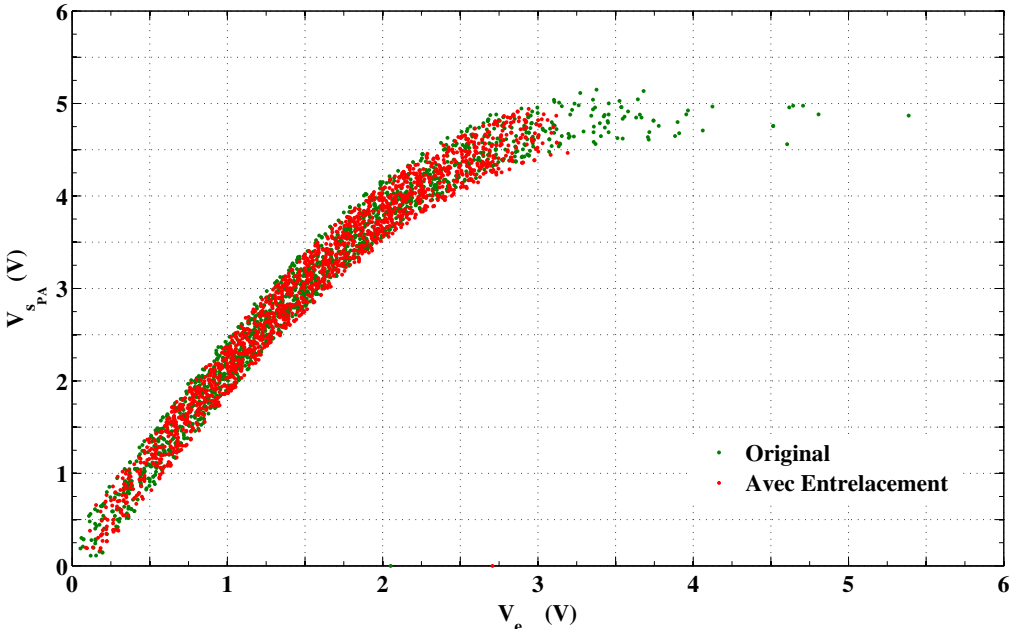


FIGURE 2.20 – Caractéristiques dynamiques avec et sans entrelacement

Pour voir les effets des distorsions non-linéaires du PA et les performances de la technique proposée, on va présenter dans la suite les différents résultats de simulation en termes d'EVM, de TEB et de réponse fréquentielle en fonction du recul en puissance et du SNR du canal.

2.5.2 Mesure de L'EVM

Dans cette partie, on va présenter les résultats de l'EVM qui est défini à partir de la constellation avant et après amplification. Afin de comparer les résultats obtenus avec et sans réduction du PAPR par entrelacement, nous avons réalisé des simulations en présence d'un canal AWGN avec calcul de l'EVM en fonction :

— du SNR variant entre 0 et 16 dB et pour un IBO fixe égal à -2 dB (Figure 2.21),

— de l'IBO variant entre -4 et 4 dB et pour un SNR fixe de 16 dB (Figure 2.22).

Suivant les résultats de la Figure (2.21), on peut constater que pour des faibles valeurs de SNR (jusqu'à 6 dB), les courbes d'EVM avec et sans réduction du PAPR sont similaires. À ce niveau de SNR, l'impact du bruit de canal est prépondérant, par rapport à la non-linéarité de l'amplificateur, ce qui ne permet pas l'amélioration de l'EVM.

En revanche, avec des valeurs de SNR élevées (au delà de 6 dB), l'impact du bruit de canal est négligeable par rapport à la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. Dans ce cas, la méthode d'entrelacement permet l'amélioration de l'EVM, qui peut aller jusqu'à 4 % par rapport au signal original (courbe verte).

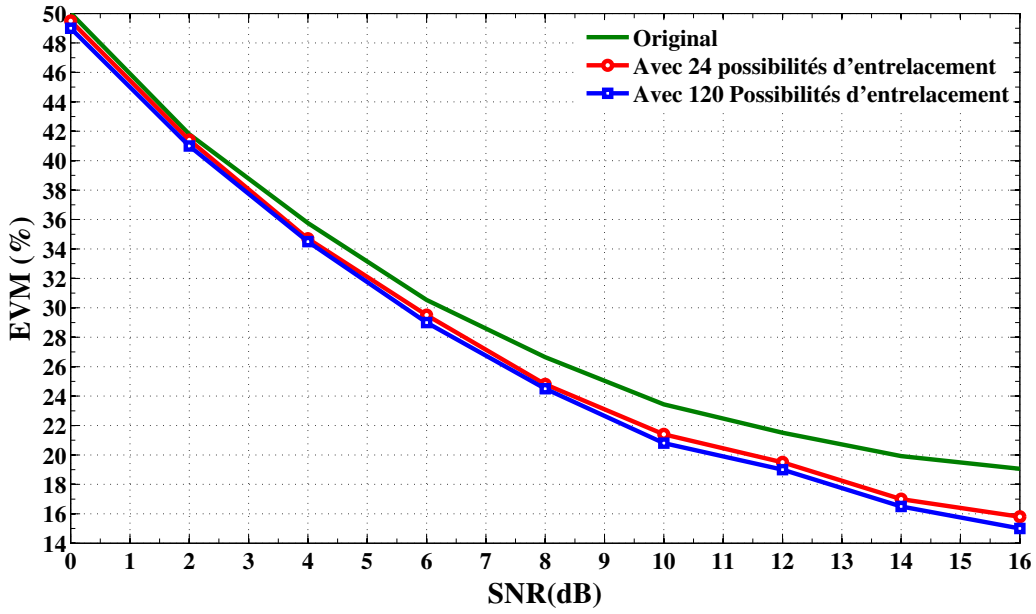


FIGURE 2.21 – EVM versus SNR pour un IBO=−2 dB

Toujours à fort SNR, l'utilisation de 120 possibilités d'entrelacement (courbe bleue) permet une amélioration mineure inférieure à 1 % par rapport à 24 possibilités (courbe rouge).

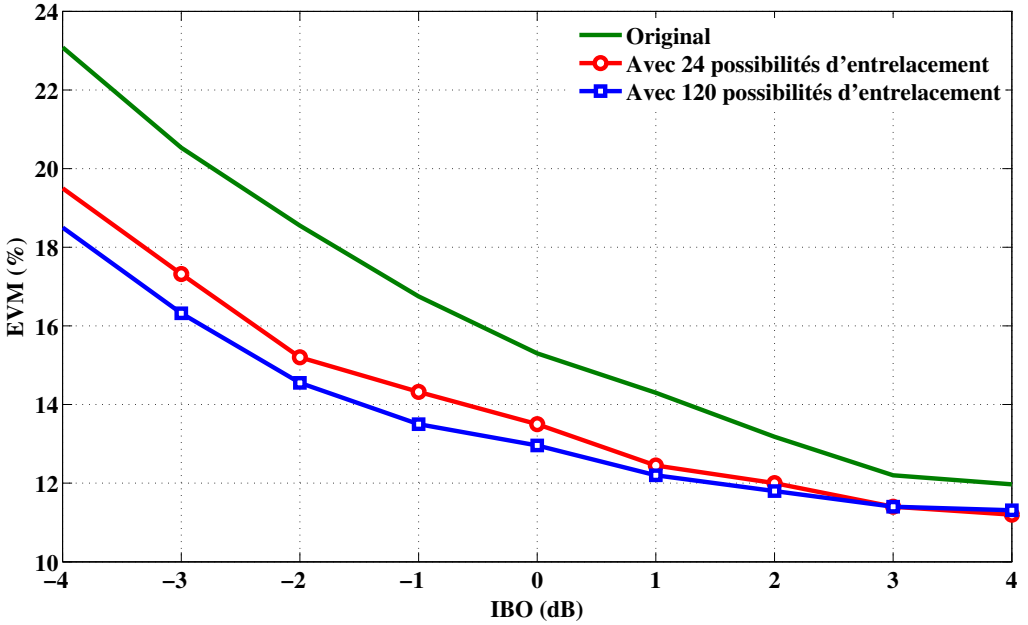


FIGURE 2.22 – EVM versus IBO pour un SNR=16 dB

La Figure (2.22) qui présente l'EVM en fonction de l'IBO montre que l'utilisation de la technique d'entrelacement permet une amélioration d'environ 3 % et 4 %, respectivement pour 24 et 120 possibilités d'entrelacement. La différence est significative dans la zone de

saturation et de compression (IBO inférieur à 0 dB). L'utilisation de la technique d'entrelacement permet donc de diminuer le recul appliqué habituellement. Par exemple, la technique proposée permet le fonctionnement de l'amplificateur dans sa zone de saturation (à −2 dB d'IBO par exemple) avec la même qualité de transmission que celle du signal original à une valeur de 1 dB d'IBO. En d'autres termes, pour un EVM fixe autour de 14%, la technique d'entrelacement permet d'éviter un recul de 3 dB.

Afin de constater les effets sur les symboles modulés, on présente dans la Figure (2.23) les constellations avec et sans réduction du PAPR pour un IBO=−2 dB.

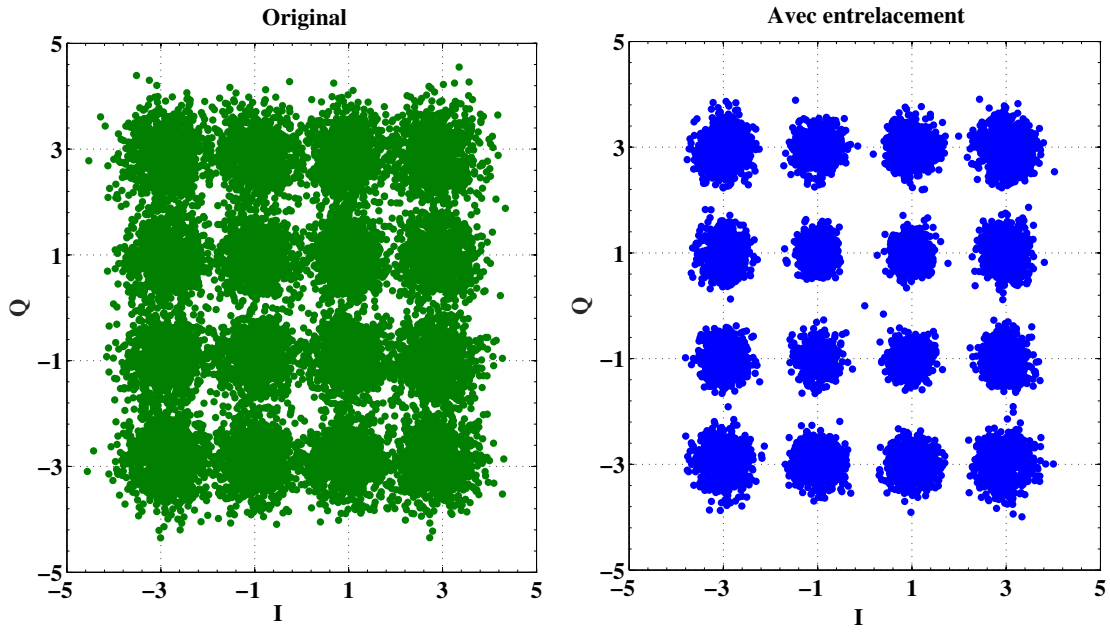


FIGURE 2.23 – Constellations avec et sans entrelacement (IBO=−2 dB)

À partir de ces résultats et à ce niveau d'IBO (zone de saturation), on voit clairement la dispersion des points de la constellation due aux distorsions générées par l'amplificateur de puissance. On constate également que l'application de la technique d'entrelacement proposée permet de réduire cette dispersion, avec une meilleure concentration des points sur les positions d'origine.

2.5.3 Mesure du TEB

Comme deuxième métrique à mesurer dans le but d'évaluer les performances de la technique d'entrelacement, nous allons évaluer le TEB dans les mêmes conditions que l'EVM. Même si le TEB ne permet pas la mesure de la linéarité, il permet néanmoins de constater les effets de la réduction du PAPR sur la qualité de transmission (taux de bits erronés).

Comme le présente la Figure (2.24), les courbes du TEB montrent clairement les améliorations apportées par la réduction du PAPR, malgré les effets non-linéaires de l'amplificateur de puissance (fonctionnement à −2 dB d'IBO). Cette amélioration se traduit par un gain

d'environ une décade pour 24 possibilités d'entrelacement et au-delà d'une décade pour 120 possibilités, surtout pour les fortes valeurs de SNR.

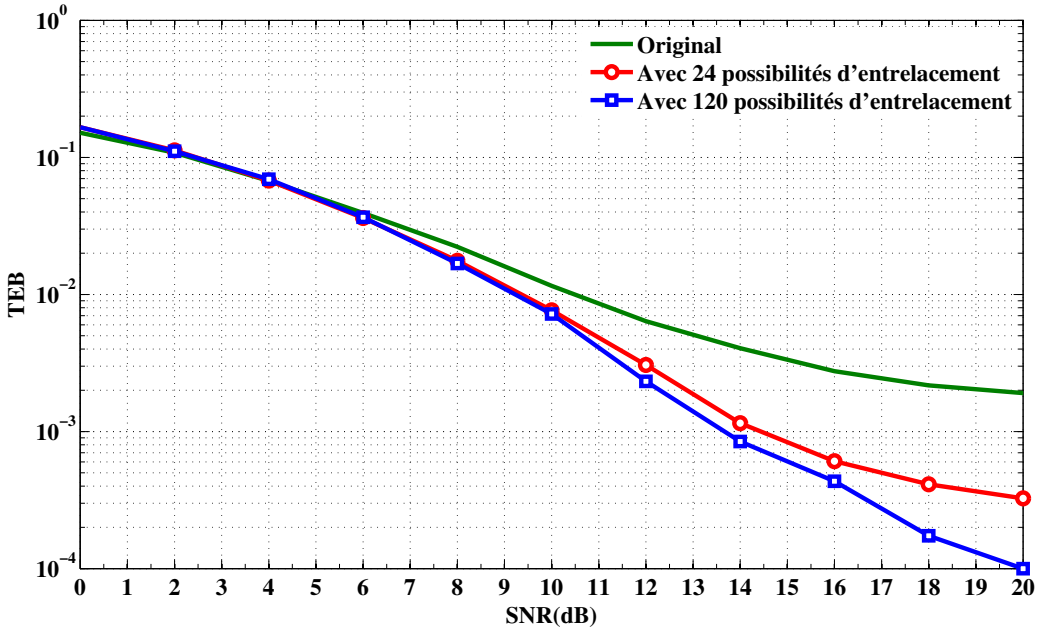


FIGURE 2.24 – TEB versus SNR pour un IBO=−2 dB

Ces résultats traduisent le bon niveau de décodage des clés d'entrelacement et des données. Aussi, le gain apporté par l'augmentation du nombre de possibilités d'entrelacement est nettement plus significatif par rapport aux courbes d'EVM (Figure 2.21).

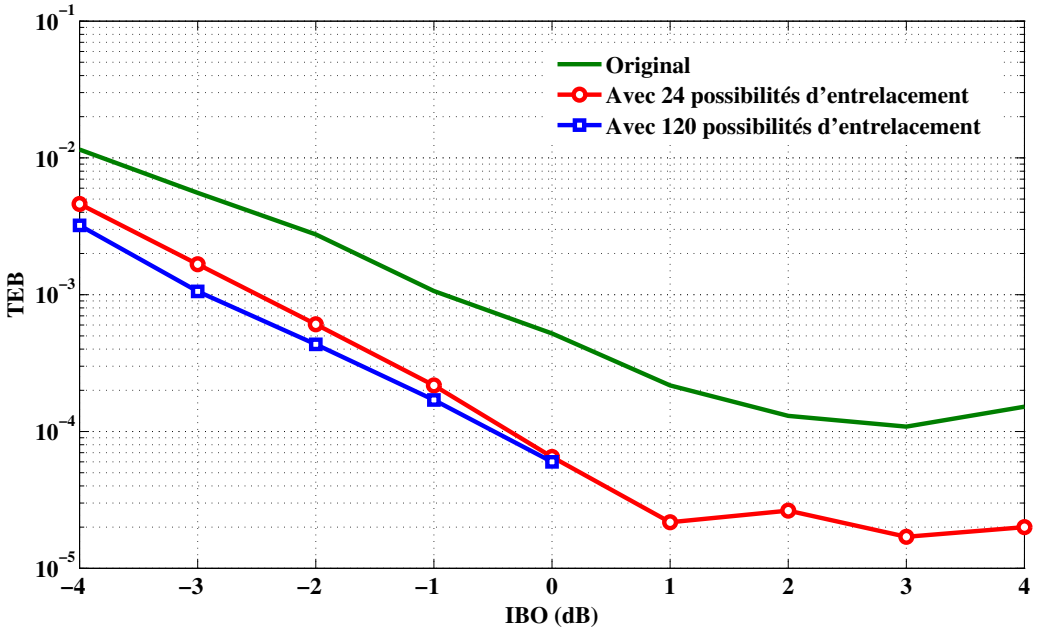


FIGURE 2.25 – TEB versus IBO pour un SNR= 16 dB

Dans la Figure (2.25), on présente les résultats du TEB en fonction de l'IBO, afin de constater l'impact de l'utilisation de la technique d'entrelacement dans les différentes zones de fonctionnement de l'amplificateur de puissance.

À partir de ces résultats, on peut constater une nette amélioration du TEB sur l'ensemble des zones. Pour 120 possibilités d'entrelacement, on constate que le TEB chute à des faibles valeurs à partir d'un IBO égal à 0 dB (zone de compression). Dans la zone linéaire du PA, on note aussi que le TEB original se maintient à un niveau constant de l'ordre de 10^{-4}.

2.5.4 Impact sur le spectre

Dans cette dernière partie de nos simulations, nous avons mesuré les réponses fréquentielles avec et sans réduction du PAPR et comparé par la suite les ACPR.

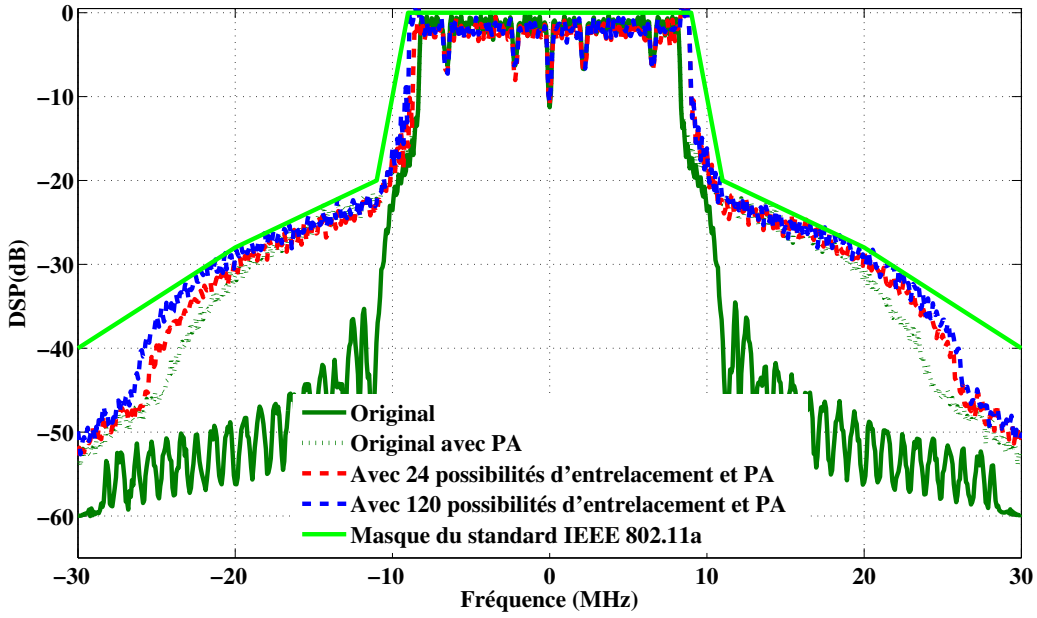


FIGURE 2.26 – Spectres avec et sans entrelacement pour un IBO= −2 dB

Selon les résultats de la Figure (2.26), qui montrent les réponses fréquentielles pour un fonctionnement proche de la zone de saturation, on constate des remontées spectrales dans les bandes adjacentes. Ce comportement est bien sûr attendu car dû aux effets non-linéaires de l'amplificateur de puissance. On peut aussi constater dans le cas des réponses avec entrelacement l'élargissement du spectre dû à l'utilisation des SPN. Cet élargissement, déjà constaté sans PA dans la Figure (2.18), est accentué avec l'amplification non-linéaire. Toutefois et malgré l'utilisation du PA dans sa forte zone de compression, toutes les réponses fréquentielles restent dans le masque du standard.

Le tableau (2.7) montre les résultats des ACPR obtenus pour différentes valeurs d'IBO. Le calcul de l'ACPR est réalisé pour les deux bandes adjacentes inférieure et supérieure, avec une largeur de 25 MHz. D'après les résultats présentés dans ce tableau, on peut

constater que l'application de la technique d'entrelacement dégrade légèrement l'ACPR par rapport à l'original avec au maximum $1,3\,\text{dB}$ d'augmentation. Ceci est prévisible car l'utilisation des SPN a pour conséquence direct l'élargissement du spectre et par conséquent, l'augmentation de l'ACPR. Ces essais montrent néanmoins que la technique d'entrelacement utilisée permet un bon compromis entre le gain de réduction du PAPR et la dégradation de la réponse fréquentielle. En conclusion, l'utilisation de la technique

	Adjacent Channel Power Ratio (dB)					
	Original		Avec 24 possibilités		Avec 120 possibilités	
IBO	Inf	Sup	Inf	Sup	Inf	Sup
$-4\,\text{dB}$	-22.00	-22.13	-21.74	-21.83	-21.75	-21.78
$-2\,\text{dB}$	-24.94	-25.09	-24.77	-24.88	-24.20	-24.26
$0\,\text{dB}$	-28.21	-28.39	-28.00	-28.12	-27.10	-27.25
$2\,\text{dB}$	-31.32	-31.53	-30.92	-31.03	-30.00	-30.00
$4\,\text{dB}$	-33.88	-34.04	-33.12	-33.22	-31.90	-32.00

TABLE 2.7 – Mesures de l'ACPR

d'entrelacement permet une amélioration significative de la qualité de transmission, de l'ordre d'une décade et demi sur le TEB, tout en maintenant les spécifications du standard. Ceci montre l'intérêt de réduire le nombre de SPN utilisées et la robustesse du schéma de codage/décodage proposé.

2.6 Évaluation expérimentale

Dans cette section, nous présenterons une étude expérimentale de la technique d'entrelacement afin de confirmer les résultats obtenus par simulation. Ces évaluations seront réalisées avec un banc d'essais de radiocommunications pour le test d'un amplificateur de puissance commercial de $20\,\text{W}$ à $3.7\,\text{GHz}$, polarisé en classe AB et utilisant la technologie LDMOS de la société NXP [83]. Les détails de l'étude de caractérisation de cet amplificateur sont présentés dans l'annexe (B). Les signaux sont issus des mêmes configurations que les standards IEEE 802.11.

2.6.1 Description du banc d'essais

Le banc d'essais utilisé est présenté dans la Figure (2.27). Il comprend un PC de contrôle jouant le rôle d'une station émettrice des signaux OFDM avec et sans réduction du PAPR, dont les traitements sont réalisés sous MATLAB. En utilisant une interface de communication dédiée, les signaux en bande de base sont envoyés et chargés dans un générateur de signaux RF (Agilent N5182A MXG Vector Signal Generator) large bande (de $100\,\text{KHz}$ à $6\,\text{GHz}$). Ce générateur assure le sur-échantillonnage et la transposition des signaux à la fréquence d'émission $3.7\,\text{GHz}$, avec comme paramètres de réglage :

— la puissance du signal RF en dBm.

— la fréquence porteuse et la fréquence du signal modulant qui fixent le débit et la bande.

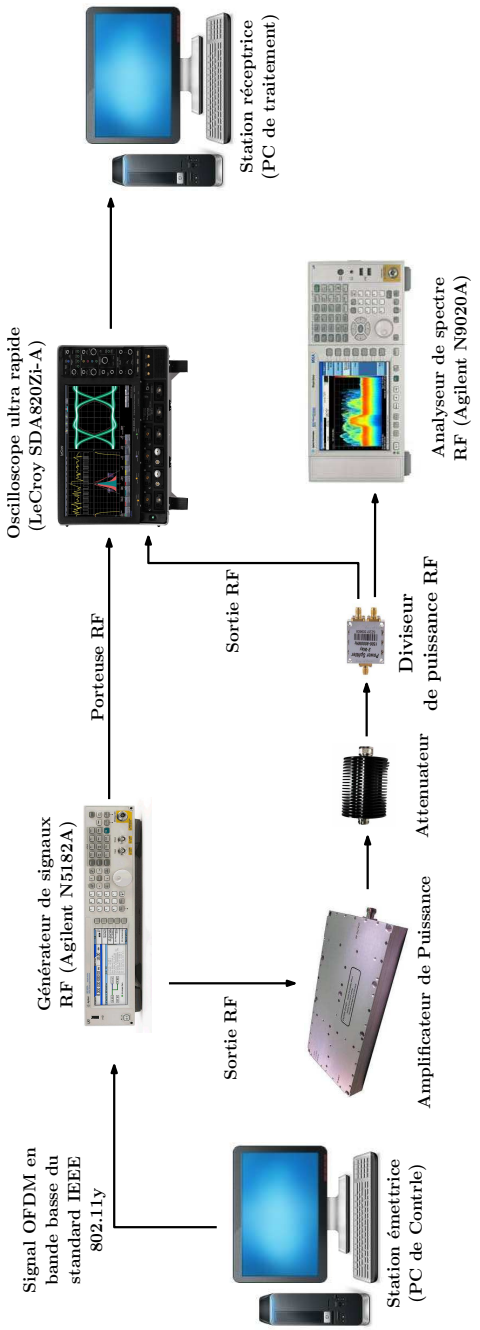


FIGURE 2.27 – Le banc d'essais 20 W – 3.7 GHz

La sortie de l'amplificateur est reliée à un analyseur de spectres et à un oscilloscope ultra-rapide (Lecroy SDA820 Zi-A) à 4 canaux, ayant une fréquence d'échantillonnage maximale de 40 GHz. L'oscilloscope est utilisé pour assurer la visualisation des signaux RF et leur démodulation en bande de base (translation de fréquence en bande de base, filtrage et sous échantillonnage). L'analyseur de spectre (Agilent N9020A MXA X-Series Signal Analyzer) est utilisé afin de visualiser et de mesurer le spectre des signaux RF (sans et avec la technique d'entrelacement). Tous les équipements communiquent via un réseau

local (LAN), qui permet à l'ordinateur de piloter à distance le générateur de signaux et l'analyseur.

L'amplificateur de puissance utilisé est un amplificateur commercial class-AB fabriqué par la société NXP pour des applications IEEE 802.11y. Sa caractéristique statique AM/AM est présentée sur la Figure (2.28). Elle est obtenue par mesure, en utilisant le banc d'essais décrit précédemment et avec injection d'un signal CW à plusieurs puissances. Les mesures sont réalisées par augmentation progressive de la valeur de puissance à l'entrée de l'amplificateur, tout en mesurant à chaque changement, la valeur de la puissance de sortie à l'aide d'un wattmètre et/ou de l'analyseur de spectre.

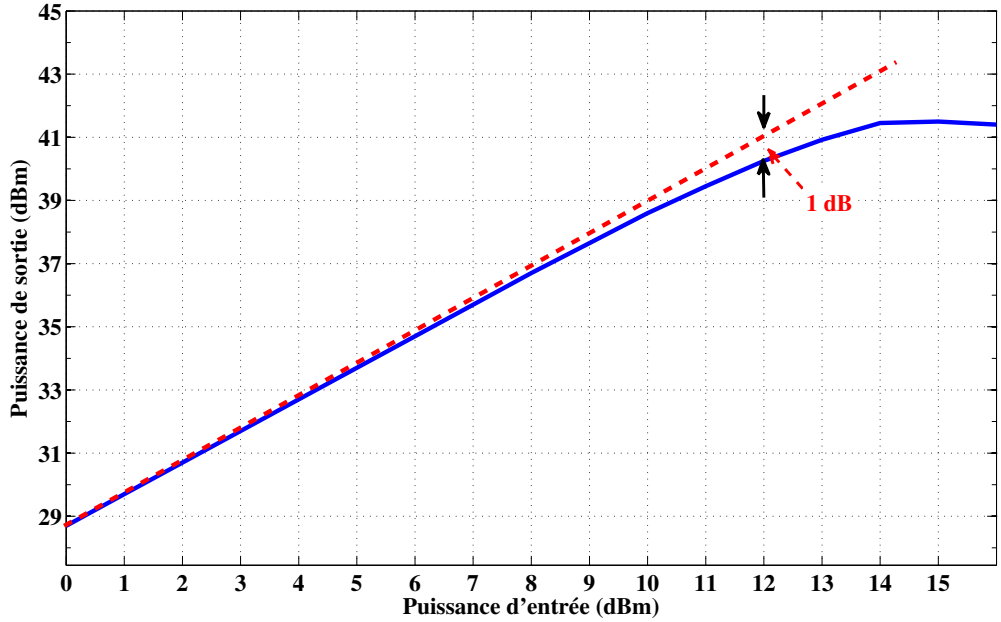


FIGURE 2.28 – Caractéristique statique AM/AM

À partir du tracé de la caractéristique statique, nous avons défini le point à 1 dB de compression qui correspond à une puissance d'entrée de 12 dBm, soit 40.25 dBm de sortie, ce qui est conforme aux caractéristiques de puissance définies par le constructeur [83]. Ce point sera utilisé comme référence (IBO=0 dB) pour la définition du recul en puissance lors de nos essais.

2.6.2 Étapes de l'évaluation expérimentale :

Dans cette section, on va détailler les différentes étapes de l'évaluation expérimentale.

2.6.2.1 Génération du signal OFDM

La génération des signaux se fait sur le PC de contrôle, avec l'utilisation de programmes codés sur Matlab suivant le schéma présenté dans la Figure (2.29).

Suivant ce schéma, une séquence binaire de taille $n_{bits} = 11520$ bit a été générée, modulée en 16-QAM, puis transformée dans le domaine temporel (Modulation OFDM). On génère donc deux séquences : sans et avec entrelacement. Ces symboles sont mis en forme suivant la norme IEEE 802.11 (Figure (2.5)).

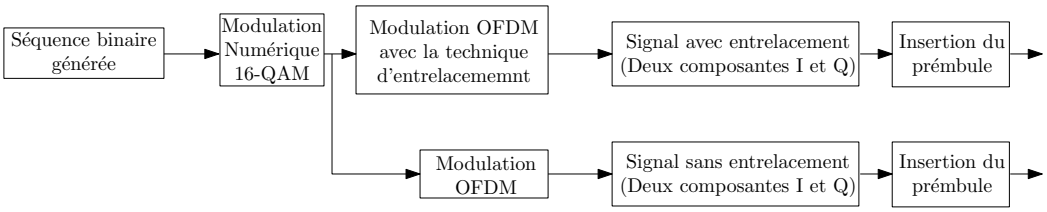


FIGURE 2.29 – Génération des signaux IQ avec et sans entrelacement

Les signaux sont obtenus sans aucun codage correcteur d'erreurs (FEC : Forward Error Correction), avec un débit de transmission de 48 Mbits/s. Afin d'assurer l'étape de synchronisation à la réception, on a introduit un préambule sur les deux composantes I et Q d'une durée de deux symboles OFDM fixée par le standard. La génération du préambule est réalisée à partir d'une séquence OFDM. Quant à son amplitude, elle est volontairement réduite afin d'éviter les distorsions introduites par le PA. A noter que pour la technique d'entrelacement, nous avons étudié exclusivement le cas de 120 possibilités.

Dans l'objectif d'analyser la forme des signaux OFDM en bande de base avec et sans technique d'entrelacement, on présente dans la Figure (2.30) les modules des signaux générés avec et sans entrelacement.

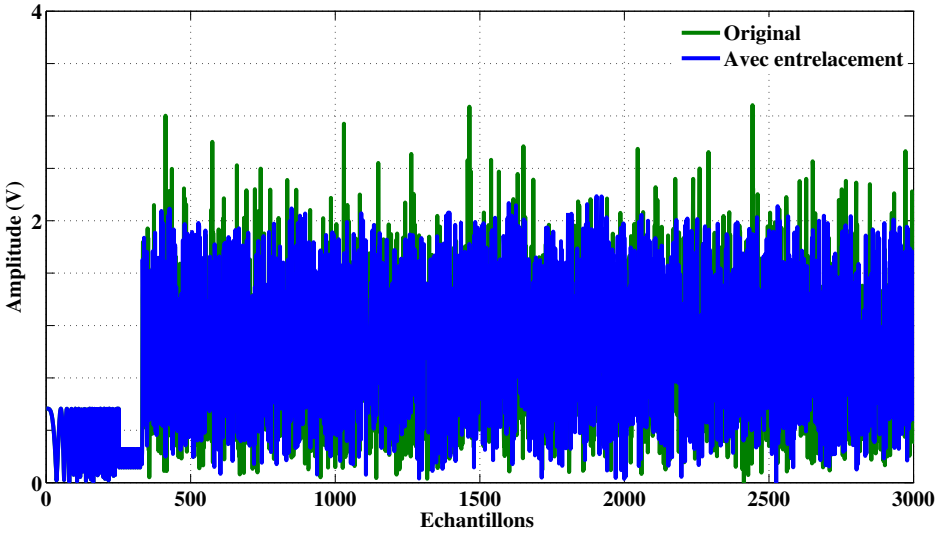


FIGURE 2.30 – Module des signaux générés avec et sans réduction du PAPR

À partir des résultats de la Figure (2.30), on peut voir que les fluctuations d'amplitude du signal sont moins importantes dans le cas de la technique d'entrelacement, en comparaison avec le signal original.

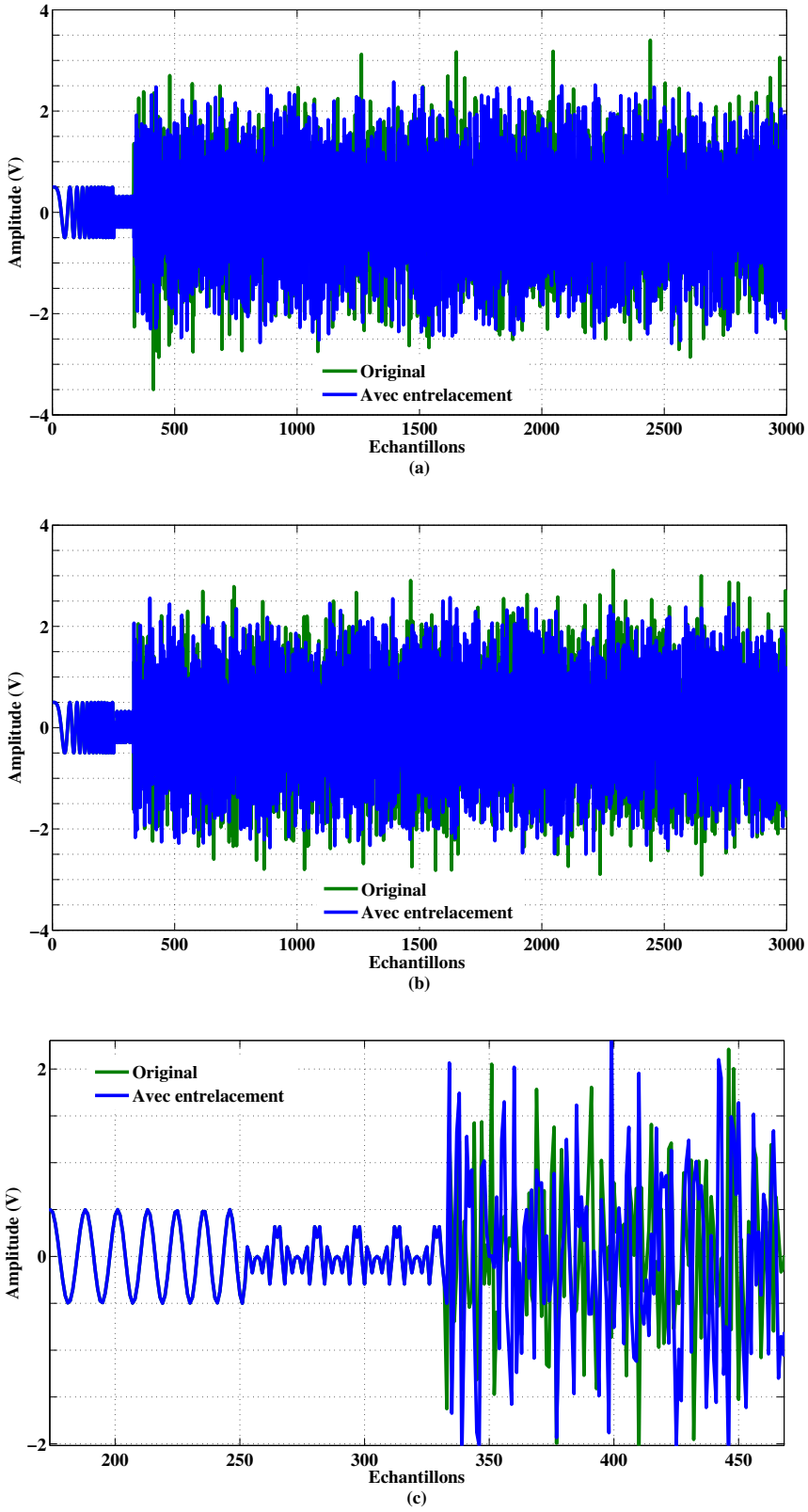


FIGURE 2.31 – Signaux avec et sans entrelacement (a) voie I (b) voie Q (c) Zoom sur la zone de synchronisation

Cette remarque se retrouve aussi sur les signaux I/Q des Figures (2.31.(a) et (b)). Rappelons que la taille de la séquence générée est limitée pour respecter les contraintes matérielles liées à la taille mémoire de l'oscilloscope utilisé. Il en résulte une précision limitée de certains résultats tels que le TEB, qui nécessiterait de grandes séquences d'enregistrement.

A noter aussi que la zone de synchronisation représentée sur la Figure (2.31. c) est la même avec et sans entrelacement afin d'avoir un traitement identique des deux signaux.

2.6.2.2 Réception et démodulation des signaux RF

Après transposition en fréquence porteuse et passage par le PA, on utilise l'oscilloscope pour la démodulation et l'acquisition des signaux. Dans un premier temps, on peut visualiser les signaux RF avant et après amplification (Figure (2.32)), avec utilisation de coupleurs à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur de puissance.

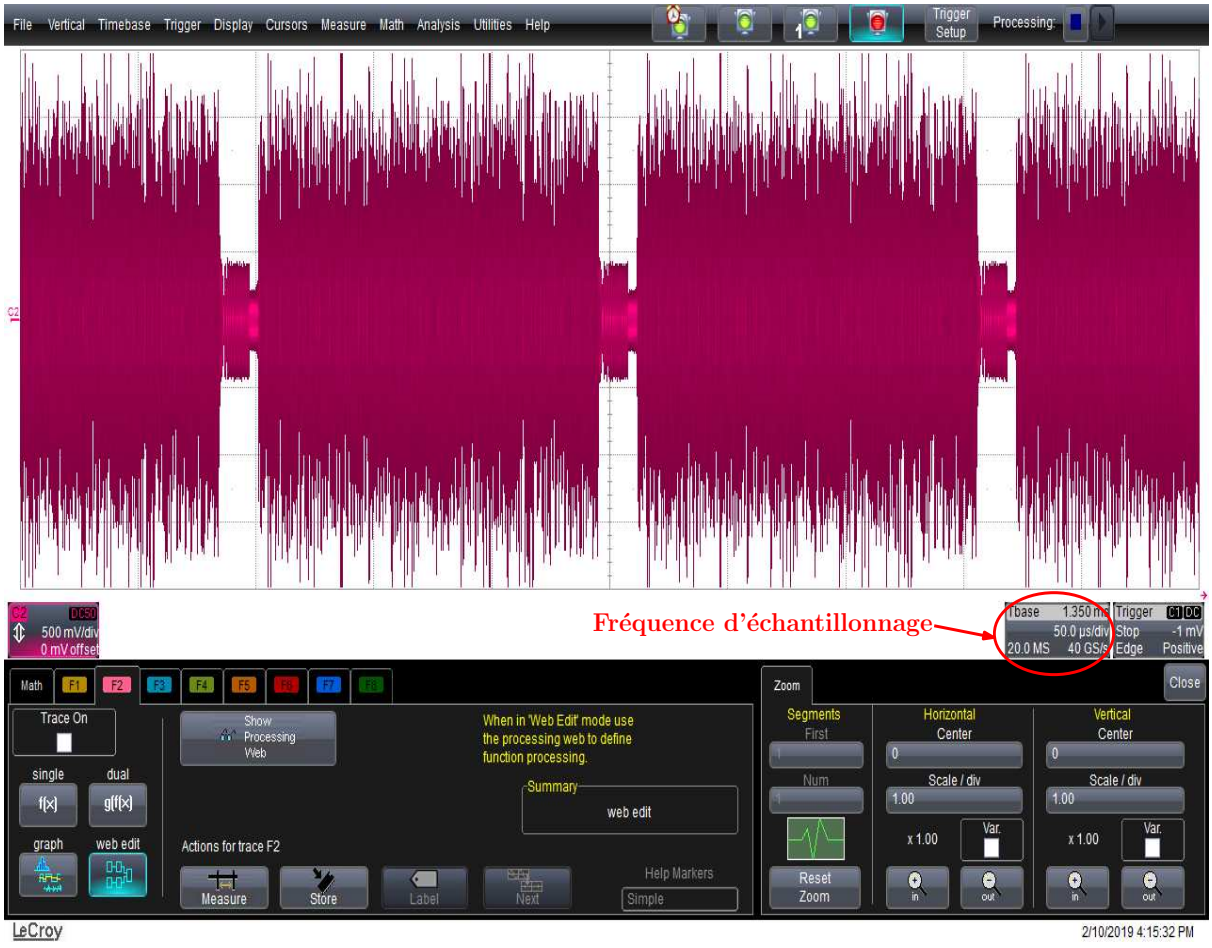


FIGURE 2.32 – Visualisation du signal RF sur l'oscilloscope

L'oscilloscope permet également la transposition en bande de base, comme programmé sur l'interface que nous avons mis en place, illustrée en Figure (2.33). Cette interface, réalisée avec les fonctions mathématiques disponibles sur l'oscilloscope, permet le traitement des données RF acquises à 40 GHz d'échantillonnage et la récupération des signaux IQ.

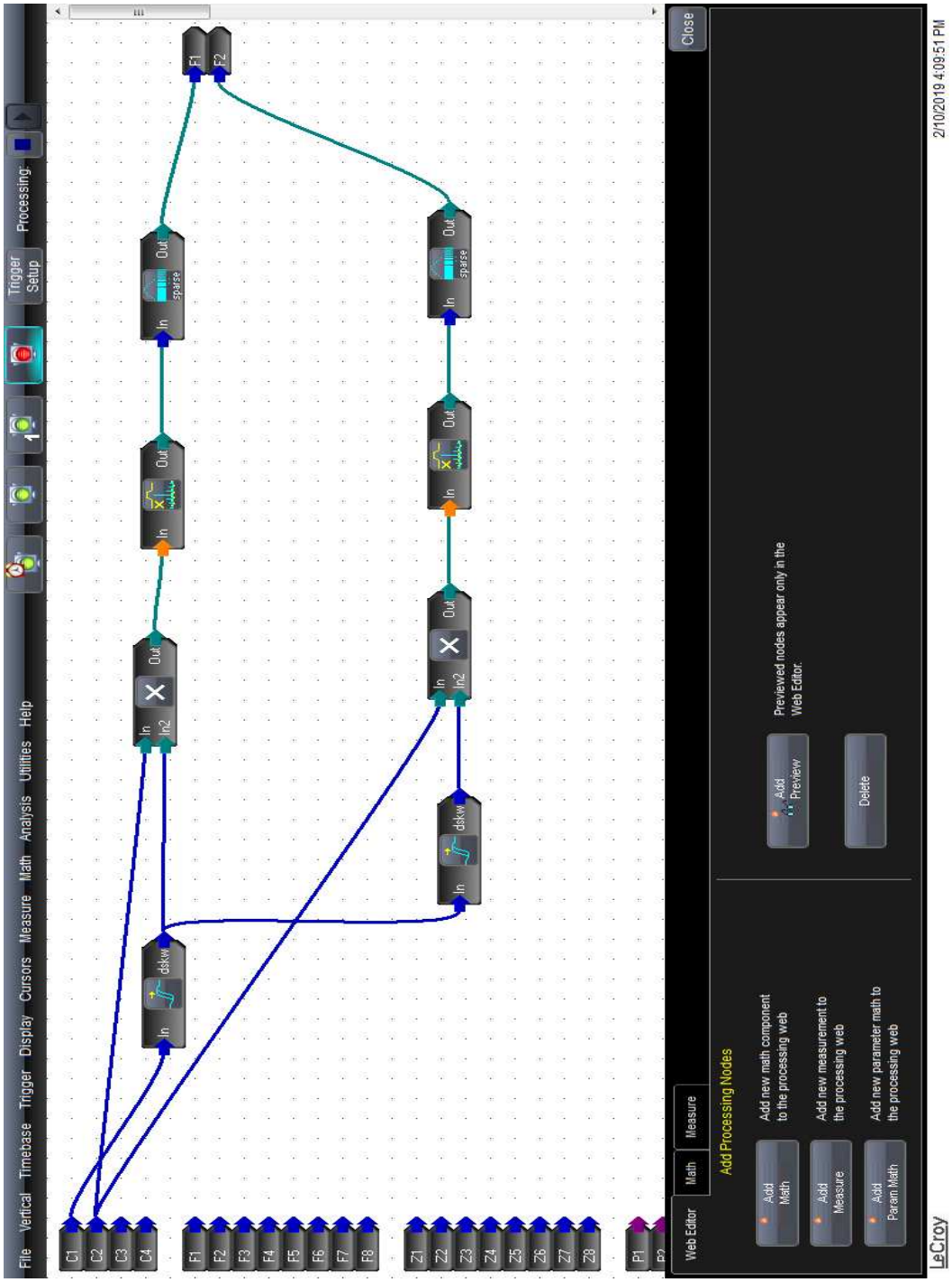


FIGURE 2.33 – Interface pour la démodulation des signaux RF

Suivant le schéma de l'interface présenté dans la Figure (2.33), la sortie RF du PA est multipliée par la porteuse en phase et en quadrature pour la transposition. Les deux signaux résultant sont filtrés par un filtre passe-bas idéal (fonction FFT-filter) d'une fréquence de coupure de 100 MHz. Après ce filtrage, les signaux IQ obtenus sont sous-échantillonnés avec le même rapport qu'à l'émission (1/100). Ces opérations peuvent être réalisées sur

les signaux RF sous Matlab, mais au prix d'un transfert et d'un traitement volumineux des données RF mesurées.

La Figure (2.34) montre une capture d'image de l'oscilloscope, sur laquelle on peut apercevoir le signal RF (en haut) et les deux signaux IQ calculés par l'interface de démodulation.

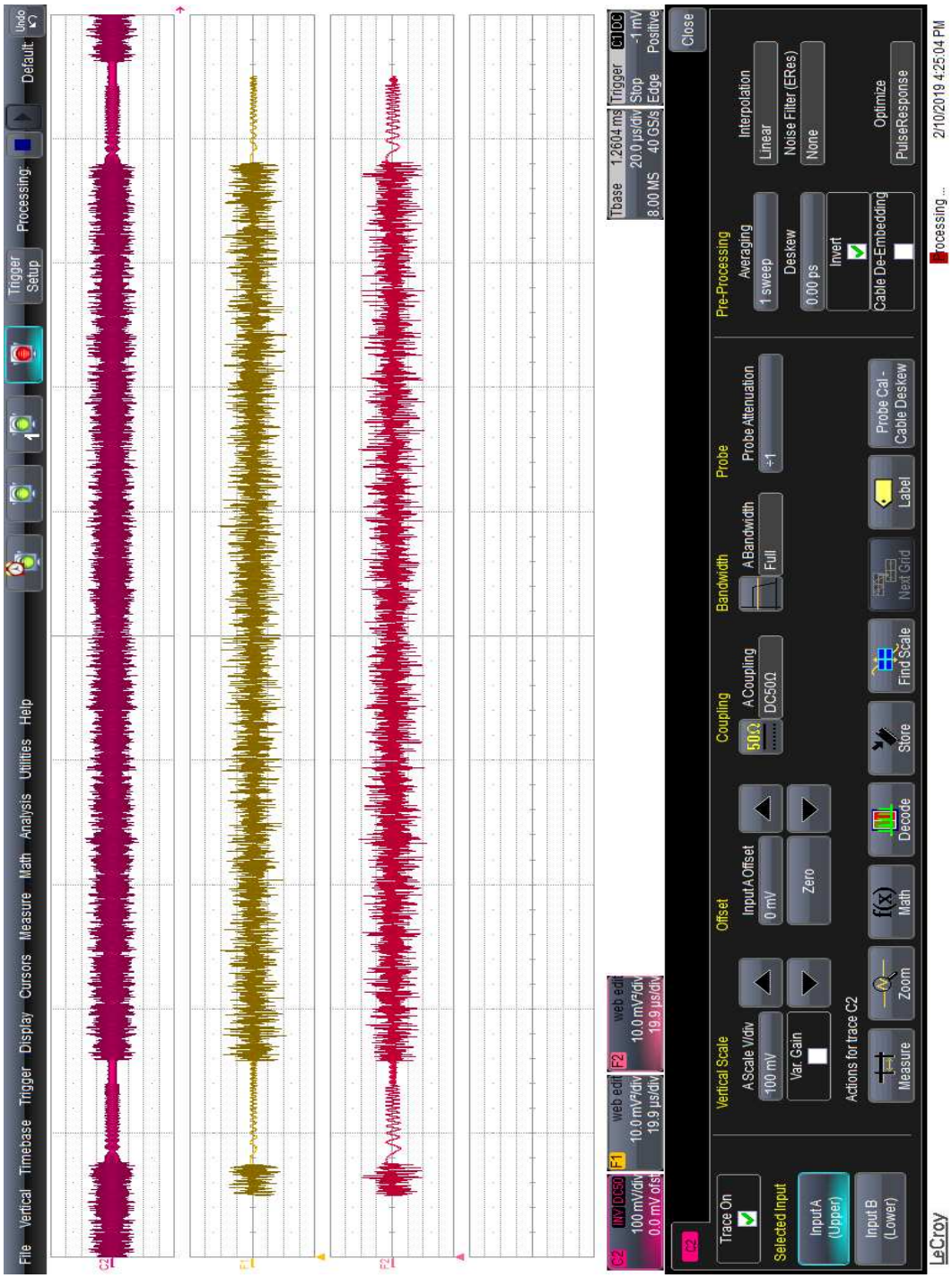


FIGURE 2.34 – Signaux obtenus après démodulation

2.6.3 Résultats expérimentaux

Dans cette section, on va présenter les résultats de mesures obtenus avec la technique d'entrelacement pour $m! = 120$ possibilités. On montrera ainsi l'EVM et le TEB en fonction du recul en puissance. On montrera aussi les réponses fréquentielles en sortie de l'amplificateur. Ces résultats sont obtenus, à partir d'une chaîne de transmission dans laquelle on ne prend pas en considération l'effet du canal de transmission et dans laquelle notre but est d'étudier les distorsions introduites par l'amplificateur de puissance.

2.6.3.1 Mesures de l'EVM et du TEB

Les deux premières métriques à vérifier en sortie de l'amplificateur sont l'EVM et le TEB. Ces résultats sont obtenus par l'application de plusieurs valeurs de recul exprimées en IBO à l'entrée de l'amplificateur de puissance. On choisit donc les points entre -4 à 4 dB afin d'opérer dans la zone linéaire, la zone de compression et la zone de saturation.

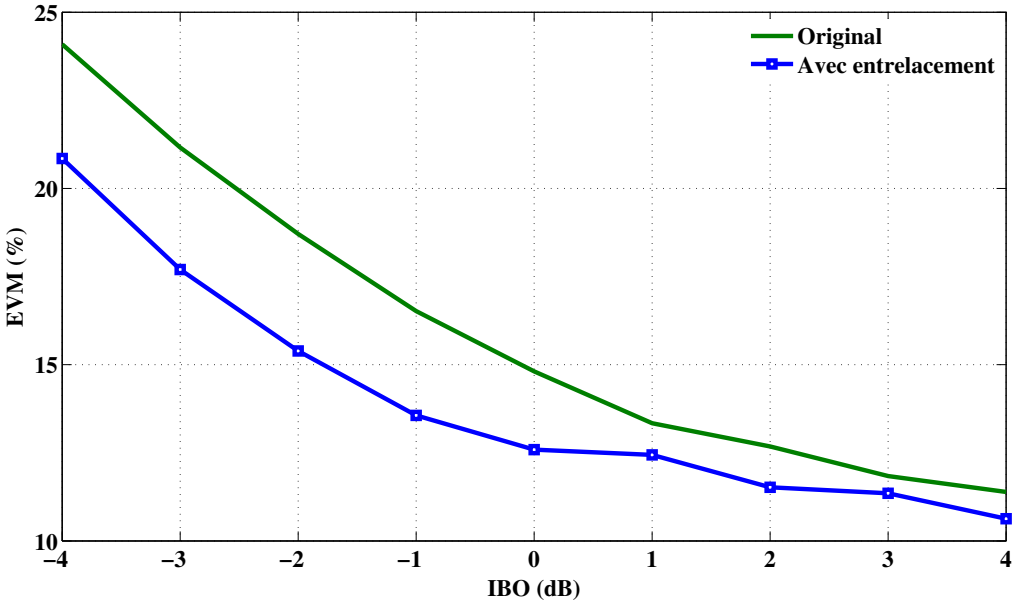


FIGURE 2.35 – EVM versus IBO avec et sans réduction du PAPR

La Figure (2.35) présente les résultats d'EVM en fonction de l'IBO avec et sans réduction du PAPR. On constate une amélioration de l'ordre de 4 % dans une plage d'IBO comprise entre -4 et -1 dB, soit la zone qui présente une forte non-linéarité de l'amplificateur. L'amélioration devient de moins en moins importante en augmentant le recul pour atteindre la zone linéaire (IBO compris entre 1 et 4 dB). Dans cette zone, l'apport de la réduction du PAPR est non-significatif puisqu'elle présente moins de distorsions, donc moins de dégradation de la qualité de transmission. Ces améliorations en termes d'EVM confirment les résultats de simulation. En effet, on constate que l'utilisation de la technique d'entrelacement permet une réduction des effets non-linéaires de l'amplificateur de puissance dans la zone critique proche de la saturation, qui présente aussi la zone de haut rendement.

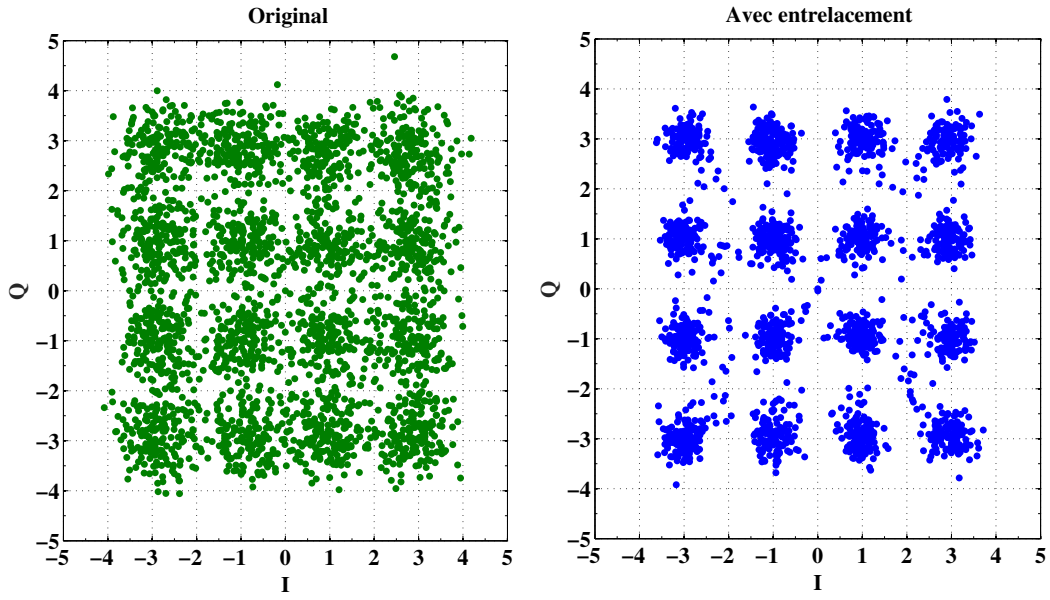


FIGURE 2.36 – Constellation à -2 dB d'IBO

Pour montrer les conséquences de l'amélioration de l'EVM, on présente sur la Figure (2.36) les constellations avec et sans technique d'entrelacement pour un fonctionnement en zone de compression (IBO=−2 dB). On constate une nette amélioration de la dispersion des points de la constellation en appliquant la technique d'entrelacement. Ce résultat montre l'intérêt de la réduction du PAPR sur le processus de décision lors de la démodulation des signaux et le passage en binaire.

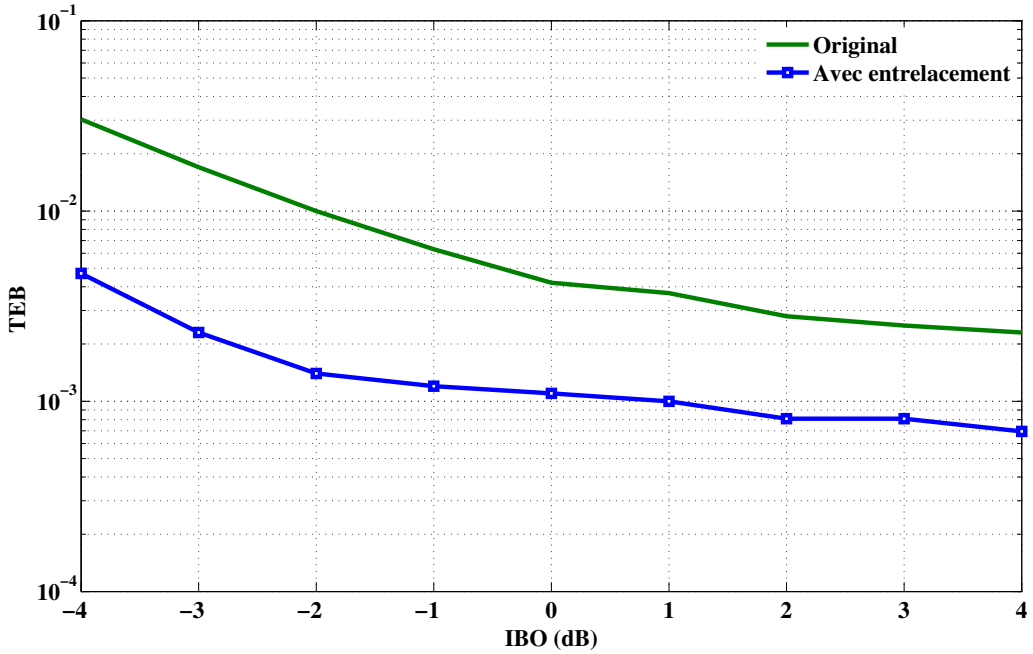


FIGURE 2.37 – TEB versus IBO avec et sans réduction du PAPR

L'amélioration de l'EVM se traduit aussi par une amélioration du TEB, comme le montre la Figure (2.37) qui présente les résultats du TEB en fonction de l'IBO. À partir de ces résultats, nous constatons l'amélioration du TEB sur toute la plage de variation de l'IBO allant jusqu'à presque une décade en zone de saturation (IBO entre -4 et -1 dB). Comme précisé dans le cas de l'EVM, ces résultats montrent l'utilité de la réduction du PAPR sur le processus de la démodulation 16-QAM (prises de décision lors du passage du symbole modulé vers le binaire).

En conclusion de ces courbes d'EVM et de TEB, on peut souligner que pour un fonctionnement dans la zone de forte compression, on constate un gain d'environ 2 dB pour la même qualité de service. Par exemple, dans la zone proche de -2 dB d'IBO, on constate que la technique d'entrelacement permet de conserver l'EVM et le TEB originaux avec environ 2 dB de recul en moins. Par exemple, un EVM fixe de l'ordre de 15% est obtenu pour -2 dB de recul avec entrelacement, au lieu de 0 dB pour l'original. On traduira ce résultat par la suite sur la courbe de rendement.

2.6.3.2 Réponses fréquentielles

Comme en simulation, on mesure les réponses fréquentielles pour s'apercevoir de la validité de cette technique quant au respect du masque fréquentiel du standard. Pour cette raison, on présente dans les Figures (2.38) à (2.42) les spectres d'entrée et de sortie avec et sans entrelacement, mesurés à l'aide de l'analyseur de spectre (RF Agilent N9020A) et pour différentes valeurs d'IBO.

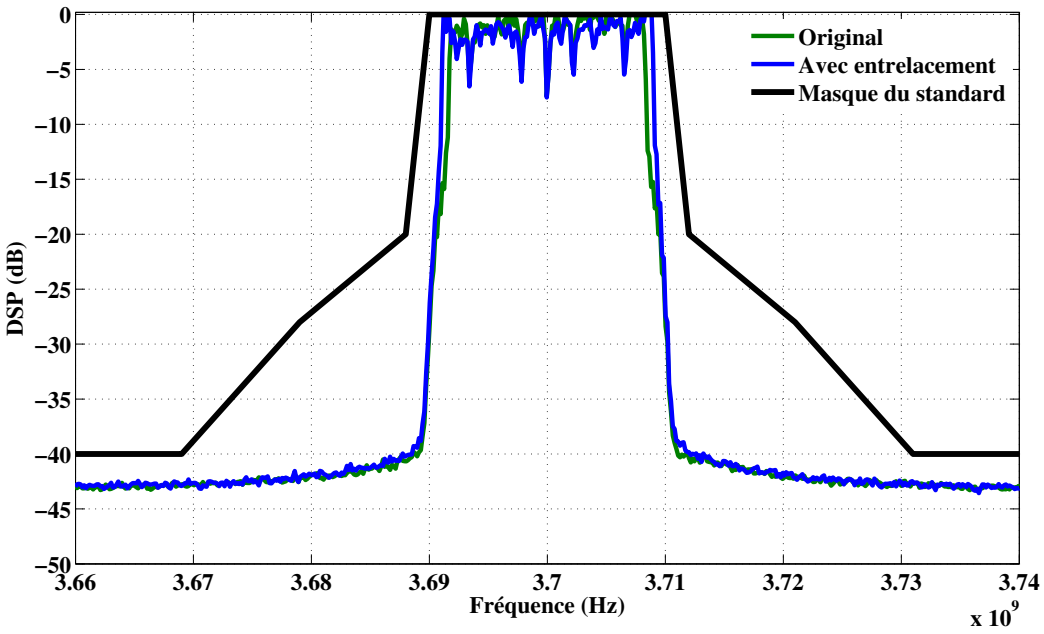


FIGURE 2.38 – Spectres à l'entrée de l'amplificateur

Le spectre du signal d'entrée de l'amplificateur (Figure (2.38)) présente bien un élargissement dû à l'utilisation des sous-porteuses nulles, mais celui-ci reste faible par rapport à d'autres techniques de réduction de PAPR.

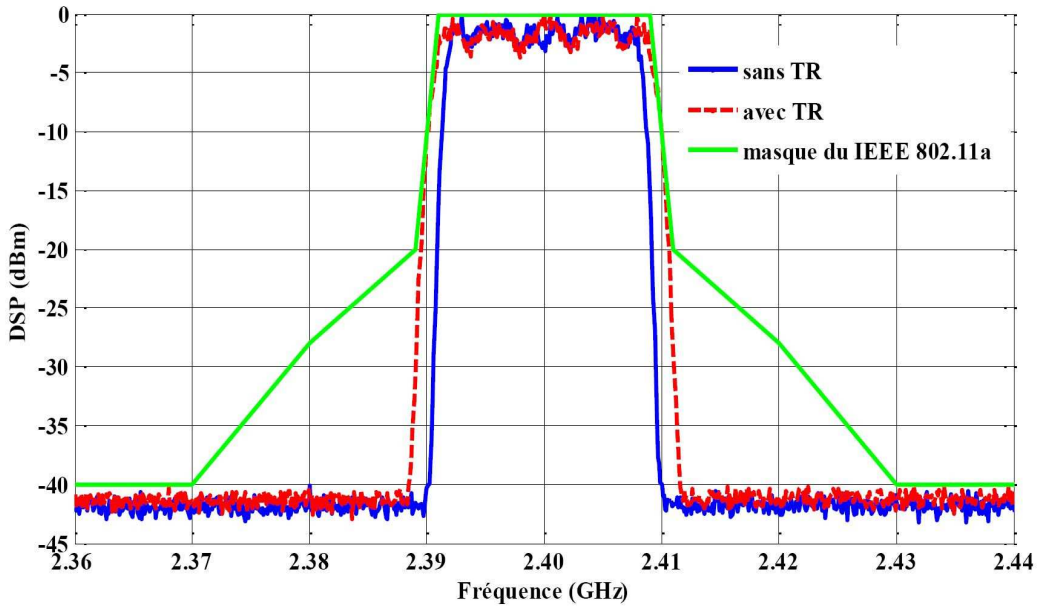


FIGURE 2.39 – Spectre pour la technique TRNS avec l'utilisation des 12 SPN [60]

Par exemple, nous avons rapporté sur la Figure (2.39) le spectre d'entrée obtenu par l'utilisation des 12 SPN disponibles dans le standard IEEE 802.11a, pour la méthode TRNS (Figure extraite de la thèse de B. Koussa [60]). On remarque que la réduction du nombre de SPN à 4 dans le cas de la technique d'entrelacement proposée permet de réduire les effets d'élargissement de la bande utile.

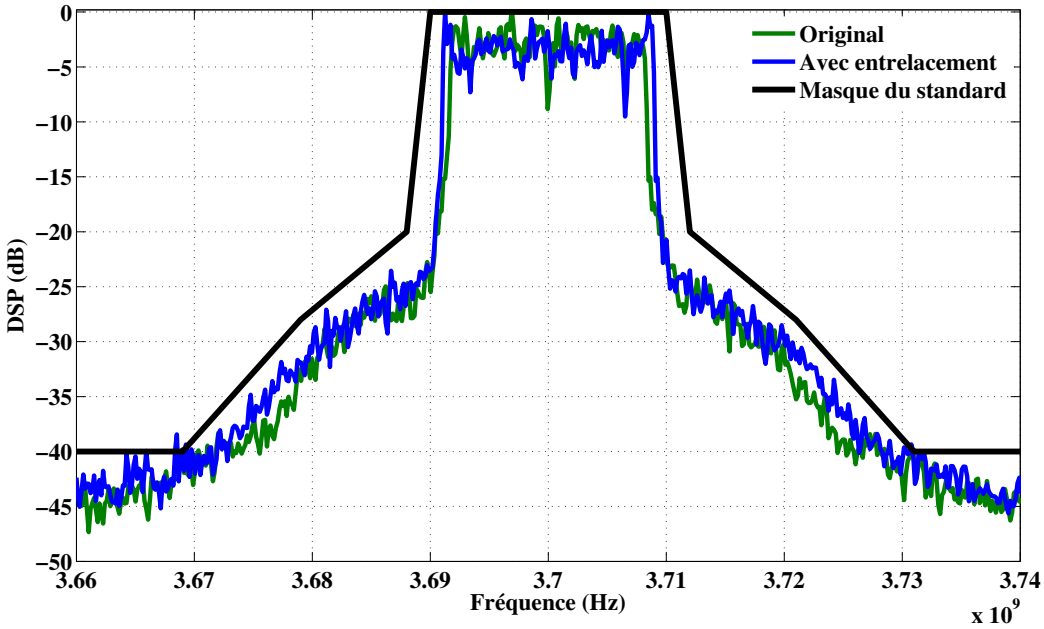


FIGURE 2.40 – Spectres à la sortie de l'amplificateur (IBO=0 dB)

Les spectres de sortie présentés sur les Figures (2.40), (2.41) et (2.42) permettent de rendre

compte des limites des techniques utilisant les SPN pour la transmission des informations auxiliaires.

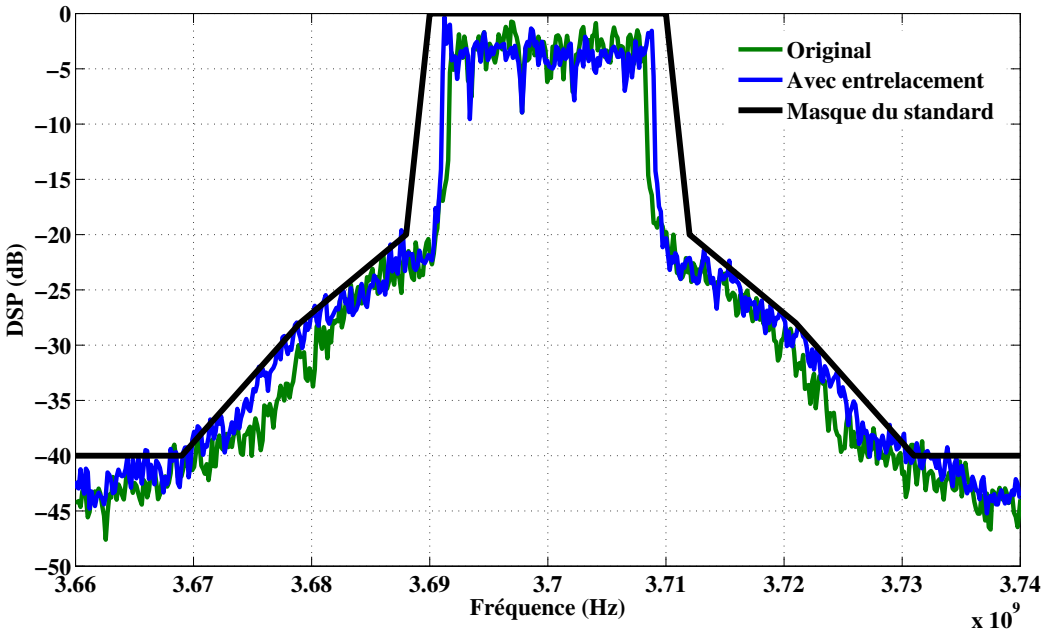


FIGURE 2.41 – Spectres à la sortie de l'amplificateur (IBO=-2 dB)

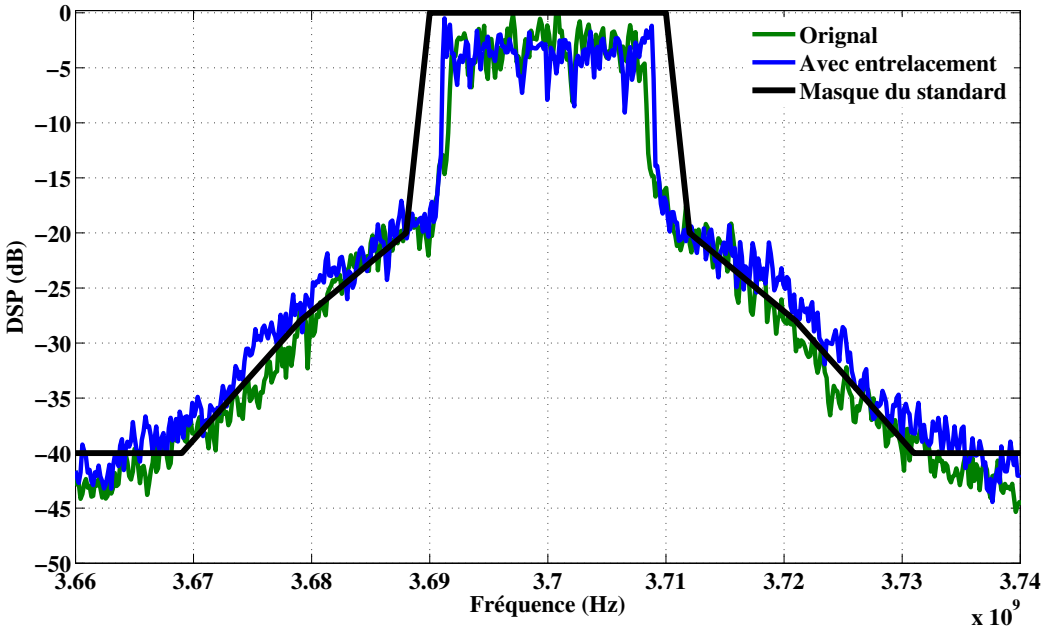


FIGURE 2.42 – Spectres à la sortie de l'amplificateur (IBO=-4 dB)

À partir de ces résultats, nous pouvons remarquer les remontées spectrales dans les bandes adjacentes à cause des effets non-linéaires du PA et du recul. Cependant, ces remontées

spectrales restent en dessous du masque du standard IEEE 802.11 dans le cas d'un IBO égal à -2 dB, contrairement au cas à -4 dB qui dépasse le masque.

Pour ce dernier cas, ceci est principalement dû aux forts niveaux de puissance du signal. En pratique, il est inenvisageable de faire fonctionner l'amplificateur dans cette zone.

2.6.3.3 Impact sur la consommation électrique

Pour un émetteur donné, notre objectif majeur est l'optimisation et la réduction de sa consommation électrique, tout en maintenant la même qualité de transmission. Suivant les précédents résultats de mesures, on constate une amélioration d'IBO d'environ 2 dB, avec l'application de la technique d'entrelacement pour un niveau donné d'EVM ou de TEB. Ce gain peut se traduire par une amélioration du bilan énergétique de la chaîne de communication, calculé à partir de la relation du rendement en puissance ajoutée que l'on rappelle :

$$\eta_{Aj} = \frac{P_s - P_e}{P_{Alim}} \tag{2.8}$$

avec P_e la puissance du signal d'entrée, P_s la puissance du signal de sortie et P_{Alim} la puissance d'alimentation.

La Figure (2.43) présente les mesures réalisées sur le banc concernant le rendement en puissance ajoutée η_{Aj}, en fonction du recul en entrée (IBO).

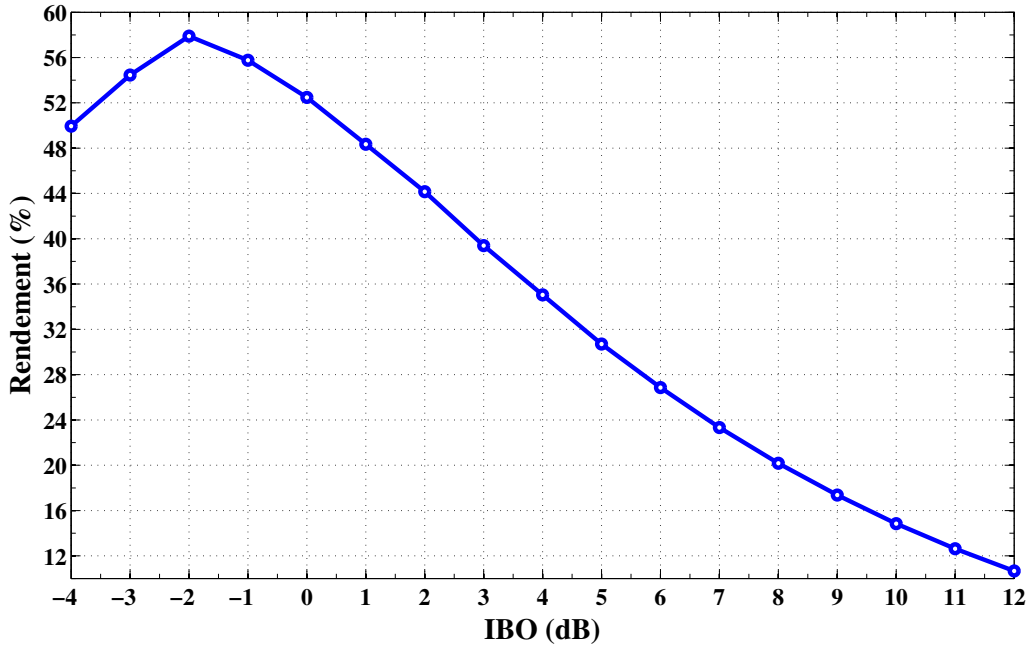


FIGURE 2.43 – Courbe de rendement η_{Aj} de l'amplificateur en fonction du recul

À partir de cette courbe, on peut constater que le rendement maximal de l'amplificateur utilisé est d'environ 58 %, obtenu à fort niveau soit pour une valeur d'IBO égale à −2 dB

(zone de saturation). La Figure (2.43) permet de faire le lien entre les performances obtenues avec la réduction du PAPR et l'efficacité en puissance exprimée en rendement. Ainsi, les résultats en termes d'EVM et de TEB ont montré que l'utilisation de la technique d'entrelacement permet d'obtenir un gain d'environ 2 dB en IBO. Cette valeur ramenée sur la courbe de rendement, dans la zone de saturation, montre une amélioration de 6 % pour une valeur initiale d'IBO de 0 dB portée à -2 dB. Dans la zone de compression, on peut obtenir environ 9 % pour une valeur initiale d'IBO de 2 dB portée à 0 dB, avec une même qualité de transmission.

En d'autres termes, la technique d'entrelacement permet un fonctionnement de l'amplificateur de puissance à une valeur d'IBO égale à -2 dB, qui correspond à une puissance de sortie d'environ 41.5 dBm (voir la Figure (2.28)) et un maximum de rendement (d'environ 58 %). Ceci pour une même qualité de transmission que pour un IBO égal à 0 dB sans entrelacement, mais avec une puissance rayonnée limitée à 40.25 dBm et un rendement de 52 %.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle version de la technique d'entrelacement basée sur les principes suivants :

— transmission des informations auxiliaires via les SPN,

— codage des clés d'entrelacement sur 4 états pour réduire le nombre de SPN,

— et décodage robuste au récepteur.

En ce qui concerne le mode de transmission de l'information auxiliaire, considéré comme un inconvénient majeur de la technique d'entrelacement, nous avons proposé l'utilisation des sous-porteuses nulles qui permettent la non-dégradation du débit. Pour minimiser les erreurs sur ces informations, nous avons également mis en place un processus de codage des clés d'entrelacement sur 4 états, permettant de réduire significativement le nombre de SPN utilisées, par rapport à un codage sur 2 états. Ceci ne protège pas ces informations mais réduit le risque de les compromettre, avec une probabilité presque unitaire de bon décodage constaté en simulation, même à faibles SNR.

Les résultats de simulation avant PA montrent un gain d'environ 5.2 dB sur la CCDF qui se traduit par une amélioration d'environ 4 % d'EVM et d'un facteur d'une décade sur le TEB. Ceci montre la robustesse de la technique d'entrelacement contre les effets des non-linéarités statiques et dynamiques de l'amplificateur et en présence du bruit de canal de transmission. Ces résultats sont obtenus pour une valeur d'IBO égale à -2 dB, soit dans la zone non-linéaire de l'amplificateur, soit à haut rendement.

Une évaluation expérimentale de cette technique a été menée en utilisant un banc d'essais et un amplificateur commercial de 20 W fonctionnant à 3.7 GHz. À partir des résultats de mesures obtenus, on a constaté une amélioration d'EVM d'environ 4 % et une amélioration du TEB d'une décade dans une zone fortement non-linéaire. Comme en simulation, l'analyse spectrale montre que la technique d'entrelacement permet une faible dégradation de la réponse fréquentielle lorsque le PA fonctionne proche de la zone de saturation,

à $-2\,\mathrm{dB}$ d'IBO par exemple. Les spectres restent conformes au masque imposé par le standard malgré l'utilisation de 4 sous-porteuses libres. La traduction de l'amélioration au niveau du recul en puissance a été exprimé par une réduction de la consommation électrique avec la possibilité de fonctionner à un maximum du rendement de $58\,\%$ au lieu de $52\,\%$, pour la même qualité de transmission. A noter que l'utilisation des SPN pour transmettre les informations auxiliaires permet un fonctionnement sans changement des installations électroniques au récepteur. Cependant, la méthode proposée n'est pas à compatibilité descendante, dans la mesure où nous avons introduit le processus de décodage des clés d'entrelacement. Toutefois, cette modification reste mineure puisqu'elle n'exige aucun matériel supplémentaire, reste la problématique de l'implémentation avec un nombre réduit de possibilités d'entrelacement.

Dans la suite de notre travail, nous allons présenter une nouvelle technique de réduction du PAPR avec comme objectif, améliorer davantage les performances.

Chapitre 3

Shaping en conjonction avec la DCT pour la réduction du PAPR

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons proposé des modifications majeures dans la technique d'entrelacement pour la réduction du PAPR. Appliquée au standard 802.11a, cette technique permet une amélioration significative notamment sur le rendement de l'amplificateur de puissance. Pour permettre plus d'amélioration, nous nous sommes attachés dans ce chapitre à proposer de nouvelles solutions pour la réduction du PAPR dans les modulations OFDM, en améliorant notamment le gain sur les courbes de CCDF et sur la consommation électrique.

Comme pour l'entrelacement et en restant toujours au niveau du codage des données, il est possible d'agir sur le signal d'entrée, en vue de la réduction de ses pics. La technique du Shaping est utilisée dans la partie numérique de l'émetteur afin de réduire la puissance moyenne transmise [84][85]. Ce codage qui rajoute de la redondance binaire permet de mettre en forme la constellation afin de minimiser son énergie moyenne et d'améliorer les performances du système [85]. Comme nous l'avions souligné au chapitre (1), certaines techniques comme la TR souffrent de l'augmentation de la puissance moyenne à cause de l'ajout du signal. L'application du Shaping pourrait donc être une solution pratique pour y remédier, tout en améliorant l'immunité des données vis-à-vis du canal.

Cependant, le Shaping n'a théoriquement pas d'influence directe sur le PAPR. C'est pour cela que nous allons investiguer, dans la suite de ce chapitre, des techniques issues de la compression des données, comme la DCT, pour l'associer au Shaping. Notre objectif est donc de proposer une nouvelle technique alliant la réduction de la puissance moyenne des signaux OFDM et la réduction des pics instantanés.

On organisera ce chapitre en quatre volets. Les deux premiers traiteront respectivement de la technique Shaping et de la DCT, avec des essais en simulation sans insertion d'un modèle non-linéaire d'amplificateur. Ces essais nous permettront d'étudier la réduction du PAPR, l'EVM et le TEB séparément des non-linéarités du PA. Le troisième volet est consacré à la méthode proposée avec des tests dans le même contexte (sans PA). Enfin, on terminera par un volet simulation et expérimentation en présence de l'amplificateur de

puissance.

3.2 Réduction du PAPR par Shaping/DCT

Dans cette section, nous allons présenté les techniques Shaping et DCT, en illustrant leurs avantages et inconvénients. Les deux techniques seront traitées individuellement, testées en termes de réduction du PAPR et de qualité de transmission sans l'amplificateur. A partir de la synthèse des résultats obtenus, il sera envisagé de combiner les deux techniques pour améliorer davantage les résultats.

3.2.1 Technique de mise en forme de constellation

La mise en forme de la constellation (constellation Shaping) [86] est un processus généralement utilisé avec la modulation codée BICM (Bit Interleaved Coded Modulation) [87], qui associe des modulations avec des codes correcteurs d'erreurs (voir la Figure (3.1)). Sur cette figure, on représente l'exemple d'un codage réalisé avant le Mapping. Le Shaping consiste à introduire de la redondance, avec un rapport donné pour mettre en forme la constellation transmise dans le but de réduire la puissance moyenne du signal [84][85], et améliorer ainsi les performances du codeur canal. Cette solution consiste à utiliser des modulations numériques d'ordre élevé permettant de supporter des taux de transmission très importants, afin de répondre aux besoins des systèmes actuels, tout en gardant la même bande passante et en minimisant la consommation énergétique. La dénomination « modulation codée » vient du fait qu'elle est utilisée pour faire face aux dégradations dues aux différents bruits de la chaîne de transmission.

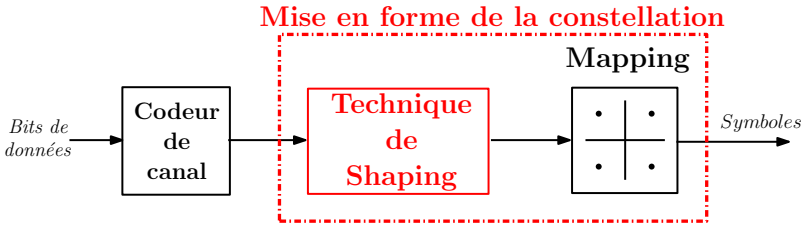


FIGURE 3.1 – Schéma avec le Shaping code

L'objectif de cette mise en forme est de modifier la constellation du signal en privilégiant des emplacements spécifiques selon le but désiré [88][89][90]. En effet, le caractère aléatoire des données binaires donne la même probabilité d'apparition à l'ensemble des points de la constellation. En introduisant le Shaping, il est possible de faire tendre cette probabilité vers une loi Gaussienne, se rapprochant ainsi de la limite de Shannon [91]. Plusieurs solutions sont présentées dans la littérature pour la mise en forme de la constellation. Parmi elles, on peut citer

— celle qui consiste à modifier la distribution des points de la constellation pour avoir une distribution non-uniforme et qui suit une forme gaussienne. Ceci est réalisé en plaçant les points de la constellation sur un axe et en agissant sur le facteur de distance entre les points de la constellation (changement de la valeur d'amplitude

des points). C'est le cas par exemple de la modulation d'amplitude des impulsions nommée PAM, pour Pulse Amplitude Modulation [88].

— La deuxième approche consiste à garder la distribution des points de la constellation (distribution uniforme), tout en agissant cette fois-ci sur le facteur de probabilité de transmission des points (voir l'exemple de la Figure (3.2)). Ceci est réalisé en utilisant un codage qui permet la transmission des points de la constellation avec des valeurs de probabilité différentes. On peut citer parmi les techniques qui utilisent cette approche : Le Shaping code [90][92] et le Trellis Shaping [93].

Sur la Figure (3.2) obtenue par simulation selon la deuxième approche, on peut apercevoir la distribution des points avant et après la mise en forme, par Shaping code, pour une modulation 256-QAM. Cette représentation en 3D a pour but de montrer la probabilité d'apparition de chaque point de la constellation. Sur l'axe z, on présente donc la valeur de la probabilité et sur les deux axes x et y, le plan de la constellation IQ. On peut noter qu'avant la mise en forme des symboles, les probabilités d'apparition des symboles sont quasi-identiques (autour de $1/256 = 0.0039$). Après mise en forme de type Shaping code, on modifie la constellation en augmentant la capacité d'apparition de certains symboles. Aussi, avec ce Shaping, la transmission se rapprochera d'une modulation à plus faible nombre de points, ce qui a pour avantage un meilleur TEB.

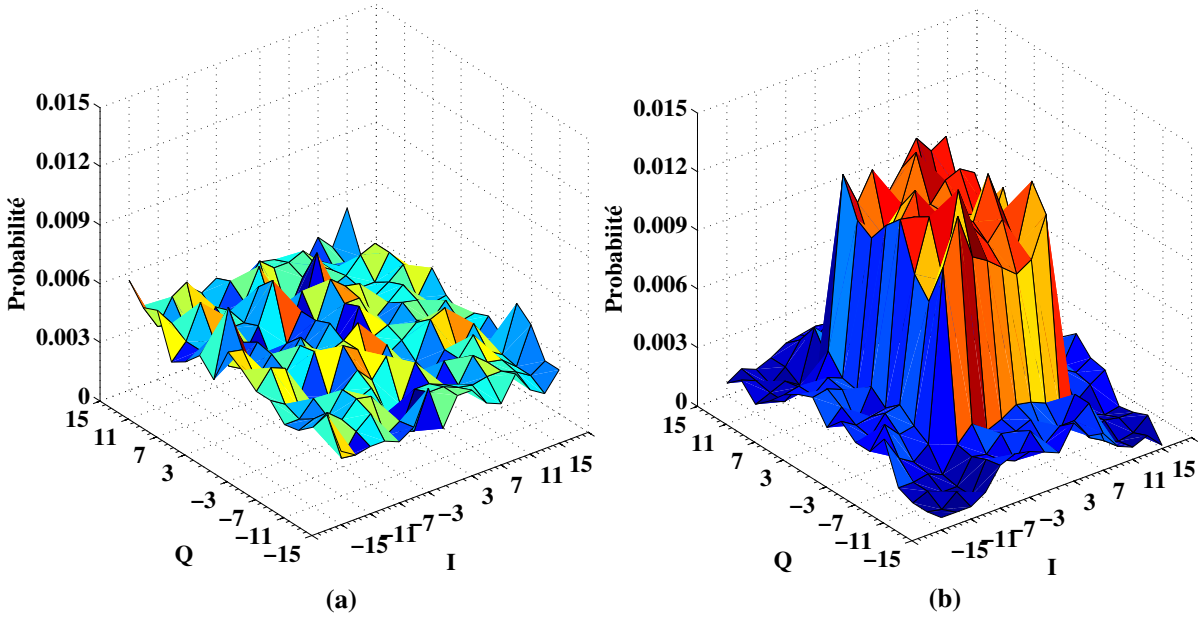


FIGURE 3.2 – Distribution des points de la constellation pour une modulation 256-QAM (a) Avant mise en forme (b) Après mise en forme

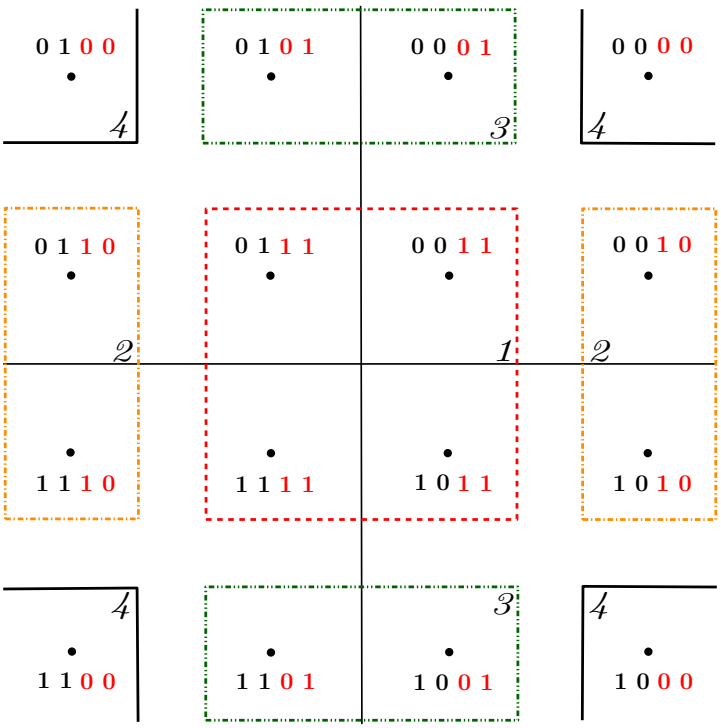
On s'intéressera dans notre travail à la deuxième approche, principalement au Shaping code, dans l'objectif de présenter une version originale pour l'amélioration de la réduction du PAPR dans les systèmes OFDM. Comme dans le cas du Trellis Shaping présenté dans [94][95][96], on évaluera les capacités du Shaping code dans le contexte de la réduction du PAPR.

3.2.2 Le Shaping code

Le Shaping code appartient à la famille des techniques de mise en forme de la constellation. Elle est principalement connue pour sa simplicité d'utilisation avec les différents schémas de modulation codés, comme le système BICM qui l'utilise pour l'amélioration de ses performances en terme de sécurisation des données, ainsi que la réduction de la puissance moyenne du signal [84][85]. Il s'agit d'un simple code en bloc non-linéaire, permettant de contrôler la transmission des bits de données, afin de sélectionner au niveau de la constellation, les points qui permettent l'obtention de la distribution souhaitée. Le Shaping est un codage qui consiste donc à modifier la séquence binaire en introduisant de nouveaux bits de redondance, afin de positionner efficacement les points de la constellation.

3.2.2.1 Principe

La mise en forme ne dépend pas seulement du Shaping code, mais aussi de la constellation elle-même. En effet, les auteurs dans [90] ont proposé de diviser la constellation originale en plusieurs sous-constellations de même taille et d'énergie moyenne croissante, comme le montre la Figure (3.3) qui présente 4 sous-constellations pour l'exemple d'une modulation 16-QAM (avec un mapping de Gray).



Sous-constellation 1: Symboles à faible énergie
Sous-constellation 2 / **Sous-constellation 3:** Symboles à moyenne énergie
Sous-constellation 4: Symboles à forte énergie
XX: Bits de shaping

FIGURE 3.3 – Décomposition en 4 sous-régions de la modulation 16-QAM

À partir de la Figure (3.3), on peut constater que les mots binaires constituant les symboles modulés sont divisés en deux parties (deux uplets) : les deux bits de poids faible fixent le choix de la sous-constellation (bits de Shaping) et ceux du poids fort la position du symbole en son sein. Par exemple, les mots binaires $0011, 0111, 1011$ et 1111 partagent la même sous-constellation repérée par les deux derniers bits de Shaping XX=11. Aussi, les points $0100, 0101, 0110$ et 0111 partagent la même position dans chacune des 4 sous-constellations.

Dans notre exemple de la Figure (3.3), les sous-constellations sont affectées par niveau d'énergie. Ainsi, on retrouve quatre régions :

— la sous-constellation 1 qui est à faible énergie et repérée par les bits de Shaping XX=11,

— les deux sous-constellations 2 et 3 qui sont à moyenne énergie et repérées par XX=10 et XX=01,

— et la sous-constellation 4 à forte énergie repérée par XX=00.

À noter que chaque sous-constellation est composée de 4 symboles. On verra par la suite que ce choix permet d'utiliser plus souvent une pseudo-constellation à faible nombre d'états (ici de type 4-QAM), ce qui permet d'améliorer les critères d'EVM et de TEB.

3.2.2.2 Réduction de la puissance par le Shaping code

A partir de cette décomposition, l'idée est d'utiliser un Shaping code capable de générer des bits de Shaping XX qui permettent de privilégier une des 4 sous-constellations précédentes. Pour illustrer ce principe et sans perte de généralités, nous choisissons la sous-constellation 1, qui est à faible énergie, et repérée par les bits de Shaping 11. Pour cela, les deux bits de Shaping nécessaires sont les bits de 1. Donc, l'utilisation d'un code en bloc qui génère les bits de 1 à la troisième entrée avec une probabilité importante est nécessaire pour assurer cette mise en forme.

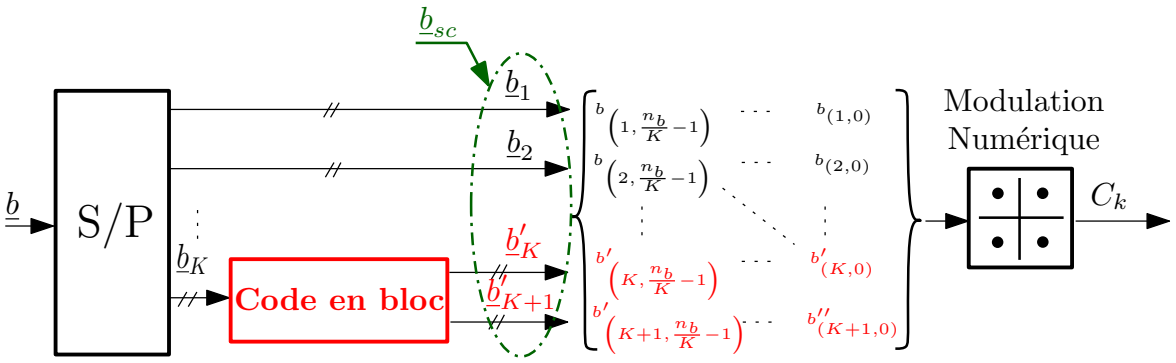


FIGURE 3.4 – Schéma bloc du Shaping code utilisé

Pour décrire le principe de cette génération, pour une séquence binaire $\underline{b}$ de n_b bits de données et une constellation M-QAM, on définit le nombre de blocs $K = \log_2(M) - 1$ qui composent la séquence $\underline{b}$. Suivant la Figure (3.4), on énumère les étapes suivantes :

— **Etape 1 :** Dans cette étape et en utilisant un bloc série/parallèle, les bits de la séquence binaire $\underline{b}$ sont répartis sur K bits pour formuler les K sous-séquences telles que :

$$\underline{b}_i = \left[b_{(i,0)} \quad b_{(i,1)} \quad \cdots \quad b_{\left(i,\frac{n_b}{K}-1\right)} \right], \quad i = 1, \cdots, K \tag{3.1}$$

— **Etape 2 :** la dernière séquence $\underline{b}_K$ passe par un code en bloc (Shaping code) qui utilise la table de codage présentée dans le tableau (3.1) afin de générer les bits de Shaping utilisé par la suite pour la mise en forme de la constellation. Le rendement de ce codage est de $\frac{2}{4}$, avec 4 bits de sortie pour deux bits d'entrée. Après le Shaping code, le vecteur $\underline{b}_K$ donne lieu à deux nouveaux vecteurs $\underline{b}'_K$ et $\underline{b}'_{K+1}$.

Bits d'entrée	Bits codés en sortie
[0 0]	[1 1 1 1]
[0 1]	[1 0 1 1]
[1 0]	[1 1 0 1]
[1 1]	[1 1 1 0]

TABLE 3.1 – Table de codage du Shaping code

Pour bien comprendre la table (3.1), la colonne des bits d'entrée correspond à deux bits pris sur le vecteur $\underline{b}_K$, qui générera 4 bits de sortie dont les 2 premiers pour $\underline{b}'_K$ et les deux derniers pour $\underline{b}'_{K+1}$. Par exemple, la suite de bits [0 0] généreront le mot code [1 1 1 1].

Ce codage introduit donc une redondance de 1 bit par symbole QAM, pour obtenir la nouvelle séquence.

$$\underline{b}_{sc} = \left[\underline{b}_1 \, ; \, \underline{b}_2 \, ; \, \cdots \, ; \, \underline{b}'_K \, ; \, \underline{b}'_{K+1} \right] \tag{3.2}$$

— **Etape 3 :** la nouvelle séquence de bits $\underline{b}_{sc}$ est alors mappée en utilisant la constellation présentée sur la Figure (3.3). Les deux derniers vecteurs de bits $\underline{b}'_K$ et $\underline{b}'_{K+1}$ insérés par le Shaping code (Bits de Shaping) permettront de positionner le plus de symboles possibles sur la sous-constellation à faible énergie.

En procédant selon ces étapes, le signal obtenu en sortie sera théoriquement à faible énergie. Cette baisse d'énergie peut être calculée à partir de la probabilité d'apparition de points et de l'énergie de chaque sous-constellation. En notant P_1 la probabilité d'apparition des bits de 1, le code en bloc de la table (3.1) donne $P_1 = \frac{13}{16} = 0.8125$, qui représente le nombre de bits à 1 sur le nombre total de bits, dans la colonne des bits codés en sortie. On peut établir les différentes probabilités des symboles modulés de la table (3.2).

Mapping	Probabilité
XX00	$(1-P_1)\times(1-P_1)$
XX01	$(1-P_1)\times P_1$
XX10	$P_1\times(1-P_1)$
XX11	$P_1\times P_1$

TABLE 3.2 – Probabilité de transmission des symboles de chaque sous constellation

Suivant ce tableau, on peut calculer l'énergie moyenne de la constellation en multipliant les probabilités de chaque sous-constellation par son énergie, ce qui donne la relation :

$$\begin{aligned} E_{moy} &= P_1\cdot P_1\cdot E_1 + (1-P_1)\cdot P_1\cdot E_2 \\ &\quad + P_1\cdot(1-P_1)\cdot E_3 + (1-P_1)\cdot(1-P_1)\cdot E_4 \\ &= 0.6602\times E_1 + 0.152\times E_2 + 0.152\times E_3 + 0.03522\times E_4 \end{aligned} \tag{3.3}$$

avec $E_1 = 2$, $E_2 = 10$, $E_3 = 10$ et $E_4 = 18$ les énergies de chaque sous-constellation de la Figure (3.3), calculées à partir des symboles de chaque sous-constellation, en utilisant l'équation (1.5).

En réalisant les calculs, on obtient donc une énergie de 5, au lieu de 10 pour le cas sans Shaping code. On constate donc une réduction de 50 % de l'énergie moyenne de la constellation dans le cas de la modulation 16-QAM, en utilisant un Shaping privilégiant la sous-constellation 1. Ce principe de base est transposable aux 4 sous-constellations, selon l'objectif souhaité.

À la réception, pour récupérer les bits de données émis, un simple schéma basé sur le calcul du rapport de vraisemblance logarithmique (LLR : log-likelihood ratio) est appliqué pour assurer l'étape de démodulation des symboles reçus. Cette étape est donnée de façon synthétique en annexe (A).

3.2.2.3 Évaluation en simulation sans PA

Pour étudier les performances du Shaping code et son impact sur la qualité des transmissions, on présente ici les résultats de simulation obtenus pour le standard IEEE 802.11a, décrit au chapitre 2 (Tab. (2.3)).

La chaîne de simulation est présentée sur la Figure (3.5). Pour ces simulations, on n'intègre pas le PA afin de se rendre compte des effets de cette technique sans l'influence des non-linéarités de l'amplificateur. Seul le bruit du canal AWGN est pris en compte dans l'étude du TEB et de l'EVM en fonction du SNR.

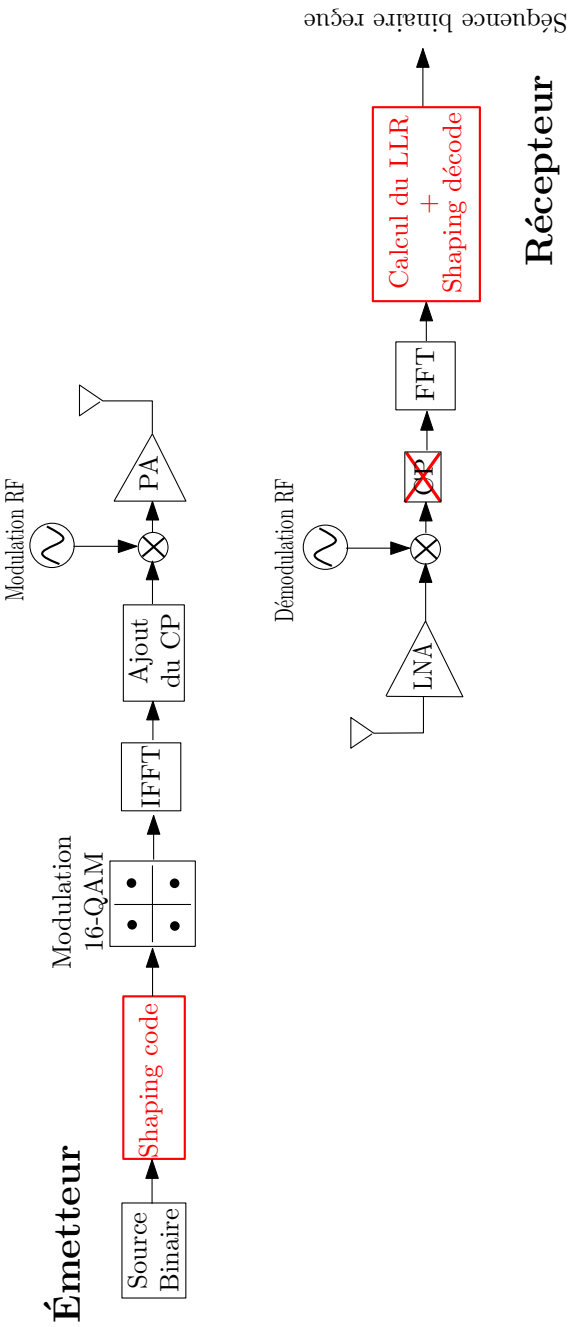


FIGURE 3.5 – Schéma de simulation avec le Shaping code

Distribution de la constellation et impact sur le PAPR : En premier lieu, nous avons tracé en 3D sur la Figure (3.6) la distribution des points de constellation avec et sans Shaping code.

Dans cette figure, on peut noter le changement de la distribution des points de la constellation après application du Shaping code. Cette distribution converge vers une forme gaussienne, avec une forte probabilité de transmission des points à faible énergie, qui

correspond aux points de la sous-constellation 1.

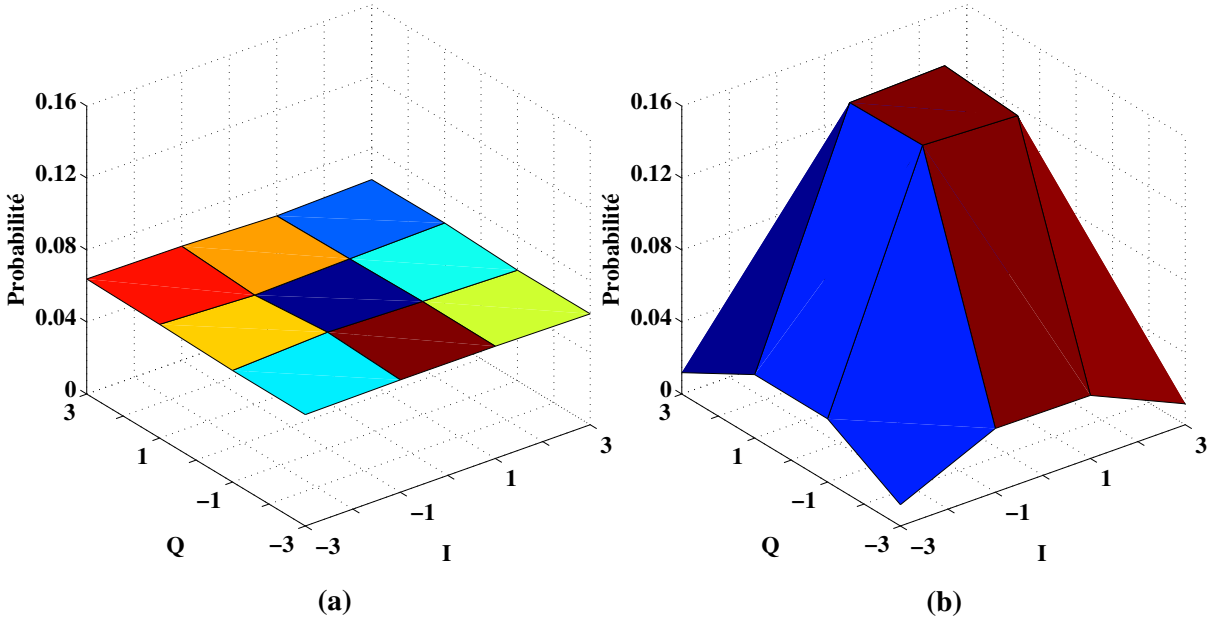


FIGURE 3.6 – Distribution de la constellation (a) originale (b) avec Shaping

On présente dans la Figure (3.7) les courbes de CCDF, qui permettent la mesure de l'évolution du PAPR.

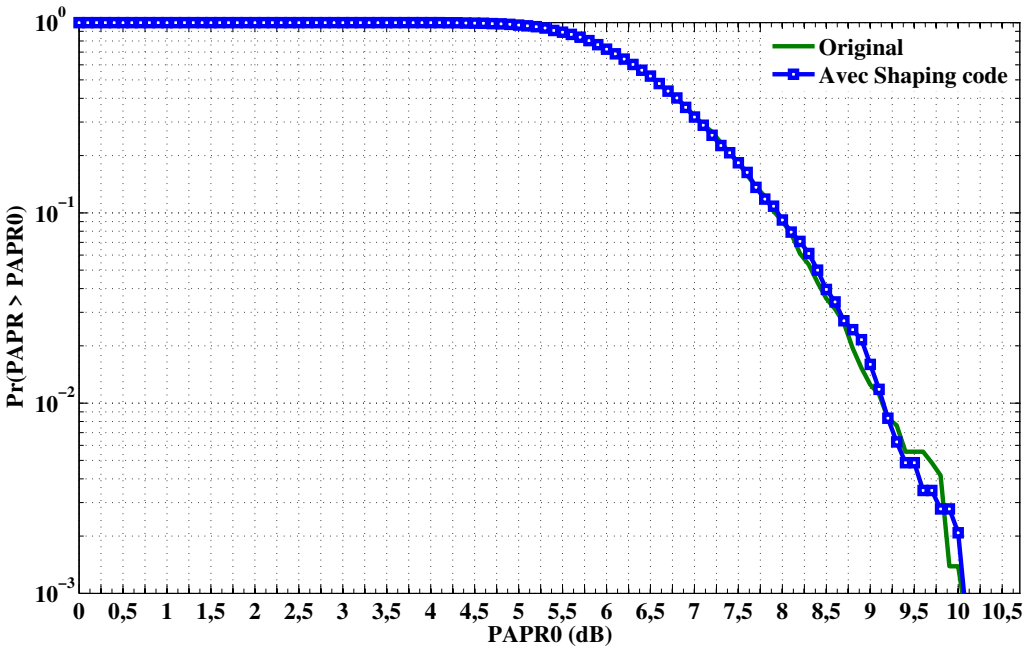


FIGURE 3.7 – CCDF du PAPR avec et sans le Shaping code

À partir des courbes de CCDF, on constate que le Shaping code n'a pas permis la réduction

du PAPR. En réalité, ceci était prévisible car cette technique n'agit pas sur les pics instantanés du signal temporel. La raison principale de l'utilisation du Shaping code est la réduction de la puissance moyenne en plus de l'augmentation de la sécurisation des données, car on concentre la majeur partie des symboles sur la sous-constellation à faible énergie. Ceci n'a donc aucun impact sur les résultats du PAPR. On se retrouve dans la même configuration que le signal original puisque les écarts entre les pics et la puissance moyenne du signal sont similaires, avec un peu plus de 2 dB de différence comme le montre le tableau (3.3).

	Puissance Moyenne	Ecart max
Original	23 dBm	16.77 dB
Avec Shaping code	20 dBm	14.23 dB

TABLE 3.3 – Puissances moyennes et écarts max avec et sans Shaping code

Qualité de la transmission : Suivant le schéma de simulation de la Figure (3.5) et en présence du bruit de canal AWGN, on a obtenu à la réception la constellation présentée dans la Figure (3.8), pour une valeur de SNR=12 dB.

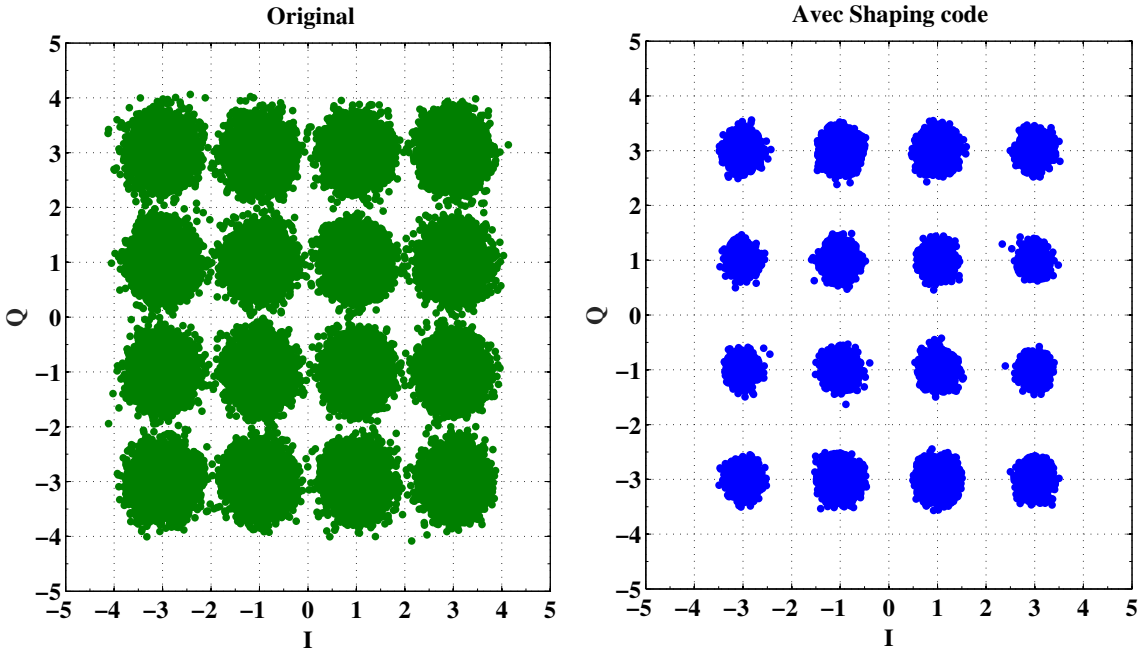


FIGURE 3.8 – Constellation du signal reçu

Suivant ces résultats, on voit clairement l'impact du Shaping code sur la constellation du signal. Les points de la constellation sont mieux concentrés sur leurs positions avec l'utilisation du Shaping code, malgré la présence des effets du bruit de canal de transmission.

Pour évaluer la qualité de transmission dans le cas du Shaping code, on présente les résultats d'EVM et du TEB dans le cas du canal AWGN sur les deux Figures (3.9) et (3.10).

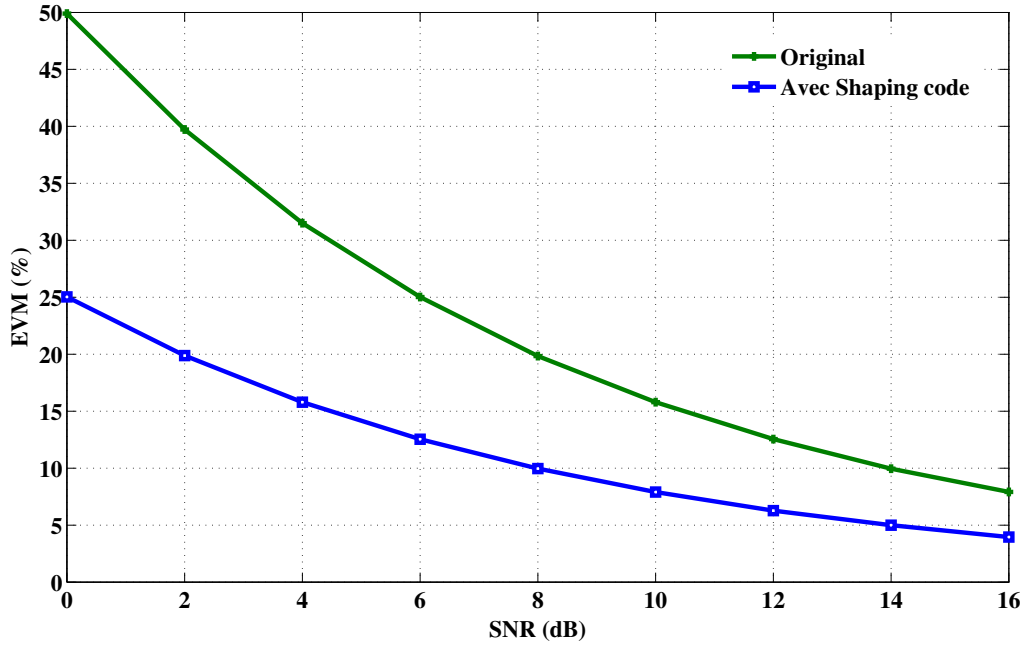


FIGURE 3.9 – Résulats d'EVM avec le Shaping code

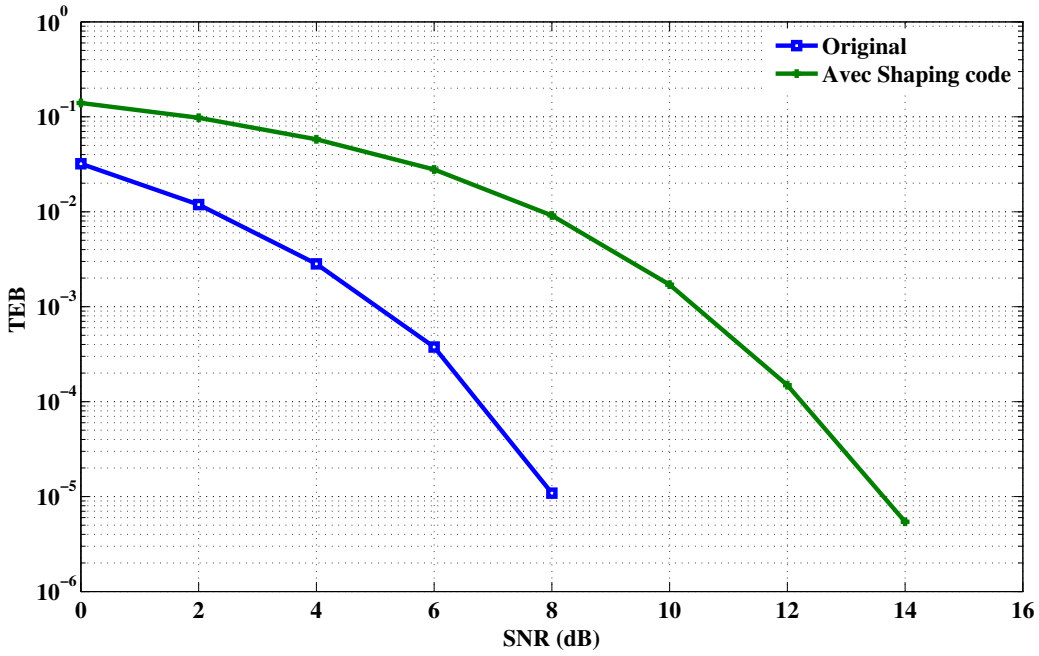


FIGURE 3.10 – Résulats du TEB avec le Shaping code

À partir de la Figure (3.9) qui présente les résultats d'EVM avec et sans Shaping code et suivant les résultats de la constellation obtenus, on constate que le Shaping code améliore l'EVM. Ce dernier varie entre 4 % pour la zone à faible bruit (SNR=16 dB), jusqu'à 25 % dans la zone à fort bruit (SNR=0 dB). Cette amélioration est due à l'introduction

de la redondance qui a permis de privilégier l'envoi de symboles de la sous-constellation 1, composée de 4 états. Tout se passe donc comme si les données étaient le plus souvent réparties sur une pseudo-constellation à faible nombre d'états. On passerait donc virtuellement d'une modulation 16-QAM à une 4-QAM. Ceci permet donc de rendre plus robuste la transmission en profitant des avantages de ce type de répartition.

Comme pour l'EVM, on présente les résultats du TEB en fonction du SNR sur la Figure (3.10). Les résultats du TEB montrent la robustesse du Shaping code contre les effets du bruit du canal. On constate ainsi une amélioration de 3 décades pour un SNR=8 dB, par rapport au signal original. Comme pour l'EVM, concentrer les symboles sur un nombre de points réduit permet de se rapprocher de taux d'erreurs obtenus pour une modulation 4-QAM.

En conclusion, l'utilisation du Shaping code permet d'améliorer la qualité de transmission avec une meilleure immunité vis-à-vis du bruit de canal. La mise en forme de la constellation, en privilégiant une sous-constellation donnée, rend la transmission plus robuste. Cependant, on ne constate aucun impact positif sur le PAPR.

3.2.3 Transformée en cosinus discrète

La DCT est une transformée utilisée dans le traitement du signal et de l'image, en particulier la DCT-II (la transformée en cosinus discrète à deux dimensions). Dans la littérature, une multitude de DCT a été développée pour diverses applications. À ses débuts, l'application de la DCT dans le domaine du codage d'image a été réalisée avec un codage par bande unidimensionnelle (DCT-I) [97]. Ceci a été rapidement étendu au codage par blocs bidimensionnels (DCT-II) [98] pour obtenir une corrélation inter-pixels plus élevée et réduire davantage les redondances spatiales. Ce principe a été étendu au codage tridimensionnel (DCT-III), utilisé dans la compression de vidéo [99]. Cette variété a permis à la DCT de devenir l'une des transformées les plus répandues dans le traitement de signal et d'images, principalement dans la compression des images et des vidéos. Parmi les avantages qui ont facilité son utilisation, on peut citer :

— le compactage spectral et la concentration d'énergie,

— la réduction de la complexité du traitement,

— la réduction de l'auto-corrélation des séquences de données,

— et la variété des domaines de son utilisation tels que l'analyse spectrale et la compression des données.

3.2.3.1 Principe de la DCT

La DCT est très similaire à la transformation de Fourier discrète (DFT, Discrete Fourier Transform), mais avec l'avantage d'utiliser des coefficients réels, contrairement à la DFT qui utilise des complexes. Cette différence permet de réduire considérablement les traitements lors du codage, sans perte d'informations [100].

Dans la chaîne de communication, la DCT est appliquée en sortie de la modulation,

comme le montre la Figure (3.11). Chaque échantillon de sortie de rang m, noté S_m^{DCT}, sera calculé à partir du vecteur $\underline{C}$ composé des N symboles modulés C_k avec $k = 0$ à $N-1$, tel que :

$$S_m^{DCT} = \sqrt{\frac{D}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} C_k \cos\left(\frac{\pi}{N} \frac{(2k+1)\, m}{2}\right) \tag{3.4}$$

tel que $D = \begin{cases} 1 & \text{si } m = 0 \\ 2 & \text{si } m \neq 0 \end{cases}$

et avec $m = 0, 1, ..., N-1$

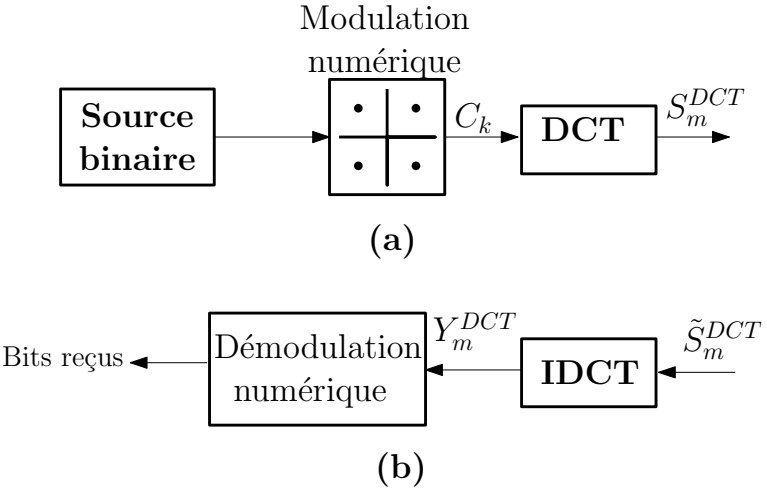


FIGURE 3.11 – Schéma bloc de la DCT (a) Émetteur (b) Récepteur

La relation (3.4) peut être formulée sous forme matricielle avec la matrice Q_{DCT} de dimension $N \times N$, telle que [101] :

$$S^{DCT} = Q_{DCT} \cdot \underline{C} \tag{3.5}$$

où $\underline{C} = [C_0 \quad C_1 \quad \cdots \quad C_{N-1}]^T$ est le vecteur des symboles modulés,

$\underline{S}^{DCT} = \left[S_0^{DCT} \quad S_1^{DCT} \quad \cdots \quad S_{N-1}^{DCT}\right]^T$ est le vecteur de sortie de la DCT,

et Q_{DCT} la matrice DCT telle que :

$$Q_{DCT} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{N}} & \sqrt{\frac{1}{N}} & \cdots & \sqrt{\frac{1}{N}} \\ \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{\pi}{N}\frac{1}{2}\right) & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{\pi}{N}\frac{3}{2}\right) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{\pi}{N}\frac{2N-1}{2}\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{\pi(N-1)}{N}\frac{1}{2}\right) & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{\pi(N-1)}{N}\frac{3}{2}\right) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{\pi(N-1)}{N}\frac{2N-1}{2}\right) \end{bmatrix}$$

Avec cette écriture matricielle, l'opération inverse notée iDCT, pour inverse Discrete Cosine Transform, consiste à multiplier le vecteur de signal reçu, noté $\underline{\tilde{S}}^{DCT}$, par la transposée de la matrice Q_{DCT}, c'est-à-dire :

$$\underline{Y} = Q_{DCT}^{T} \cdot \underline{\tilde{S}}^{DCT} \tag{3.6}$$

En plus de son utilisation dans le domaine du traitement et de la compression des données, la DCT a aussi été proposée comme une solution pour la réduction du PAPR. En effet, plusieurs publications montrent l'impact de la réduction de l'auto-corrélation des données sur la réduction de l'amplitude des pics [102]. Parmi ces travaux, on peut citer la combinaison de la DCT avec la technique SLM [103][104], la DCT avec le Clipping [105] et la DCT avec la technique Companding [106].

3.2.3.2 Évaluation en simulation sans PA

De façon similaire au Shaping code et dans le but d'évaluer les performances de la DCT et son impact sur la qualité de transmission, on réalise une série de simulations avec et sans DCT pour le standard IEEE.802.11a, selon la chaîne de la Figure (3.12). Comme précédemment, les simulations ont été réalisées en présence d'un canal AWGN, mais sans insertion du PA.

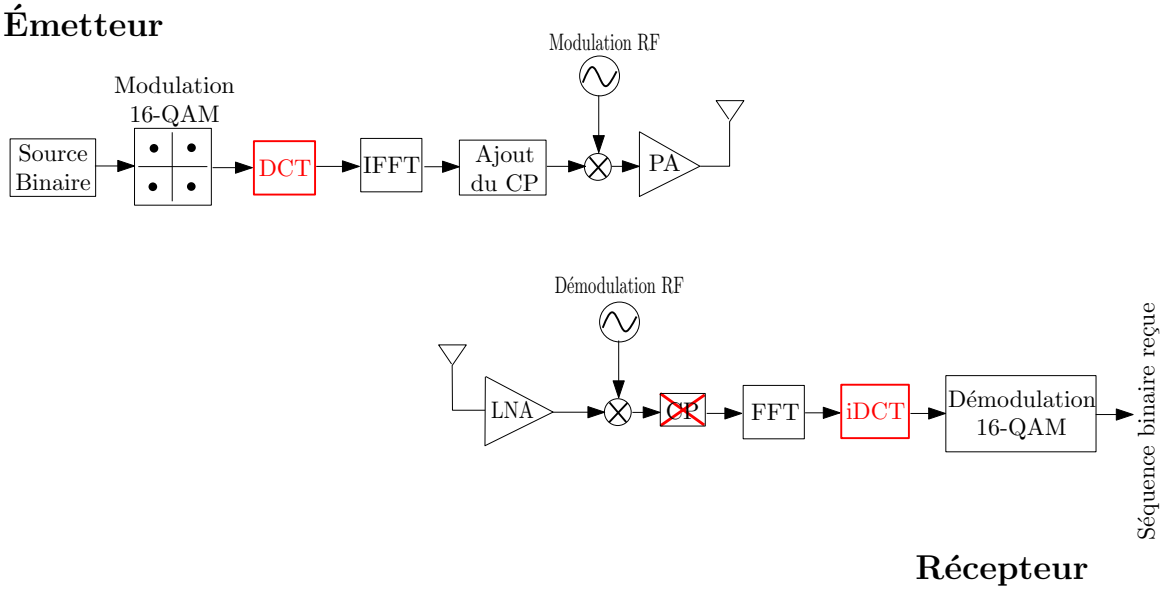


FIGURE 3.12 – Schéma de simulation avec la DCT

Réduction du PAPR : On présente en Figure (3.13) la fonction CCDF. Suivant les courbes obtenues, on constate que la technique DCT permet d'améliorer les performances en terme de réduction du PAPR d'environ 2 dB à 10^{-3} de probabilité, en comparaison avec le signal original. Ces résultats confirment le rapport entre la réduction de l'auto-corrélation des signaux après DCT et la réduction des fluctuations.

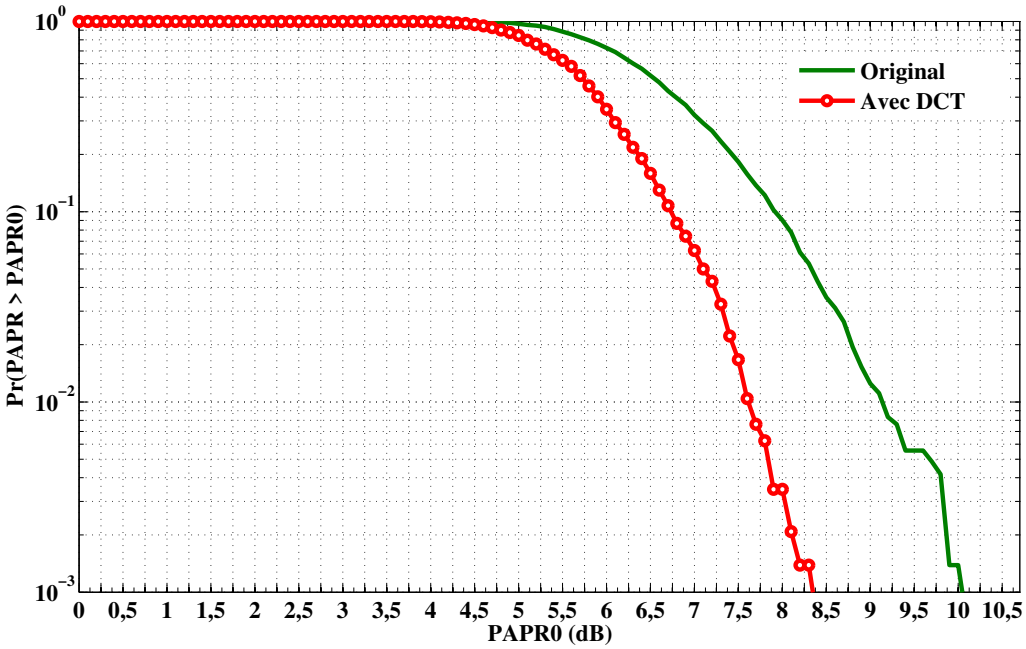


FIGURE 3.13 – CCDF avec et sans DCT

Qualité des transmissions (EVM et TEB) : Pour évaluer la qualité des transmissions en présence d'un canal AWGN, nous présentons les courbes d'EVM et de TEB sur les Figures (3.14) et (3.15) avec et sans DCT.

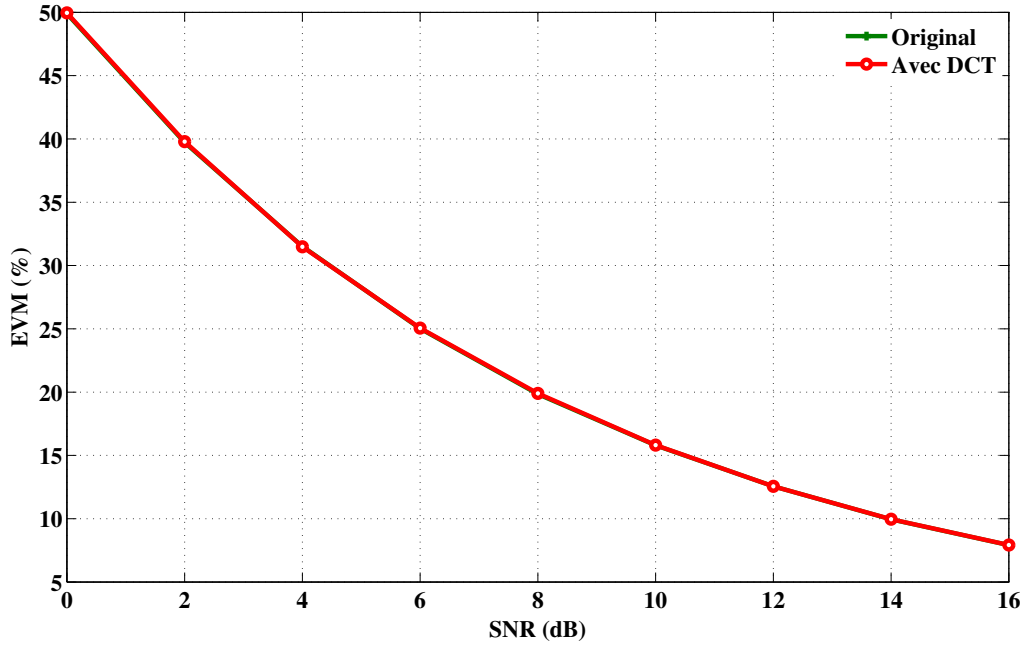


FIGURE 3.14 – EVM en fonction du SNR avec et sans DCT

À partir des résultats de l'EVM et du TEB obtenus, on observe clairement que la technique

DCT n'apporte aucune amélioration sur ces deux critères, avec des résultats superposés sur ceux du signal original. Ce résultat est prévisible car en l'absence des non-linéarités de l'amplificateur, l'impact de la réduction du PAPR n'apparaîtra pas sur les courbes d'EVM et du TEB.

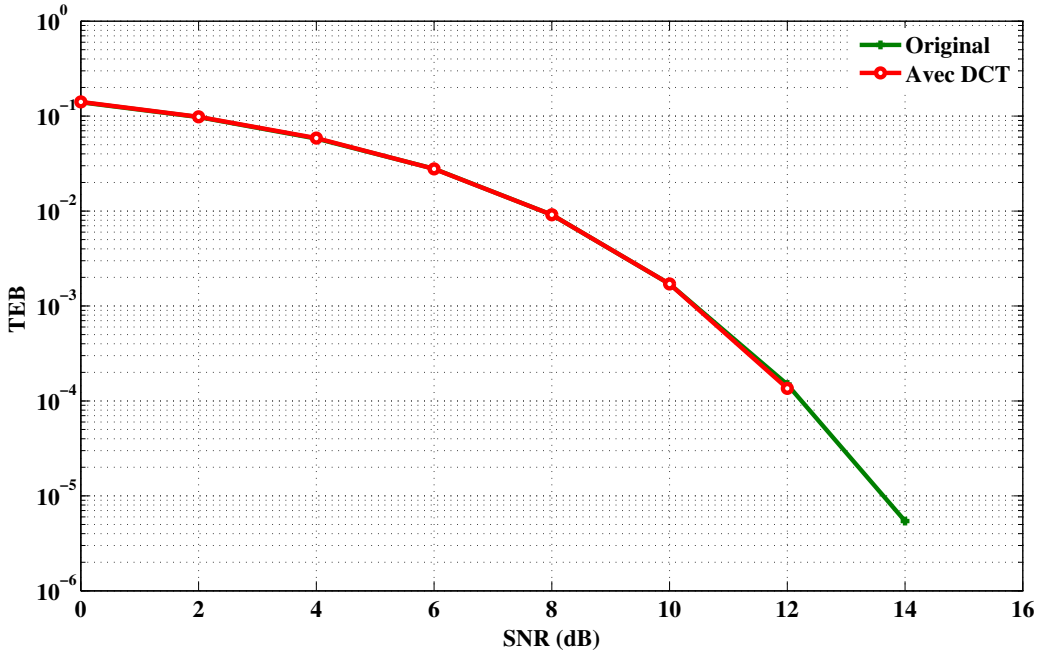


FIGURE 3.15 – TEB en fonction du SNR avec et sans DCT

3.2.4 Combinaison du Shaping code avec la DCT

Jusqu'à présent, nous avons étudié les avantages et les inconvénients du Shaping et de la DCT. Pour synthétiser les résultats, on peut dire que le Shaping agit sur la puissance moyenne du signal et apporte de la redondance qui permet d'améliorer le TEB et l'EVM, sans réduction du PAPR. A l'inverse, la DCT réduit le PAPR mais n'améliore en rien la qualité des transmissions. Cette analyse est réalisée en l'absence de non-linéarités et/ou de bruits autres que le canal AWGN. Une solution pour superposer les avantages est de combiner les deux techniques en commençant par le Shaping code pour introduire la redondance et réduire la puissance moyenne du signal, suivie de la DCT pour réduire le PAPR.

3.2.4.1 Principe

On utilisera le Shaping code pour une mise en forme différente des points de la constellation. En effet, la mise en forme de la constellation avec le Shaping va permettre de modifier la forme d'onde du signal OFDM, en abaissant la puissance du signal, y compris les pics. C'est pour cette raison que nous proposons d'introduire la DCT après le Shaping pour améliorer la réduction du PAPR.

Cependant, la valeur du PAPR est inversement proportionnelle à la puissance moyenne du signal. Cette dernière est un paramètre important qui influence les résultats. A titre d'exemple, les méthodes de réduction du PAPR basées sur l'ajout du signal souffrent souvent de l'augmentation de la puissance moyenne. C'est le cas par exemple du Clipping ou de la méthode TR. Pour étudier l'influence du choix de la sous-constellation dans le Shaping code, nous proposons d'évaluer la baisse du PAPR pour les 4 cas suivants :

— **1er cas :** consiste à utiliser un Shaping code qui génère les symboles de la sous-constellation à faible énergie. Il sera réalisé avec l'utilisation de la table de codage présentée précédemment dans le tableau (3.1).

— **2ème et 3ème cas :** consiste à générer les symboles de la sous-constellation à moyenne énergie. Comme il y a deux sous-constellations à moyenne énergie (voir la Figure (3.3)), on propose d'utiliser deux Shaping codes (voir la Figure (3.16), selon le choix de la sous-constellation :

  — 2ème cas pour la sous-constellation 2

  — 3ème cas pour la sous constellation 3

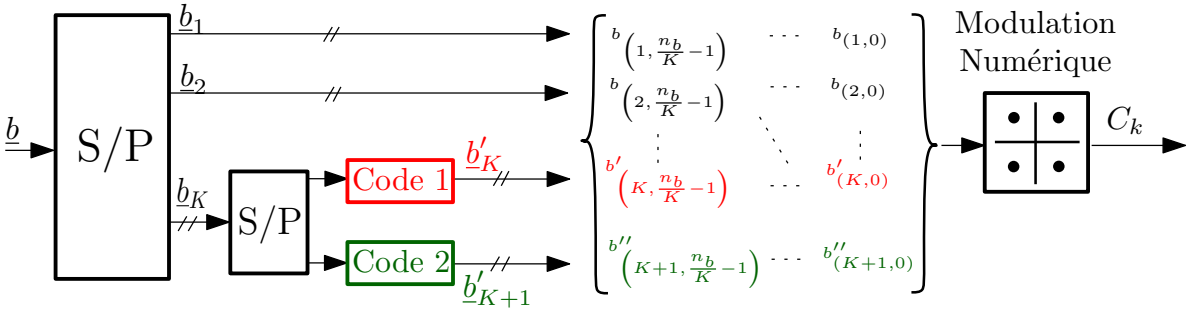


FIGURE 3.16 – Schéma du Shaping code pour le 2ème et 3ème cas

Aussi, il est important de noter que pour chacun de ces cas, le processus de codage comporte deux tables de conversion. Ceci est illustré sur la Figure (3.16), avec deux blocs de codage : code 1 et code 2 pour les deux dernières voies. Les deux conversions du tableau (3.4) correspondent aux blocs « code 1 » et « code 2 » de la Figure (3.16).

Bits d'entrée	Bits de sortie
[0 0]	[1 1 1 1]
[0 1]	[1 0 1 1]
[1 0]	[1 1 0 1]
[1 1]	[1 1 1 0]

Bits d'entrée	Bits de sortie
[0 0]	[0 0 0 1]
[0 1]	[0 1 0 0]
[1 0]	[0 0 1 0]
[1 1]	[0 0 0 0]

TABLE 3.4 – Tables de codage du 2ème cas

Pour obtenir les tables de codage pour le 3ème cas, il suffit d'inverser les deux blocs « code 1 » et « code 2 » de la Figure (3.16).

— **4ème cas :** dans cette proposition, le Shaping code va générer que des bits de 0 pour se positionner dans la sous-constellation à forte énergie. Ceci sera réalisé avec l'utilisation de la table de codage présentée dans le tableau (3.5).

Bits de donnée	Bits codé
[0 0]	[0 0 0 1]
[0 1]	[0 0 1 0]
[1 0]	[0 1 0 0]
[1 1]	[1 0 0 0]

TABLE 3.5 – Table de codage du 4ème cas

3.2.4.2 Évaluation en simulation sans PA

Pour évaluer l'apport de cette technique et la comparer avec les résultats précédents, nous l'avons testé en l'absence du PA. La Figure (3.17) présente la chaîne utilisée dans les simulations. À l'émission, chaque cas de Shaping sera suivi de la DCT et du modulateur OFDM. À la réception et après le passage par le canal AWGN, le signal reçu subira les fonctions duales : démodulation OFDM, iDCT et le calcul du LLR pour récupérer les bits de données.

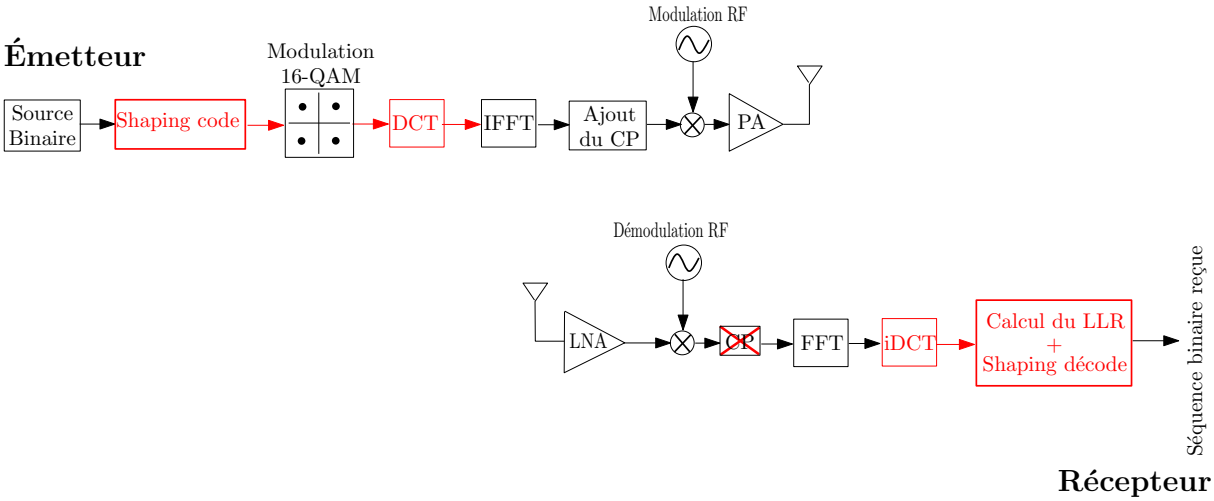


FIGURE 3.17 – Combinaison du Shaping et de la DCT

Réduction du PAPR : On présente sur la Figure (3.18) les résultats de la CCDF pour les 4 cas traités en insérant sur chaque figure les CCDF du signal original, du Shaping seul, de la DCT seule et la méthode proposée (Shaping - DCT).

Suivant les résultats de la CCDF, on constate une réduction du PAPR de l'ordre de 2.6 à 3 dB pour le deuxième et le troisième cas, respectivement. Ce qui représente une amélioration de 1 à 1.4 dB par rapport à la DCT seule. Cette amélioration peut s'expliquer

par le nouveau positionnement des points de la constellation générée, qui a permis dans ce cas de générer beaucoup plus de symboles à moyenne énergie, que les autres symboles.

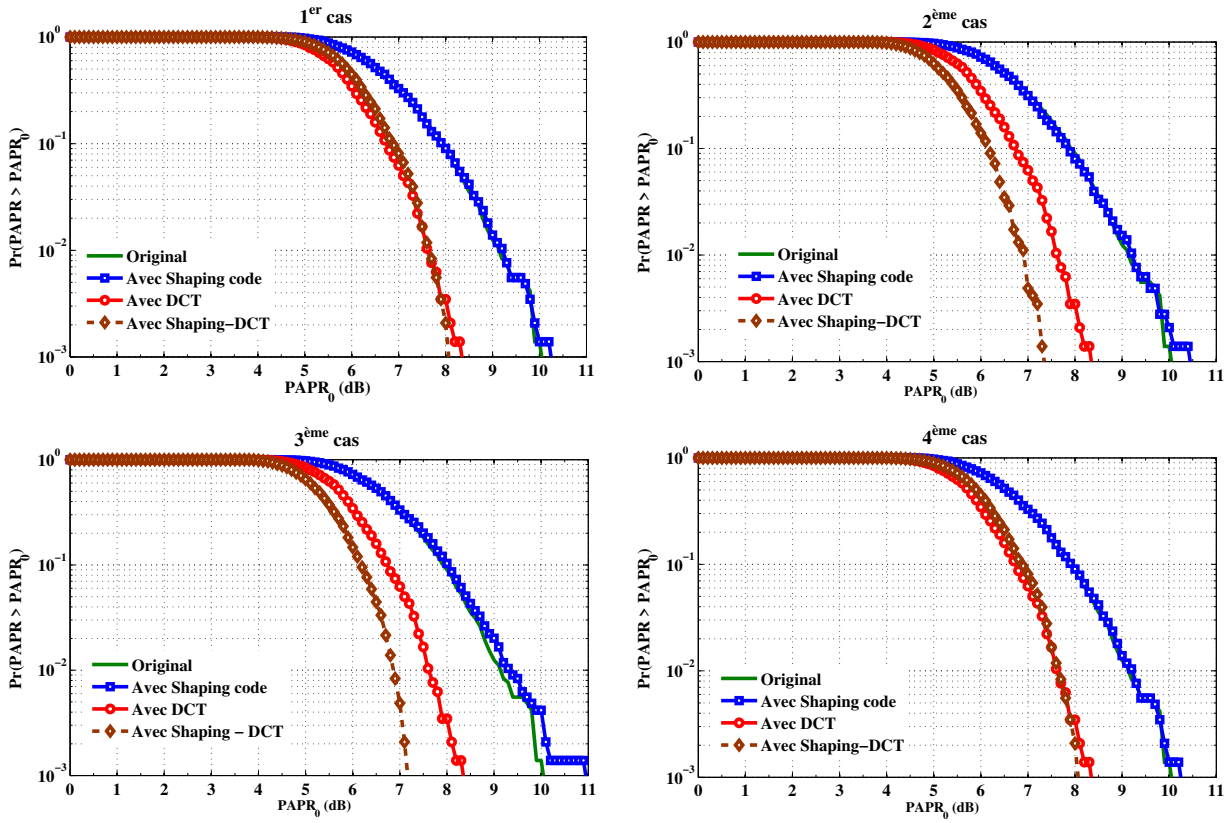


FIGURE 3.18 – Comparaison des CCDF dans les 4 cas

La mise en forme a conduit vers une nouvelle distribution des points de la constellation, modifiant les caractéristiques du signal et permettant à la DCT de réduire davantage l'auto-corrélation et par conséquent le PAPR. Sans oublier que la puissance moyenne est à présent à une valeur proche de celle du signal original, ce qui n'a pas influencé sur le rapport du PAPR. Pour la première et la quatrième proposition, on ne voit pas l'amélioration du PAPR car la valeur de la puissance moyenne du signal a changé. Cela est dû aux positionnements des points générés, à faible énergie (première proposition) qui résultent en une réduction de la puissance moyenne, ou le cas contraire pour les points à forte énergie (deuxième proposition), ce qui va influer le rapport de calcul du PAPR.

Qualité des transmissions (EVM et TEB) : Afin d'évaluer les performances en qualité de transmission du système, on présente respectivement sur les deux Figures (3.19) et (3.20), les résultats d'EVM et de TEB en fonction du SNR pour un canal AWGN. La Figure (3.19) présente les résultats de l'EVM en fonction du SNR pour le signal original et pour les quatre cas envisagés dans la technique Shaping. À partir de ces résultats, on peut voir que la technique proposée assure la même qualité de transmission que le Shaping seul pour les 4 cas, avec une amélioration qui varie entre 2.5 % pour une forte valeur du

SNR (faible valeur de bruit) jusqu'à 25 % pour une faible valeur de SNR (forte valeur de bruit), en comparaison avec le signal original, et celle de la DCT présentée dans la Figure (3.13).

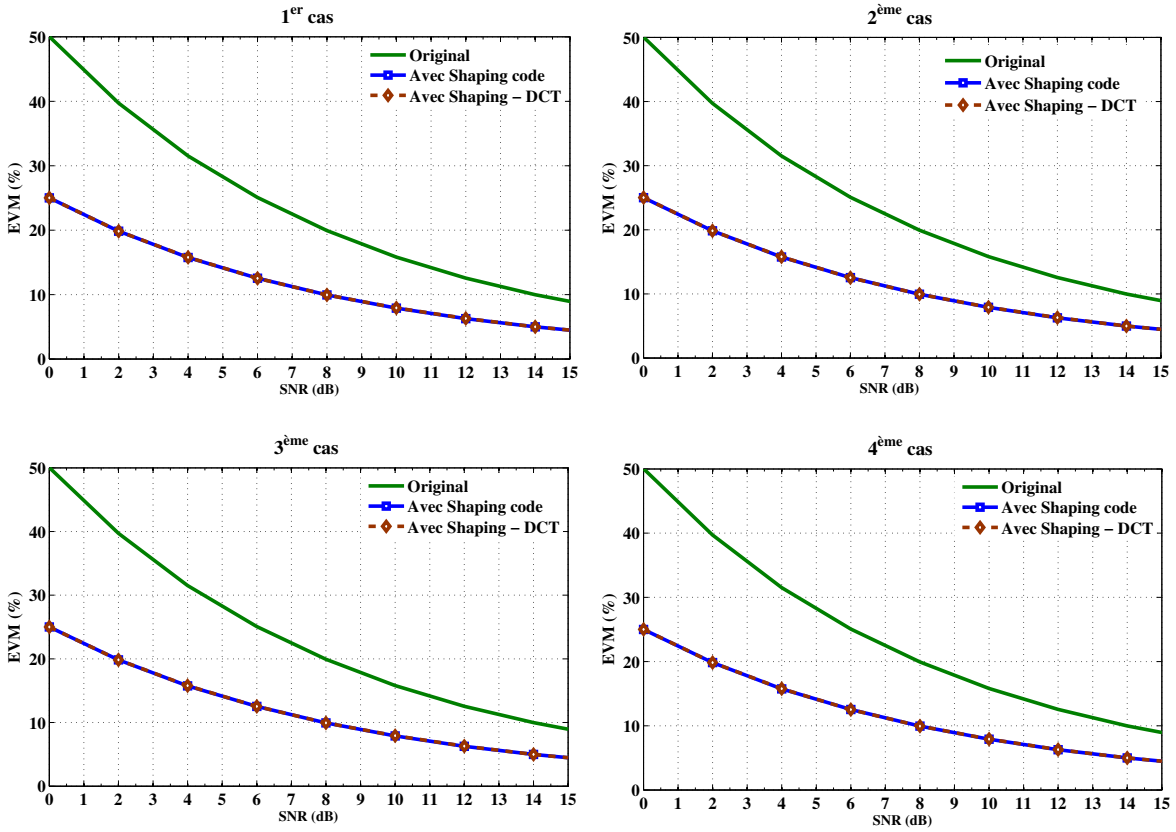


FIGURE 3.19 – Résultats d'EVM pour la technique du Shaping-DCT

Comme nous l'avions noté précédemment, cette amélioration est due principalement à la redondance ajoutée par le Shaping code, qui permet de modifier les caractéristiques de la transmission en privilégiant une pseudo-constellation à faible nombre de points.

Dans la Figure (3.20) qui présente les résultats du TEB en fonction du SNR, on constate que les résultats de la technique proposée sont similaires à ceux du Shaping seul, pour les 4 cas. En comparaison avec le signal original, l'amélioration varie entre environ une décade pour une faible valeur du SNR, jusqu'à 3 décades pour une moyenne valeur de SNR (8 dB par exemple). À noter que cette amélioration devient de plus en plus importante dans la zone à fort SNR (au-delà de 8 dB de SNR).

Suivant les résultats de simulation obtenus, les deux sous-constellations à moyenne énergie (2ème et 3ème cas) semblent avoir un meilleur compromis en termes de réduction du PAPR et maintiennent des performances en TEB et EVM. Ces deux sous-constellations permettent un gain de 1.4 dB par rapport à la DCT seule.

Dans la suite de nos investigations, notamment en présence du PA, nous choisissons donc un Shaping code selon la constellation 3 de la Figure (3.3), qui correspond au 3ème

cas.

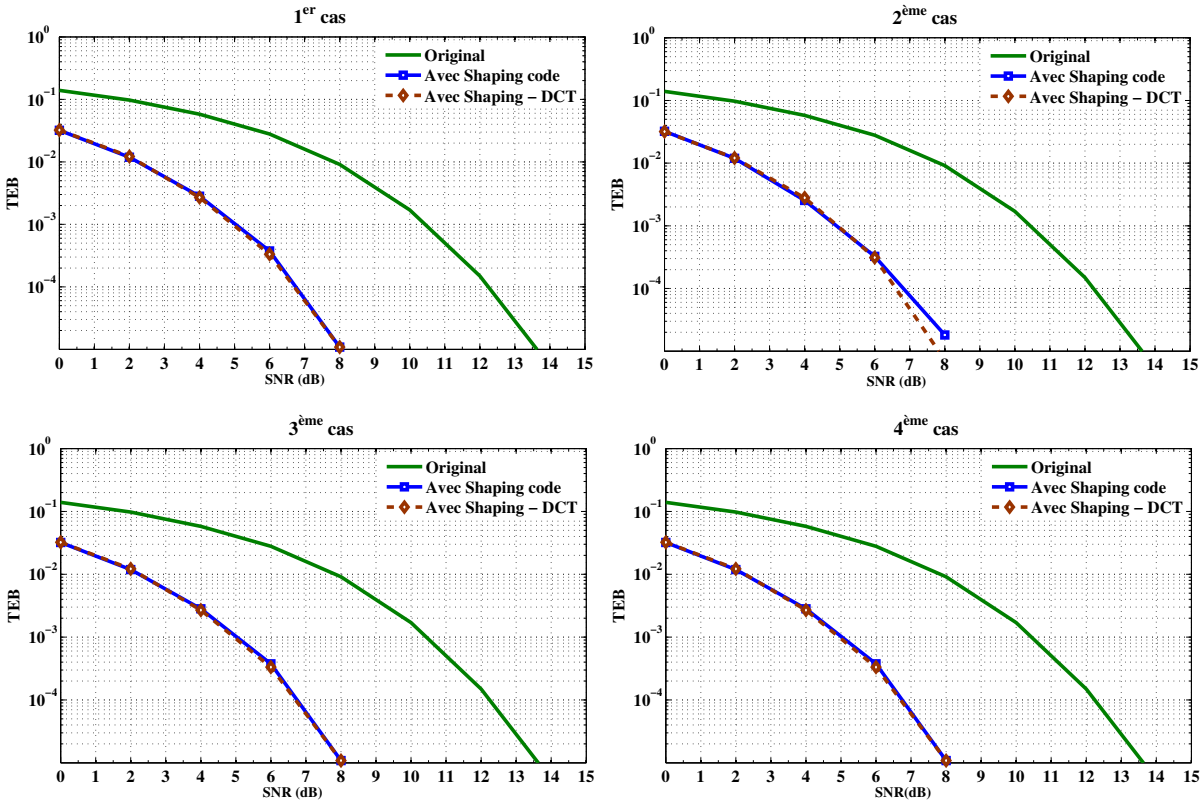


FIGURE 3.20 – Résultats du TEB pour la technique du Shaping-DCT

3.3 Performances en présence des non-linéarités du PA

Suivant les résultats précédents, nous avons inséré le modèle du PA pour se rendre compte des améliorations sur la transmission en zone non-linéaire. Ainsi, nous choisissons de privilégier une des deux sous-constellations à moyenne énergie dans le Shaping code. Dans notre cas, nous travaillerons sur la sous-constellation 3 de la Figure (3.3). Concernant le modèle du PA, on utilisera le même amplificateur de puissance modélisé par une structure MP présentée dans les deux chapitres précédents, en sections (1.3.2) et (2.5). Les simulations seront orientées vers l'évaluation des impacts de cette technique sur la constellation, l'EVM, le TEB et la réponse fréquentielle. On étudiera ces critères en fonction du SNR du canal AWGN et du recul, en puissance en se positionnant sur la zone linéaire (IBO= 2 dB), la compression (IBO= 0 dB) et la zone fortement non-linéaire (IBO= -2 dB et -4 dB).

Tout d'abord, pour évaluer les performances sur la qualité de transmission, on présente sur la Figure (3.21) les constellations reçues pour les 4 points d'IBO, avec un SNR fixe

de 12 dB. La colonne de gauche concerne les constellations originales et celle de droite, les constellations avec la technique de Shaping - DCT.

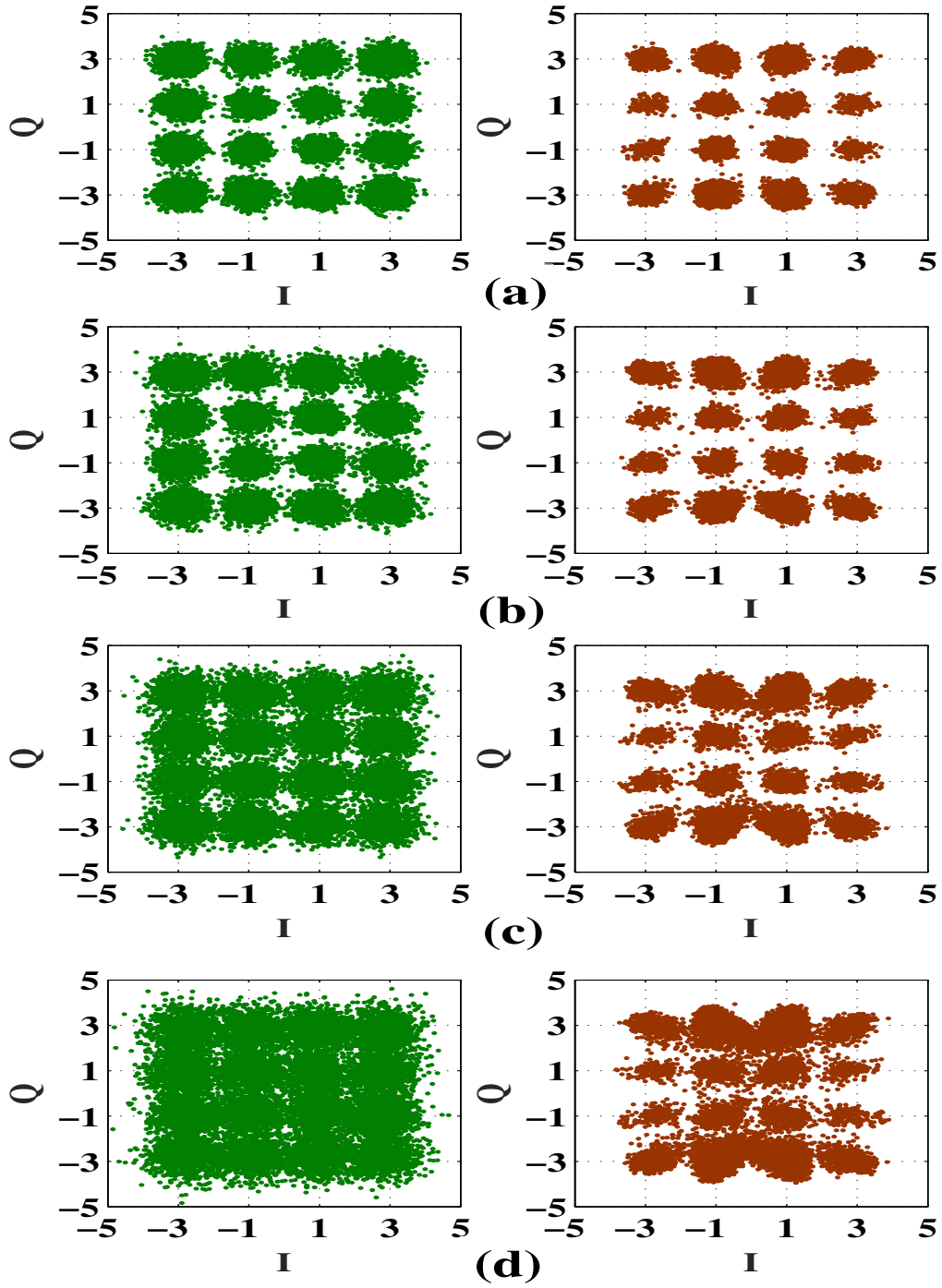


FIGURE 3.21 – Constellations reçues avec et sans Shaping - DCT (a) IBO=2 dB (b) IBO=0 dB (c) IBO=-2 dB (d) IBO=-4 dB

Suivant les résultats obtenus pour les différentes valeurs d'IBO, on constate sur les constel-

lations originales une dispersion des points due aux effets non-linéaires introduits par l'amplificateur de puissance. Cette dispersion des points est importante pour les valeurs d'IBO égal à -2 et -4 dB, qui correspondent à la zone de saturation (voir les Figures (3.21.c) et (3.21.d)). Cette dispersion s'atténue en appliquant un recul vers la zone linéaire, pour une valeur d'IBO égale à 2 dB (Figure (3.21. a)). L'application de la technique Shaping - DCT permet une amélioration des formes des constellations, avec une dispersion moins importante, pour le même IBO. Par exemple, on constate une meilleure concentration des symboles pour un fonctionnement du PA à -2 dB d'IBO. Sur les constellations avec Shaping - DCT, on peut remarquer aussi les effets du Shaping qui privilégie les points à moyenne énergie de la sous-constellation 3. En effet, nous pouvons apercevoir assez facilement une augmentation du nuage de points autour des 4 points de cette sous-constellation, qui signifie une augmentation de leur nombre lors de la transmission.

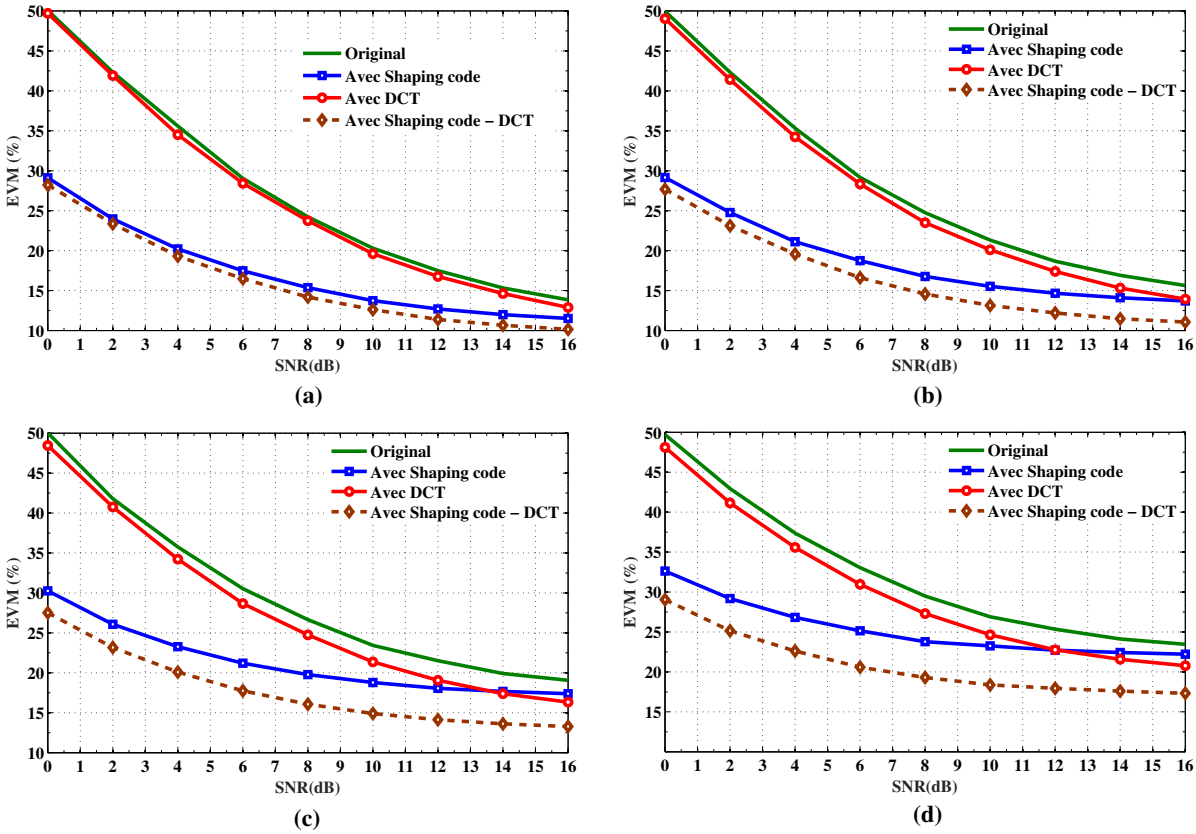


FIGURE 3.22 – Courbes d'EVM en fonction du SNR (a) IBO=2 dB (b) IBO=0 dB (c) IBO=-2 dB (d) IBO=-4 dB

Les résultats sur les constellations peuvent aussi se traduire sur l'EVM. Ainsi, nous présentons sur les 4 sous-Figures (3.22) les courbes d'EVM pour les mêmes IBO que précédemment. Sur chaque sous-figure, nous présentons une comparaison entre le signal original, la DCT seule, le Shaping seul et la technique Shaping - DCT.

En premier, on peut constater globalement l'effet du bruit du canal sur l'EVM : A faible

SNR, correspondant à un fort bruit, l'EVM est à son niveau le plus élevé, puis s'améliore avec l'augmentation du SNR. Pour les courbes originales, l'EVM commence à 50% pour baisser vers 15% à très faible bruit. Comme constaté précédemment, la DCT n'améliore pas énormément l'EVM sauf en zone de saturation (-2 et -4 dB d'IBO) et à faible bruit où on constate environ 4 à 5 % d'amélioration. Ceci est principalement dû à la réduction du PAPR constatée dans les simulations précédentes. L'effet de la DCT est donc visible lors de l'insertion du PA uniquement pour un fonctionnement en zone non-linéaire. Pour les 4 valeurs d'IBO, on constate aussi une nette amélioration de l'EVM avec l'application du Shaping, avec un gain maximal à très fort bruit de l'ordre de 20 %. L'association du Shaping et de la DCT améliore les résultats pour l'ensemble des cas, surtout à -2 et -4 dB d'IBO. Cette amélioration est visible par une augmentation de l'écart : par exemple, pour un SNR de 12 dB, on obtient 4 à 5 % d'amélioration par rapport au Shaping code seul ou la DCT, et environ 8 % par rapport au signal original.

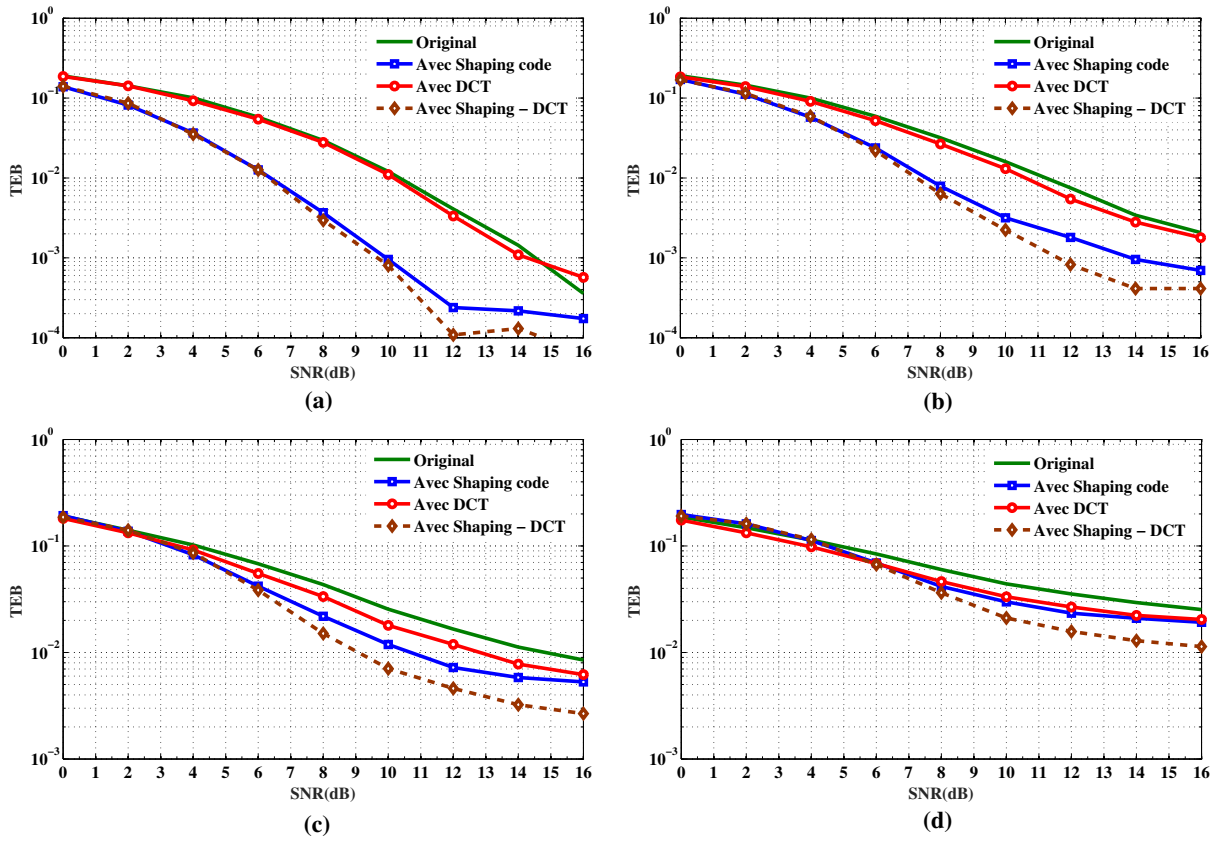


FIGURE 3.23 – Courbes de TEB en fonction du SNR (a) IBO=2 dB, (b) IBO=0 dB, (c) IBO=-2 dB, (d) IBO=-4 dB

Dans la même configuration que celle de la Figure (3.22), la Figure (3.23) montre les résultats du TEB pour un canal AWGN et pour les 4 valeurs de l'IBO. Pour chaque valeur de recul, on peut apercevoir l'effet du bruit avec une diminution du TEB en fonction du SNR. Cet effet est accentué avec la diminution du recul où on observe la dégradation du TEB pour le fonctionnement en zone non-linéaire du PA. Par exemple, il n'est pas

envisageable de fonctionner à −4 dB d'IBO pour ce PA au vu de la dégradation de la qualité de transmission.

Aussi, à partir d'un IBO de −2 dB et en se plaçant à 12 dB de SNR, on observe une amélioration d'un facteur d'une demi-décade avec l'utilisation du Shaping - DCT. Cette amélioration devient de plus en plus importante avec le recul jusqu'à atteindre presque une décade pour un IBO de 2 dB. Pour les autres observations, on peut les résumer comme suit :

— La DCT agit positivement sur le PAPR. Ces effets sont donc visibles uniquement en zone non-linéaire du PA.

— Le Shaping améliore l'EVM et le TEB en introduisant de la redondance binaire qui permet une diminution de la puissance moyenne et surtout un fonctionnement sur une pseudo-constellation à nombre réduit de points. Ceci améliore la transmission mais dégrade le débit.

— L'association des deux techniques permet de conjuguer les avantages.

Pour terminer l'exposé des résultats de simulation en présence de l'amplificateur, nous présentons les spectres de sortie sur la Figure (3.24), pour les 4 valeurs d'IBO. Pour rappel, ces 4 valeurs correspondent aux trois zones de fonctionnement : linéaire, compression et saturation du PA.

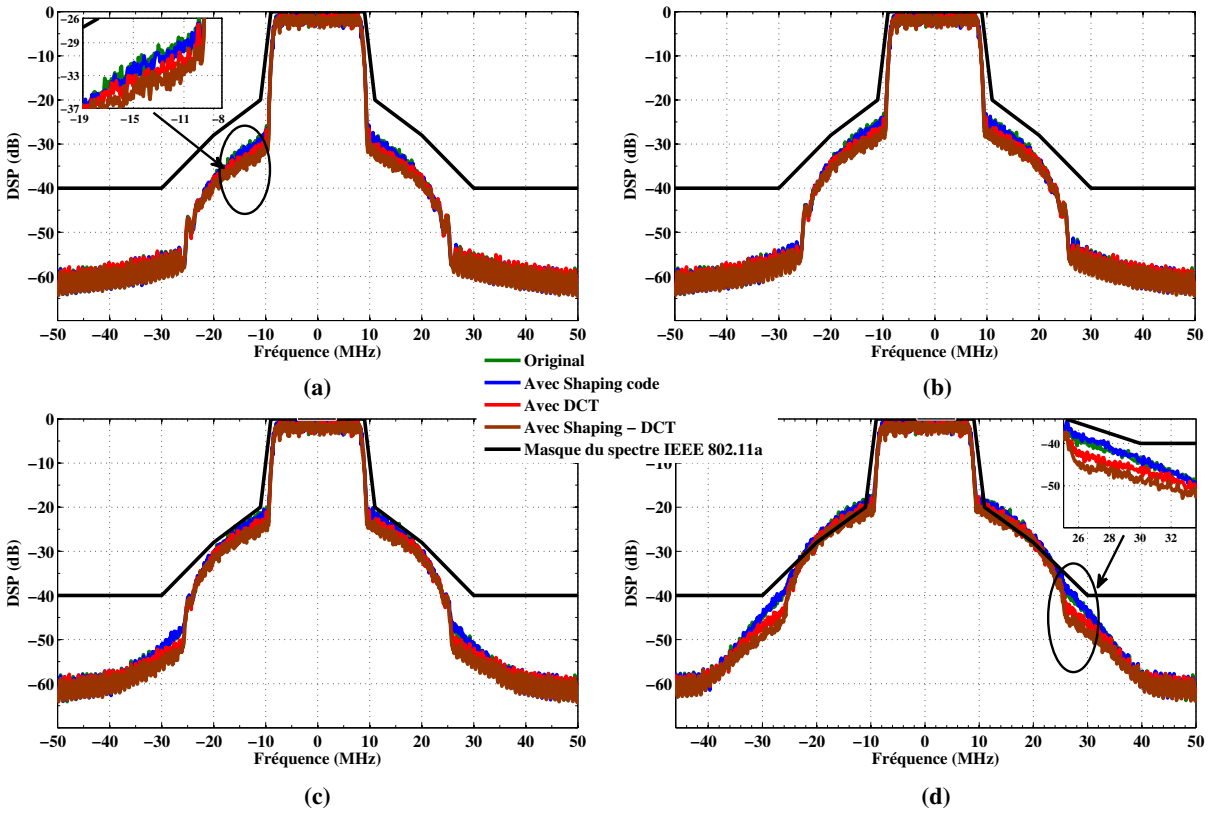


FIGURE 3.24 – Résultats de l'efficacité spectrale (a) IBO= 2 dB, (b) IBO= 0 dB, (c) IBO= -2 dB, (d) IBO= -4 dB

Selon les réponses, on voit l'apparition des remontées spectrales au niveau des bandes adjacentes qui deviennent de plus en plus importantes avec la diminution du recul. Ceci est bien sûr dû aux effets non-linéaires du PA. Globalement, les réponses sont très proches et respectent les spécifications du standard étudié, sauf pour un IBO de $-4\,\mathrm{dB}$, où les réponses dépassent légèrement le masque.

Des zooms sur les courbes montrent aussi que le Shaping - DCT donne des remontées légèrement plus faibles que les autres techniques prises indépendamment, de l'ordre de quelques dB pour certaines fréquences. Pour illustrer un peu mieux ces résultats, nous avons calculé l'ACPR et reporté les résultats pour les deux bandes adjacentes sur le tableau (3.6).

	Original		DCT		Shaping - DCT	
IBO (dB)	$\mathrm{ACPR}^{L}_{\mathrm{dB}}$	$\mathrm{ACPR}^{U}_{\mathrm{dB}}$	$\mathrm{ACPR}^{L}_{\mathrm{dB}}$	$\mathrm{ACPR}^{U}_{\mathrm{dB}}$	$\mathrm{ACPR}^{L}_{\mathrm{dB}}$	$\mathrm{ACPR}^{U}_{\mathrm{dB}}$
$-4\,\mathrm{dB}$	-21,67	-21,78	-22,39	-22,46	-23,01	-22,93
$-2\,\mathrm{dB}$	-24,71	-24,86	-25,86	-25,95	-26,50	-26,61
$0\,\mathrm{dB}$	-28,20	-28,38	-29,58	-29,69	-30,25	-30,39
$2\,\mathrm{dB}$	-31,84	-32,03	-33,29	-33,41	-33,94	-34,10
$4\,\mathrm{dB}$	-35,39	-35,57	-36,78	-36,90	-37,36	-37,53

Table 3.6 – Résultats de l'ACPR

Pour les différentes valeurs d'IBO, on peut noter une réduction d'environ $2\,\mathrm{dB}$ d'ACPR, par rapport à l'original, avec l'application de la technique proposée. La technique DCT seule améliore déjà l'ACPR sur les deux bandes. Nos observations montrent que c'est principalement l'effet de la méthode DCT, qui permet cette amélioration. Combinée à la technique de mise en forme, cette nouvelle méthode permet la réduction du PAPR et l'amélioration du TEB ainsi que de l'EVM, tout en maintenant le spectre dans les spécifications du standard.

3.4 Résultats expérimentaux

Dans cette section, nous allons présenter les résultats expérimentaux de la technique de Shaping - DCT, sur le même banc d'essais que celui du chapitre (2). Rappelons que le banc d'essais utilisé comprend un amplificateur de puissance commercial de $20\,\mathrm{W}$, class-AB, $3.7\,\mathrm{GHz}$, LDMOS technology from NXP society. L'évaluation est réalisée pour des applications IEEE 802.11 avec des signaux de $20\,\mathrm{MHz}$ de bande.

Comme pour la méthode d'entrelacement, les signaux avec et sans Shaping - DCT sont générés hors ligne sous Matlab et chargés sur le générateur de signaux RF (Agilent N5182A MXG Vector Signal Generator). La Figure (3.25) montre la génération des signaux avec et sans réduction du PAPR.

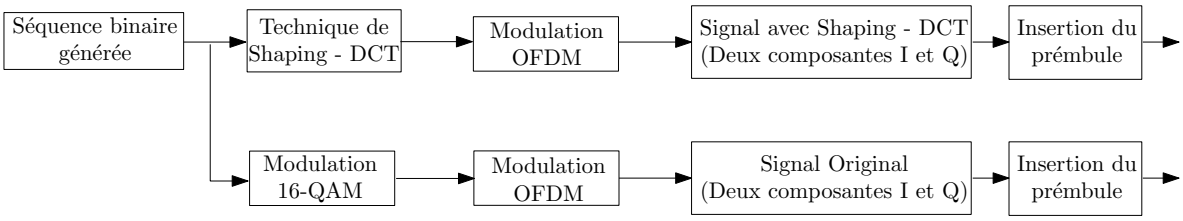


FIGURE 3.25 – Schéma de génération des signaux en bande de base

3.4.1 Courbes de TEB et EVM

Suite aux mesures réalisées, nous présentons en premier les courbes d'EVM et de TEB en fonction du recul en puissance, avec des IBO allant de la zone de saturation jusqu'à la zone linéaire. A noter que ces résultats sont obtenus pour une chaîne de communication dans laquelle on ne prend pas en considération les effets du canal de transmission. Seules les distorsions introduites par le PA sont étudiées.

Les courbes d'EVM avec et sans réduction du PAPR sont présentées sur la Figure (3.26) pour des valeurs d'IBO allant de -4 à $4\,\mathrm{dB}$.

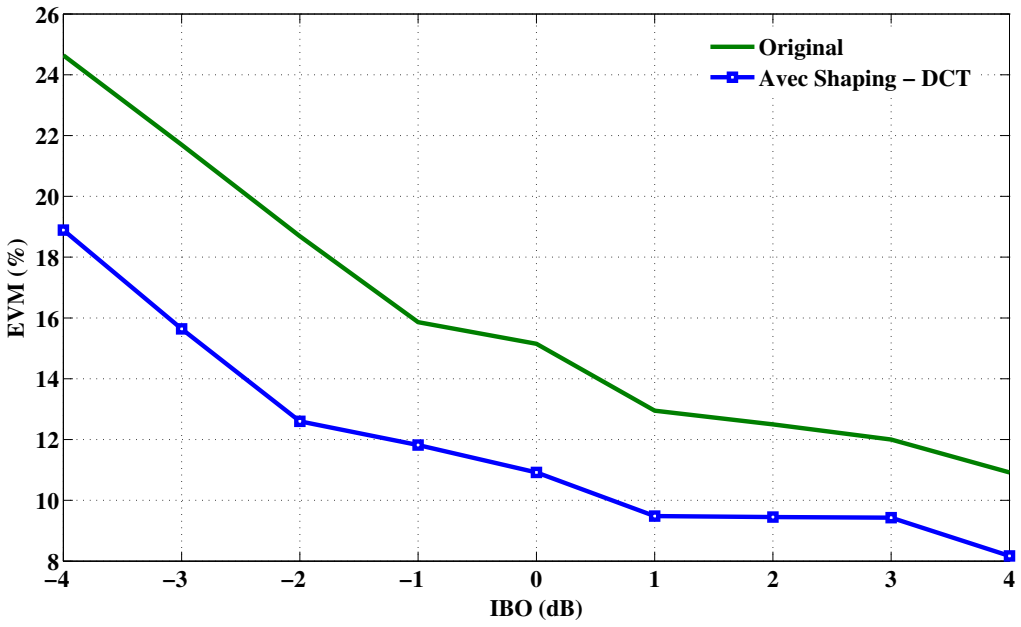


FIGURE 3.26 – Mesures de l'EVM avec et sans réduction du PAPR

À partir de ces résultats, on constate une amélioration de la linéarité, exprimée par la baisse des valeurs de l'EVM, de l'ordre de 6% dans la zone de fonctionnement non-linéaire de l'amplificateur (IBO entre -4 et $-1\,\mathrm{dB}$). En zone linéaire, cette amélioration est réduite jusqu'à la valeur de 3% (IBO entre 1 et 4). Dans la zone linéaire, l'apport de la technique Shaping/DCT n'est pas significatif à cause des faibles distorsions dans cette zone. Aussi, la lecture des courbes de la Figure (3.26) pourrait être réalisée autrement.

En effet, on se positionnant sur un EVM de 14 %, on constate que la méthode proposée permet de réduire le recul de 3 dB, par rapport au signal original. L'amélioration maximale de 4 dB de recul est obtenue pour un EVM de 12 %. Ainsi, pour une qualité de service donnée, exprimée par une valeur fixe de l'EVM, le PA pourrait être utilisé avec un recul moins important. On traduira par la suite l'expression de ce gain en recul par des points de rendement.

Pour se rendre compte de l'apport de cette méthode sur la linéarité, nous comparons en Figure (3.27) les constellations avec et sans réduction du PAPR.

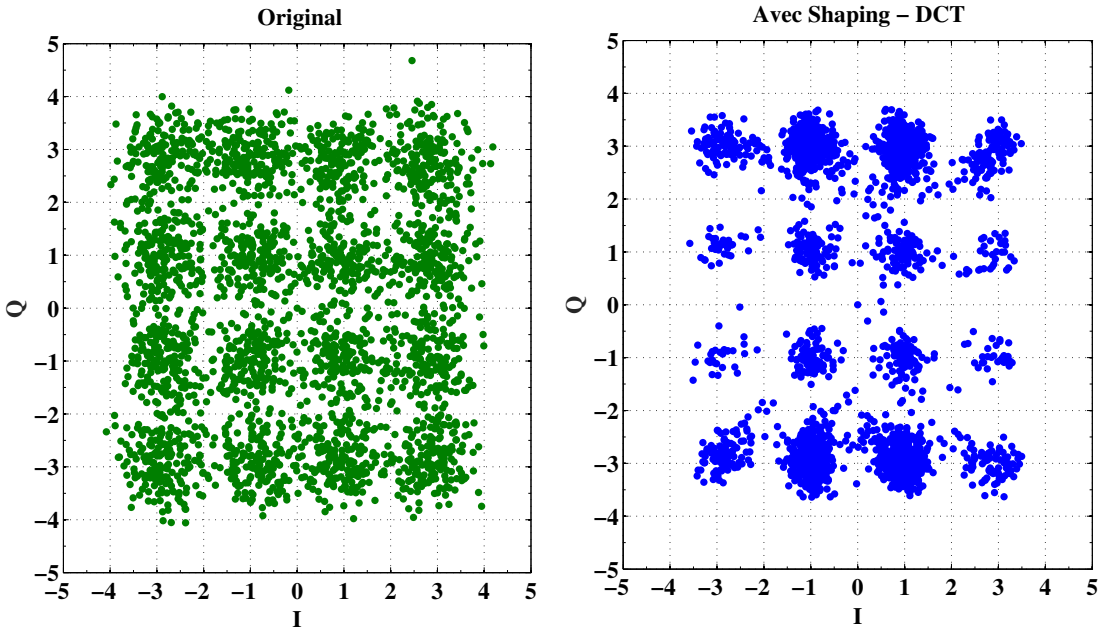


FIGURE 3.27 – Constellations avec et sans Shaping - DCT (IBO=−2 dB)

Suivant ces résultats, on constate tout d'abord la forte dispersion des symboles reçus pour le signal original avec un IBO de -2 dB, à cause des distorsions du PA dans cette zone. Cette dispersion devient moins importante après l'application de la technique de Shaping - DCT, qui permet de concentrer les points de la constellation reçu et d'atténuer les non-linéarités. Ceci est dû principalement à l'application du Shaping code, qui introduit de la redondance pour se positionner sur la sous-constellation qui présente les meilleurs résultats en termes de réduction de PAPR.

Aussi, on peut constater cet effet sur la constellation de droite de la Figure (3.27), où la majorité des points sont concentrés sur la sous-constellation 3, dite à moyenne énergie. Cette redondance permet aussi de mieux protéger les données contre les distorsions, même dans la zone de saturation dite zone à haut rendement, ceci au prix d'une dégradation du débit utile.

Pour étudier les erreurs de transmission, on mesure le TEB en fonction du recul, dans les mêmes conditions que précédemment (Figure (3.28)).

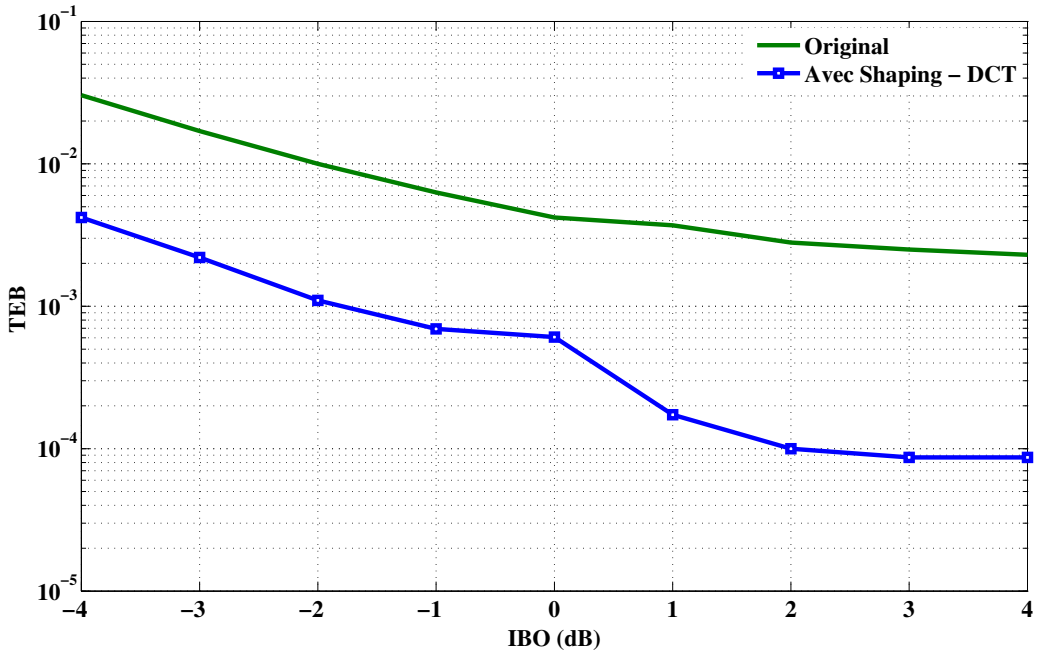


FIGURE 3.28 – Mesures du TEB avec et sans réduction du PAPR

Les résultats du TEB confirment les observations réalisées sur l'EVM et montrent clairement l'amélioration apportée par la technique de Shaping - DCT, qui peut-être quantifiée par un gain d'une décade dans la zone de saturation (IBO entre -4 et -1 dB) et au-delà d'une décade dans la zone linéaire.

Comme en fin de chapitre (2), nous pouvons procéder à l'évaluation du gain en rendement à partir de la courbe de rendement de la Figure (2.43). Précédemment et à partir des résultats obtenus sur l'EVM, nous avions conclu à une amélioration maximale sur l'IBO d'environ 4 dB, pour la même qualité de service. En pratique, ce gain va nous permettre d'obtenir une amélioration de 14 % pour une valeur initiale d'IBO de 2 dB portée à -2 dB ou d'environ 17 % pour une valeur initiale d'IBO de 4 dB portée à 0 dB, avec une même qualité de transmission (12 % d'EVM).

Ceci veut dire que la technique proposée permet un fonctionnement de l'amplificateur de puissance à une valeur d'IBO égal à -2 dB, qui correspond à une puissance de sortie d'environ 41.5 dBm (voir la Figure (2.28)), et un maximum de rendement (d'environ 58 % selon la Figure (2.43)). Ce point de fonctionnement est de même qualité de transmission originale que pour un IBO égal à 2 dB, avec cependant une puissance de sortie limitée à 38.6 dBm et un rendement de 44 %.

3.4.2 Réponses fréquentielles

En simulation, nous avions constaté que l'utilisation de la méthode Shaping - DCT aboutit à des réponses fréquentielles qui restent dans les spécifications du standard, même en zone non-linéaire. Dans cette partie, nous allons vérifier cet aspect en expérimentation.

Nous avons donc réalisé des mesures de spectres en sortie du PA, pour différentes valeurs d'IBO avec et sans réduction du PAPR. Sur les Figures (3.29), (3.30) et (3.31), on présente les comparaisons des spectres avec et sans la technique de Shaping - DCT, respectivement pour les trois valeurs d'IBO 0, -2 et -4 dB.

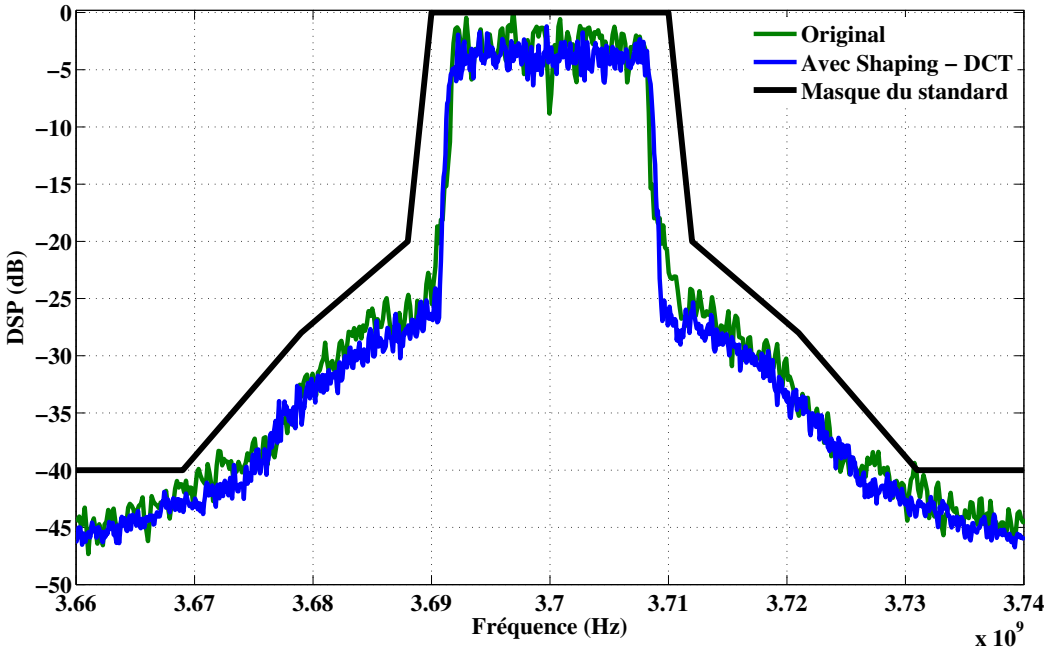


FIGURE 3.29 – Spectre avec et sans Shaping - DCT (IBO=0 dB)

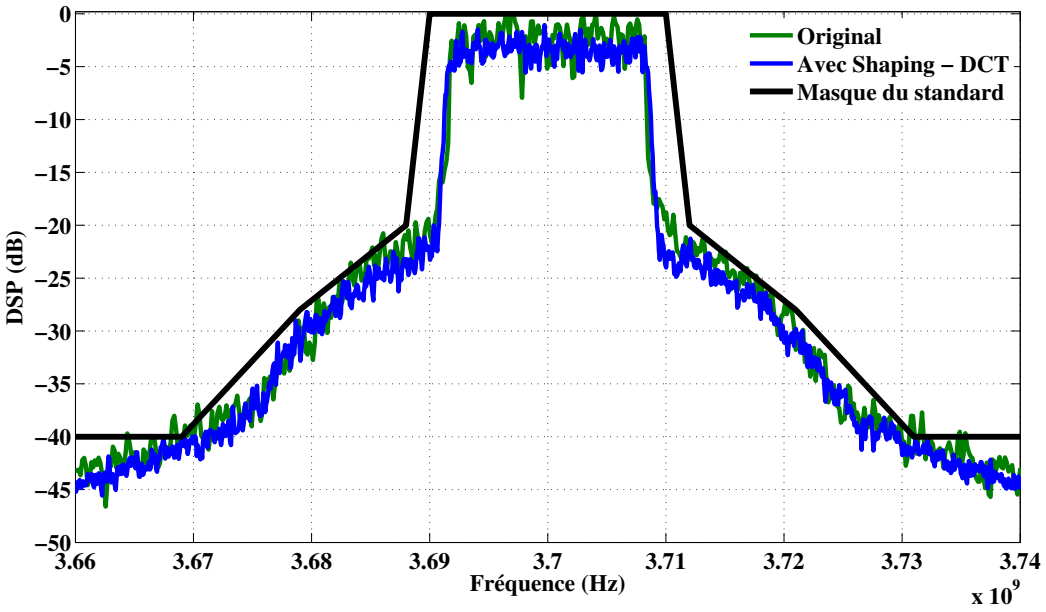


FIGURE 3.30 – Spectre avec et sans Shaping - DCT (IBO=-2 dB)

À partir des résultats des Figures (3.29) et (3.30) obtenus dans la zone de compression, on voit clairement l'apparition de remontées spectrales dans les bandes adjacentes, dues aux distorsions générées par l'amplificateur de puissance. Cependant, ces remontées restent dans le masque. On peut aussi noter un affaiblissement des remontées, et principalement hors bande, obtenu dans le cas de la technique Shaping - DCT. Cet effet est dû à l'utilisation de la technique DCT qui permet une amélioration de l'efficacité spectrale.

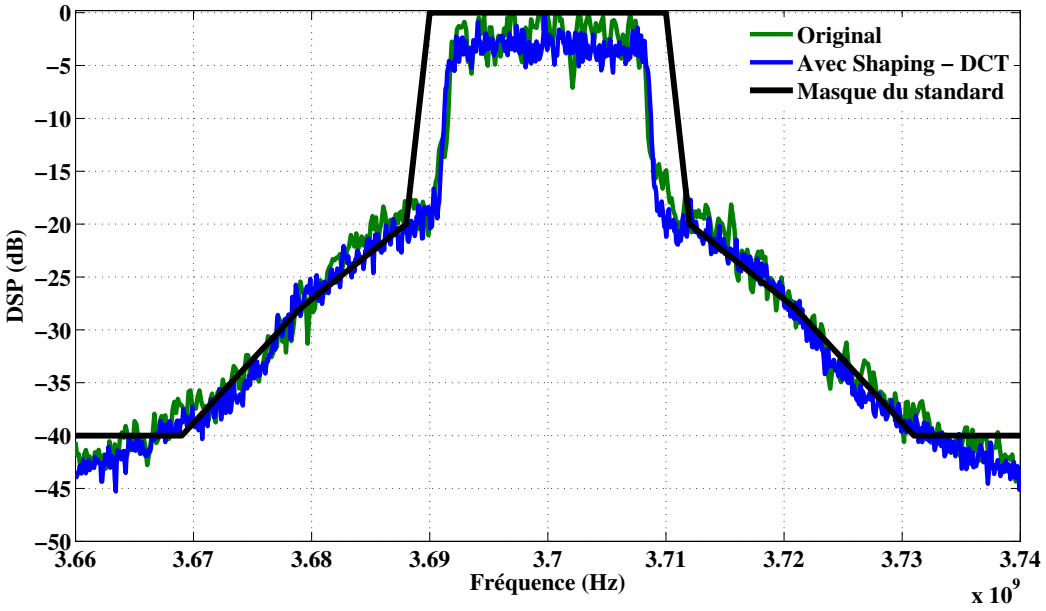


FIGURE 3.31 – Spectre avec et sans Shaping - DCT (IBO=-4 dB)

En passant à la zone de forte saturation (Figure (3.31)), on constate que le spectre dépasse le masque du standard. En pratique, nous avons opéré à cette puissance exclusivement pour notre étude expérimentale. Le fonctionnement du PA dans cette zone fortement non-linéaire est inenvisageable en conditions normales de transmission.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle technique de codage pour la réduction du PAPR basée sur la conjonction du Shaping code et de la DCT. L'objectif étant de conjuguer les avantages des deux techniques :

— le Shaping en terme de baisse de la puissance moyenne et d'amélioration de la linéarité et du TEB,

— la DCT pour la réduction des pics de puissances instantanées.

Nous avons ainsi mis en évidence l'influence du choix de la redondance binaire introduite avant modulation. Il est en effet possible de concentrer les symboles sur la sous-constellation la plus faible en énergie. Cependant, cette baisse influence le PAPR puisqu'il dépend directement de la puissance moyenne du signal. Nous avons montré que choisir

les sous-constellations à moyenne énergie est un bon compromis permettant la réduction du PAPR, parl'insertion de la DCT, et la sécurisation des données en travaillant sur une pseudo-constellation à nombre de points réduit. Pour synthétiser les résultats de simulation, on peut conclure sur une amélioration de l'ordre de 3.4 dB sur le PAPR par rapport au signal original. Ceci se traduit par une amélioration de 8 % d'EVM et d'un facteur d'environ une décade sur le TEB, surtout en zone non-linéaire. Cette amélioration nous montre l'impact positif de la technique Shaping - DCT sur les performances du système et sa robustesse contre les effets de distorsion du PA et du canal de transmission.

En fin de chapitre, nous avons procédé à une évaluation expérimentale de cette technique sur le même banc d'essais de 20 W décrit au chapitre (2). On constate alors une amélioration d'environ 6 % d'EVM et un facteur d'une décade sur le TEB en zone de saturation. Comme en simulation, l'analyse expérimentale montre aussi un gain en recul pour la même valeur d'EVM et/ou du TEB, notamment pour une valeur d'IBO de -2 dB, qui correspond à la plus haute valeur du rendement. Cette amélioration est réalisée tout en respectant les spécifications imposées par le standard utilisé. Le report de ce gain sur la courbe de rendement permet de conclure à une baisse de la consommation puisqu'elle permet un fonctionnement du PA au maximum de son rendement qui est de 58 %, au lieu de 44 % dans le cas du signal original. Aussi, avec l'application de cette technique, il est possible en pratique d'envisager un sous-dimensionnement de l'amplificateur pour la même qualité de service. Il est par contre important de signaler que cette amélioration est au prix d'une dégradation du débit et de la compatibilité descendante, même si ce schéma n'implique pas de changement matériel dans les installations. Seules des adaptations numériques sont nécessaires.

Conclusion générale

Cette thèse a traité de la réduction du PAPR dans les modulations OFDM par des méthodes de codage et d'entrelacement des données. L'enjeu principal étant l'optimisation énergétique avec l'intégration de dispositifs numériques d'amélioration du rendement des amplificateurs de puissance issus des techniques de traitement du signal et des télécommunications.

Le premier chapitre a permis de définir les paramètres et les critères qui caractérisent les amplificateurs de puissance, en particulier les métriques de linéarité comme l'EVM et l'ACPR, de consommation comme le rendement et de qualité de transmission comme le TEB. Les différentes méthodes de réduction du PAPR ont été présentées, avec un focus sur celles qui nous intéressent comme le Coding, la méthode SLM et PTS. Des parties concernant la modélisation des amplificateurs de puissance et le canal y sont aussi présentées afin de situer la problématique des bruits non-linéaires introduits lors de la transmission. La conclusion de ce chapitre nous a permis de positionner nos travaux avec le choix d'agir sur les données binaires et/ou les symboles modulés afin de réduire le PAPR.

Dans le deuxième chapitre, nous avons procédé à la définition d'une nouvelle méthode d'entrelacement des données en vue de la réduction du PAPR. Dans ce cadre, des techniques dites SLM (selected mapping) et de codage ont été étudiées et caractérisées en termes de réduction du PAPR, tout en assurant un bon compromis entre la qualité de transmission et le rendement de l'amplificateur. En s'inspirant de ces méthodes, une nouvelle version de la technique d'entrelacement a été développée afin de la rendre plus adaptée aux besoins des systèmes de communication actuels. La technique proposée nécessite la transmission d'informations auxiliaires, ce qui présente un inconvénient sur le débit et la sécurité de ces informations, en présence de bruit de canal et de l'amplificateur. Deux solutions ont été proposées pour pallier à ces deux inconvénients :

— L'utilisation de quelques sous-porteuses nulles du standard pour la transmission des clés d'entrelacement. Afin de minimiser les risques de remontées spectrales dues à l'utilisation des ces sous-porteuses, nous avons minimisé leur nombre en proposant le codage du mot binaire de chaque entrelaceur via une modulation complexe en 4 états, à l'image de la QPSK ou la 4-QAM. Cette technique permet de n'utiliser que 3 ou 4 SPN sur les 12 que compte le standard IEEE 802.11a, pour respectivement les cas de 24 et 120 possibilités d'entrelacement, ceci sans dégrader la probabilité du décodage correct au récepteur.

— Le développement d'un processus de codage/décodage des clés d'entrelacement

évitant les erreurs sur ces données. Ce processus très simple d'implémentation permet la comparaison du code reçu avec l'ensemble des autres possibilités, d'en écarter celles qui ne sont pas utilisées à l'émetteur, et de sélectionner la plus proche. L'étude de la robustesse de ce processus en présence de bruit AWGN montre une bonne probabilité de décodage.

Cette technique a été évaluée en simulation sur un modèle polynomial à mémoire issu de la caractérisation d'un amplificateur de puissance (SZP-2026Z), pour le cas du standard IEEE 802.11a. Les résultats montrent que la technique d'entrelacement permet une amélioration de la qualité de transmission en termes d'EVM et de TEB. Aussi, l'évaluation expérimentale des performances sur un banc d'essais de 20 W - 3.7 GHz indique un gain de 6 à 8 % sur le rendement, ce qui permet de sous-dimensionner l'amplificateur pour réduire la consommation du système d'émission.

La deuxième contribution de cette thèse, présentée dans le dernier chapitre, consiste en une méthode basée sur la combinaison du Shaping code (technique de mise en forme de la constellation) et de la DCT. L'objectif de ce schéma de réduction du PAPR étant de conjuguer les avantages des deux techniques. Tout d'abord, nous avons mis en évidence ces avantages à travers des simulations montrant les possibilités du Shaping code en terme de réduction de la puissance moyenne et la sécurisation des données en privilégiant une sous-partie de la constellation originale. Pour cela, nous avons étudié 4 possibilités de mise en forme et constaté le bon compromis des deux sous-constellations à moyenne énergie. L'insertion de la DCT a permis de réduire le PAPR et ainsi compléter le Shaping code. L'étude en simulation et en expérimentation de la technique proposée sur le banc d'essais incluant le PA de NXP montre une amélioration de la réduction du PAPR et de la qualité de transmission en termes d'EVM et de TEB. Ainsi, il est possible d'atteindre jusqu'à 17% de gain en rendement électrique pour la même qualité de service.

Ce travail a donc permis la mise au point de deux techniques de réduction du PAPR pour les signaux OFDM, transposables à d'autres types de modulations multi-porteuses, avec un minimum de conséquences sur les installations classiques. Au terme de ces travaux, des voies de recherche se dégagent et mériteraient d'être abordées.

La première perspective concerne l'implémentation de ces techniques au sein de l'émetteur. Nos travaux de validation expérimentale se basent sur la génération hors-ligne des signaux permettant la réduction du PAPR. Aucune étude de faisabilité n'a été entreprise, même si nous avons des éléments qui permettent d'envisager cette phase. Par exemple, dans le cas de l'entrelacement, les études menées pour les cas 24 et 120 possibilités montrent qu'il est possible de se positionner entre ces deux valeurs sans perte significative des performances. Il s'agit là de faire un compromis entre gain en réduction du PAPR et nombre d'opérations pour les calculs. Aussi, les traitements nécessaires pour les deux méthodes proposées se font exclusivement en boucle ouverte et en amont de l'IFFT. Ceci est très important dans le sens où les calculs se font qu'une seule fois, sans itération comme c'est le cas de la méthode TR.

Toujours sur la partie implémentation, il existe actuellement des dispositifs intéressants permettant une implémentation rapide de telles techniques dans une chaîne de communi-

cation radio. Par exemple, il serait intéressant de mettre en place un prototype de réseau de capteurs sur composants électroniques capables de transmettre des données, avec moins d'énergie que l'état de l'art. Par exemple, l'implémentation d'un réseau WSN (Wireless Sensor Networks) à base de composants USRP (Universal Software Radio Peripheral) sur un environnement GNU-Radio serait un axe expérimental très intéressant. Des schémas de réduction du PAPR, comme la TR, y sont déjà implémentés. Il s'agit donc d'adapter ces blocs aux techniques proposées.

Nous proposons aussi de poursuivre l'étude sur l'influence du choix de la sous-constellation sur les résultats du Shaping code. En effet, nous avons limité notre étude à 4 sous-constellations avec des regroupement de points ayant la même énergie de transmission. Il serait intéressant de voir l'impact de certaines sous-constellations avec des points inégaux en énergie. Ce choix pourrait améliorer de quelques dB supplémentaires les résultats avec l'insertion de la DCT. Comme nous l'avions constaté, ceci se traduit directement par une amélioration du rendement de l'amplificateur de puissance.

Enfin, dans le projet PHC Tassili qui porte cette thèse, un autre axe de travail concerne la mise en place de nouveaux schémas de modulation codée BICM (Bit Interleaved Coded Modulation), permettant d'atteindre de très forts débits. Il serait très intéressant à l'issue des deux thèses en co-tutelles inscrites dans ce projet, de conjuguer les techniques développées pour proposer des améliorations majeures, comme de nouveaux schémas d'émission alliant forts débits et optimisation énergétique.

Annexe A

Algorithme LLR et Shaping décodeur

Dans cette annexe, nous présentons de façon synthétique l'algorithme du LLR (Log-Likelihood Ratio) suivi du Shaping décodeur pour retrouver les bits de données.

On note les symboles reçus exprimés par $\tilde{C} = C + n_{AWGN}$, où n_{AWGN} est un échantillon complexe du bruit gaussien avec une moyenne nulle et une variance $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$, N_0 étant la densité spectrale de puissance du bruit.

À partir de ces échantillons $\tilde{C}$, le démodulateur calcule les rapports LLR de chaque bits qui composent un symbole modulé, notés $L(\tilde{b}_j)$ avec j allant de 0 à $K+1 = \log_2(M)$, donnés par la relation suivante [13][17] :

$$L(\tilde{b}_j) = \ln \left[\frac{\sum_{s \in S_{(b_j=1)}} exp\left(P\{\tilde{C}|s\}\, P\{s\} \right)}{\sum_{s \in S_{(b_j=0)}} exp\left(P\{\tilde{C}|s\}\, P\{s\} \right)} \right] \tag{A.1}$$

Pour un processus de codage binaire donné, le LLR est le rapport qui permet de comparer la probabilité qu'un bit soit plus proche de 1 ou de 0. Dans notre cas, ce calcul se base sur la distance euclidienne entre le symbole reçu $\tilde{C}$ et les points de la constellation envisagée telle que :

$$L(\tilde{b}_j) = \ln \left[\frac{\sum_{s \in S_{(b_j=1)}} exp\left(\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}}\, exp\left\{ -\frac{d_0(\tilde{C}, s)}{N_0} \right\} P\{s\} \right)}{\sum_{s \in S_{(b_j=0)}} exp\left(\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}}\, exp\left\{ -\frac{d_0(\tilde{C}, s)}{N_0} \right\} P\{s\} \right)} \right] \tag{A.2}$$

avec :

— $S_{(\tilde{b}_j=b)}$ le sous-ensemble de S qui contient tous les points associés au bit b,

— $d_0(\tilde{C}, s)$ est la distance euclidienne entre le symbole reçu $\tilde{C}$ et le point de constellation orignal s,

— et $P\{s\}$ représente la probabilité de transmission d'un symbole s.

Pour les constellations uniformes M-QAM, la probabilité $P\{s\}$ est égale à $\frac{1}{2^{\log_2(M)}}$. Avec le Shaping code utilisé, cette probabilité dépend de chaque sous-constellation (figure. (3.3)), telles que :

— $P\{s\} = \frac{P_1 P_1}{2^{(\log_2(M)-2)}}$, si $s \in$ sous-constellation 1,

— $P\{s\} = \frac{(1-P_1)P_1}{2^{(\log_2(M)-2)}}$, si $s \in$ sous-constellation 2,

— $P\{s\} = \frac{P_1(1-P_1)}{2^{(\log_2(M)-2)}}$, si $s \in$ sous-constellation 3,

— $P\{s\} = \frac{(1-P_1)(1-P_1)}{2^{(\log_2(M)-2)}}$, si $s \in$ sous-constellation 4

Après calcul de la valeur $L(\tilde{b}_j)$, un processus de décision permet de statuer sur le bit b_j tel que :

$$b_j = \begin{cases} 1 & \text{si } L(\tilde{b}_j) \geq 0 \\ 0 & \text{si } L(\tilde{b}_j) < 0 \end{cases} \tag{A.3}$$

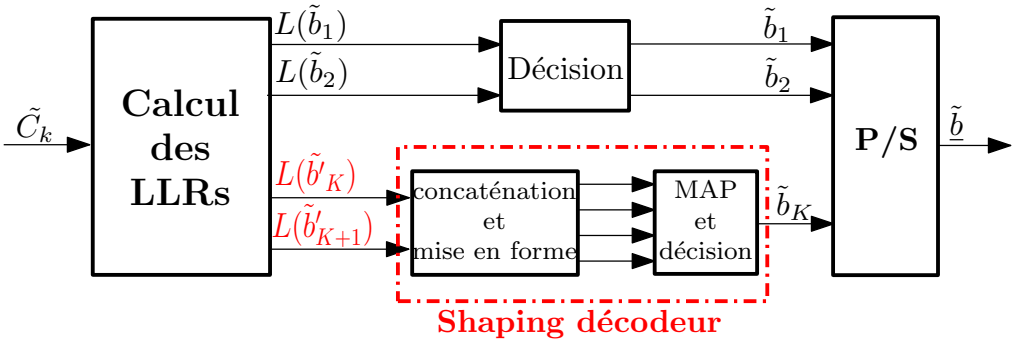


FIGURE A.1 – Schéma de décodage LLR de la technique SLM

La figure (A.1) présente le schéma bloc de LLR et du Shaping décodeur. À la sortie du bloc de calcul LLR, la $K^{\text{ème}}$ et la $(K+1)^{\text{ème}}$ séquences passent par un convertisseur parallèle/série (P/S) pour former la séquence qui sera traitée par le Shaping décodeur. Un algorithme de type MAP (Maximum a Posteriori Probability) [90] générera la séquence binaire estimée.

Annexe B

Documentation sur l'amplificateur de puissance 20 W, class-AB, 3.7 GHz de NXP

Dans cette annexe, nous présentons les différentes caractéristiques de l'amplificateur de puissance 42.5 dBm de 3.4 GHz à 3.8 GHz, avec un gain de l'ordre de 28 dB.

La figure (B.1) montre une vue de l'amplificateur de puissance (réf : A3I35D012N).

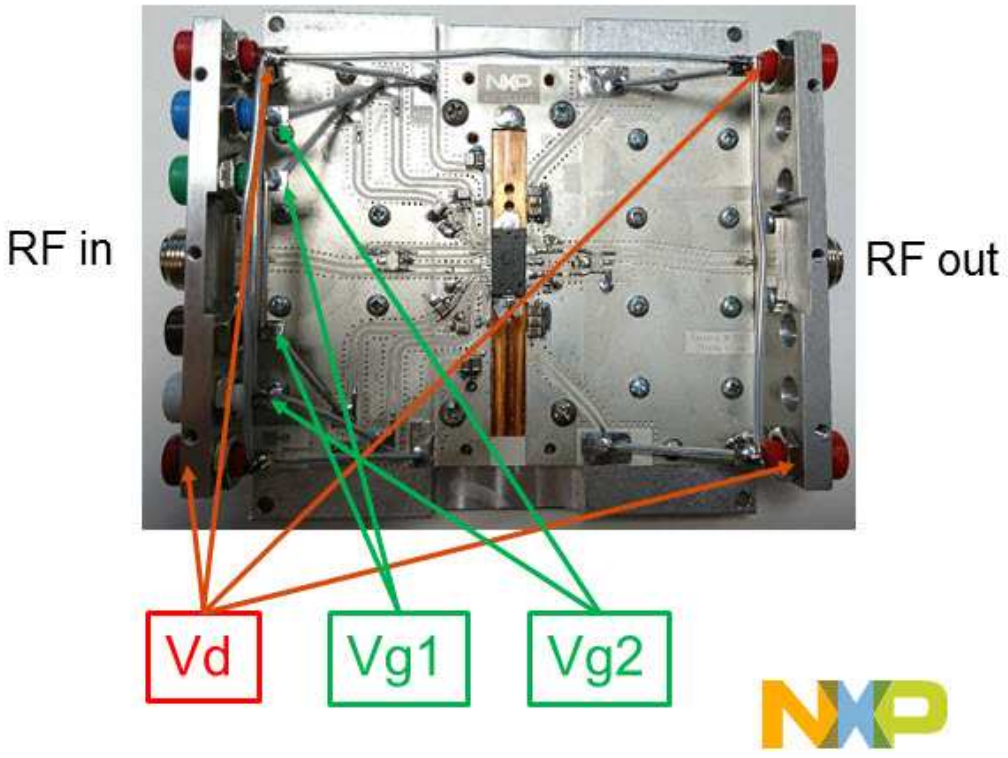


FIGURE B.1 – Vue de l'amplificateur A3I35D012N

Les caractéristiques en tension d'alimentation sont :

— Vd = 28V
— Vg1 = 7.15V (IdQ1=idQ3=18mA)
— Vg2 = 5.5V (idQ2=iDq4=69mA)
— Vg1, Vg2 et Vd sont interconnectés

Les courbes des figures (B.2), (B.3) et (B.4) montrent les caractéristiques AM/AM, AM/PM et le rendement pour des signaux CW avec les trois fréquences 3.4, 3.6 et 3.8 GHz, pour des puissances de sortie allant de 28 à 43 dBm.

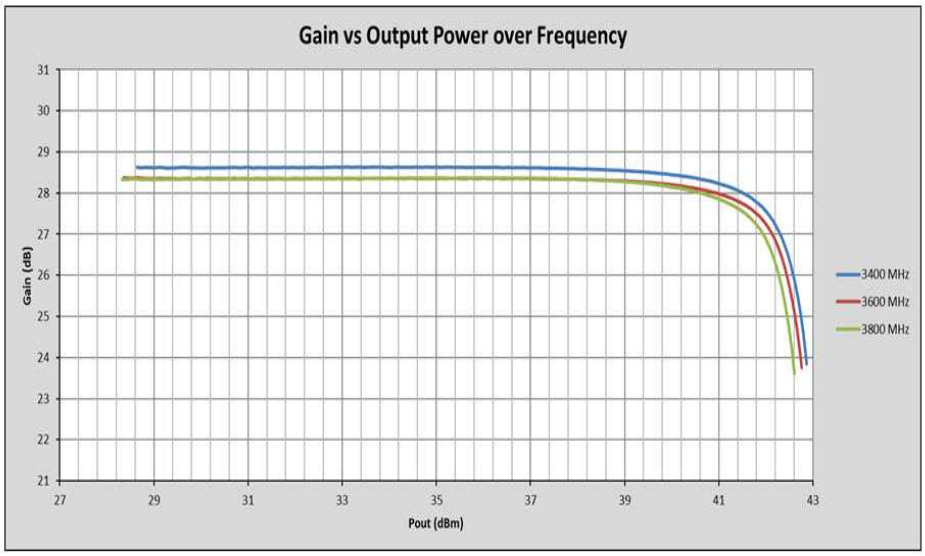


FIGURE B.2 – Caractéristique de gain AM/AM pour trois fréquences de fonctionnement

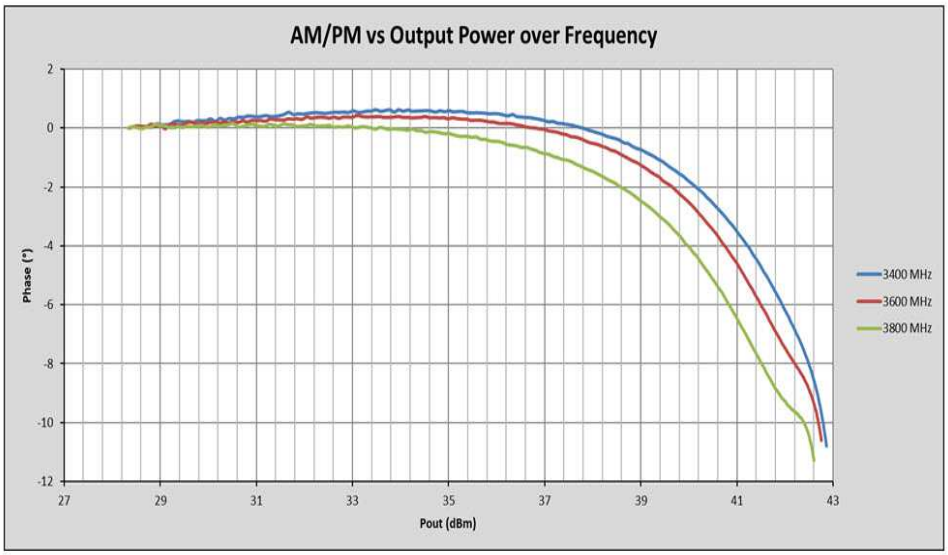


FIGURE B.3 – Caractéristique AM/PM pour trois fréquences de fonctionnement

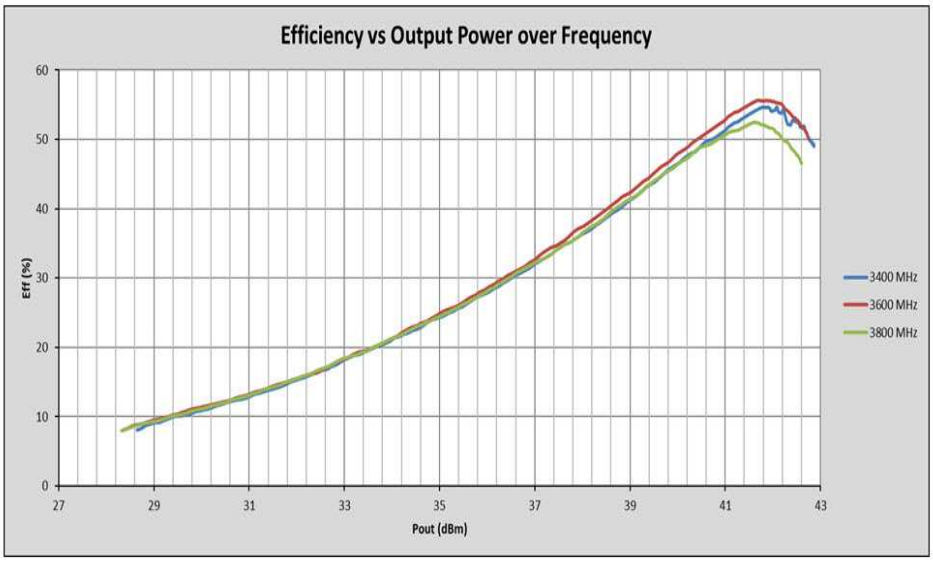


FIGURE B.4 – Courbes de rendement pour trois fréquences de fonctionnement

Les deux tableaux ci-dessous présentent les principales caractéristiques du PA pour les trois fréquences.

Freq (MHz)	P1dB (dBm)	P2dB (dBm)	P3dB (dBm)	Gain @P1dB (dB)	Gain @P2dB (dB)	Gain @P3dB (dB)	Phase @P1dB (°)	Phase @P2dB (°)	Phase @P3dB (°)
3400	41.96	42.45	42.65	27.61	26.57	25.63	-6.08	-7.79	-8.87
3600	41.94	42.36	42.57	27.32	26.32	25.29	-7.34	-8.43	-9.22
3800	41.70	42.19	42.41	27.36	26.33	25.31	-8.52	-9.60	-10.02

Output Power to Find (dBm)	Freq (MHz)	Output Power (dBm)	Gain (dB)	Phase (°)	Eff (%)	IRL (dB)
32.5	3400	32.44	28.63	0.48	16.34	-28.53
	3600	32.42	28.35	0.36	16.40	-26.18
	3800	32.42	28.35	0.07	16.66	-20.36

Bibliographie

[1] L. J. Cimini. Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM. *IEEE Communications Letters*, 2(5) :131–133, May 1998.

[2] Salvatore Ragusa. *Invertible Clipping for Non-Linear Amplification of OFDM Signals into Mobile Terminals*. Theses, Université Joseph-Fourier - Grenoble I, June 2006.

[3] John Terry and Juha Heiskala. *OFDM Wireless LANs : A Theoretical and Practical Guide*. Sams Publishing, 2002.

[4] David J.C. MacKay. *Information Theory, Inference, and Learning Algorithms*. Cambridge University Press, 2003.

[5] Didier Le Ruyet and Mylène Pischella. *Digital Communications 1*. John Wiley & Sons, Ltd, 2015.

[6] Khalid Sayood. *Introduction to Data Compression (2nd Ed)*. Morgan Kaufmann Publishers Inc, San Francisco, CA, USA, 2000.

[7] Anil K. Jain. *Fundamentals of Digital Image Processing*. Prentice-Hall, Inc, Upper Saddle River, NJ, USA, 1989.

[8] Iain E. G. Richardson. *Video Codec Design : Developing Image and Video Compression Systems*. John Wiley & Sons, Ltd, 2002.

[9] D. A. Huffman. A Method for the Construction of Minimum-Redundancy Codes. *Proceedings of the IRE*, 40(9) :1098–1101, September 1952.

[10] J. J. Rissanen. Generalized Kraft Inequality and Arithmetic Coding. *IBM Journal of Research and Development*, 20(3) :198–203, May 1976.

[11] ITU-T. *Recommendation T.81 ISO/IECIS 10918-1,*. ITU-T, 1990.

[12] D. PAN. A tutorial on Mpeg/audio compression. *IEEE Multimedia, IEEE Computer Society*, 2(2) :60–74, 1995.

[13] William Ryan and Shu Lin. *Channel codes classical and modern communications and signal processing*. Cambridge Core, September 2009.

[14] F. Fox and F. Huband. Implementation of Reed-Solomon erasure-correcting decoder for hybrid coding scheme. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 19(4) :543–546, August 1971.

[15] J. Massey and R. Liu. Application of Lyapunov's direct method to the error-propagation effect in convolutional codes (corresp.). *IEEE Transactions on Information Theory*, 10(3) :248–250, July 1964.

[16] R. Gallager. Low-density parity-check codes. *IRE Transactions on Information Theory*, 8(1) :21–28, January 1962.

[17] Claude Berrou. *Codes et turbocodes*. Collection IRIS. Springer-Verlag, Paris, 2007.

[18] Alain Glavieux. *Channel Coding in Communication Networks*. ISTE Ltd, 2007.

[19] John B. Anderson. *Digital Transmission Engineering*. John Wiley & Sons, February 2006.

[20] Laura Conde Canencia. *Turbocodes et modulations à grande efficacité spectrale*. phdthesis, Université de Bretagne Occidentale, Juin 2004.

[21] Ha H. Nguyen and Ed Shwedyk. *A First Course in Digital Communications (1st Ed)*. Cambridge University Press, Cambridge, June 2009.

[22] G.D. Forney and L.-F. Wei. Multidimensional constellations. I. Introduction, figures of merit, and generalized cross constellations. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 7(6) :877–892, August 1989.

[23] B. Hirosaki. An orthogonally multiplexed qam system using the discrete Fourier transform. *IEEE Transactions on Communications*, COM(29) :982–989, July 1981.

[24] S. B. Weinstein and P. M. Ebert. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Transactions on Communications*, COM(19) :628–634, October 1971.

[25] P. R. Chitrapu, J. D. Kaewell, and al. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, volume 14. U.S. Patent, November 1966.

[26] Shinsuke Hara and Ramjee Prasad. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. Artech House, Inc, Norwood, MA, USA, 2003.

[27] Man-On Pun, Michele Morelli, and C-C Jay Kuo. *Multi-Carrier Techniques for Broadband Wireless Communications : A Signal Processing Perspective*, volume 3 of *Communications and Signal Processing*. Imperial College Press, December 2007.

[28] Desire Guel. *Etude de nouvelles techniques de réduction du " facteur de crête " (PAPR) à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuses*. phdthesis, Université Rennes 1, November 2009.

[29] Jose Tellado-Mourelo. *Peak to average power reduction for multicarrier modulation*. phdthesis, stanford university, 1999.

[30] Ahmad R. S. Bahai and Burton R. Saltzberg. *Multi-Carrier Digital Communications : Theory and Applications of OFDM*. Springer Science & Business Media, April 2006.

[31] John G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1987.

[32] Hank Zumbahlen. *Basic Linear Design*. Analog Devices, Incorporated, January 2005.

[33] Georgi Radulov, Patrick Quinn, Hans Hegt, and Arthur H. M. van Roermund. *Smart and Flexible Digital-to-Analog Converters*. Springer Science & Business Media, January 2011.

[34] Saleh Faruque. *Radio Frequency Modulation Made Easy*. Springer, July 2016.

[35] Thomas-Chandrasekhar. *Analog Communication(Jntu).* Tata McGraw-Hill Education, December 2006.

[36] Eroglu Abdullah. *Introduction to RF Power Amplifier Design and Simulation, (1st Ed).* CRC Press, July 2015.

[37] N. Borges de Carvalho and J. C. Pedro. A comprehensive explanation of distortion sideband asymmetries. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(9) :2090–2101, September 2002.

[38] E. Ngoya, C. Quindroit, and J.M. Nebus. On the continuous-time model for nonlinear memory modeling of RF power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(12) :23278–3292, December 2009.

[39] V. Volterra. *Theory of Functionals and of Integral and Integro-differential Equations.* Tata McGraw-Hill Education, 1930.

[40] T. Liu, S. Boumaiza, and F. Ghannouchi. Augmented Hammerstein predistorter, for linearization of broad-band wireless transmitters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(4) :1340–1349, June 2006.

[41] L. Ding, R. Raich, and G. Zhou. A Hammerstein predistortion linearization design based on the indirect learning architecture. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'02)*, 3 :2689–2692, 2002.

[42] John Wood. *Behavioral Modeling and Linearization of RF Power Amplifiers.* Artech House, June 2014.

[43] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt, and J. Pastalan. A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 54(10) :3852–3860, October 2006.

[44] Khaled. M Gharaibeh. *Nonlinear Distortion in Wireless Systems : Modeling and Simulation with MATLAB.* Wiley.com, December 2011.

[45] R. Raich, Hua Qian, and G. T. Zhou. Orthogonal polynomials for power amplifier modeling and predistorter design. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 53(5) :1468–1479, September 2004.

[46] Lennart Ljung. *System Identification*, pages 163–173. Birkhäuser Boston, 1998.

[47] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, and Chung G. Kang. *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.* Wiley-Blackwell, October 2010.

[48] Fernando Perez Fontan and Perfecto Marino Espineira. *Modelling the Wireless Propagation Channel : A simulation approach with MATLAB.* John Wiley & Sons, September 2008.

[49] Steve Cripps. *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design.* Artech House Publishers, Boston, Mass., May 2002.

[50] T. Jiang and Y. Wu. An Overview : Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 54(2) :257–268, June 2008.

[51] Yves Louet and Jacques Palicot. A classification of methods for efficient power amplification of signals. *Annals of Telecommunications - annales des télécommunications*, 63(2008-08-07) :351–368, August 2008.

[52] Xiaodong Li and L. J. Cimini. Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM. *Technology in Motion 1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, 3 :1634–1638, May 1997.

[53] A. Erdogan. A subgradient algorithm for low complexity DMT PAR minimization. *2004 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 4 :iv–1077, May 2004.

[54] S. Janaaththanan, C. Kasparis, and B. G. Evans. A Gradient Based Algorithm for PAPR Reduction of OFDM using Tone Reservation Technique. *VTC Spring 2008 - IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 2977–2980, May 2008.

[55] I. M. Mahafeno, Y. Louet, and J. Helard. Peak-to-average power ratio reduction using second order cone programming based tone reservation for terrestrial digital video broadcasting systems. *IET Communications*, 3(7) :1250–1261, July 2009.

[56] Sidkieta Zabre. *Amplification non-linéaire d'un multiplex de porteuses modulées à fort facteur de crête.* phdthesis, Rennes 1, January 2007.

[57] H. Sohtsinda, S. Bachir, C. Perrine, and C. Duvanaud. An evaluation of hybrid tone reservation method for PAPR reduction using power amplifier with memory effects. *2016 IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, pages 676–679, December 2016.

[58] C. Ni, Y. Ma, and T. Jiang. A Novel Adaptive Tone Reservation Scheme for PAPR Reduction in Large-Scale Multi-User MIMO-OFDM Systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, 5(5) :480–483, October 2016.

[59] P. Yu and S. Jin. A Low Complexity Tone Reservation Scheme Based on Time-Domain Kernel Matrix for PAPR Reduction in OFDM Systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 61(4) :710–716, December 2015.

[60] Koussa Badreddin. *Optimisation des performances d'un système de transmission multimédia sans fil basé sur la réduction du PAPR dans des configurations réalistes.* phdthesis, Université de Poitiers, Avril 2014.

[61] A. Gatherer and M. Polley. Controlling clipping probability in DMT transmission. *Conference Record of the Thirty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 1 :578–584 vol.1, November 1997.

[62] B. S. Krongold and D. L. Jones. PAR reduction in OFDM via active constellation extension. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 49(3) :258–268, September 2003.

[63] S. Sezginer and H. Sari. OFDM peak power reduction using metric-based amplitude predistortion. *GLOBECOM '05. IEEE Global Telecommunications Conference, 2005.*, 3 :4 pp.–, November 2005.

[64] L. Wang and C. Tellambura. An Adaptive-Scaling Algorithm for OFDM PAR Reduction Using Active Constellation Extension. *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1–5, September 2006.

[65] D. L. Jones. Peak power reduction in OFDM and DMT via active channel modification. *Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, 2 :1076–1079 vol.2, October 1999.

[66] A. E. Jones, T. A. Wilkinson, and S. K. Barton. Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes. *Electronics Letters*, 30(25) :2098–2099, December 1994.

[67] H. Ochiai. A novel trellis-shaping design with both peak and average power reduction for OFDM systems. *IEEE Transactions on Communications*, 52(11) :1916–1926, November 2004.

[68] 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*, 32(22) :2056–2057, October 1996.

[69] Stefan H. Muller, Robert W. Bauml, Robert F. H. Fischer, and Johannes B. Huber. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by multiple signal representation. *Ann. Télécommun.*, 52(1) :58–67, January 1997.

[70] H. Breiling, S. H. Muller-Weinfurtner, and J. B. Huber. SLM peak-power reduction without explicit side information. *IEEE Communications Letters*, 5(6) :239–241, June 2001.

[71] S. H. Muller and J. B. Huber. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. *Electronics Letters*, 33(5) :368–369, February 1997.

[72] J. Wen, G. Lee, C. Kung, and C. Yang. Coding schemes applied to peak-to-average power ratio (PAPR) reduction in OFDM systems. In *International Wireless Communications and Mobile Computing Conference*, pages 807–812, Aug 2008.

[73] S. Kim, J. Kim, and H. Ryu. A computational complexity reduction scheme using walsh Hadamard sequence in SLM method. In *2006 International Conference on Communications, Circuits and Systems*, volume 2, pages 762–766, June 2006.

[74] M. Breiling, S. H. Miiller-Weinfurtner, and J. B. Huber. Distortionless reduction of peak power without explicit side information. In *IEEE. Global Telecommunications Conference*, volume 3, pages 1494–1498 vol.3, Nov 2000.

[75] J. Ji, G. Ren, and H. Zhang. A semi-blind SLM scheme for PAPR reduction in OFDM systems with low-complexity transceiver. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 64(6) :2698–2703, June 2015.

[76] Heung-Gyoon Ryu, Sang-Kyun Kim, and Sang-Burm Ryu. Interleaving method without side information for the PAPR reduction of OFDM system. In *2007 International Symposium on Communications and Information Technologies*, pages 72–76, Oct 2007.

[77] A.D.S Jayalath and Chintha Tellambura. The use of interleaving to reduce the peak-to-average power ratio of an OFDM signal. In *IEEE Global Telecommunications Conference*, volume 1, pages 82–86, 02 2000.

[78] Bob O'Hara and Al Petrick. *The IEEE 802.11 Handbook : A Designer's Companion.* Standards Information Network IEEE Press, 1999.

[79] Todor Cooklev. *Wireless Communication Standards :A Study of IEEE 802.1V, 802.15", and 802.16M.* Standards Information Network IEEE Press, 2004.

[80] Su Hu, Gang Wu, Qingsong Wen, Yue Xiao, and Shaoqian Li. Nonlinearity Reduction by Tone Reservation with Null Subcarriers for WiMAX System. *Wireless Personal Communications*, 54(2) :289–305, Jul 2010.

[81] Djamai Mourad. *Contribution à la modélisation et à la linéarisation par prédistorsion numérique adaptative en bande de base des amplificateurs de radiocommunications.* phdthesis, Université de Poitiers, juin 2008.

[82] Eugen Calinoiu. *Contribution à la modélisation large bande et à l'identification des circuits de radiocommunications Application aux amplificateurs de puissance.* phdthesis, Université de Poitiers, juin 2012.

[83] Xavier Hue and all. 12/25w wideband ldmos power amplifier ic (3400-3800mhz) for 5g base station applications. In *The 47th European Microwave Conference*, pages 1033–1036, Oct 2017.

[84] G. Forney, R. Gallager, G. Lang, F. Longstaff, and S. Qureshi. Efficient modulation for band-limited channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2(5) :632–647, Sep. 1984.

[85] A. K. Khandani and P. Kabal. Shaping multidimensional signal spaces. ii. shell-addressed constellations. *IEEE Transactions on Information Theory*, 39(6) :1809–1819, Nov 1993.

[86] C. Heegard. Constellation shaping for the gaussian channel. In *Proceedings of 1995 IEEE International Symposium on Information Theory*, page 187, Sep 1995.

[87] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri. Bit-interleaved coded modulation. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(3) :927–946, May 1998.

[88] Dirk Sommer and Gerhard P. Fettweis. Signal shaping by non-uniform QAM for AWGN channels and applications using turbo coding. In *RD ITG CONFERENCE SOURCE AND CHANNEL CODING*, pages 81–86, 2000.

[89] D. Raphaeli and A. Gurevitz. Constellation shaping for pragmatic turbo coded modulation. *Electronics Letters*, 38(14) :717–719, July 2002.

[90] S. Y. Le Goff, B. S. Sharif, and S. A. Jimaa. A new bit-interleaved coded modulation scheme using shaping coding. In *IEEE Global Telecommunications Conference, 2004. GLOBECOM '04.*, volume 1, pages 1–4, Nov 2004.

[91] G. D. Forney and G. Ungerboeck. Modulation and coding for linear gaussian channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(6) :2384–2415, Oct 1998.

[92] B.S. Bouazza, S.Y. LeGoff, A. Garadi, and al. A novel constellation shaping technique for bit-interleaved coded modulation. *Springer Wireless personal communications*, 74(2) :519–528, Jan 2013.

[93] G. D. Forney. Trellis shaping. *IEEE Transactions on Information Theory*, 38(2) :281–300, March 1992.

[94] H. Ochiai. A new trellis shaping design for OFDM. In *The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, volume 3, pages 1019–1023, Oct 2002.

[95] H. Ochiai. A novel trellis-shaping design with both peak and average power reduction for OFDM systems. *IEEE Transactions on Communications*, 52(11) :1916–1926, Nov 2004.

[96] J. Song and H. Ochiai. A novel FPGA implementation of trellis shaping for PAPR reduction of OFDM signals. In *2016 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 1–6, May 2016.

[97] J. Makhoul. A fast cosine transform in one and two dimensions. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 28(1) :27–34, Feb 1980.

[98] N. Ahmed, T. Natarajan, and K. R. Rao. Discrete cosine transform. *IEEE Transactions on Computers*, C-23(1) :90–93, Jan 1974.

[99] D. M. Tan and H. R. Wu. Multi-dimensional discrete cosine transform for image compression. In *ICECS'99. Proceedings of ICECS '99. 6th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (Cat. No.99EX357)*, volume 2, Sep. 1999.

[100] W. Burger and M. J. Burge. *Digital Image Processing :An Algorithmic Introduction using Java*. Springer, London, 2008.

[101] S. A. Broughton and A. Brayan. *Discrete Fourier Analysis and wavlets : Applications to Signal and Image Processing*. John Wiley and Sons, Inc, 2009.

[102] Z. Wang. Combined DCT and companding for PAPR reduction in OFDM signals. *Journal of Signal and Information Processing*, 2(2) :100–104, May 2011.

[103] I. Baig and V. Jeoti. DCT precoded SLM technique for PAPR reduction in OFDM systems. In *2010 International Conference on Intelligent and Advanced Systems*, pages 1–6, June 2010.

[104] Pepin Magnangana Zoko Goyoro, Ibrahim James Moumouni, and Sroy Abouty. SLM using Riemann sequence combined with DCT transform for PAPR reduction in OFDM communication systems. *International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, 6(4) :394–399, 2012.

[105] Z. Wang, S. Chen, Y. Zhou, M. Chen, J. Tang, and L. Chen. Combining discrete cosine transform with clipping for PAPR reduction in intensity-modulated OFDM systems. *Optoelectronics Letters*, 10(5) :356–359, Sep 2014.

[106] M. A. Aboul-Dahab, E. A. A. A. Hagras, and E. A. L. EL-Henawy. PAPR reduction for downlink LTE system based on DCT and hyperbolic tangent companding noise cancellation. In *2017 34th National Radio Science Conference (NRSC)*, pages 238–245, March 2017.

[107] David Tse and Pramod Viswanath. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, May 2005.

Résumé

La demande des usagers en termes de débit, de couverture et de qualité de service croît exponentiellement, avec une demande de plus en plus accrue en énergie électrique pour assurer les liaisons entre les réseaux. Dans ce contexte, les nouvelles formes d'ondes basées sur la modulation OFDM se sont répandues et sont utilisées dans les récentes architectures de radiocommunications. Cependant, ces signaux sont très sensibles aux non-linéarités des amplificateurs de puissance à cause des fortes valeurs de PAPR. Dans ce travail de thèse, nous avons tout d'abord dressé un état de l'art des techniques de réduction du PAPR. Cette présentation nous a permis de proposer une nouvelle méthodologie basée sur les techniques d'entrelacement et de codage. Cette première contribution consiste en l'utilisation de la technique d'entrelacement, en faisant appel aux sous porteuses nulles pour la transmission des informations auxiliaires, tout en respectant les spécifications fréquentielles du standard utilisé. La deuxième contribution est basée sur la combinaison des deux techniques de Shaping et de Transformée en Cosinus Discrète DCT, dans l'objectif d'améliorer davantage les performances du système. Les résultats de simulation ont montré que l'utilisation de ces deux techniques permet un gain significatif en termes de réduction du PAPR, qui se traduit par l'amélioration du rendement.

Enfin, nous avons présenté une étude expérimentale pour l'ensemble des techniques proposées afin de confirmer les résultats obtenus en simulation. Ces évaluations sont réalisées avec un banc d'essais de radiocommunications pour le test d'un amplificateur de puissance commercial de technologie LDMOS de 20W, fonctionnant à 3.7 GHz en classe AB. Les résultats obtenus pour les standards IEEE 802.11 montrent que ces nouvelles approches permettent de garantir la robustesse de transmission, d'améliorer la qualité des liaisons et d'optimiser la consommation électrique.

Mots-clés: OFDM, PAPR, PA, Entrelacement, Shaping, DCT.

Abstract

The request of the users in terms of rate, coverage and quality of service is growing exponentially, with increasing demand for electrical energy, to ensure networks link. In this context, new waveforms based on the OFDM modulation become widely popular and used intensively in recent radio communications architectures. However, these signals are sensitive to the power amplifier nonlinearities because of their high PAPR values. In this thesis, we first began by a state art of the PAPR reduction techniques. This presentation allowed us to propose a new method based on interleaving and coding techniques. The first contribution consists on the use of the interleaving technique using null-subcarriers for the transmission of the side information, while respecting the frequency specifications of the used standard. The second one is based on the conjunction of the Shaping technique and the Discrete Cosine Transform (DCT), with the aim of improving the performance of the system. Simulation results show that the use of these two techniques allows a significant gain in terms of PAPR reduction, which results in the improvement of the system efficiency.

Finally, we presented an experimental study of the proposed techniques using an RF test bench with a commercial LDMOS 20 W PA, class AB operating at 3.7 GHz. The results obtained for the IEEE 802.11 standards show that the proposed approaches allow the transmission robustness and quality, while optimizing the power consumption.

Keywords: OFDM, PAPR, PA, Interleaving, Shaping, DCT.