



HAL
open science

Approche conjointe de la réduction du facteur de crête et de la linéarisation dans le contexte OFDM.

Oussoulare Gouba

► **To cite this version:**

Oussoulare Gouba. Approche conjointe de la réduction du facteur de crête et de la linéarisation dans le contexte OFDM.. Autre. Supélec, 2013. Français. NNT : 2013SUPL0031 . tel-00931304v2

HAL Id: tel-00931304

<https://theses.hal.science/tel-00931304v2>

Submitted on 7 May 2014

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Pour ce qui est de l'avenir, il ne s'agit pas de le prévoir, mais de le rendre possible
par Antoine de Saint-Exupéry (Le Petit Prince)

As for the future, your task is not to foresee it, but to enable it
by Antoine de Saint-Exupéry (The Little Prince)

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire sont le résultat de trois années de thèse de doctorat dans les locaux du campus de Rennes de Supélec (École Supérieure d'Électricité) au sein de l'équipe SCEE (Signal, Communication et Électronique Embarquée) du laboratoire IETR (Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes) - UMR CNRS 6164, groupe Automatique et Communications.

Mes remerciements vont en premier à Monsieur Philippe MARTIN, Directeur du campus et à Monsieur Bernard JOUGA, Délégué à la Recherche et aux Relations Industrielles pour m'avoir accueilli au sein de cette école. Je remercie également la région Bretagne pour avoir financé une partie de cette thèse.

Je tiens à remercier ensuite Monsieur Yves LOUËT, mon directeur de thèse pour m'avoir donné l'opportunité de commencer et de poursuivre ce travail de recherche au sein de l'équipe SCEE. Sa grande disponibilité malgré un emploi de temps chargé, l'excellence de son encadrement et ses remarques toujours pertinentes ont été précieuses pour la réussite de ce travail. Je lui suis gré pour sa collaboration, ses conseils et son soutien qui m'ont beaucoup appris aussi bien sur le plan personnel que scientifique.

Je remercie les membres du jury qui ont tous accepté de participer à cette soutenance. Je remercie Madame Geneviève BAUDOIN, Professeur à l'ESIEE pour m'avoir fait l'honneur de le présider. J'adresse également mes remerciements aux rapporteurs : Madame Myriam ARIAUDO, Maître de Conférences à l'ENSEA et Monsieur Daniel ROVIRAS, Professeur au CNAM; ainsi qu'aux examinateurs : Monsieur Smail BACHIR, Maître de Conférences à l'Université de Poitiers et Monsieur Bruno FEUVRIE, Maître de Conférences à l'Université de Nantes.

J'adresse un grand merci à Monsieur Jacques PALICOT, Responsable de l'équipe SCEE pour sa sympathie, ses conseils et les moments de discussions intéressantes. Mes sympathies vont également à tous les enseignants-chercheurs de l'équipe pour leur bonne humeur et leur enthousiasme, en particulier Carlos BADER, Daniel LE GUENNEC, Christophe MOY, Amor NAFKHA, Renaud SEGUIER et Honggang ZHANG.

Je remercie l'ensemble de l'équipe SCEE ainsi que tous les permanents de Supélec, campus de Rennes pour leur accueil sympathique. J'ai passé beaucoup de bons mo-

ments parmi eux au cours de ces trois années de thèse ; j'ai encore en mémoire nos vives discussions pendant le déjeuner, nos échanges pendant la pause café de 16h et nos différentes sorties ou voyages détentes. Je tiens à souligner la compagnie et l'amitié de mes ex-collègues doctorants et postdocs : Babar, Caroline, Cathérine, Eren, Hanan, Jérôme, Lamarama, Marwa, Oussama, Patricia, Salma, Samba, Sumit, Vincent, Xiguang, Ziad et tous ceux que j'aurais oubliés.

Je remercie l'ensemble de mes amis et compatriotes burkinabé résidents à Rennes ou dans les autres villes de la France pour leurs soutiens incondtionnels, leurs encouragements et les nombreux conseils. Je remercie en particulier Amadou, Andryx, Constant, Madame DEBROUSSE, Desiré, Eric, Flavien, Herman, Madame OUEDRAOGO, Sosthène, Souleymane et tous ceux que j'aurai omis de citer.

Je remercie chaleureusement mes parents et amis qui sont restés au Burkina Faso, leurs soutiens et encouragements m'ont permis de tenir tout au long de ces travaux. Je tiens à remercier en particulier mon grand frère Adolphe GOUBA qui n'a pas hésité à effectuer le déplacement depuis le Burkina Faso pour m'assister pendant la soutenance.

Un grand merci du fond du cœur à ma fiancée Clémence, pour son soutien, sa patience, sa compréhension dans les moments de stress, pour son amour et pour tout ce qu'elle m'a apporté. A elle je dédie cette thèse ainsi qu'à ma famille au Burkina qui m'a soutenu tout au long de mes études. Que Dieu vous récompense et vous bénisse.

A Clémence
A ma famille

Table des matières

Remerciements	1
Table des matières	4
Introduction générale	11
1 Linéarisation des Amplificateurs de Puissance et Réduction du PAPR	17
1.1 Introduction	17
1.2 L'amplificateur de puissance	18
1.2.1 Caractéristiques de l'amplificateur de puissance	19
1.2.1.1 Les caractéristiques AM/AM et AM/PM	19
1.2.1.2 Rendement et classes de fonctionnement	20
1.2.1.3 Les reculs d'entrée et de sortie	22
1.2.1.4 Les effets mémoire	22
1.2.2 Critères de mérite de l'amplificateur	23
1.2.2.1 Adjacent Channel Power Ratio (ACPR)	23
1.2.2.2 Noise Power Ratio (NPR)	23
1.2.2.3 Error Vector Magnitude (EVM)	24
1.2.3 Modélisation comportementale de l'amplificateur de puissance . .	25
1.2.3.1 Modèles statiques (sans mémoire)	25
1.2.3.2 Modèles quasi-statiques (avec mémoire)	26
1.2.3.3 Modèles dynamiques (avec mémoire)	27
1.3 Les méthodes de linéarisation	27
1.3.1 Les méthodes avec changement de la fonction d'amplification . .	28
1.3.1.1 Linear Amplification using Non linear Components (LINC) .	28
1.3.1.2 Enveloppe Elimination and Restauration (EER)	29
1.3.1.3 Enveloppe Tracking (ET)	29
1.3.2 Les méthodes sans changement de la fonction d'amplification . .	30
1.3.2.1 Feedback	30
1.3.2.2 FeedForward	31
1.3.2.3 Prédistorsion	32
1.3.3 Cas particulier de la prédistorsion numérique bande de base . . .	33
1.3.3.1 Principe et adaptation	33
1.3.3.2 Algorithme d'adaptation	34

1.4	Les signaux multi-porteuses	35
1.4.1	Principe et fonctionnement de la modulation OFDM	36
1.4.1.1	Implantation numérique et intervalle de garde	37
1.4.1.2	Exemple des normes IEEE802.11a/g (Wi-fi)	38
1.4.2	Définition et distribution du PAPR	38
1.4.2.1	Définition du PAPR	40
1.4.2.2	Distribution du PAPR et la CCDF	40
1.4.3	Les avantages et les limites de l'OFDM	41
1.4.3.1	Les avantages	42
1.4.3.2	Les limites	43
1.5	Les méthodes de réduction du PAPR	43
1.5.1	Introduction et classification générale	43
1.5.2	Les méthodes probabilistes	43
1.5.2.1	Selective Mapping (SLM)	44
1.5.2.2	Partial Transmit Sequences (PTS)	45
1.5.3	Les méthodes de codage	46
1.5.3.1	Les codes en blocs	46
1.5.3.2	Les codes de Reed Muller	47
1.5.4	Les méthodes d'ajout de signal	48
1.5.4.1	Le clipping puis filtrage	48
1.5.4.2	La Tone Reservation (TR)	49
1.5.5	Les critères de mérite des méthodes de réduction du PAPR	51
1.5.5.1	Le gain de réduction du PAPR	51
1.5.5.2	La compatibilité descendante	51
1.5.5.3	La dégradation du TEB	51
1.5.5.4	La variation de la puissance moyenne	52
1.5.5.5	La diminution du débit utile	52
1.5.5.6	La complexité	52
1.6	Conclusion	52
2	Étude analytique du compromis entre la linéarité et le rendement	55
2.1	Introduction	55
2.2	Rappel de la distribution du signal OFDM	56
2.3	Distribution du signal après réduction du PAPR	57
2.3.1	Cas des méthodes probabilistes	58
2.3.2	Cas des méthodes de codage	59
2.3.3	Cas des méthodes d'ajout de signal	59
2.3.4	Conclusion de l'étude	60
2.4	Analyse théorique de la linéarité (EVM)	61
2.4.1	Définition de l'erreur de prédistorsion	61
2.4.2	Calcul du moment d'ordre un de l'erreur de prédistorsion	63
2.4.2.1	Cas des méthodes probabilistes	63
2.4.2.2	Cas du clipping	64
2.4.3	Calcul du moment d'ordre deux de l'erreur de prédistorsion	65

2.4.3.1	Cas des méthodes probabilistes	65
2.4.3.2	Cas du clipping	66
2.4.3.3	Validation des expressions des moments	67
2.4.4	Expressions de l'EVM du signal amplifié	68
2.4.4.1	Cas des méthodes probabilistes	69
2.4.4.2	Cas du clipping	69
2.4.4.3	Validation des expressions de l'EVM	69
2.5	Analyse théorique du rendement	71
2.5.1	Expression théorique du rendement	72
2.5.2	Rendement, réduction du PAPR et prédistorsion	72
2.6	Analyse théorique du compromis linéarité / rendement	74
2.6.1	Expressions théoriques du compromis	74
2.6.2	Analyse, discussion et simulations	75
2.7	Conclusion	77
3	Approche conjointe de la réduction du PAPR et de la linéarisation	79
3.1	Introduction	80
3.2	Approche conjointe linéarisation / réduction du PAPR	81
3.2.1	Historique	81
3.2.2	Approche conjointe non-collaborative	83
3.2.3	Approche conjointe collaborative	85
3.3	Classification générale des techniques d'approche conjointe	86
3.3.1	Les critères de classification	86
3.3.1.1	Classification en collaborative ou non	86
3.3.1.2	Classification en fonction de la direction des échanges d'informations	86
3.3.1.3	Classification en fonction de la cible de l'adaptation	87
3.3.2	Vue d'ensemble de la classification générale	89
3.3.3	Autres critères liés aux techniques combinées	89
3.3.3.1	La compatibilité descendante	89
3.3.3.2	La dégradation ou non du TEB	89
3.4	État de l'art des techniques d'approche conjointe	91
3.4.1	Introduction à l'état de l'art	91
3.4.2	Approche conjointe non-collaborative	91
3.4.2.1	Association de la réduction du PAPR et de la linéarisation	93
3.4.2.2	Association amélioration du rendement et linéarisation	94
3.4.2.3	Association réduction du PAPR, amélioration du rende- ment et linéarisation	94
3.4.3	Approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adapte la réduction du PAPR	95
3.4.3.1	Adaptation de l'algorithme de la TR en fonction de l'IBO de l'amplificateur "linéarisé"	95
3.4.4	Approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adapte la linéarisation	96

3.4.4.1	Adaptation de la phase d'apprentissage de la prédistor- sion en fonction du PAPR	97
3.4.4.2	Adaptation du degré du polynôme de prédistor- sion en fonction du PAPR	98
3.4.5	Approche conjointe collaborative bidirectionnelle qui adapte à la fois la réduction du PAPR et la linéarisation	98
3.4.5.1	Le clipping inversible	99
3.4.5.2	L'approche polynomiale	100
3.5	Conclusion	102
4	Vision commune des fonctions de réduction du PAPR et de prédistor- sion par ajout de signal	103
4.1	Introduction	103
4.2	La prédistor- sion comme technique d'ajout de signal	105
4.2.1	Principe général de la prédistor- sion par ajout de signal	105
4.2.2	Génération du signal additionnel de prédistor- sion	106
4.2.2.1	La prédistor- sion par ajout de signal à l'aide du théorème de Bussgang	106
4.2.2.2	La prédistor- sion par ajout de signal à l'aide d'un algo- rithme itératif de compensation d'erreur (AICE)	109
4.2.3	Résultats de simulation	110
4.3	Vision commune et approche conjointe par ajout de signal	112
4.3.1	Vision commune par ajout de signal	114
4.3.2	Approche conjointe par ajout de signal	114
4.3.2.1	La combinaison en série par ajout de signal	114
4.3.2.2	La combinaison en parallèle par ajout de signal	115
4.3.2.3	Discussion sur les deux types de combinaison	116
4.3.3	Résultats de simulation	116
4.4	Approche conjointe par ajout de signal dans le contexte Radio Intelligente (RI)	119
4.4.1	RI et amplification non-linéaire	119
4.4.2	Introduction à l'approche conjointe dynamique	119
4.4.3	Prise en compte des capteurs RI	121
4.4.4	L'approche conjointe dynamique par ajout de signal	122
4.4.5	Quelques exemples de scénarios simples	124
4.4.6	Résultats de simulation	125
4.5	Conclusion	128
5	Approche conjointe unifiée de la réduction du PAPR et de la prédistor- sion par ajout de signal	131
5.1	Introduction	131
5.2	Mise à jour de la classification générale	132
5.3	Approche conjointe unifiée par ajout de signal	132
5.3.1	Principe de base	134

5.3.2	Formulation globale du problème	135
5.4	Techniques de génération du signal additionnel conjoint	135
5.4.1	Algorithme ARRP	136
5.4.1.1	Formulation du problème sous forme polynomiale	136
5.4.1.2	Principe de l'ARRP	137
5.4.1.3	Version adaptative de l'ARRP	139
5.4.2	Algorithme AICE-PD	140
5.4.2.1	Formulation du problème dans le domaine fréquentiel	141
5.4.2.2	Principe de l'AICE-PD	143
5.4.3	Résultats de simulation	143
5.4.3.1	Résultats de simulations associés à l'ARRP	143
5.4.3.2	Résultats de simulations associés à l'AICE-PD	145
5.5	Approche conjointe unifiée vs approche polynomiale	148
5.5.1	Étude de complexité	150
5.5.1.1	Complexité de l'approche polynomiale	150
5.5.1.2	Complexité de l'approche proposée par ajout de signal	151
5.5.2	Résultats de simulations comparatives	152
5.6	Conclusion	154
	Conclusion générale et perspectives	157
	Publications personnelles	163
	Glossaire	165
	Principales variables et notations utilisées	169
	Bibliographie	184
	Table des figures	185
	Liste des tableaux	189
	Liste des algorithmes	191
	Index	193

Introduction générale

Introduction

Les systèmes de communication actuels ont des demandes de plus en plus croissantes en terme de fiabilité, de transmission haut-débit, de mobilité, d'efficacité spectrale et de rendement énergétique. L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) à la base de plusieurs normes de télécommunication telles que l'ADSL, le Wi-MAX, le Wi-fi, le DVB, etc, permet de satisfaire en grande partie toutes ces demandes grâce à ses nombreux avantages. Cependant, les signaux OFDM ont de fortes variations de puissance caractérisées par le PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)¹ qui génèrent des distorsions au passage de composants non-linéaires. Ces distorsions, principalement des interférences hors-bandes et une augmentation du taux d'erreur, constituent l'un de ses inconvénients majeurs qui limitent les performances des communications multi-porteuses. Dans les équipements de télécommunication, la plupart des composants analogiques ont des caractéristiques non-linéaires. Le composant qui est à l'origine des distorsions majeures est l'amplificateur de puissance surtout si l'on cherche à augmenter son rendement énergétique ou sa puissance de sortie.

L'amplificateur de puissance représente plus de 60% de la consommation énergétique de l'émetteur², son rendement est donc d'une importance capitale. Améliorer le rendement des amplificateurs contribue à réduire la consommation énergétique au niveau des équipements mobiles (avec des batteries qui se déchargent moins vite) et au niveau des stations de bases (avec des économies d'énergie). Dans tous les cas, cela va contribuer à réduire la pollution environnementale. En effet, les infrastructures des Technologies de l'Information et de la Communication (TIC) participent à environ 3% de l'énergie consommée dans le monde entier, soit plus de 2% des émissions mondiales de CO₂. Ce pourcentage est proche de celui des émissions de CO₂ de l'aviation civile et du quart de celui des automobiles³.

On comprend alors qu'il est nécessaire d'améliorer aussi bien la linéarité que le rendement énergétique des amplificateurs de puissance pour satisfaire le besoin toujours croissant en performance à savoir plus de services, plus de débit, plus d'utilisateurs, moins de complexité et moins de puissance consommée. D'un coté, les signaux OFDM à

1. souvent appelé facteur de crête (en anglais CF, Crest Factor)

2. bien sûr en cours d'émission, ce chiffre est issu de résultats expérimentaux menés dans [1]

3. selon les estimations faites dans [2, 3] et les données sur la consommation électrique des États Unis disponibles sur le site web <http://www.eia.gov/>

forts PAPR requièrent une grande dynamique d'amplification linéaire et d'un autre côté, l'amplificateur non-linéaire génère des distorsions et a un faible rendement énergétique si on essaie d'améliorer sa linéarité. Il y a donc une dualité (on peut même parler d'antagonisme) entre la linéarité et le rendement au niveau de l'amplificateur et cela fait qu'il est difficile de satisfaire mutuellement ces deux objectifs.

Face à cette situation, une multitude de méthodes ou techniques ont été proposées dans la littérature pour améliorer les performances des émetteurs multi-porteuses. Un premier groupe de méthodes consiste à agir sur l'amplificateur afin de le rendre linéaire ou d'éviter les distorsions du signal d'entrée. On parle dans ce cas de méthodes de linéarisation. Un deuxième groupe de méthodes se focalise plutôt sur le signal à amplifier en proposant de réduire sa dynamique. Cela va donc permettre de faire fonctionner l'amplificateur avec un meilleur rendement. On parle de méthodes de réduction du PAPR.

De nombreux projets collaboratifs⁴ entre industriels et académiques ont traité des problèmes de l'amplificateur de puissance toujours dans le but de repousser ses limites. Une partie des travaux menés dans cette thèse est fortement liée au projet AMBRUN (Amplification large bande de signaux Multi-canaux pour systèmes Broadcast et Unicast)⁵. C'est un projet collaboratif (2011 - 2014) entre Thales Communication (à Cholet), Teamcast (à Saint-Grégoire), ESIEE (à Noisy-le-Grand) et Supélec (à Cesson-Sevigné). L'objectif du projet est d'améliorer les performances radios de la fonction d'amplification pour des installations militaires et civiles afin de réduire l'encombrement, le poids, la complexité, la consommation et le coût des équipements. La particularité du projet réside dans l'amplification des signaux multi-canaux large bande.

Problématique de l'approche conjointe

La linéarisation et la réduction du PAPR sont deux traitements liés. Ils ont le même objectif à savoir améliorer les performances de l'amplificateur de puissance. L'implantation seule de la linéarisation n'est pas suffisante pour atteindre cet objectif. En effet, elle peut rendre l'amplificateur linéaire jusqu'à la saturation mais pas au delà car les distorsions deviennent trop importantes et irréversibles. Sachant que les signaux OFDM ont une grande dynamique, le gain implicite en rendement reste faible. Réciproquement, l'implantation seule de la réduction du PAPR n'est pas suffisante; la dynamique des signaux à amplifier est réduite mais les non-linéarités de l'amplificateur ne sont pas compensées. En définitive, l'association des deux traitements s'avère donc une alternative qui permet d'améliorer à la fois la linéarité et le rendement de l'amplificateur de puissance. La réduction du PAPR devient donc complémentaire à la linéarisation. Cette complémentarité a conduit les concepteurs à associer autant que possible dans chaque émetteur une méthode de linéarisation et une autre de réduction du PAPR. Par exemple dans la deuxième version de la télévision numérique terrestre (DVB-T2), la norme prévoit l'association d'une méthode de linéarisation et d'une méthode de réduc-

4. AMBRUN, AMONT, DTTV2, etc.

5. <http://www.images-et-reseaux.com/fr/content/ambrun>

tion du PAPR. De même, le projet AMBRUN se base sur une chaîne de communication associant la réduction du PAPR et la linéarisation.

Cependant, toutes les méthodes de linéarisation et de réduction du PAPR sont à l'origine conçues et optimisées séparément chacune selon ses propres critères. On peut en plus remarquer que chacune influence la linéarité et le rendement de l'amplificateur de puissance. Il y a par conséquent des effets mutuels. Même si chacune est optimisée selon ses propres critères, leur association (en cascade comme cela se fait déjà dans certains émetteurs) n'est pas forcément optimale à cause de possibles effets mutuels qui s'annulent (antagonistes). Il faut donc envisager une nouvelle approche plus généralisée, une approche conjointe qui permettrait de tirer un meilleur profit de la complémentarité.

L'approche conjointe de la linéarisation et de la réduction du PAPR cherche à améliorer conjointement la linéarité et le rendement de l'amplificateur de puissance. Elle combine des méthodes de réduction du PAPR et de linéarisation en prenant en compte les effets mutuels : on privilégie ainsi une approche collaborative. La linéarisation tient alors compte de la réduction du PAPR et vice versa. On évite par exemple le sur-dimensionnement inutile de l'amplificateur. L'approche conjointe offre également la possibilité de paramétrer conjointement et dynamiquement la réduction du PAPR et la linéarisation. La partie dynamique conviendrait plus pour des systèmes de communication plus sophistiqués comme la Radio Intelligente (RI).

Objectifs de la thèse

Le traitement des non-linéarités de l'amplificateur de puissance est une des préoccupations majeures des systèmes de communications multi-porteuses actuels. C'est le contexte dans lequel se placent les travaux menés dans cette thèse où il est question d'améliorer à la fois le rendement énergétique et la linéarité de l'amplificateur de puissance. L'objectif est d'associer plus intelligemment la linéarisation et la réduction du PAPR en adoptant une approche conjointe.

Dans cette thèse, nous nous sommes focalisés sur une approche conjointe basée sur les techniques d'ajout de signal. Ce choix se justifie par le fait que les méthodes de réduction du PAPR par ajout de signal sont à compatibilité descendante et n'ajoutent pas de distorsions supplémentaires (interférences dans la bande et hors-bande). Partant de là et grâce à la linéarisation formulée aussi sous forme d'ajout de signal, une approche conjointe par ajout de signal va permettre de conserver ces avantages qui sont des objectifs que nous nous sommes également fixés au cours de cette thèse. Les distorsions supplémentaires introduites par les méthodes de réduction du PAPR diminuent la performance globale de la chaîne de traitement en terme de linéarité. Elles sont donc à éviter. La contrainte de compatibilité descendante est très importante car elle permet de proposer des techniques dont l'implantation dans les émetteurs ne nécessitent pas la modification des récepteurs associés. Le choix de l'approche conjointe par ajout de signal est également motivé par la possibilité de fusionner la réduction du PAPR et la linéarisation à travers un traitement unifié. Cela simplifie la chaîne de traitement du fait de la réduction du nombre d'opérations.

Organisation du manuscrit

Le présent rapport de thèse s'articule autour de cinq chapitres.

Le premier chapitre expose les problèmes liés à l'amplificateur de puissance ainsi que les deux méthodes proposées dans la littérature à savoir la linéarisation et la réduction du PAPR. Il décrit l'amplificateur de puissance, ses non-linéarités, son rendement, ses critères de mérite et également les modèles comportementaux couramment utilisés. Les méthodes de linéarisation sont par la suite étudiées avec quelques exemples comme le Feedback, le Feedforward, la Prédistorsion, etc. Le chapitre aborde ensuite les modulations multi-porteuses et décrit en particulier l'OFDM. Le PAPR de ces types de signaux est présenté et sa distribution calculée. Enfin, les méthodes de réduction du PAPR sont présentées avec des exemples comme le Selective Mapping, le clipping, la Tone Reservation, etc. Ce chapitre de façon globale permet de se rendre compte de la complémentarité des méthodes de linéarisation et de réduction du PAPR pour améliorer la linéarité et le rendement de l'amplificateur ; ce qui explique pourquoi elles sont associées dans la plupart des émetteurs (comme par exemple dans le projet AMBRUN). De notre point de vue, avant de les associer, il faut considérer le problème dans toute sa généralité (dualité entre la linéarité et le rendement de l'amplificateur). Cela nécessite donc une étude théorique et conceptuelle que nous proposons dans le chapitre 2.

Le deuxième chapitre propose une analyse théorique du compromis entre la linéarité et le rendement au niveau de l'amplificateur de puissance. En effet, à cause de la dualité entre la linéarité et le rendement au niveau de l'amplificateur, un compromis entre ces deux critères est souhaitable. L'objectif du chapitre est alors de l'étudier dans un contexte où une méthode de réduction du PAPR est suivie d'une autre de linéarisation juste avant l'amplificateur. Le chapitre s'intéresse dans un premier temps à la distribution du signal OFDM après son passage dans un module de réduction du PAPR. Grâce à cette étude, nous exprimons théoriquement dans un second temps d'une part la linéarité (à travers l'EVM⁶) et d'autre part le rendement en fonction du gain de réduction du PAPR et des paramètres de prédistorsion (prise comme méthode de linéarisation). Le compromis théorique est ensuite analysé et discuté en fonction du point de fonctionnement de l'amplificateur. En outre, ce chapitre permet de mettre en évidence l'influence de la linéarisation sur la réduction du PAPR et vice versa. Il faut donc tenir compte de ces effets mutuels dans leur association ; c'est cela l'approche conjointe dont la définition et l'état de l'art font l'objet du chapitre 3.

Le troisième chapitre définit l'approche conjointe de la linéarisation et de la réduction du PAPR pour améliorer le compromis entre la linéarité et le rendement de l'amplificateur de puissance. En effet, l'approche conjointe peut être *non-collaborative* ce qui correspond à une simple association des méthodes de linéarisation et de réduction du PAPR, ou bien *collaborative* permettant l'échange d'informations entre les deux mé-

6. Error Vector Magnitude

thodes et donc une adaptation de l'une par rapport à l'autre. Nous proposons ensuite dans ce chapitre une classification générale des techniques d'approche conjointe ainsi qu'un état de l'art. De façon générale, nous avons remarqué dans toutes les techniques d'approche conjointe étudiées, même celles permettant les échanges d'informations et l'adaptation, que les fonctions de réduction du PAPR et de linéarisation sont toujours distinctes et séparées. Contrairement à cette tendance et en se basant sur les techniques d'ajout de signal, nous montrons dans les chapitres 4 et 5 que les deux fonctions peuvent être fusionnées dans une approche conjointe par ajout de signal.

Le quatrième chapitre montre qu'il est possible d'avoir une vision commune des fonctions de réduction du PAPR et de prédistorsion en se basant sur les techniques d'ajout de signal. L'idée consiste premièrement à formuler la prédistorsion sous forme de technique d'ajout de signal à l'aide par exemple du théorème de Busgang dans le contexte sans mémoire et ensuite à la combiner avec une des techniques de réduction du PAPR par ajout de signal existantes dans la littérature. On définit ainsi l'approche conjointe par ajout de signal avec d'une part un signal additionnel de réduction du PAPR et d'autre part un signal de prédistorsion. En passant dans le domaine fréquentiel, on a ainsi une vision sous-porteuse par sous-porteuse de la correction globale. Une gestion unique et dynamique par sous-porteuse est alors possible pour assurer un meilleur compromis entre la linéarité et le rendement en fonction de l'environnement radio. Cela nous a conduit à proposer une approche conjointe par ajout de signal dans le contexte Radio Intelligente (RI). Ainsi, en sommant les deux signaux additionnels, on obtient un signal additionnel conjoint pour la linéarisation et la réduction du PAPR. La génération de ce signal constitue l'approche conjointe unifiée par ajout de signal et fait l'objet du chapitre 5.

Le cinquième et dernier chapitre traite de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal. Il s'inscrit dans la continuité du chapitre 4. L'idée est de fusionner la réduction du PAPR et la prédistorsion sous une formulation unique par ajout de signal. Cela conduit à la génération d'un signal additionnel conjoint et unique de correction qui compense à la fois les non-linéarités de l'amplificateur de puissance et réduit la dynamique du signal à amplifier. Nous montrons que la génération de ce signal additionnel conjoint aboutit à un problème d'optimisation. Deux algorithmes sont alors proposés. Le premier est basé sur une méthode de recherche de racines de polynômes où une première étape d'estimation des caractéristiques de l'amplificateur est nécessaire. Une version adaptative de cet algorithme est également proposée qui inclut a priori cette phase d'estimation. Le second algorithme par contre n'a pas besoin d'une phase d'estimation de l'amplificateur ; c'est un algorithme itératif basé sur la compensation d'erreur.

Chapitre 1

Linéarisation des Amplificateurs de Puissance et Réduction du PAPR

Sommaire

1.1	Introduction	17
1.2	L'amplificateur de puissance	18
1.2.1	Caractéristiques de l'amplificateur de puissance	19
1.2.2	Critères de mérite de l'amplificateur	23
1.2.3	Modélisation comportementale de l'amplificateur de puissance	25
1.3	Les méthodes de linéarisation	27
1.3.1	Les méthodes avec changement de la fonction d'amplification	28
1.3.2	Les méthodes sans changement de la fonction d'amplification	30
1.3.3	Cas particulier de la prédistorsion numérique bande de base	33
1.4	Les signaux multi-porteuses	35
1.4.1	Principe et fonctionnement de la modulation OFDM	36
1.4.2	Définition et distribution du PAPR	38
1.4.3	Les avantages et les limites de l'OFDM	41
1.5	Les méthodes de réduction du PAPR	43
1.5.1	Introduction et classification générale	43
1.5.2	Les méthodes probabilistes	43
1.5.3	Les méthodes de codage	46
1.5.4	Les méthodes d'ajout de signal	48
1.5.5	Les critères de mérite des méthodes de réduction du PAPR	51
1.6	Conclusion	52

1.1 Introduction

L'amplificateur de puissance (AP) est un des composants clés des émetteurs dans les systèmes sans fil. Il permet au signal émis de compenser les atténuations causées par la propagation en espace libre [4]. Malheureusement, c'est un composant analogique

de nature non-linéaire et qui représente plus de 60% de la consommation totale de l'émetteur [1]. Sa linéarité et son rendement énergétique sont donc deux paramètres très importants surtout dans le contexte OFDM où les signaux ont de fortes fluctuations d'amplitude.

En considérant la fonction de transfert de l'amplificateur, on peut distinguer une première zone linéaire où le signal est amplifié avec une très bonne linéarité mais avec un faible rendement énergétique. Ensuite, une deuxième zone non-linéaire présente par contre un rendement élevé mais le signal amplifié présente des distorsions (interférences hors-bandes et dégradation du taux d'erreurs). Ces distorsions sont d'autant plus gênantes que les signaux à amplifier sont à fortes fluctuations d'amplitude. Très souvent pour éviter ces distorsions, l'amplificateur est sur-dimensionné (grand recul de puissance à l'entrée), fonctionnant ainsi dans la zone linéaire avec un faible rendement. Avec la volonté actuelle de réduire la consommation énergétique des équipements de télécommunication [3, 5], il est primordial d'améliorer le rendement de l'amplificateur afin de faire des économies d'énergie [6, 7]. Deux groupes de solutions sont alors présentés dans la littérature qui sont la réduction du PAPR [8, 9] et la linéarisation [10] pour respectivement réduire la dynamique du signal à amplifier et compenser les distorsions introduites par l'amplificateur. L'objectif de façon générale de la thèse est d'améliorer en même temps la linéarité et le rendement de l'amplificateur.

Dans ce chapitre, nous évoquerons dans un premier temps des généralités sur l'amplificateur de puissance, sa fonction de transfert, sa modélisation comportementale ainsi que l'influence de sa non-linéarité sur le signal amplifié. Dans un second temps, nous parlerons des méthodes de linéarisation proposées dans la littérature. Ensuite, nous aborderons les signaux multi-porteuses de façon générale et OFDM en particulier ainsi que leur PAPR. Enfin nous présenterons les méthodes de réduction du PAPR.

1.2 L'amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance est utilisé en bout de chaîne au niveau de l'émetteur pour augmenter le niveau de puissance du signal à émettre [4]. Il joue un rôle primordial. Idéalement, le signal amplifié conserve la même forme d'onde que le signal initial, i.e il n'est pas déformé. Or les circuits de l'amplificateur sont construits à partir de dispositifs actifs (ex. les transistors) de nature non-linéaires.

Dans les systèmes de communication, il y a de façon générale deux types d'amplificateurs en fonction de la nature des dispositifs actifs qui les composent. Le premier type est constitué par les Amplificateurs à Tubes à Ondes Progressives (ATOP¹). Ce sont des amplificateurs composés de tubes micro-ondes ; ils sont principalement utilisés dans les communications satellites et délivrent de fortes puissances [11]. Le deuxième type regroupe les amplificateurs à semi-conducteur (SSPA²). Ils sont composés de plusieurs étages d'amplification à base de transistors. Ils sont principalement utilisés dans les transmissions radio terrestres pour des puissances plus faibles [12].

1. en anglais TWTA, Travelling Wave Tubes Amplifiers

2. en anglais SSPA, Solid State Power Amplifier

Ces deux types d'amplificateurs présentent des caractéristiques de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée non-linéaires. Ces caractéristiques seront abordées un peu plus tard en détail dans cette section ainsi que les effets des non-linéarités et leurs critères de mesure. Enfin, nous parlerons des différentes modélisations possibles de ces caractéristiques.

1.2.1 Caractéristiques de l'amplificateur de puissance

1.2.1.1 Les caractéristiques AM/AM et AM/PM

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

La figure 1.1 illustre la forme des deux caractéristiques pour un amplificateur de type SSPA.

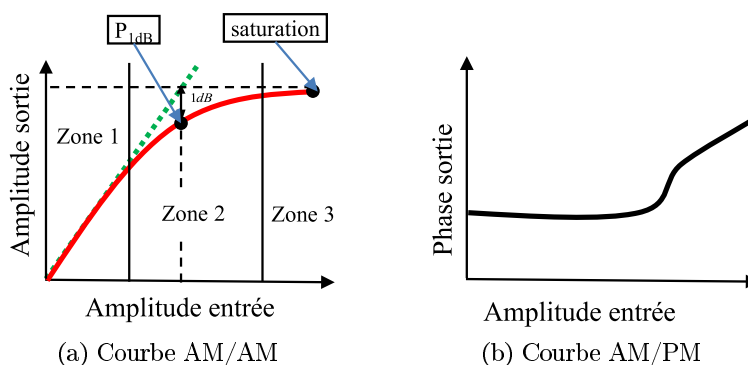


FIGURE 1.1 – Exemple de caractéristiques amplitude/phase d'un amplificateur SSPA

En se focalisant sur la caractéristique AM/AM (figure 1.1a), on peut distinguer trois zones. On a d'abord une zone linéaire (zone 1) où l'amplitude du signal sortant est proportionnelle à celui du signal entrant selon un rapport constant appelé gain de l'amplificateur. Dans cette zone les puissances sont faibles et les distorsions sont quasi-inexistantes. On a ensuite la zone de compression (zone 2) où la sortie n'est plus proportionnelle à l'entrée et les distorsions commencent à apparaître. Le gain d'amplification diminue. Le point à 1dB de compression est dans cette zone [13]; il est habituellement noté P_{1dB} et se définit comme étant le point où l'écart entre la courbe de gain et le gain linéaire vaut 1dB. Il y a enfin une troisième zone de saturation (zone 3) où la sortie est quasi-constante quelle que soit l'entrée. On parle alors de puissance de saturation. Dans cette zone, les distorsions sont très importantes; la forme d'onde du signal initial est quasi-détruite.

La caractéristique AM/AM a une allure typique pour tous les amplificateurs contrairement à la caractéristique AM/PM qui varie en fonction de la technique de conception de chaque amplificateur.

1.2.1.2 Rendement et classes de fonctionnement

En réalité l'amplificateur de puissance puise la puissance nécessaire dans une source de courant continu qu'il injecte ensuite dans le signal initial. Il peut donc être considéré comme un dispositif transformateur d'énergie présentant deux entrées et une sortie. Soit P_{dc} la puissance totale fournie par l'alimentation. Idéalement, cette puissance est transformée en puissance utile P_s à la sortie mais il faut malheureusement considérer une puissance de pure perte P_{diss} dissipée en chaleur au sein de l'amplificateur. Le bilan de puissances de l'amplificateur est alors donné par :

$$P_e + P_{dc} = P_s + P_{diss}, \quad (1.1)$$

où P_e est la puissance d'entrée. Il est illustré sur la figure 1.2.

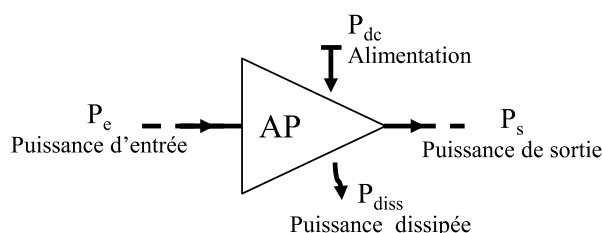


FIGURE 1.2 – Bilan de puissances d'un amplificateur

On définit ensuite le rendement pour mesurer la quantité de puissance P_{dc} qui a été effectivement convertie en puissance P_s . Cela permet d'avoir une information à propos de la quantité de puissance perdue P_{diss} , aspect extrêmement important pour la conception et le dimensionnement des systèmes d'évacuation de la chaleur ou de refroidissement. Parmi les définitions possibles de rendement, la plus répandue et qui est celle que nous utiliserons dans ce document, se définit comme le rapport entre la puissance de sortie P_s et la puissance d'alimentation P_{dc} :

$$\eta_{dc} = \frac{P_s}{P_{dc}}. \quad (1.2)$$

D'autres mesures de rendement, également bien connues, sont le rendement total défini par (1.3) et le rendement nommé "Power Added Efficiency" (PAE) défini par (1.4).

$$\eta_{total} = \frac{P_s}{P_e + P_{dc}}. \quad (1.3)$$

$$\eta_{pae} = \frac{P_s - P_e}{P_{dc}}. \quad (1.4)$$

Ces deux dernières définitions permettent de donner une idée du rendement et du gain en même temps contrairement au rendement DC (1.2).

Dans tous les cas, le rendement dépend de la conception du circuit amplificateur et implicitement du dispositif actif, le transistor. Ainsi on définit des *classes d'opération* des amplificateurs en fonction du type de polarisation du transistor et donc de son angle de conduction [4, 10]. Il existe de nombreuses classes d'amplificateur. Dans nos travaux, nous nous intéressons aux amplificateurs dits *linéaires*, travaillant en *classes* A, B, AB et qui partagent quasiment la même architecture circuit. De même, il existe des amplificateurs dits *non-linéaires* regroupés dans les *classes* C, D, E, F, G, H et S. Dans ces cas, on parle souvent d'amplificateurs pour signaux à enveloppe constante non-affectés par les non-linéarités des composants [10].

Les architectures des amplificateurs des *classes* A, B et AB sont les plus répandues pour l'amplification des signaux à enveloppe non constante. Chacune de ces classes d'opération présente des particularités et des compromis en termes de polarisation, de linéarité et de rendement comme il est présenté ci-dessous.

L'amplificateur de *classe* A a une caractéristique linéaire, et les signaux amplifiés subissent des distorsions faibles au prix d'un rendement faible. En effet, le rendement maximal théorique d'un amplificateur de *classe* A est de 50%, mais à cause des exigences en linéarité des applications, le rendement est plutôt limité à 25%. L'angle de conduction du transistor vaut $2\theta = 2\pi$.

L'amplificateur de *classe* B est généralement utilisé pour des applications qui n'ont pas de besoins forts en linéarité. Le rendement maximal d'un amplificateur de *classe* B est sensiblement meilleur que celui d'un amplificateur de *classe* A, il atteint 78%, tout en fournissant par contre un niveau limité de linéarité. Le transistor a un angle de conduction $2\theta = \pi$ dans ce cas.

Dans un amplificateur de *classe* AB, l'angle de conduction 2θ du transistor est compris entre π et 2π . L'amplificateur de *classe* AB est un compromis entre la *classe* A et la *classe* B. La distorsion de la *classe* AB est supérieure à celle de la *classe* A, mais inférieure à celle de la *classe* B. En revanche, un amplificateur de *classe* AB a un rendement maximal théorique inférieur à celui de la *classe* B, mais supérieur à celui de la *classe* A, c'est-à-dire un rendement maximal compris entre 50% et 78%. L'amplificateur de *classe* AB est, en général, le plus fréquemment utilisé.

Le tableau 1.1 résume les principales caractéristiques des amplificateurs linéaires.

<i>Classe</i>	Angle de conduction	Puissance de sortie	Rendement maximal	Gain	Plage de linéarité
A	2π	Satisfaisante	50%	Important	Grande
B	π	Moyenne	78.5%	Moyen	Moyenne
AB	Entre π et 2π	Moyenne	50% à 78.5%	Satisfaisant	Satisfaisante

TABLE 1.1 – Caractéristiques des classes d'opération A, B et AB des amplificateurs dits *linéaires*

1.2.1.3 Les reculs d'entrée et de sortie

Un signal amplifié présente à la fois des distorsions d'amplitude et de phase dues aux caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur. Pour éviter ou du moins diminuer ces effets néfastes, on est souvent amené à prendre un certain recul par rapport au point de compression à 1dB ou par rapport à la puissance de saturation dans le but de faire fonctionner l'amplificateur dans la zone linéaire ou proche de cette zone. On définit alors les notions de reculs d'entrée et de sortie (IBO, Input Back Off et OBO, Output Back Off respectivement).

Soient $P_{s,1dB}$ la puissance de sortie au point de compression 1dB et $P_{e,1dB}$ la puissance d'entrée correspondante.

La grandeur IBO, généralement exprimée en dB, est le rapport entre la puissance d'entrée au point de compression 1dB et la puissance moyenne d'entrée du signal.

$$IBO[dB] = 10 \log_{10} \frac{P_{e,1dB}}{P_e}, [dB] \quad (1.5)$$

De la même façon, la grandeur OBO est le rapport entre la puissance de compression 1dB et la puissance moyenne de sortie.

$$OBO[dB] = 10 \log_{10} \frac{P_{s,1dB}}{P_s}, [dB] \quad (1.6)$$

A partir de ces relations, on peut constater effectivement que plus le recul d'entrée (ou de sortie) est élevé, plus l'amplificateur fonctionne en zone linéaire. On dit alors qu'il est sur-dimensionné par rapport au signal à amplifier. Dans ce cas, il y a moins de distorsions. Ainsi donc pour s'éloigner de la zone de compression, de nombreux systèmes fonctionnent avec un IBO (ou OBO) élevé.

1.2.1.4 Les effets mémoire

Avec les futurs systèmes de communication, il est clair que les signaux seront de plus en plus large bande. Dans ces conditions, il est indispensable de considérer ce qu'on appelle les effets mémoire de l'amplificateur [14,15]. Les caractéristiques de l'amplificateur ne sont dès lors plus instantanées; le signal de sortie à un instant donné dépend non seulement du signal d'entrée au même instant mais aussi de tous les instants précédents. Les effets mémoire ont un impact important sur les performances des amplificateurs qu'il est souvent primordial de considérer dans toute approche de traitement des problèmes liés à l'amplificateur [10, 16, 17].

Il y a deux catégories d'effets mémoire classées suivant la longueur de la mémoire; il y a les effets mémoire *basse-fréquence* (BF) et *haute-fréquence* (HF). On dit aussi "*long terme*" et "*court terme*".

Les effets mémoire basse fréquence résultent de phénomènes dont les constantes de temps sont longues, i.e supérieures à la période de la porteuse. Ces phénomènes sont essentiellement électriques (effets de piège dans les transistors, impédances, etc.) et électrothermique (température).

Les effets mémoire haute fréquence proviennent de phénomènes dont les constantes sont courtes, i.e de l'ordre de la période de la porteuse. Parmi ces phénomènes on peut citer les éléments réactifs des circuits d'adaptation, les impédances à charge variable, la dispersion haute fréquence dans les transistors.

1.2.2 Critères de mérite de l'amplificateur

Il existe plusieurs critères de mérite (de qualité) qui permettent d'évaluer objectivement la linéarité d'un amplificateur. Ici, nous donnons les définitions de l'ACPR, du NPR et de l'EVM.

1.2.2.1 Adjacent Channel Power Ratio (ACPR)

L'ACPR exprime le niveau de puissance des remontées spectrales hors-bandes (bande adjacente) relativement à la puissance utile dans la bande passante (bande utile). Sa définition est illustrée sur la figure 1.3.

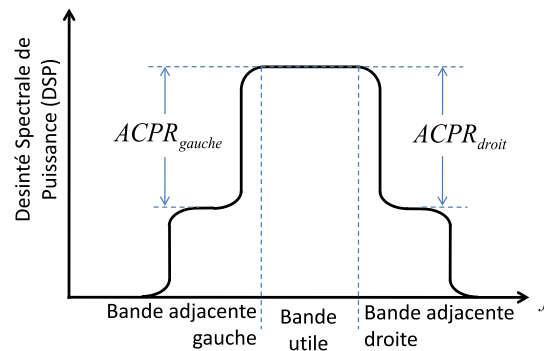


FIGURE 1.3 – Calcul de l'ACPR

On parle d'ACPR droite et d'ACPR gauche suivant le côté de la bande adjacente pris en compte. L'ACPR est donné par la relation (1.7).

$$ACPR = \frac{\int_{BU} DSP(f)df}{\int_{BA} DSP(f)df}, \quad (1.7)$$

où BU représente la bande utile et BA la bande adjacente. Les largeurs des bandes BU et BA sont identiques mais des fréquences centrales différentes.

Dans le milieu industriel, on parle souvent d'ACPR d'ordre n (noté $ACPR_n$) lorsque la puissance hors-bande est calculée sur une bande de fréquence égale à n fois la bande utile.

1.2.2.2 Noise Power Ratio (NPR)

Le NPR est une grandeur utilisée pour mesurer les distorsions générées par l'amplificateur dans la bande utile du signal. La figure 1.4 illustre la manière d'évaluer ce

bruit. Il est donné par la relation (1.8).

$$NPR_{dB} = 10 \log_{10} \frac{\int_{P_{Porteuse}} DSP(f) df}{\int_{T_{Trou}} DSP(f) df} * \frac{BW_{T_{Trou}}}{BW_{Porteuse}} \quad (1.8)$$

où $BW_{T_{Trou}}$ représente la bande du trou réalisé au centre de la bande $BW_{Porteuse}$ du signal pour simuler la mesure. Ainsi donc, le bruit d'intermodulation est évalué dans le trou.

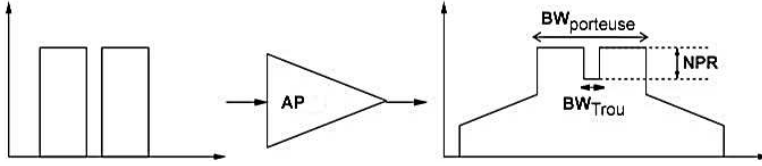


FIGURE 1.4 – Calcul du NPR

1.2.2.3 Error Vector Magnitude (EVM)

Dans le domaine temporel, les signaux sont généralement représentés dans le plan cartésien en amplitude et en phase (I, Q) autour de la porteuse principale. I et Q sont les composantes du signal en bande de base. Lors du passage dans l'amplificateur, les non-linéarités et les effets mémoire dégradent le signal émis. Les composantes I et Q récupérées en réception, après démodulation, peuvent alors conduire à des erreurs de décision lors de l'échantillonnage par décalage hors de la région de décision du symbole. Ceci est donc à éviter car entraîne des erreurs dans les données transmises.

De même que pour les interférences hors-bandes (ACPR), les organismes régulateurs imposent des limites sur l'erreur maximum de transmission à ne pas dépasser pour l'acceptation des produits. Ainsi, des métriques comme le MER (Modulation Error Ratio), l'EVM sont définies pour évaluer les distorsions introduites et pour donner une information de la fidélité entre un signal de référence idéal et un signal (amplifié) mesuré, après démodulation du signal radio, en bande de base, sur les composantes I et Q . Ici nous nous focalisons sur l'EVM qui sera utilisé pour présenter nos résultats de simulation.

Soit Z_k le signal complexe (amplifié) mesuré après démodulation en réception ou en émission et soit X_k le signal initial de référence idéal. Il existe plusieurs définitions de l'EVM mais la plus courante et celle que nous utiliserons est donnée comme suite :

$$EVM = \sqrt{\frac{E \{|Z_k - X_k|^2\}}{E \{|X_k|^2\}}} \quad (1.9)$$

A partir de cette définition, les différents standards de télécommunication ajoutent des précisions au calcul de l'EVM, comme les caractéristiques des filtres en termes de largeur de bande, de roll-off ("*matched-filtering*") ou bien de longueur des séquences sur lesquelles est calculée l'EVM.

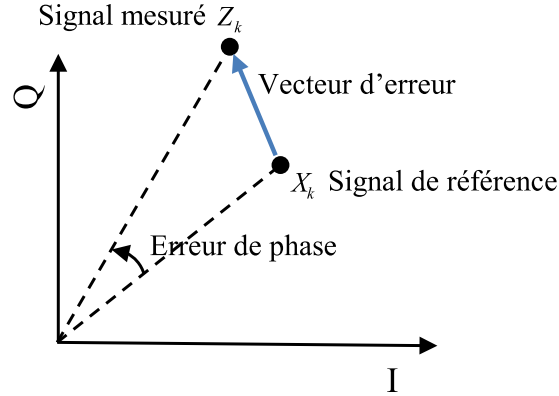


FIGURE 1.5 – Illustration du calcul de l'EVM

1.2.3 Modélisation comportementale de l'amplificateur de puissance

Soit $x(t)$ le signal d'entrée de l'amplificateur, le signal de sortie (amplifié) $z(t)$ s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned} z(t) &= f_{AP}(x(t)) \\ &= H_{AP}(r(t)) e^{j(\phi(t) + \Psi_{AP}(r(t)))}, \end{aligned} \quad (1.10)$$

avec $r(t)$ et $\phi(t)$ le module et la phase du signal d'entrée $x(t)$ respectivement, i.e $x(t) = r(t)e^{j\phi(t)}$. $H_{AP}(\cdot)$ et $\Psi_{AP}(\cdot)$ sont les fonctions de transfert AM/AM et AM/PM de l'amplificateur. $f_{AP}(\cdot)$ est la fonction de transfert complexe [10].

La première étape de la modélisation comportementale d'un système est le choix du modèle des fonctions $H_{AP}(\cdot)$ et $\Psi_{AP}(\cdot)$. Ensuite vient l'estimation des paramètres du modèle à partir de mesures et puis enfin l'analyse des performances et de la généralisation du modèle [18]. On peut distinguer plusieurs familles de modèles comportementaux selon qu'ils sont capables de prendre en compte ou pas les effets mémoire. Classiquement, on distingue les modèles statiques, quasi-statiques et dynamiques [19, 20].

1.2.3.1 Modèles statiques (sans mémoire)

Les modèles statiques sont adaptés aux systèmes sans mémoire. Dans cette famille de modèles, on trouve :

Le modèle de Rapp : C'est le modèle couramment utilisé pour les amplificateurs à semi-conducteurs (SSPA) [12]. Il est donné par :

$$H_{AP}(r(t)) = \frac{G_a r(t)}{\left(1 + \left(\frac{G_a r(t)}{A}\right)^{2b}\right)^{\frac{1}{2b}}}, \quad (1.11)$$

$$\Psi_{AP}(r(t)) = 0, \quad (1.12)$$

où A représente l'amplitude de la tension de sortie à la saturation de l'amplificateur et G_a est le gain d'amplification en zone linéaire. Le paramètre b est un entier appelé *facteur de transition*³, permettant de contrôler la transition entre la zone linéaire et la zone de saturation de la caractéristique de transfert AM/AM de l'amplificateur. Lorsque b tend vers 0, le modèle est fortement non-linéaire. Par contre si b tend vers $+\infty$ le modèle correspond à une fonction d'écrêtage simple avec une zone linéaire et une zone de saturation.

Le modèle polynomial sans mémoire : Le modèle polynomial sans mémoire est également très utilisé, il est sans doute la façon la plus simple de modéliser le comportement d'un système non-linéaire tel que l'amplificateur. Il traduit sous forme polynomiale la variation du signal de sortie par rapport à celui d'entrée. Il se base sur la relation :

$$z(t) = \sum_{k=0}^{K-1} a_k x(t)^k, \quad (1.13)$$

avec $x(t)$ et $z(t)$ représentant respectivement les signaux d'entrée et de sortie. Les coefficients $\{a_k\}$ sont des coefficients réels déterminés expérimentalement. K est le degré du polynôme.

Il a été prouvé dans [16, 21, 22] que pour un amplificateur modélisé de façon polynomiale, la caractéristique AM/AM est en fait un polynôme constitué de monômes de degrés impairs. Les caractéristiques AM/AM et AM/PM s'écrivent alors comme suit :

$$H_{AP}(r(t)) = \sum_{k=0}^{K_p-1} a_{2k+1} r(t)^{2k+1}, \quad (1.14)$$

$$\Psi_{AP}(r(t)) = 0, \quad (1.15)$$

avec $K = 2K_p - 1$.

1.2.3.2 Modèles quasi-statiques (avec mémoire)

Les modèles quasi-statiques sont des modèles avec très peu d'effets mémoire. Ils sont adaptés pour des amplificateurs présentant des distorsions d'amplitude et de phase, AM/AM et AM/PM, excités avec des signaux de largeur de bande étroite par rapport à la bande passante de l'amplificateur. L'exemple le plus souvent utilisé est :

Modèle de Saleh : C'est le modèle le plus utilisé pour les amplificateurs à tubes d'ondes progressives (ATOP) [11]. Ses caractéristiques AM/AM et AM/PM s'expriment en fonction de quatre paramètres α_a , β_a , α_ϕ et β_ϕ . Ainsi :

$$H_{AP}(r(t)) = \frac{\alpha_a r(t)}{1 + \beta_a r(t)^2}, \quad (1.16)$$

$$\Psi_{AP}(r(t)) = \frac{\alpha_\phi r(t)^2}{1 + \beta_\phi r(t)^2}, \quad (1.17)$$

3. en anglais, "knee factor".

Il faut noter que lorsque l'amplitude du signal d'entrée $r(t)$ augmente, la caractéristique AM/AM, i.e $H_{AP}(r(t))$, devient proportionnelle à $1/r(t)$ et la caractéristique AM/PM tend vers une constante. Dans [11], les valeurs des quatre paramètres ont été obtenues par simulations dans le cadre d'une transmission multi-porteuses et sont données par $\alpha_a = 1.9638$, $\beta_a = 0.9945$, $\alpha_\phi = 2.5293$ et $\beta_\phi = 2.8168$.

1.2.3.3 Modèles dynamiques (avec mémoire)

Les modèles dynamiques tiennent compte des effets mémoire. Ils sont donc adaptés pour des systèmes avec des effets mémoires comme les amplificateurs à mémoire court terme ou long terme [10]. Il existe plusieurs modèles dynamiques mais la plupart sont dérivés du modèle de Volterra qui est un modèle complet pour modéliser les systèmes non-linéaires à mémoire.

Modèle de Volterra : Les séries de Volterra sont un outil mathématique permettant de modéliser des systèmes non-linéaires et temporellement invariants. Dans le cas de la modélisation des amplificateurs à mémoire, la relation entre les signaux complexes d'entrée $x(t)$ et de sortie $z(t)$ peut être décrite à l'aide d'une série de Volterra et est donnée par :

$$z(t) = \sum_{i=0}^M h_1(i)x(t-i) + \sum_{i=0}^M \sum_{j=0}^M \sum_{k=0}^M h_3(i,j,k)x(t-i)x(t-j)x^*(t-k) \dots + \varepsilon(t), \quad (1.18)$$

où h_1 et h_3 sont les noyaux de Volterra respectivement linéaire et cubique. M est la profondeur de la mémoire et $\varepsilon(t)$ est l'erreur de modélisation.

En pratique, les séries de Volterra sont difficiles à manier car le nombre d'inconnues est de l'ordre de $(M+1)^K$ avec K l'ordre de la non-linéarité, ce qui impose une complexité importante. Une multitude de simplifications sont alors proposées que nous ne détaillerons pas ici. Il s'agit des modèles de Hammerstein, de Wiener, etc [10,18].

Modèle polynomial avec mémoire : C'est une autre simplification qui s'inspire des séries de Volterra. Il est donné par :

$$z(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^M b_{kl} x(t - ln_0) |x(t - lt_0)|^{k-1} \quad (1.19)$$

où les coefficients b_{lk} sont les coefficients complexes du modèle. K et M sont respectivement le degré de non-linéarité et la profondeur de mémoire de l'amplificateur. t_0 est une variable modélisant le retard introduit par l'effet mémoire

1.3 Les méthodes de linéarisation

L'amplificateur de puissance a des caractéristiques non-linéaires et des effets mémoire comme nous venons de voir. Afin de satisfaire les exigences de linéarité des stan-

dards et des organismes de régulation, on peut travailler dans la zone linéaire (IBO élevé) ou avec des amplificateurs de *Classe A*. En revanche dans ces cas, le rendement énergétique est très faible d'autant plus que les signaux à amplifier dans le contexte OFDM sont à enveloppe non-constante. Une autre solution est d'envisager le traitement des non-linéarités en amplifiant dans la zone de compression, le plus près possible de la zone de saturation. Le traitement des non-linéarités passe alors par les méthodes de linéarisation qui consistent à établir une relation de linéarité entre l'entrée de l'amplificateur et sa sortie. Diverses approches sont alors possibles suivant les contextes, les possibilités offertes aux utilisateurs et les performances attendues. On peut les classer en deux catégories, celles qui modifient la fonction d'amplification et celles qui ne modifient pas.

1.3.1 Les méthodes avec changement de la fonction d'amplification

Encore appelées méthodes d'amélioration de rendement, ces méthodes modifient la fonction d'amplification non-linéaire initiale par une fonction généralement plus complexe mais réalisant la linéarisation. On a par exemple les techniques LINC [23], EER [24] et ET [25,26], etc.

1.3.1.1 Linear Amplification using Non linear Components (LINC)

Le principe de base de la technique LINC, illustrée sur la figure 1.6, consiste à décomposer le signal à émettre à enveloppe et phase variables en deux composantes à amplitude constante et phase variable.

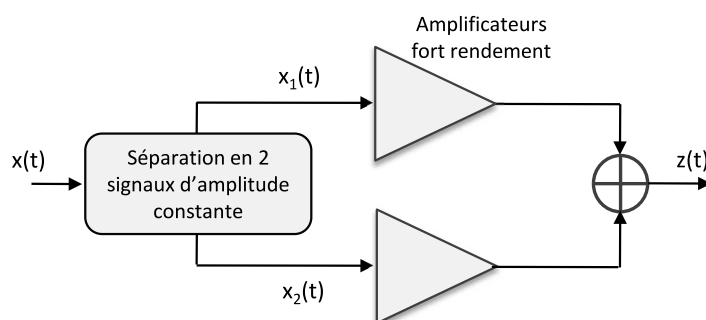


FIGURE 1.6 – Architecture de la technique LINC

Les deux signaux à amplitude constante obtenus peuvent alors être amplifiés séparément par des amplificateurs identiques et à fort rendement. Les signaux résultants sont ensuite combinés afin de récupérer le signal initial [23].

En pratique, la technique LINC est quasi-impossible à mettre en œuvre. Les deux plus importantes difficultés consistent premièrement à ajuster l'amplitude et la phase des deux chemins afin d'obtenir le signal initial amplifié sans distorsions et deuxièmement à choisir deux amplificateurs strictement identiques [27].

1.3.1.2 Enveloppe Elimination and Restoration (EER)

La technique EER, élimination et restauration de l'enveloppe, consiste à décomposer le signal à amplifier en un produit de deux termes : un signal d'enveloppe et un signal à enveloppe constante [10,24]. Le terme à enveloppe constante attaque l'amplificateur de puissance alors que le terme d'enveloppe module son alimentation. L'architecture EER est illustrée sur la figure 1.7.

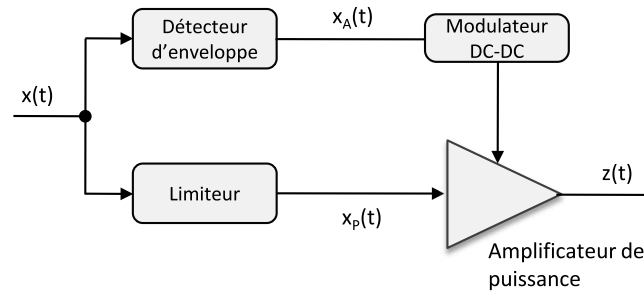


FIGURE 1.7 – Architecture de la technique EER

La technique EER peut obtenir de bons résultats en rendement surtout pour des amplificateurs non linéaires (classes C, D, E ou F) et des signaux à enveloppe constante. Mais d'un point de vue linéarité, elle est limitée par les variations d'enveloppe du signal d'entrée. En effet, de très fortes variations peuvent conduire à d'importantes distorsions [10,27].

1.3.1.3 Enveloppe Tracking (ET)

L'ET est similaire à la technique EER. C'est une simplification qui utilise des amplificateurs de types linéaires et qui supprime le circuit limiteur en supposant que le signal à amplifier ait une enveloppe variable. Cependant on maintient la partie d'extraction de l'enveloppe du signal pour commander dynamiquement l'alimentation de l'amplificateur. L'architecture de l'ET est illustrée sur la figure 1.8.

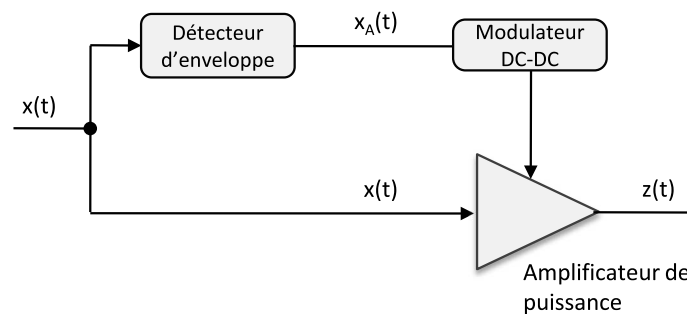


FIGURE 1.8 – Architecture de la technique ET

La particularité du schéma de l'ET est que la plage de variation de l'alimentation peut être dimensionnée de manière à laisser une marge par rapport au niveau de saturation, afin de minimiser les distorsions, empêcher l'écrêtage du signal en sortie et réduire l'impact du synchronisme entre les signaux d'entrée et d'alimentation [13].

Notons de façon générale que la mise en œuvre d'une architecture de type ET (ou même LINC ou EER) est en pratique très compliquée. Parmi les problèmes rencontrés, il y a le synchronisme car ces méthodes nécessitent un alignement très fin des signaux qui attaquent l'amplificateur au risque d'introduire de nouvelles distorsions. Un autre problème est lié à la non-linéarité de la relation entre l'alimentation de l'amplificateur et le niveau de l'enveloppe de sortie. Cela dégrade la fidélité du signal en sortie en plus des non-linéarités AM/AM et AM/PM entre le signal à l'entrée et la sortie. Un dernier problème et non des moindres vient du fait que la largeur de bande du circuit d'alimentation dynamique doit être supérieure à celle de l'enveloppe pour pouvoir en reproduire les variations. Or la conception d'un tel circuit linéaire et capable de traiter des bandes passantes au-delà des MHz n'est pas évidente [25].

1.3.2 Les méthodes sans changement de la fonction d'amplification

Parmi les méthodes de linéarisation qui ne modifient pas l'amplificateur initial, il y a principalement deux approches. La première approche est dite par "*comparaison*". Elle nécessite un signal de compensation, combinaison linéaire de la sortie de l'amplificateur et de l'entrée. On y trouve des exemples de techniques comme le *feedback*, le *Feedforward*, etc. La deuxième approche est dite par "*modèle*", elle impose une connaissance de l'amplificateur. Un signal de compensation est alors injecté afin de supprimer la partie non-linéaire du modèle. Les techniques de prédistorsion sont des exemples de cette approche.

1.3.2.1 Feedback

Les techniques *feedback* utilisent la boucle de contre réaction pour améliorer la linéarité de l'amplificateur de puissance. Elles sont nombreuses et déclinées sous diverses formes [10,28–30]. Le principe général est simple et il est illustré sur la figure 1.9. Grâce à la comparaison entre l'entrée et la sortie atténuée par un gain, une erreur est déduite, ce qui permet d'ajuster le signal avant son passage dans l'amplificateur. La linéarité de l'amplificateur est ainsi augmentée mais au prix d'une baisse de gain de l'ensemble, perte qui est proportionnelle au gain de la boucle de retour. En outre, afin de limiter les impacts des délais de transmission dans la boucle de retour, i.e décalage de phase, les techniques *feedback* restent limitées aux applications bande étroite à basse fréquence.

Pour essayer de surmonter ces limitations, plusieurs types de correction utilisant le *feedback* ont été étudiés. On peut par exemple nommer le *feedback cartésien*, le *feedback d'enveloppe* ou encore le *feedback polaire* [10]. Le *feedback cartésien* doit son nom au fait qu'il applique les modifications sur le signal en bande de base, et plus précisément sur ses composantes I et Q. Le *feedback d'enveloppe* reprend le même principe mais ne compare que les enveloppes des signaux d'entrée et de sortie. Le *feedback polaire* est une

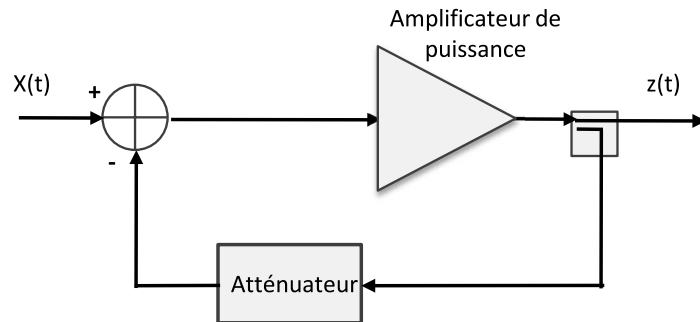
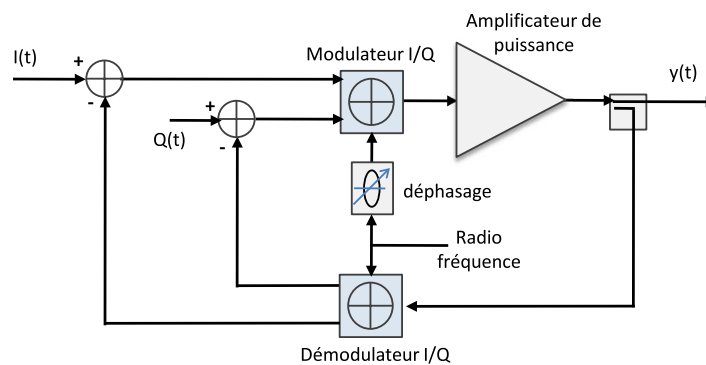


FIGURE 1.9 – Principe de la technique FeedBack

extension du feedback d'enveloppe et corrige en plus les distorsions de phase. La figure 1.10 illustre l'architecture du *feedback cartésien*.

FIGURE 1.10 – Architecture de la technique *feedback cartésien*

1.3.2.2 FeedForward

La technique *feedforward* est l'une des premières techniques de linéarisation inventées par Black [31]. Son principe est simple et fonctionne en boucle ouverte [4, 10]. Elle consiste dans un premier temps à séparer le signal d'entrée en deux branches comme l'illustre la figure 1.11. Dans la branche principale, le signal est amplifié et atténué puis comparé au signal d'entrée retardé. L'erreur obtenue est amplifiée dans un second amplificateur, linéaire, et la sortie est soustraite du signal principal. Ainsi les erreurs induites par l'amplificateur (principal) non linéaire sont supprimées.

Notons qu'en pratique, il est très compliqué de mettre au point un correcteur basé sur ce principe car cela nécessite un synchronisme parfait entre le signal d'erreur (obtenu par soustraction) et les caractéristiques de l'amplificateur principal, afin d'aboutir à une compensation optimale des non-linéarités. Ce problème est d'autant plus critique que les déviations des caractéristiques des composants avec le temps dues à la température

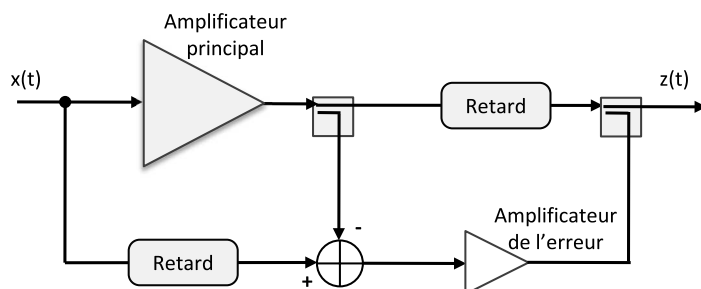


FIGURE 1.11 – Architecture de la technique FeedForward

ou au vieillissement ne peuvent pas être corrigées en raison de la nature boucle ouverte de la technique *feedforward* [4].

La faiblesse de la technique *feedforward* provient également du nombre important de composants insérés après l'amplificateur principal, à savoir amplificateur d'erreur, ligne de retard, coupleurs. Ces composants augmentent la complexité de la technique et surtout ajoutent des pertes d'insertion qui réduisent d'avantage le rendement énergétique.

1.3.2.3 Prédistorion

La non-linéarité des caractéristiques des amplificateurs de puissance a pour conséquence l'introduction des distorsions dans les signaux à enveloppe non-constante. L'idée de la prédistorion est de compenser ces distorsions par une autre non-linéarité réciproque de la première. Cette non-linéarité est introduite juste avant l'amplificateur de telle sorte que leur fonction de transfert globale soit linéaire comme l'illustre la figure 1.12. De par son principe simple, la technique de prédistorion est probablement la méthode de linéarisation la plus évidente.

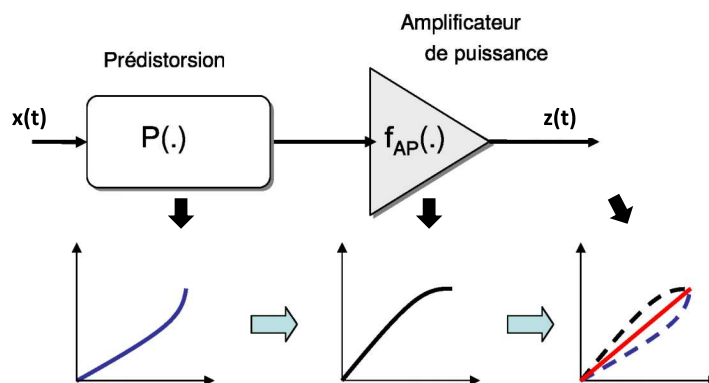


FIGURE 1.12 – Principe des techniques de Prédistorion

Soient $x(t)$ le signal à amplifier et $f_{AP}(\cdot)$ la fonction de transfert de l'amplificateur de puissance. La fonction de transfert du module de prédistorsion doit présenter une réponse $P(\cdot)$ de telle sorte qu'en sortie de l'amplificateur on trouve :

$$z(t) = f_{AP}(P(x(t))) = G_p x(t). \quad (1.20)$$

G_p est le gain de la prédistorsion⁴. Ce qui veut dire que $f_{AP} \circ P = Id$ avec $Id(\cdot)$ la fonction identité.

La prédistorsion requiert une connaissance parfaite de la caractéristique de l'amplificateur de puissance afin de trouver la fonction qui l'inverse. La détermination de cette fonction se fait généralement en se basant sur les modèles présentés dans la section précédente. En pratique, $P(\cdot)$ peut s'implémenter de façon analogique ou numérique et ceci que le signal soit en bande de base, en fréquence intermédiaire ou encore en radio fréquence.

Deux questions se posent pour un système de prédistorsion : calculer la fonction inverse et la mettre en œuvre. La deuxième question est surtout délicate lorsque la réalisation se fait en analogique. Dans la suite nous nous limiterons au cas particulier des techniques de prédistorsion numérique en bande de base qui présentent les meilleures performances. Ce sont les plus répandues et celles que nous avons adoptées dans notre thèse. La prédistorsion dans ce cas peut être avec ou sans mémoire.

1.3.3 Cas particulier des techniques de prédistorsion numérique en bande de base

1.3.3.1 Principe et adaptation

La prédistorsion peut être rendue adaptative pour éviter d'avoir à modéliser les amplificateurs ou pour compenser les variations de l'amplificateur en fonction de la température, du vieillissement et du recul de puissance à l'entrée (IBO).

La figure 1.13 illustre l'architecture de base de la prédistorsion numérique en bande de base dans le cas où un contrôle adaptatif est effectué. Le contrôle adaptatif se fait à l'aide de la boucle de retour qui prélève par un coupleur une partie du signal émis. Le déphasage indiqué sur la figure a pour rôle de compenser le décalage temporel entre la voie directe et la voie de retour. En pratique, il est le plus souvent réalisé en numérique au niveau du processeur de traitement de signal (DSP, Digital Signal Processor). La fonction de prédistorsion est adaptée en permanence en fonction d'un critère comparant la sortie réelle de l'amplificateur à la sortie idéale.

La prédistorsion étant réalisée sur le DSP, le système peut aussi réaliser d'autres fonctions en même temps. Il peut effectuer en particulier une annulation adaptative des offsets des convertisseurs CNA et CAN et corriger les déséquilibres gain/phase entre les voies I et Q.

4. Le gain de prédistorsion G_p est en principe différent du gain d'amplification G_a .

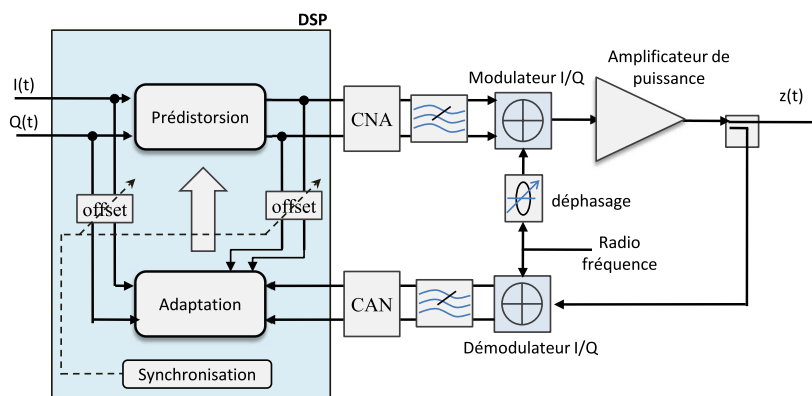


FIGURE 1.13 – Architecture de la prédistorsion numérique en bande de base avec un contrôle adaptatif

1.3.3.2 Algorithme d'adaptation

Sans rentrer dans les détails, il faut remarquer que le processus d'adaptation est différent de la prédistorsion. Il relève des domaines de l'estimation, identification et modélisation comportementale des systèmes non-linéaires. Les algorithmes d'adaptation sont en charge de l'extraction de la fonction de prédistorsion à partir de l'observation du signal en sortie de l'amplificateur ainsi que l'observation des signaux de référence (soit en entrée du module de prédistorsion, soit en entrée de l'amplificateur). En fonction de la manière dont la fonction de prédistorsion est calculée, l'adaptation peut être directe ou indirecte.

Dans un contexte d'adaptation directe, l'algorithme met directement à jour la fonction de prédistorsion afin de compenser les non-linéarités de l'amplificateur. Le calcul de la fonction de prédistorsion se fait en minimisant l'erreur entre l'entrée $x(t)$ et la sortie $z(t)$. Des algorithmes d'optimisations peuvent alors être utilisés pour ce calcul. La figure 1.14 illustre son principe.

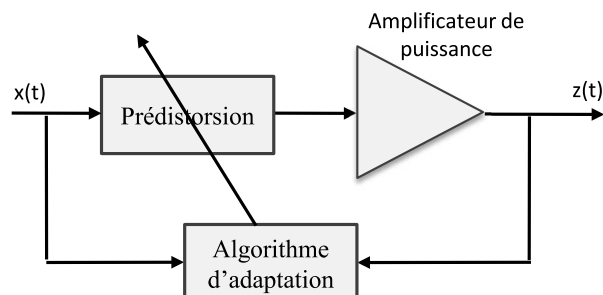


FIGURE 1.14 – Principe de l'adaptation directe

Lorsque l'adaptation est indirecte, l'algorithme ne met pas directement à jour la

fonction de prédistorsion. Il peut soit calculer dans un premier temps la fonction de transfert de l'amplification, ensuite déduire son inverse et enfin mettre à jour la prédistorsion. Cela est illustré sur la figure 1.15a. Une autre manière est d'estimer directement l'inverse de la fonction de l'amplificateur avant de la recopier dans la prédistorsion [32]. Cette deuxième manière est illustrée sur la figure 1.15b.

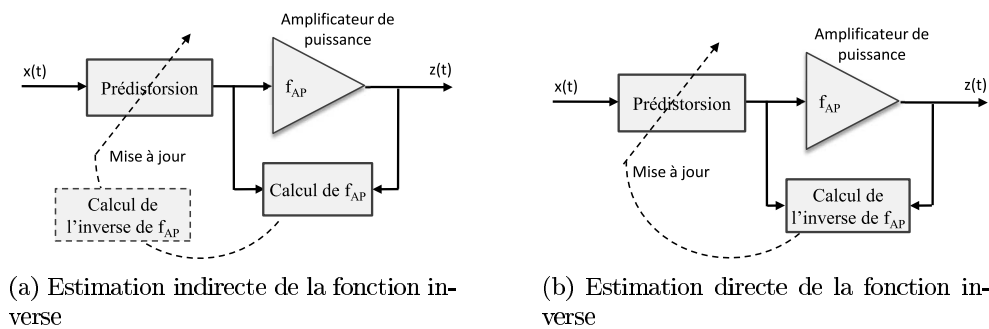


FIGURE 1.15 – Principe de l'adaptation indirecte

1.4 Les signaux multi-porteuses

Les problèmes liés à la non-linéarité de l'amplificateur de puissance sont à prendre d'autant plus en compte lorsque les signaux à amplifier présentent de fortes variations de puissance. Les signaux multi-porteuses sont les types de signaux les plus utilisés pour la transmission des données à haut-débits, avec ou sans fil. Ces types de signaux ont malheureusement une forte dynamique de puissance rendant leur amplification difficile. Dans cette section, nous présentons les signaux multi-porteuses, en particulier les signaux OFDM qui sont utilisés dans plusieurs normes de télécommunication (ADSL, Wi-Max, IEEE 802.11a/g/n, LTE, DVB,...) et qui sont également au centre de notre travail de thèse.

Les modulations multi-porteuses consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale à l'aide de porteuses orthogonales (i.e OFDM) ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier rapide (FFT). Cette section présente la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ainsi que la notion de PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) qui est le critère habituellement utilisé pour exprimer la variation de puissance (dynamique) d'un signal.

1.4.1 Principe et fonctionnement de la modulation OFDM

Le principe de la modulation OFDM est de grouper les données numériques par paquets de N , qu'on appellera symbole OFDM, et de les moduler en les répartissant sur différentes sous-porteuses *orthogonales* en même temps. Les données sont donc transmises en parallèle sur des sous-porteuses occupant chacune une portion de la bande utile, ces sous-porteuses ne se perturbent pas mutuellement, respectant la condition d'*orthogonalité*.

Plus précisément, pour un paquet de N données issues de codage binaire à symbole quelconque, l'ensemble $\{f_k\}$ des fréquences des N sous-porteuses peut s'écrire sous la forme :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}, \quad 0 \leq k \leq N - 1, \quad (1.21)$$

où T_s représente la durée du symbole OFDM.

Soit $\{X_k\}$ un ensemble de N nombres complexes représentant les données à transmettre. Chaque donnée X_k vient moduler une sous-porteuse f_k ; le signal modulé ainsi obtenu s'écrit $X_k e^{2j\pi f_k t}$ avec $t \in [0, T_s]$.

Le signal complexe résultant $x(t)$ correspondant au paquet des N données est le symbole OFDM et s'écrit :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{2j\pi f_k t}, \quad 0 \leq t < T_s. \quad (1.22)$$

Il est illustré sur la figure 1.16.

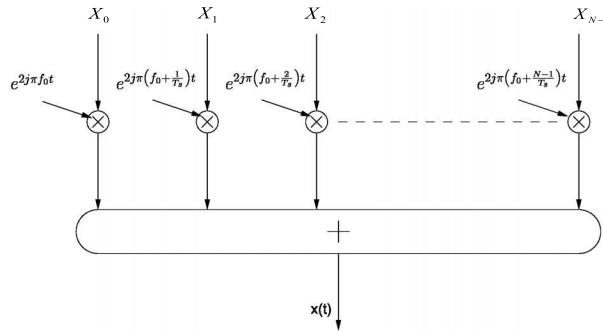


FIGURE 1.16 – Représentation schématique d'un symbole OFDM

La figure 1.17 présente les spectres des sous-porteuses d'un système OFDM, avec $N = 5$. Les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes f_k et f_{k+1} est de $\Delta f = \frac{1}{T_s}$. En effet, chaque sous-porteuse est modulée par un symbole de donnée pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée T_s , son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui s'annule tous les multiples de Δf comme le montre la figure 1.17a. La forme du spectre multi-porteuse est illustrée sur la figure 1.17b.

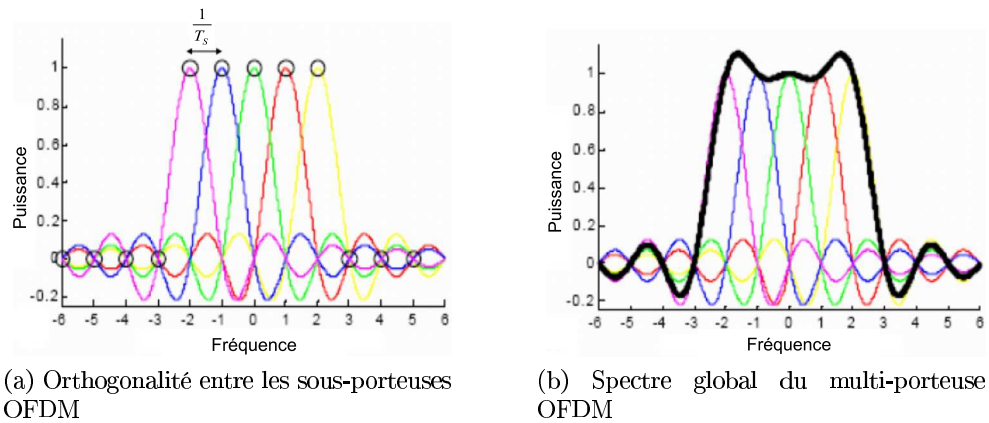


FIGURE 1.17 – Vision spectrale de la modulation OFDM

1.4.1.1 Implantation numérique et intervalle de garde

En regardant de près le signal $x(t)$ qui représente le symbole OFDM (1.22), on peut se rendre compte qu'en le discrétisant et en se ramenant en bande de base, il s'écrit plus simplement par :

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{2j\pi n \frac{k}{N}}, \quad 0 \leq n < N. \quad (1.23)$$

Les $\{x_n\}$ sont alors obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des $\{X_k\}$. En choisissant le nombre de sous-porteuses N une puissance de 2, i.e $N = 2^m$, on peut réaliser cette transformée inverse de Fourier à l'aide de l'algorithme IFFT. La figure 1.18 illustre l'architecture typique d'un modulateur OFDM. Comme pour la modulation, on peut remarquer que la démodulation peut être réalisée de la même façon mais par une transformée directe discrète à l'aide de l'algorithme FFT.

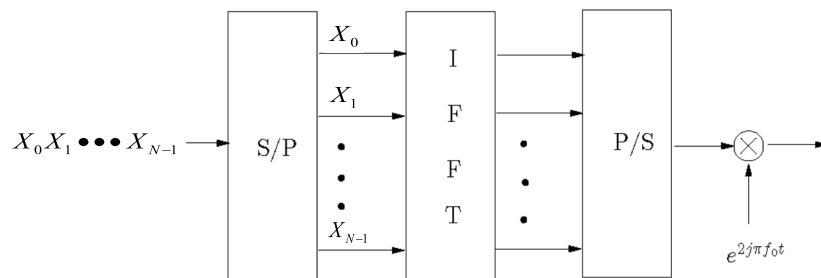


FIGURE 1.18 – Architecture de base d'un modulateur numérique OFDM

Comme nous venons de voir, l'OFDM est un système de transmission par blocs (i.e chaque bloc est un paquet de N données); on introduit généralement un intervalle de

garde entre ces derniers. Cela permet d'éliminer l'interférence entre blocs successifs en présence de canaux multi-trajets et de faciliter d'autant plus l'égalisation, à condition que l'intervalle de garde soit de durée supérieure au temps d'arrivée du dernier trajet. Deux types d'intervalles de garde sont couramment utilisés : le *préfixe cyclique* qui consiste à recopier les derniers échantillons du bloc au début de celui-ci et le *bourrage de zéros* qui consiste à insérer des zéros au début du bloc. Ces deux techniques conduisent naturellement à une diminution de l'efficacité spectrale.

1.4.1.2 Exemple des normes IEEE802.11a/g utilisées pour le Wi-fi

La forme d'onde de la norme IEEE802.11a [33] repose sur la modulation OFDM et est similaire à la norme ETSI⁵ appelée Hiperlan II [34]. La norme IEEE802.11g est juste une transposition de la forme d'onde IEEE802.11a de la bande des 5GHz vers la bande des 2.4GHz. A l'exception de cette différence de valeur de la fréquence porteuse f_0 , les deux ont des couches physiques rigoureusement identiques.

La forme d'onde OFDM utilisée dans ces deux normes est basée sur une IFFT de taille $N = 64$. Pour éviter les lobes secondaires aux extrémités de la bande, seules 52 sous-porteuses parmi les 64 sont utilisées pour la transmission des données. Les autres, i.e 12 sous-porteuses, sont mises à zéro. Cela veut dire qu'on présente une valeur nulle devant les entrées correspondantes de l'IFFT. Parmi les 52 sous-porteuses utiles, 4 sont utilisés pour transmettre des données connues qu'on appelle *pilotes*. Elles servent notamment pour l'estimation du canal et la synchronisation. En définitive, il restera 48 sous-porteuses utiles pour transmettre les données.

On ajoute un intervalle de garde sous la forme d'un préfixe cyclique afin de prendre en compte les multi-trajets du canal. Le préfixe cyclique a une durée égale à $0.8\mu s$ et le symbole OFDM émis après insertion du préfixe cyclique dure $4\mu s$. Le tableau 1.2 rassemble les différents paramètres de la forme d'onde OFDM de la norme IEEE802.11a.

Le spectre transmis du signal OFDM doit respecter un gabarit d'émission spécifié par la norme. Il est illustré par la figure 1.19 où dBr signifie dB relatif au maximum de la densité spectrale du signal.

1.4.2 Définition et distribution du PAPR

Comme on peut le remarquer à travers (1.22) et (1.23), le signal OFDM est issu d'une sommation modulée des N symboles complexes $\{X_k\}, 0 \leq k < N$, qui sont en fait des variables aléatoires i.i.d de moyennes nulles. x_n est par conséquent une variable aléatoire. Le théorème de la limite centrale stipule qu'une sommation d'un très grand nombre de variables indépendantes de mêmes distributions suit une loi gaussienne. D'après ce théorème, la variable aléatoire x_n va donc converger vers une distribution gaussienne complexe de moyenne zéro pour N suffisamment grand [35,36]. Le signal OFDM va donc avoir une dynamique de puissance très grande (proportionnelle au nombre N des signaux

5. European Telecommunications Standards Institute (ETSI) est l'organisme de normalisation européen du domaine des télécommunications.

Paramètres	Valeurs
Nombre de sous-porteuses de données	48
Nombre de sous-porteuses pilotes	4
Nombre de sous-porteuses au totale	52
Δf , espacement en fréquence des sous-porteuses	0.3125 MHz (=20MHz / 64)
T_{FFT} , période IFFT/FFT	3.2 μs ($1/\Delta f$)
T_s , durée du symbole OFDM	4 μs ($= T_{IG} + T_{FFT}$)
T_{IG} , durée de l'intervalle de garde	0.8 μs ($T_{FFT}/4$)
Bande passante occupée	16.6 MHz
Largeur des canaux	20 MHz

TABLE 1.2 – Les paramètres de la norme IEEE802.11a

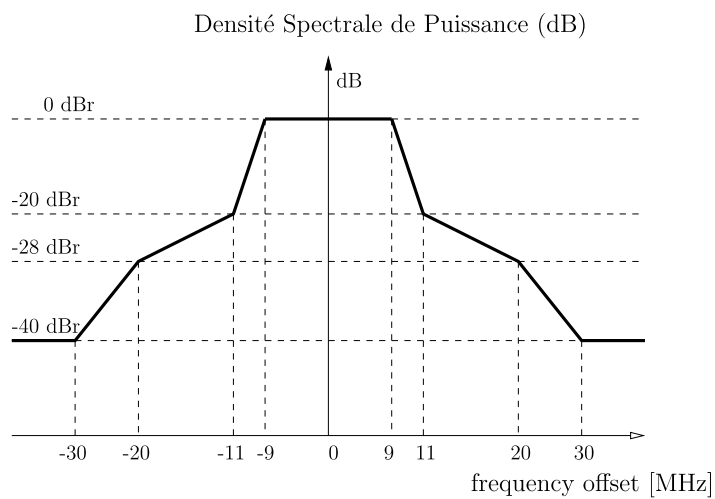


FIGURE 1.19 – Gabarit du spectre d'émission de la norme IEEE802.11a

modulés additionnés). Cette dynamique de puissance est généralement caractérisée sous l'acronyme PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)⁶.

1.4.2.1 Définition du PAPR

Le PAPR décrit les fluctuations de puissance d'un signal relativement à sa puissance moyenne. Pour un signal OFDM continu $x(t)$ défini sur une période $[0, T_s[$, il est défini par :

$$PAPR_{[x]} = \frac{\max_{t \in [0, T_s[} |x(t)|^2}{E \left\{ |x(t)|^2 \right\}}, \quad (1.24)$$

où $E\{\cdot\}$ est la fonction d'espérance mathématique.

Pour un signal discret x_n , $0 \leq n < N$, le PAPR est également défini par :

$$PAPR_{[x]} = \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} |x_n|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^2}, \quad (1.25)$$

Le PAPR peut s'exprimer pour des signaux analogiques, numériques, à support finis ou infinis. Il a été montré dans [37] qu'une borne supérieure du PAPR pour les modulations OFDM à N sous-porteuses et travaillant avec des symboles de données issus d'une modulation de type QAM à M états est donnée par :

$$PAPR_{max, M-QAM} = 3N \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M} + 1}. \quad (1.26)$$

La probabilité que cette borne supérieure soit atteinte est de l'ordre de $\frac{1}{M^{N-2}}$ [38]. Ainsi, pour un signal de la norme IEEE802.11a avec une modulation $M = 4$ (QPSK) et $N = 64$, cette probabilité vaut 4^{-62} donc presque nulle. Cette borne supérieure est donc une approximation trop large et ne reflète pas la réalité des fluctuations du signal OFDM. Il faut donc considérer une approche probabiliste en se basant sur le fait que le signal OFDM suit une loi gaussienne complexe.

1.4.2.2 Distribution du PAPR et la CCDF

Le symbole OFDM est une variable aléatoire, par conséquent il en est de même pour le PAPR. Il n'y a donc pas de valeur unique pour le PAPR qui peut être utilisée pour comparer différents systèmes. En tant que tel, il faut considérer la notion de distribution du PAPR. La fonction de distribution communément utilisée est la CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) qui s'exprime comme :

$$CCDF(\gamma) = Pr \{ PAPR \geq \gamma \} \quad (1.27)$$

6. Dans la littérature, certains documents utilisent plutôt le terme facteur de crête (CF, Crest Factor en anglais) ou Peak-to-mean Envelope Power ratio (PMEPR). Et on a $CF = \sqrt{PMEPR} = \sqrt{PAPR}$.

Plusieurs travaux [38–40] ont proposé différentes formulations de la distribution du PAPR d’un signal OFDM. En considérant le fait que les échantillons sont mutuellement indépendants et décorrés, l’auteur de [39] montre que la CCDF du PAPR pour un signal x_n en bande de base peut être approchée par la relation suivante :

$$Pr \{PAPR_{[x]} \geq \gamma\} \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^N. \quad (1.28)$$

Cette relation est seulement valable pour des facteurs de sur-échantillonnage $L = 1$, i.e le signal discret est échantillonné à la fréquence Nyquist. Un PAPR calculé de cette manière ne reflète cependant pas la réalité car des pics d’amplitude ont pu être ignorés. Pour avoir une meilleure estimation des variations du signal, il faudrait encore plus d’échantillons du signal, donc un facteur de sur-échantillonnage plus grand.

Le signal discret en bande de base, sur-échantillonné avec un facteur L s’exprime comme suite :

$$x_n = x(nf_s) = \sum_{k=0}^{NL-1} C_k e^{2j\pi n \frac{k}{NL}}, \quad 0 \leq n \leq NL - 1, \quad (1.29)$$

où $f_s = \frac{NL}{T_s}$ est la fréquence d’échantillonnage. Plus le facteur de sur-échantillonnage est grand, plus la valeur du PAPR du signal discret s’approche de celui calculé pour le signal continu $x(t)$.

Pour des facteurs de sur-échantillonnage supérieurs à 4, on retrouve également dans la littérature [38–41] des approximations de la CCDF du PAPR. Nous prendrons comme exemple, celle proposée dans [40]. L’auteur donne une approximation de la CCDF du PAPR par la relation suivante :

$$Pr \{PAPR_{[x]} > \gamma\} \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^{\tau_2 N^\mu}. \quad (1.30)$$

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

La figure 1.20 montre la CCDF du PAPR pour plusieurs valeurs du facteur de sur-échantillonnage ainsi que la CCDF théorique obtenue grâce à (1.30). Le système simulé a $N = 64$ sous-porteuses et les données sont modulées 4-QAM. A partir de la figure, on peut se rendre compte premièrement que le facteur de sur-échantillonnage influence la mesure du PAPR pour $L < 4$. Pour les simulations, il vaut mieux choisir $L \geq 4$. Deuxièmement, en traçant la CCDF théorique, on montre que (1.30) est une bonne approximation.

1.4.3 Les avantages et les limites de l’OFDM

La modulation OFDM a de nos jours un succès croissant, elle est particulièrement adaptée pour les canaux de transmission radio avec trajets multiples (échos). Elle permet alors de réduire sensiblement les interférences inter-symboles. Par contre elle peut devenir inefficace dans le cas où les multi-trajets sont forts, i.e certaines fréquences (donc certaines sous-porteuses) peuvent alors être très fortement atténuées. Si en plus

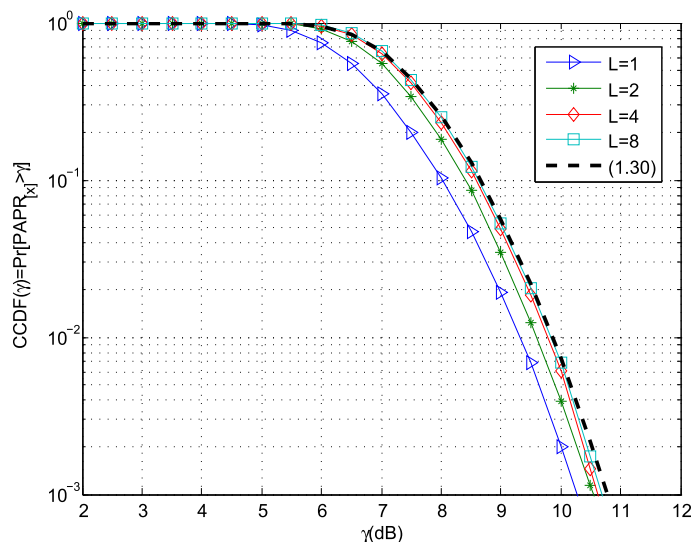


FIGURE 1.20 – Fonction de répartition du PAPR d'un signal OFDM pour différentes valeurs du facteur d'échantillonnage ainsi que la courbe de l'expression théorique (1.30)

le récepteur est fixe, comme c'est le cas par exemple pour la télévision terrestre, ces interférences vont se prolonger rendant impossible l'utilisation des sous-canaux concernés. Il faut alors l'utiliser avec du codage correcteur d'erreur (entrelacement entre fréquences) ; on parle dans ce cas de COFDM [35, 42].

1.4.3.1 Les avantages

Les avantages de l'OFDM sont nombreux.

Le premier avantage est le gain en efficacité spectrale en comparaison aux solutions de modulation classiques de multiplexage fréquentiel. Cela est dû au fait que dans l'OFDM, les sous-porteuses se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.

L'OFDM a également l'avantage de simplifier l'égalisation du canal et donc un décodage simple grâce à l'utilisation de l'intervalle de garde (au prix d'une légère diminution du débit). En outre, l'utilisation de différents systèmes de codage correcteur d'erreur associés à un entrelacement entre fréquences permet d'atteindre les performances d'un canal sans écho.

Les modulations multi-porteuses et l'OFDM en particulier sont robustes aux bruits impulsifs puisque chaque sous-porteuse est affectée par un bruit indépendant des autres sous-porteuses. Contrairement aux modulations mono-porteuses où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis. La perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte donc pas les autres symboles.

Enfin, il faut noter que l'estimation du canal dans le contexte OFDM est facilitée par l'envoi de séquences d'apprentissage dans le domaine fréquentiel. L'identification des coefficients du canal se fait alors sans inversion de systèmes d'équations mais au

prix d'une dégradation de l'efficacité spectrale.

1.4.3.2 Les limites

La modulation OFDM n'a pas que des avantages, elle a aussi des inconvénients.

Le premier et sans doute le plus important est le fort PAPR des signaux produits par la modulation OFDM. Cela a des conséquences néfastes sur les composants non-linéaires tels que l'amplificateur de puissance. En effet pour avoir des rendements élevés, l'amplificateur de puissance doit fonctionner le plus près possible de la zone de saturation qui est fortement non-linéaire. Ces non-linéarités sont sources d'interférences hors-bandes et de dégradation du taux d'erreur binaire (TEB). Ces effets sont d'autant plus gênants quand les signaux sont à PAPR élevés.

L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence ("*frequency offset*") et de synchronisation. Dans le premier cas, le "*frequency offset*" engendre de l'interférence entre sous-porteuses qui peut détruire l'orthogonalité des sous-porteuses. Dans le second cas, les erreurs de synchronisation induisent un déphasage sur les symboles reçus. Les techniques de compensation qui existent pour les modulations mono-porteuses sont souvent mal adaptées aux modulations multi-porteuses mais de nouvelles approches sont toujours à l'étude.

1.5 Les méthodes de réduction du PAPR

1.5.1 Introduction et classification générale

Comme nous l'avons vu, les signaux OFDM sont sujets à de fortes variations de puissance, i.e forts PAPR, ce qui accentue les problèmes liés à la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. À côté de la linéarisation qui agit sur l'amplificateur, une manière complémentaire de traiter ces problèmes est la réduction du PAPR qui agit sur le signal à amplifier. La réduction du PAPR consiste à réduire la dynamique du signal à amplifier afin de permettre une amplification le plus près possible de la zone de saturation où le rendement énergétique est meilleur. Un nombre considérable de méthodes de réduction du PAPR existe dans la littérature. Elles sont classées en trois catégories : les *méthodes probabilistes*, les *méthodes de codage* et les *méthodes d'ajout de signal* [43]. La figure 1.21 présente les trois catégories de méthodes de réduction du PAPR classées suivant un certain nombre de critères qui sont la dégradation du TEB, la compatibilité descendante, etc. Cette section se propose de présenter brièvement chacune de ces trois catégories ainsi que les critères de mérite de chaque méthode.

1.5.2 Les méthodes probabilistes

La famille des méthodes probabilistes regroupe des techniques comme le *Selective Mapping* (SLM), le *Partial Transmit Sequence* (PTS), le *Random Phasor*, etc. L'idée à la base de ces techniques est d'effectuer plusieurs copies du symbole OFDM initial en modifiant soit la phase, l'amplitude et/ou la position des sous-porteuses et puis de sélectionner la copie dont le PAPR est le plus faible.

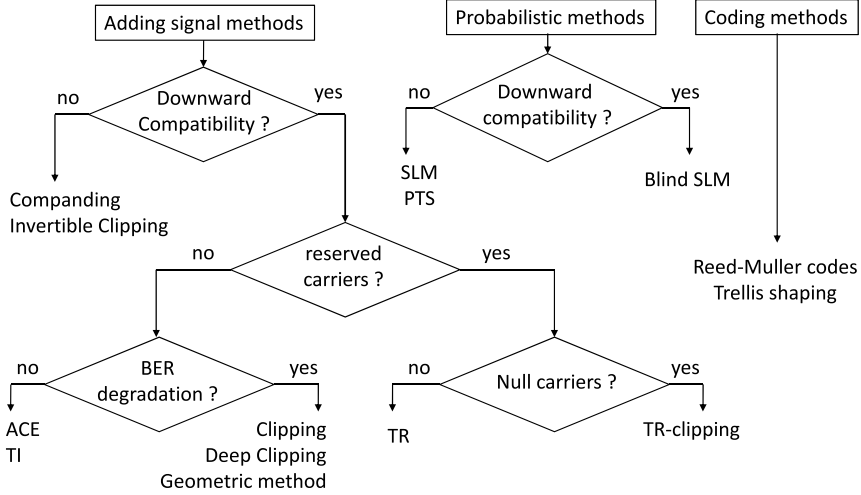


FIGURE 1.21 – Classification des méthodes de réduction du PAPR proposée dans [43]

1.5.2.1 Selective Mapping (SLM)

La technique SLM, *Selective* (ou encore *Selected*) *Mapping* [44, 45], consiste à faire des rotations de phase sur plusieurs versions d'un même signal avant de transmettre la version qui a le PAPR le plus faible. Comme le montre la figure 1.22, cette technique requiert la répétition du processus de modulation, notamment l'algorithme IFFT, autant de fois qu'il y a de versions.

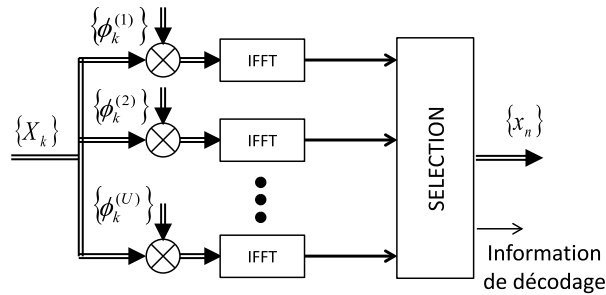


FIGURE 1.22 – Schéma de base d'un modulateur SLM

Soit $\mathbf{X} = \{X_k\}, k = 0, \dots, N - 1$ le vecteur symbole OFDM dans le domaine fréquentiel avec N le nombre de sous-porteuses total. Le principe de base du SLM est de multiplier le vecteur \mathbf{X} par un vecteur $\Phi^{(u)} = \{\phi_k^{(u)}\}, k = 0, \dots, N - 1$. Les éléments $\phi_k^{(u)}$ sont sous la forme :

$$\phi_k^{(u)} = e^{j\varphi_k^{(u)}}, \varphi_k^{(u)} \in [0, 2\pi[, u = 0, \dots, U - 1. \quad (1.31)$$

Le nouveau symbole OFDM dans le domaine fréquentiel obtenu après pondération, i.e rotation de phases, s'écrit $\mathbf{X}^{(u)} = \mathbf{X} \cdot \Phi^{(u)}$. On obtient ainsi U versions différentes du signal OFDM initial. Finalement, le signal OFDM temporel transmis s'écrit :

$$x^{(u^*)} = IFFT \left(X^{(u^*)} \right) \quad (1.32)$$

où u^* est l'indice correspondant à la version dont le PAPR est le plus faible. La valeur de u^* sera alors transmise au récepteur pour la reconstruction du signal initial. Le SLM a fait l'objet de nombreux travaux de recherche et plusieurs variantes sont proposées notamment celles dites "aveugles" où aucune information de décodage n'est transmise au récepteur [46, 47].

Le SLM est une technique efficace pour la réduction du PAPR et conceptuellement très simple à comprendre. D'un autre côté, il augmente de façon considérable la complexité de l'émetteur OFDM à cause de l'utilisation de plusieurs opérations IFFT.

1.5.2.2 Partial Transmit Sequences (PTS)

La technique PTS est basée sur le même principe que le SLM, les auteurs ayant travaillé sur le SLM ont également proposé la technique PTS [48, 49].

Le principe de base du PTS est de tronquer le train des N sous-porteuses en V blocs de $\frac{N}{V}$ sous-porteuses. Une sous-porteuse utilisée dans un bloc sera mise à zéro dans tous les autres comme cela est illustré sur la figure 1.23a. Une fois les blocs formés, le PTS applique la rotation de phase sur chaque bloc comme dans le SLM.

La figure 1.23b illustre l'algorithme du PTS qui se décompose en trois étapes. Le symbole OFDM fréquentiel de N sous-porteuses est premièrement subdivisé en V blocs (figure 1.23a) tels que $\mathbf{X} = \sum_{v=1}^V \mathbf{X}^{(v)}$. En deuxième étape, à chaque sous-blocs disjoints $\mathbf{X}^{(v)}$, on applique la rotation de phase et le nouveau symbole OFDM s'écrit :

$$\mathbf{X} = \sum_{v=1}^V \mathbf{X}^{(v)} \cdot \phi^{(v)}, \quad \phi^{(v)} = e^{j\varphi^{(v)}}, \quad v = 1, \dots, V. \quad (1.33)$$

On applique donc la même décalage de phase sur tous les symboles de données appartenant au même sous-bloc. Enfin en troisième étape, le symbole OFDM temporel après IFFT s'écrit :

$$x = IFFT \left(\sum_{v=1}^V \mathbf{X}^{(v)} \cdot \phi^{(v)} \right) = \sum_{v=1}^V \phi^{(v)} \cdot IFFT \left(\mathbf{X}^{(v)} \right) = \sum_{v=1}^V \phi^{(v)} \cdot x^{(v)}, \quad (1.34)$$

où le vecteur de décalage de phase $\Phi^{(v)}$ est optimisé de la façon suivante :

$$\Phi^{(v)} = \left\{ \phi^{(v)} \right\} = \arg \min_{\phi^{(v)}} \left\{ \max_n \sum_{v=1}^V \phi^{(v)} \cdot x^{(v)}(n) \right\}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (1.35)$$

La manière dont les symboles OFDM sont partitionnés en sous-blocs détermine la performance et la complexité de la technique PTS. L'inconvénient majeure du PTS

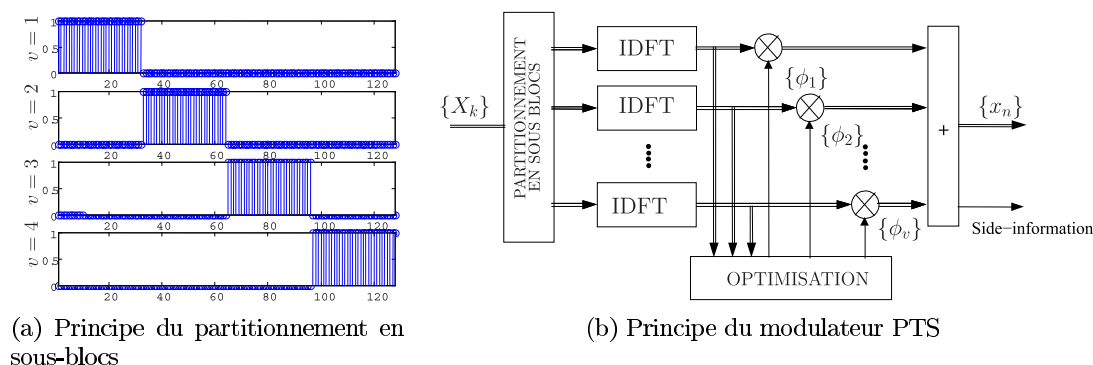


FIGURE 1.23 – Principe de base de la technique PTS

réside dans la complexité de la recherche du vecteur de pondération $\Phi^{(v)}$ pour minimiser le PAPR. A même nombre de blocs IFFT, le PTS est plus complexe que le SLM. En effet, en considérant V sous-blocs et des facteurs de combinaisons binaires, (i.e les éléments $\{\phi^{(v)}\}$, $v = 1, 2$ sont uniquement composés de 1 ou -1), le nombre de combinaisons possibles est de 2^V , qui doivent toutes être analysées pour déterminer le jeu de vecteur de pondération qui minimise le PAPR.

1.5.3 Les méthodes de codage

La famille des méthodes de codage regroupe toutes les techniques qui utilisent des codes pour réduire le PAPR [50–53]. Les *codes Reed Muller* qui génèrent des *séquences de Golay* à PAPR constant [54] ou le *Trellis shaping* [42] sont des exemples de techniques de codage.

L'idée à la base de ces techniques est qu'en exploitant la redondance introduite par un choix adéquat de code, il est possible d'éviter de transmettre des symboles OFDM avec de forts PAPR. La figure 1.24 illustre le principe de base des techniques de codage. Il serait souhaitable d'exploiter également les propriétés de ces codes pour effectuer une sorte de correction d'erreur.

1.5.3.1 Les codes en blocs

Dans [50, 51], la possibilité de générer la liste complète de symboles possibles avec un nombre donné de sous-porteuses, et ensuite de ne sélectionner que les séquences de données caractérisées par un PAPR faible, a été envisagée. Le nombre de symboles OFDM possibles avec N sous-porteuses est de M^N où M est le nombre d'états de la constellation QAM choisie. En se limitant au cas $M = 4$, i.e QPSK, [55] a montré que l'ensemble des 4^N symboles peut être toujours divisé en 2^{2N-4} sous-ensembles, chacun composé de 16 symboles avec le même PAPR. On parle plus généralement de réduction du PAPR par *des codes en blocs* et plusieurs méthodes de sélection de mots à faible

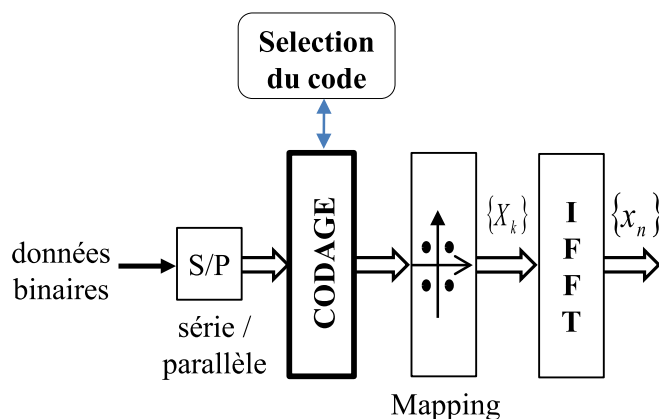


FIGURE 1.24 – Principe conceptuel de la technique de codage

PAPR ont été proposées. Il y a par exemple celle à base des *séquences complémentaires de Golay* [56, 57].

La réduction du PAPR par des codes en blocs a deux inconvénients majeurs : le premier réside dans le calcul du PAPR de chacune des séquences, ce qui peut devenir très long et presque irréalisable lorsque le nombre de sous-porteuses devient trop grand ; le deuxième vient de l'association *mot d'information - mot de code* nécessitant des tables de correspondance pour le *codage* et le *décodage*. Certains auteurs comme ceux de [51, 58] proposèrent une simple implémentation en utilisant des méthodes de codage systématique. Cependant ces méthodes ne proposent aucune recherche structurée et systématique des séquences à faibles PAPR. De plus, le problème de la correction d'erreurs reste entier.

1.5.3.2 Les codes de Reed Muller

La réduction du PAPR par les *codes de Reed Muller* s'inscrit dans la continuité des codes complémentaires de Golay [56]. L'objectif est d'insérer un code correcteur d'erreurs avant la Transformée Inverse de Fourier (IFFT), code correcteur générant des séquences complémentaires. Ce code est basé sur ceux de Reed-Muller et apporte donc un gain de codage mais aussi l'assurance d'un PAPR constant de 3dB quelque soit le nombre de sous-porteuses N . Plusieurs travaux ont été menés sur ces codes, des exemples peuvent être trouvés dans [53, 54, 59].

Il est important de noter que la technique de réduction du PAPR par codes de Reed Muller en plus d'offrir un PAPR fixe de 3dB quelque soit le nombre de sous-porteuses a une capacité élevée de correction d'erreurs.

Cette technique a cependant deux inconvénients majeurs, le premier est lié au fait que la technique n'est applicable qu'aux modulations numériques de phase, ce qui réduit considérablement leur champ d'application. Néanmoins, les auteurs de [60] ont proposé une application des codes de Reed-Muller à la modulation 16-QAM mais au prix d'une

augmentation du PAPR de l'ordre de 2.5dB. Le deuxième inconvénient est que la technique n'est réellement applicable qu'à un faible nombre de sous-porteuses, du fait que le taux de codage γ est inversement proportionnel. Concrètement, les codes ne sont plus rentables lorsque le nombre de sous-porteuses augmente. A titre illustratif, pour un système OFDM de $32k$ sous-porteuses (télévision numérique), le rendement des codes⁷ est de l'ordre de 10^{-5} .

1.5.4 Les méthodes d'ajout de signal

Cette famille comme son nom l'indique, regroupe toutes les méthodes dont la réduction du PAPR peut être formulée sous la forme $PAPR(X + C^{papr}) < PAPR(X)$ où X fait référence au signal OFDM (dans le domaine temporel ou fréquentiel) et C^{papr} le signal de réduction de pics (dans le domaine temporel ou fréquentiel) nécessaire pour réduire le PAPR initial. Dans la littérature, on trouve des exemples comme le *clipping et filtrage* [61–63], la *Tone Reservation*(TR) [64,65], la *Tone Injection*(TI) [65], l'*Active Constellation Extension*(ACE) [66], etc.

1.5.4.1 Le clipping puis filtrage

Dans un contexte d'amplification non-linéaire, le moyen le plus simple de supprimer les pics est d'écrêter le signal à amplifier. Le signal écrêté (i.e "clippé") $y(t)$ s'exprime alors comme suite :

$$y(t) = f_{clip}(x(t)) = \begin{cases} x(t) & \text{si } |x(t)| \leq A_{clip} \\ A_{clip}e^{j\phi(x)} & \text{si } |x(t)| > A_{clip} \end{cases}, \quad (1.36)$$

où $\phi(x)$ est la phase du signal OFDM initial x et $f_{clip}(\cdot)$ la fonction d'écrêtage (i.e de clipping). Dans ce cas, l'amplitude du signal est limitée à A_{clip} mais la phase reste inchangée [61,62], ce qui a pour effet de diminuer d'une part la puissance moyenne et ensuite la puissance instantanée maximale et donc le PAPR. Bien entendu cela aura des inconvénients à savoir des interférences dans la bande (dégradation du TEB) et hors bande. Un filtrage est donc nécessaire pour réduire les interférences hors-bandes qui doivent rester en dessous des seuils imposés par le masque du standard [67].

L'inconvénient majeur de la technique du clipping et filtrage est la dégradation du TEB à cause des interférences dans la bande utile. En l'associant avec des techniques de codage canal, il est possible de réduire cette dégradation du TEB [68]. De nombreuses autres variantes de la technique ont été étudiées dans la littérature toujours à la recherche de moyens pour réduire les effets des distorsions générées. On a notamment celles qui proposent de modifier la fonction d'écrêtage. Il s'agit des techniques comme le *deep clipping* [69,70], le *smoth clipping* [71], le *clipping inversible* [72,73], etc.

Dans [63], les auteurs montrent formellement à l'aide du théorème de Bussgang que le clipping peut être formulé comme une technique d'ajout de signal. En outre, ils proposent dans [74,75] d'ajouter le signal d'écrêtage, i.e de réduction de pics, sur les

7. Rendement de codage $R = \frac{k}{n}$ avec $k=1$ et $n=32768$.

sous-porteuses non-utilisées ou réservées du standard en se basant sur la technique Tone Reservation (TR) que nous verrons par la suite. Cela a pour avantage de localiser le bruit d'écrêtage, i.e distorsions générées par le clipping, sur les sous-porteuses non-utilisées ou réservées du standards évitant ainsi de perturber les données utiles à transmettre qui sont sur les autres sous-porteuses. Il n'y donc pas de dégradation du TEB comme dans les autres techniques de clipping mais en contrepartie la technique perd en efficacité. Le gain de réduction est en effet plus faible.

1.5.4.2 La Tone Reservation (TR)

Dans cette technique, l'idée de base est de réserver quelques sous-porteuses qui seront utilisées pour la réduction du PAPR. Elle a été initialement proposée par J. Tellado [65, 76] qui a montré en plus que la génération du signal de réduction de pics sur ces sous-porteuses réservées constitue un problème d'optimisation convexe. Dans cette vision, l'émetteur et le récepteur se mettent d'accord sur le nombre et la position des sous-porteuses qui seront réservées pour le signal correcteur chargé de réduire le PAPR ; d'où l'appellation "*Tone Reservation*"(TR). Cependant, d'autres travaux comme dans [77, 78] ont proposé de rendre la méthode à compatibilité descendante (aucune modification du récepteur) en utilisant les sous-porteuses nulles (comme par exemple les 12 sous-porteuses de la norme IEEE802.11a) pour le signal de réduction du PAPR avec la contrainte de respecter le masque spectral.

Dans tous les cas, la réduction du PAPR va dépendre du nombre de sous-porteuses réservées (ou nulles), de leur position et de la complexité totale. Le schéma de principe de la technique TR est donné par la figure 1.25.

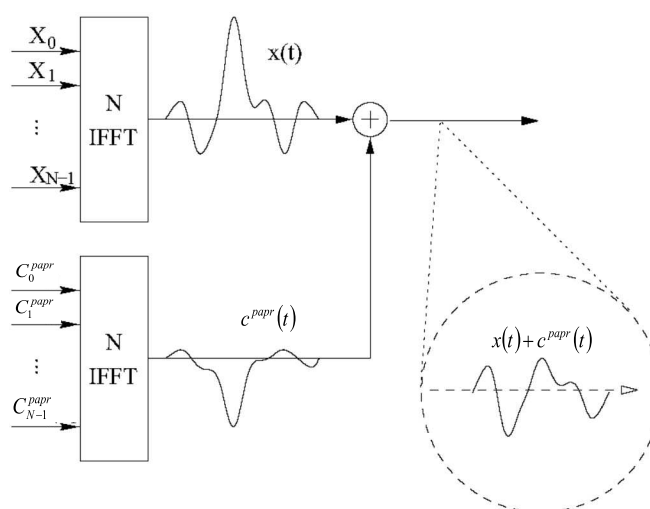


FIGURE 1.25 – Principe de base de la Tone Reservation (TR)

Soit $\mathbf{X} = [X_0, \dots, X_{N-1}]$ le vecteur fréquentiel symbole de données (symboles numériques) à partir duquel est généré le signal OFDM $x(t)$ et soit $\mathbf{C}^{papr} = [C_0^{papr}, \dots, C_{N-1}^{papr}]$

le vecteur fréquentiel correspondant au signal de réduction du PAPR $c^{papr}(t)$.

Soit $\mathfrak{R}_r = \{i_0, \dots, i_{N_r-1}\}$ l'ensemble ordonné des indices des sous-porteuses réservées à la réduction du PAPR (N_r est le nombre de sous-porteuses réservées avec $N_r < N$)⁸. Ainsi le vecteur à émettre devient $\mathbf{X} + \mathbf{C}^{papr}$. Par construction, les vecteurs \mathbf{X} et \mathbf{C}^{papr} sont orthogonaux c'est à dire : $X_k \cdot C_k^{papr} = 0, k = 0, \dots, N - 1$. En d'autres termes, nous avons :

$$X_k + C_k^{papr} = \begin{cases} X_k, & k \notin \mathfrak{R}_r \\ C_k^{papr}, & k \in \mathfrak{R}_r \end{cases}. \quad (1.37)$$

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

$$\begin{aligned} y_n &= x_n + c_n^{papr} \\ &= IFFT(X + C^{papr}). \end{aligned} \quad (1.38)$$

Le PAPR du signal à émettre s'écrit :

$$PAPR_{[y]} = \frac{\max_{0 \leq n < N} |x_n + c_n^{papr}|^2}{E \left\{ |x_n + c_n^{papr}|^2 \right\}}. \quad (1.39)$$

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

$$\min_{c^{papr}} \left\{ \frac{\max_{0 \leq n < N} |x_n + c_n^{papr}|^2}{E \left\{ |x_n|^2 \right\}} \right\}. \quad (1.40)$$

Comme le dénominateur n'est pas fonction du signal de réduction de PAPR c_n , le problème de minimisation du PAPR est équivalent alors à la relation suivante :

$$\begin{aligned} \min_{c^{papr}} \max_{0 \leq n < N} |x_n + c_n^{papr}|^2 &= \min_{c^{papr}} \|x_n + c_n^{papr}\|_{\infty}^2 \\ &= \min_{C^{papr}} \|IFFT(X + C^{papr})\|_{\infty}^2, \end{aligned} \quad (1.41)$$

où $\|\cdot\|_{\infty}$ est la norme infinie.

Le problème ainsi défini se ramène à un problème d'optimisation. Dans [79], J. Tellado a proposé une solution sous-optimale au problème basée sur l'algorithme du gradient tandis que [77] résout un problème d'optimisation convexe basé sur le SOCP (Second Order Cone Programming).

La complexité est l'un des inconvénients majeurs des algorithmes de TR. L'algorithme gradient proposé dans [79] a une complexité de $O(N \log_2 NL)$ tandis que celui basé sur le SOCP affiche une complexité de $O(N^2 N_r L)$ avec N le nombre total de sous-porteuses OFDM, L le facteur de sur-échantillonnage et N_r le nombre de sous-porteuses réservées.

8. Il faut noter que dans nos simulations sur la norme IEEE802.11a, la TR sera implémentée en utilisant les 12 sous-porteuses "nulles" ou "non-utilisées" du standard. Ces types de sous-porteuses existent dans presque tous les standard utilisant l'OFDM. Le signal de réduction du PAPR doit donc être généré sous la contrainte de ne pas dépasser le gabarit du masque d'émission.

1.5.5 Les critères de mérite des méthodes de réduction du PAPR

Il existe plusieurs critères de mérite permettant d'évaluer la performance d'une technique de réduction de PAPR. Vu le nombre important de techniques proposées dans la littérature [8,9,43] ces quinze dernières années, il est important de pouvoir les comparer. Ces critères ont été à la base de la classification proposée dans [43] et illustrée ici par la figure 1.21.

1.5.5.1 Le gain de réduction du PAPR

C'est le critère le plus significatif. Il permet de quantifier l'efficacité de la technique en terme de pourcentage de réduction du PAPR initial. Sa valeur est estimée à un niveau de probabilité que le PAPR dépasse un certain seuil. Il est généralement calculé en se servant des courbes de CCDF comme l'illustre la figure 1.26 où $x(t)$ est le signal initial et $y(t)$ le signal après réduction du PAPR.

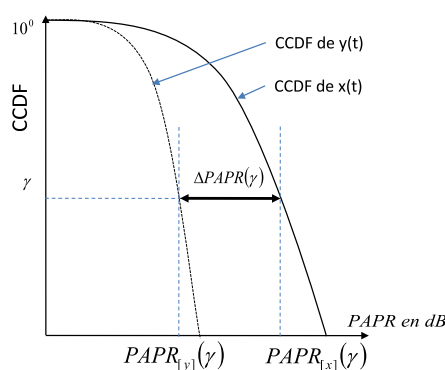


FIGURE 1.26 – Mesure du gain de réduction du PAPR, $\Delta PAPR(\gamma)$ à la probabilité γ

1.5.5.2 La compatibilité descendante

La compatibilité descendante concerne la modification du récepteur. Une technique de réduction du PAPR est dite à compatibilité descendante si le récepteur n'est pas modifié lors de son implantation dans l'émetteur. C'est le cas des techniques comme l'ACE, le clipping, la TR, etc. C'est un critère très important surtout dans le contexte broadcast ou des communications mobiles (par exemple si la technique de réduction du PAPR est implantée dans la station de base). D'autres techniques par contre ne sont pas à compatibilité descendante comme les techniques de codage.

1.5.5.3 La dégradation du TEB

La dégradation du TEB peut être occasionnée par certaines techniques de réduction du PAPR comme nous l'avons vue au niveau des techniques de clipping. C'est un paramètre important qui peut contribuer à réduire la qualité de la chaîne de communication.

La non- (ou faible) dégradation du TEB est donc à vérifier pour chaque technique de réduction du PAPR ; les techniques comme la TR, l'ACE, la TI ne dégradent pas le TEB.

1.5.5.4 La variation de la puissance moyenne

Certaines techniques de réduction du PAPR comme le clipping impliquent une variation de la puissance moyenne du signal. Cela est en fait le cas pour toutes les techniques d'ajout de signal. Cette variation a des conséquences néfastes pour l'amplificateur de puissance [78].

1.5.5.5 La diminution du débit utile

Certaines techniques ont besoin d'augmenter la bande passante ce qui a pour conséquence de décroître l'efficacité spectrale. On remarque cela notamment pour les techniques qui doivent transmettre des informations de décodage, i.e *side information*, comme le SLM et le PTS. Si la bande passante doit rester constante, cela se traduit par une perte de débit utile et constitue un inconvénient.

1.5.5.6 La complexité

En fonction des caractéristiques de la technique de réduction du PAPR, la complexité peut être également prise en compte comme critère de mérite dans le cas d'une implantation sur systèmes réels. Dans ces conditions, une technique trop complexe sera impossible à implanter.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons premièrement présenté les non-linéarités de l'amplificateur de puissance ainsi que les problèmes qui y sont liés à savoir la dégradation du TEB, les interférences hors-bandes et le faible rendement énergétique. Nous avons ensuite abordé les méthodes de linéarisation qui ont été proposées pour compenser ces non-linéarités. Il y en a deux types, celles qui modifient la fonction d'amplification et celles qui ne la modifient pas. L'utilisation dans les systèmes de télécommunication récents des signaux multi-porteuses OFDM avec de fortes variations de puissance rend difficile la linéarisation et surtout inefficace pour augmenter le rendement énergétique de l'amplificateur (en même temps que sa linéarité). En dernière partie du chapitre, nous avons décrit les signaux OFDM et leur PAPR ainsi que les méthodes de réduction du PAPR proposées pour réduire la dynamique du signal à amplifier. Les méthodes de réduction du PAPR peuvent être regroupées en trois catégories : les méthodes probabilistes, les méthodes de codage et les méthodes d'ajout de signal. Chaque méthode a ses avantages et ses inconvénients.

Avec la course effrénée aux services, aux débits et aux coûts, les opérateurs ont besoin de repousser les limites de l'amplificateur de puissance. Deux critères importants

ont été identifiés, la linéarité et le rendement. Ils constituent les principaux objectifs des concepteurs et également de cette thèse. Grâce à ce chapitre, on peut remarquer que la linéarisation améliore principalement la linéarité de l'amplificateur tandis que la réduction du PAPR se focalise sur son rendement. Ce sont donc deux traitements complémentaires. Pour atteindre les objectifs fixés, il faut donc les associer. Mais pour cela, il faut au préalable une étude théorique et conceptuelle afin de connaître l'influence de la linéarisation sur la réduction du PAPR et vice versa. De plus, il est important d'analyser l'influence de cette association sur ces deux critères. Cette étude théorique fait l'objet du chapitre 2. Elle constitue une partie importante de la thèse dans le sens où elle permet par la suite de définir premièrement l'approche conjointe au niveau du chapitre 3 et deuxièmement de faire des propositions de techniques d'approche conjointe au niveau des chapitres 4 et 5.

Chapitre 2

Étude analytique du compromis entre la linéarité et le rendement de l'amplificateur de puissance

Sommaire

2.1	Introduction	55
2.2	Rappel de la distribution du signal OFDM	56
2.3	Distribution du signal après réduction du PAPR	57
2.3.1	Cas des méthodes probabilistes	58
2.3.2	Cas des méthodes de codage	59
2.3.3	Cas des méthodes d'ajout de signal	59
2.3.4	Conclusion de l'étude	60
2.4	Analyse théorique de la linéarité (EVM)	61
2.4.1	Définition de l'erreur de prédistorsion	61
2.4.2	Calcul du moment d'ordre un de l'erreur de prédistorsion	63
2.4.3	Calcul du moment d'ordre deux de l'erreur de prédistorsion	65
2.4.4	Expressions de l'EVM du signal amplifié	68
2.5	Analyse théorique du rendement	71
2.5.1	Expression théorique du rendement	72
2.5.2	Rendement, réduction du PAPR et prédistorsion	72
2.6	Analyse théorique du compromis linéarité / rendement	74
2.6.1	Expressions théoriques du compromis	74
2.6.2	Analyse, discussion et simulations	75
2.7	Conclusion	77

2.1 Introduction

Il existe une dualité entre la linéarité et le rendement énergétique au niveau de l'amplificateur de puissance. En effet, les conditions de fort rendement sont atteintes

dans la zone de saturation où les non-linéarités sont importantes. Lorsque l'on modifie le point de fonctionnement afin de satisfaire les exigences de linéarité, on diminue de manière considérable le rendement énergétique. Il y a donc un antagonisme entre la linéarité et le rendement. Il faut alors trouver un compromis entre les deux surtout dans le contexte OFDM où les signaux ont de forts PAPR. Dans ces conditions, des méthodes comme la linéarisation et la réduction du PAPR ont été proposées dans la littérature [8,9, 43]. La linéarisation cherche à rendre linéaire la caractéristique de l'amplificateur tandis que la réduction du PAPR réduit la dynamique du signal OFDM afin de l'amplifier avec un meilleur rendement énergétique.

Les performances en terme de linéarité ou de rendement énergétique sont mesurées par des métriques bien définies. Les plus connues ont été présentées dans le chapitre précédent ; il s'agit entre autres du PAPR, de l'ACPR, de l'EVM et du TEB. De nombreuses études et simulations de ces métriques ont été proposées dans la littérature [4, 10, 38, 39, 76] mais toujours en considérant soit la réduction du PAPR ou soit la linéarisation mais rarement les deux à la fois [125]. Dans un contexte conjoint où l'on considère la réduction du PAPR et la linéarisation, il est important de mener de nouvelles études de ces métriques afin d'établir un compromis qui maximise la linéarité et le rendement simultanément. C'est ce que nous proposons dans ce chapitre. Cette étude a fait l'objet de publications dans [80, 81].

Nous utilisons l'EVM comme métrique de linéarité et nous considérons la prédistorion comme technique de linéarisation. Dans un premier temps, nous calculons mathématiquement l'EVM en fonction du PAPR et des paramètres de la prédistorion. Cela nous permet de mettre en évidence l'influence de la réduction du PAPR sur l'EVM et la prédistorion. Ensuite, nous donnons des expressions théoriques du rendement énergétique de l'amplificateur de puissance. Ainsi, grâce aux différentes expressions de l'EVM et du rendement, le compromis entre la linéarité et le rendement est analysé en fonction du PAPR et des paramètres de la prédistorion. Afin de pouvoir effectuer ces développements mathématiques, il est nécessaire d'effectuer une étude préliminaire de la distribution du signal avant et après la réduction du PAPR.

2.2 Rappel de la distribution du signal OFDM

Comme nous l'avons montré dans le précédent chapitre (sous-section 1.4.2, page 38), la distribution du signal OFDM converge vers une loi gaussienne complexe pour de très grandes valeurs de N , le nombre de sous-porteuses. En pratique comme le montre la figure 2.1¹, à partir de $N \geq 4$ sous-porteuses, la distribution du signal OFDM (parties réelles et imaginaires) peut être considérée comme une gaussienne. Par conséquent, la variable aléatoire r représentant le module de ce signal, i.e $r(t) = |x(t)|$, va donc tendre

1. Les simulations ont été faites avec un facteur de sur-échantillonnage $L = 4$ et une modulation 16-QAM. Les distributions ont été calculées avec 10^3 symboles OFDM à partir de données binaires aléatoires

vers la loi de Rayleigh dont la fonction de répartition est donnée par $p_r(r)$:

$$p_r(r) = \frac{2r}{P_r} e^{-\frac{r^2}{P_r}}. \quad (2.1)$$

$P_r = E\{|x(t)|^2\} = E\{r(t)^2\}$ représente la puissance moyenne du signal $x(t)$.

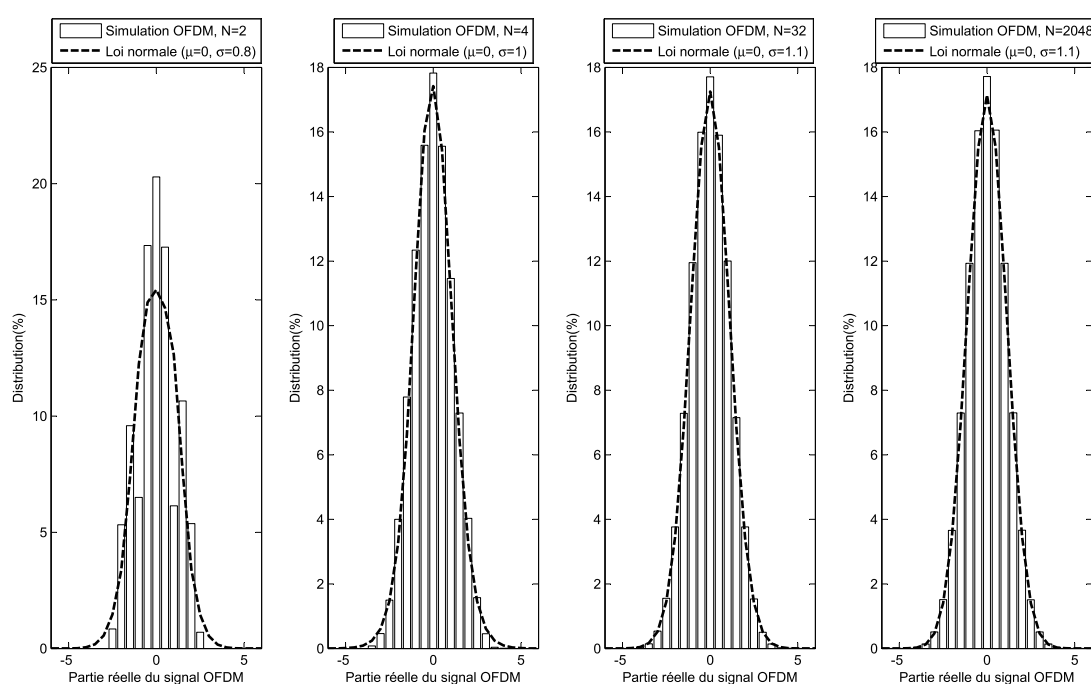


FIGURE 2.1 – Comparaison de la distribution de la partie réelle du signal OFDM et de la loi gaussienne (i.e Normale) pour plusieurs valeurs de N (2, 4, 32 et 2048).

La question que nous posons dans la prochaine section est de savoir ce que devient cette distribution lorsque l'on applique à ce signal une méthode de réduction du PAPR. Dans le premier chapitre, nous avons vu qu'il y a trois principales catégories de méthode de réduction du PAPR ; nous allons faire une étude de la distribution du signal à PAPR réduit en fonction de chacune de ces catégories.

2.3 Étude de la distribution du signal après la réduction du PAPR

Très peu d'auteurs [36] se sont intéressés à la distribution du signal après la réduction du PAPR en dépit du nombre considérable de techniques proposées dans la littérature [8,9,43]. En se basant sur la classification faite dans [43], il y a trois principales catégories de méthode de réduction du PAPR, à savoir les méthodes probabilistes, les méthodes de codage et les méthodes d'ajout de signal. Le signal OFDM, à cause de sa nature, converge

vers une distribution gaussienne complexe et son module suit une loi de Rayleigh. Après la réduction du PAPR, la distribution du signal peut changer ou rester gaussienne [82].

2.3.1 Cas des méthodes probabilistes

Les méthodes probabilistes de façon générale, effectuent plusieurs copies du signal OFDM initial en modifiant soit la phase, l'amplitude et/ou la position de sous-porteuses. Ensuite, seule la copie ayant le plus faible PAPR sera transmise avec en plus les informations de décodage² permettant de retrouver le signal initial.

A partir des équations (1.31), (1.33) et (1.34) pour les cas SLM et PTS, on peut remarquer de façon générale qu'en fait, le concept des méthodes probabilistes consiste à multiplier le vecteur des données par un vecteur déterministe ; c'est une transformation linéaire. La distribution du signal temporel après réduction du PAPR reste donc gaussienne avec un module suivant la loi de Rayleigh et de moyenne nulle.

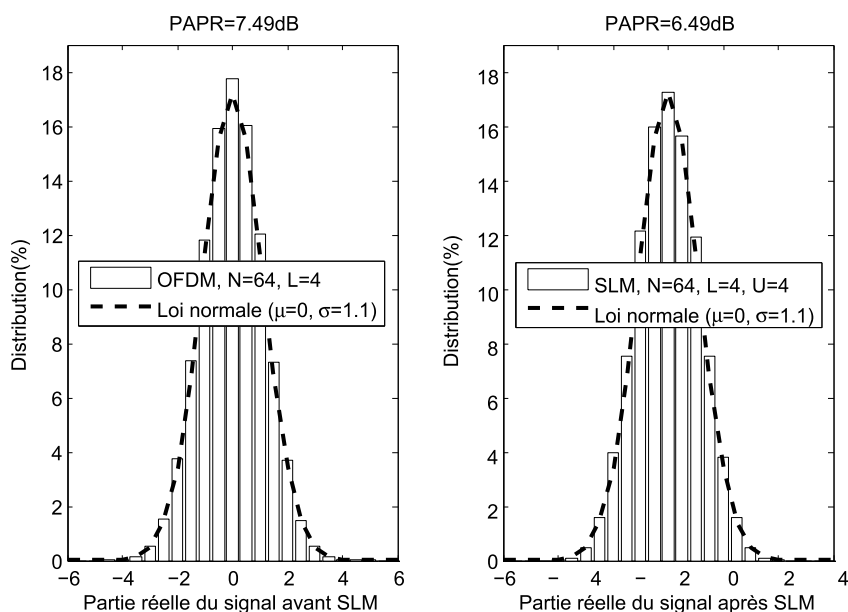


FIGURE 2.2 – Les distributions du signal avant et après le SLM comparées avec celle d’une loi gaussienne.

La figure 2.2 montre les distributions d’un signal OFDM avant et après la réduction du PAPR par le SLM. La simulation est menée à partir de 10^3 symboles OFDM de $N = 64$ sous-porteuses avec un facteur de sur-échantillonnage $L = 4$. Les éléments du vecteur $\Phi^{(u)}$ sont choisis aléatoirement parmi les $U = 4$ composants de l’ensemble $\{1, j, -1, -j\}$. Nous montrons alors que avant et après le SLM, il est possible d’approximer la distribution du signal par une loi normale. En fait, le SLM ne modifie pas la distribution du signal, le PAPR est réduit à travers la réduction des pics d’amplitude.

2. en anglais “side information”

2.3.2 Cas des méthodes de codage

Les méthodes de codage supposent qu'il existe un certain nombre de séquences bien structurées de symboles de données $\mathbf{X} = \{X_k\}$, $k = 0, \dots, NL - 1$ qui génèrent un signal temporel $x(t)$ avec un faible PAPR. A partir de cette hypothèse, une nouvelle réorganisation des données est faite en utilisant le codage. Les symboles des données X_k obtenus ne sont plus indépendants et identiquement distribués (i.i.d). Le théorème de la limite centrale ne peut donc plus s'appliquer et par conséquent le signal résultant n'est plus gaussien. Sa distribution va donc dépendre de la technique de codage utilisée.

Par exemple, dans [52, 53], les auteurs présentent une technique de codage basée sur les séquences de Golay permettant de générer un signal sortant à PAPR constant d'environ 3dB et dont la distribution n'est forcément plus gaussienne. Pour une étude de distribution plus poussée, il faudrait donc faire une étude individuelle de chaque technique de codage.

2.3.3 Cas des méthodes d'ajout de signal

Les méthodes de réduction du PAPR par ajout de signal sont des techniques prometteuses malgré parfois leur grande complexité. En ce qui concerne la distribution du signal à PAPR réduit $X + C^{papr}$, elle va dépendre de celle du signal additionnel C^{papr} . Généralement, le signal C^{papr} est généré de différentes manières, sa distribution dépend donc de la technique utilisée. Par conséquent, le signal temporel après la réduction du PAPR par ajout de signal n'est plus forcément gaussien.

Il faut donc faire une étude au cas par cas de chaque méthode de réduction du PAPR par ajout de signal. Vu le nombre important et la diversité des techniques régulièrement proposées dans la littérature [43], une étude exhaustive est impossible. Nous proposons de focaliser notre étude sur la technique du clipping [62, 63]. C'est l'une des méthodes de réduction du PAPR par ajout de signal les plus utilisées à cause de sa simplicité et de son efficacité [70].

Considérons la fonction de clipping défini dans (1.36) et $v(r)$ la distribution du module du signal échantillonné (clippé). Dans [36], l'auteur a montré que cette distribution s'écrit de la façon suivante :

$$v(r) = p_r(r) \cdot 1_{r \leq A_{clip}} + Pr\{r > A_{clip}\} \cdot \delta(r - A_{clip}), \quad (2.2)$$

où $p_r(r)$ est la densité de probabilité du module du signal OFDM donnée par (2.1) et $\delta(r)$ est l'impulsion de Dirac. $1_{r \leq A_{clip}}$ est la fonction égale à 1 pour $r \leq A_{clip}$ et à 0 ailleurs. $Pr\{r > A_{clip}\}$ représente la probabilité que le module $r(t) = |x(t)|$ du signal soit plus grande que le seuil d'écrêtage A_{clip} fixé. Cette probabilité se calcule de la façon suivante :

$$\begin{aligned} Pr\{r > A_{clip}\} &= \int_{A_{clip}}^{+\infty} p_r(r) dr, \\ &= e^{-\frac{A_{clip}^2}{P_r}}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

A partir de (2.2), on peut remarquer que la distribution du signal écrêté reste proche de la loi gaussienne en fonction du seuil d'écrêtage. Plus le seuil d'écrêtage est grand, moins on écrête le signal OFDM et plus la distribution résultante sera proche de celle de départ qui suit la loi gaussienne. Par analogie, on peut ainsi dire que dans le cas particulier des techniques de TR où le signal de réduction du PAPR est ajouté sur les sous-porteuses réservées, si le nombre de sous-porteuses est largement inférieur au nombre total de sous-porteuses, i.e $N_r \ll N$, on peut considérer que le signal résultant reste encore gaussien.

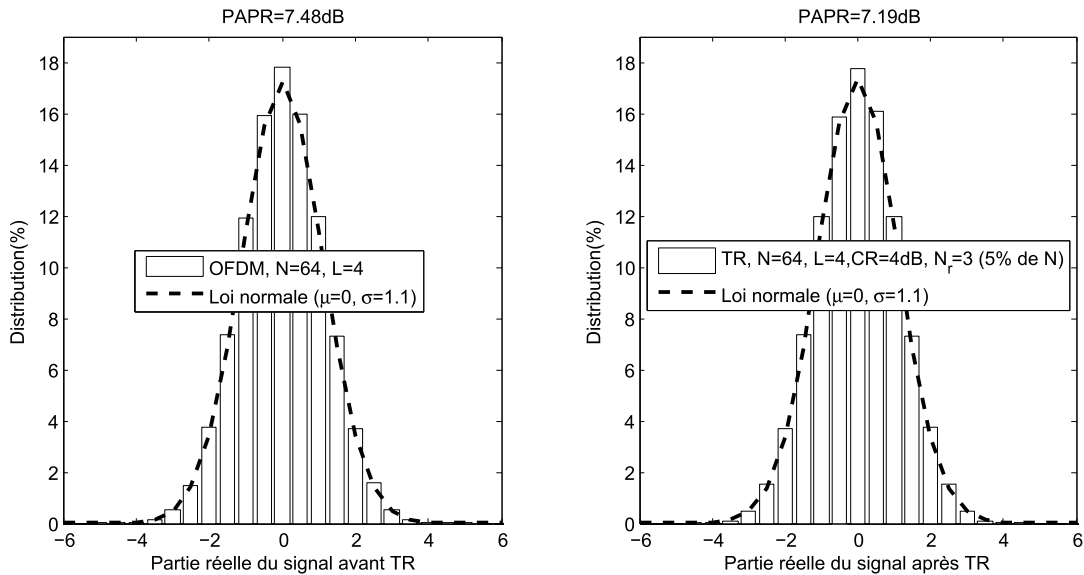


FIGURE 2.3 – Les distributions du signal avant et après TR comparées avec celle d’une loi gaussienne pour $N_r \ll N$.

La figure 2.3 montre la distribution du signal OFDM avant et après la réduction du PAPR par la TR [64]. La simulation est faite à partir de 10^3 symboles OFDM de $N = 64$ sous-porteuses avec un facteur de sur-échantillonnage $L = 4$. La position des sous-porteuses réservées pour la réduction du PAPR sont choisies aléatoirement. On constate qu’avec un nombre de sous-porteuses réservées égal à 5% du nombre de sous-porteuses total, i.e $N_r = 3$ sous-porteuses, il est possible d’approximer la distribution du signal après TR par une loi gaussienne.

2.3.4 Conclusion de l’étude

A part le cas des méthodes probabilistes, les deux autres catégories de méthodes de réduction du PAPR nécessitent une étude cas par cas afin de déterminer avec précision la distribution du signal après la réduction du PAPR. Dans la section suivante, nous effectuons une étude théorique de l’EVM comme métrique de linéarité en se focalisant sur les méthodes probabilistes et sur le clipping comme exemple de méthode d’ajout de

signal.

2.4 Analyse théorique de la linéarité en fonction de la réduction du PAPR et de la prédistorsion

Afin d'améliorer à la fois la linéarité et le rendement énergétique de l'amplificateur de puissance, de plus en plus de systèmes de transmission appliquent conjointement des techniques de réduction du PAPR et de linéarisation [83–86]. Dans ce contexte, la linéarité va dépendre évidemment de la performance de la linéarisation mais aussi de celle de la réduction du PAPR. Dans cette section, nous analysons mathématiquement cette linéarité avec l'EVM comme métrique et la prédistorsion comme technique de linéarisation.

Pour cela, nous définissons une erreur de prédistorsion à l'aide du modèle de chaîne de transmission illustré sur la figure 2.4. Grâce à l'étude de la distribution du signal après réduction du PAPR faite dans la section précédente, nous pouvons calculer les moments de premier et de second ordre de l'erreur ainsi définie. L'expression de l'EVM est ensuite déduite en fonction du PAPR et des paramètres de la prédistorsion.

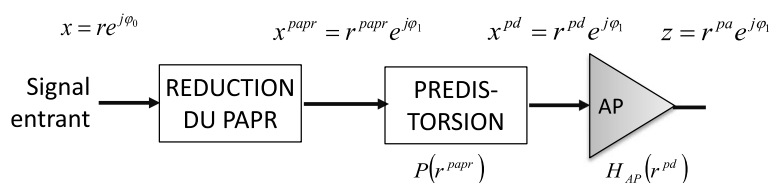


FIGURE 2.4 – Modèle simplifié du système de transmission

2.4.1 Définition de l'erreur de prédistorsion

Considérons la chaîne de transmission simplifiée représentée sur la Figure 2.4. Le signal OFDM $x(t)$ passe à travers une technique de réduction du PAPR et devient $x^{papr}(t)$. Il subit ensuite la prédistorsion comme technique de linéarisation pour donner $x^{pd}(t)$. Le signal amplifié est nommé $z(t)$.

Pour notre étude, nous considérons un amplificateur de type SSPA très utilisé dans les applications ou systèmes mobiles. Il est modélisé par un modèle de Rapp qui est sans mémoire [10]. Ses caractéristiques AM/AM et AM/PM sont exprimées dans (1.11). La technique de linéarisation choisie pour notre étude est la prédistorsion. Elle consiste à appliquer au signal entrant une fonction $P(r)$ qui est exactement l'inverse de la fonction de transfert de l'amplificateur $H_{AP}(r)$. Par conséquent, la concaténation des deux sera théoriquement équivalente à une fonction linéaire, $P(r) = H_{AP}^{-1}(r)$. La fonction de

prédistorsion $P(r)$ correspondant au modèle de Rapp est égale à :

$$P(r) = \frac{r}{\left(1 - \left(\frac{r}{A}\right)^{2a}\right)^{\frac{1}{2a}}}, \quad (2.4)$$

avec a le facteur de transition de la prédistorsion. Lorsque $a = b$, la linéarisation est parfaite mais en pratique, cette situation est difficile à réaliser à cause des problèmes de caractérisation de l'amplificateur. Il faut noter également que comme le modèle de Rapp est sans mémoire, la prédistorsion l'est aussi. Comme on le voit sur la figure 2.4, il n'y a pas de modification de la phase entre les signaux à PAPR réduit $x^{papr}(t)$ et amplifié $z(t)$.

Afin d'évaluer la performance en linéarité de la prédistorsion en considérant la réduction du PAPR, nous définissons une erreur ϵ^{pd} en comparant le signal amplifié $z(t)$ au signal à PAPR réduit (à l'entrée de la prédistorsion) $x^{papr}(t)$. Étant donné que les distorsions de phase de l'amplificateur sont nulles d'après (1.11), cette erreur quantifie donc les distorsions d'amplitude du signal amplifié en fonction des paramètres a , b et du PAPR du signal sortant de la technique de réduction du PAPR. L'expression de cette erreur est donnée par :

$$\begin{aligned} \epsilon^{pd} &= |r^{papr} - H_{AP}(P(r^{papr}))|, r^{papr} \in [0, A[, \quad (2.5) \\ &= \left| r^{papr} - \frac{r^{papr}}{\left(\left(1 - \left(\frac{r^{papr}}{A}\right)^{2a}\right)^{\frac{b}{a}} + \left(\frac{r^{papr}}{A}\right)^{2b}\right)^{\frac{1}{2b}}} \right|. \end{aligned}$$

Lorsque la prédistorsion est parfaite, $a = b$, l'erreur est alors égale à zéro indépendamment de la technique de réduction du PAPR utilisée. Dans les conditions réelles, cette erreur n'est jamais nulle et dans la suite nous étudions ses variations en se basant sur l'étude de distribution faite au préalable. L'amplitude r^{papr} du signal $x^{papr}(n)$ est une variable aléatoire donc ϵ^{pd} est aussi une variable aléatoire. En tant que telle, les paramètres statistiques comme les moments du premier et du second ordre sont très importants pour notre étude.

Cependant, telle que définie dans (2.5), l'erreur ne peut être exprimée dans une forme plus simple mais il est possible de réaliser une approximation. Une manière de l'approximer est de la majorer. Par définition $r^{papr} \in [0, A[$ et si nous posons $u =$

$\left(\frac{r^{papr}}{A}\right)^{2a}$ alors $u \in [0, 1[$. Grâce à cela, on peut écrire que :

$$\begin{aligned} \max_{r^{papr}} & \left| 1 - \left(\left(1 - \left(\frac{r^{papr}}{A} \right)^{2a} \right)^{\frac{b}{a}} + \left(\frac{r^{papr}}{A} \right)^{2b} \right)^{\frac{-1}{2b}} \right| \\ & = \max_u \left| 1 - \left((1-u)^{\frac{b}{a}} + u^{\frac{b}{a}} \right)^{\frac{-1}{2b}} \right|, \\ & = \left| 1 - \left((1-u)^{\frac{b}{a}} + u^{\frac{b}{a}} \right)^{\frac{-1}{2b}} \right|_{u=\frac{1}{2}}, \\ & = \left| 1 - 2^{\frac{b-a}{2ab}} \right|. \end{aligned} \quad (2.6)$$

D'après (2.5) et (2.6), l'erreur de prédistorsion ϵ^{pd} peut donc être majorée de la manière suivante :

$$\epsilon^{pd} \leq r^{papr} \left| 1 - 2^{\frac{b-a}{2ab}} \right|. \quad (2.7)$$

Pour les développements qui suivent, nous allons utiliser cette approximation. Ce qui revient à poser :

$$\epsilon^{pd} \approx r^{papr} \left| 1 - 2^{\frac{b-a}{2ab}} \right|. \quad (2.8)$$

Nous calculons d'abord les moments d'ordre un et deux de l'erreur ϵ^{pd} en fonction de la distribution du signal après la réduction du PAPR. L'expression de l'EVM est ensuite déduite.

2.4.2 Calcul du moment d'ordre un de l'erreur de prédistorsion

L'erreur de prédistorsion ϵ^{pd} est une fonction de la variable aléatoire r^{papr} représentant l'amplitude du signal après la réduction du PAPR. Elle est de ce fait une variable aléatoire. Nous calculons ici son moment d'ordre un qui est défini par :

$$m_1 \triangleq E \left\{ \epsilon^{pd} \right\}. \quad (2.9)$$

Nous effectuons nos calculs pour les cas où la distribution du signal après la réduction du PAPR est connue, c'est à dire le cas des méthodes probabilistes et celui du clipping. Une valeur approchée de ce moment est ensuite calculée dans chaque cas.

2.4.2.1 Cas des méthodes probabilistes

Dans le cas des méthodes probabilistes, le signal après la réduction du PAPR converge vers une distribution gaussienne complexe. Son amplitude suit par conséquent la loi de Rayleigh dont la fonction de distribution est donnée par (2.1). Grâce à cela, nous pouvons calculer le moment d'ordre un.

Notons m_1^{prob} le moment d'ordre un de e^{pd} dans le cas des méthodes probabilistes. D'après sa définition dans (2.9) et l'expression de l'erreur (2.5), le moment m_1^{prob} peut alors s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{aligned} m_1^{prob} &= \int_0^{+\infty} e^{pd}(r) p_r(r) dr, \\ &= \int_{r_{min}}^{r_{max}} \left[1 - \left(\left(1 - \left(\frac{r}{A} \right)^{2a} \right)^{\frac{b}{a}} + \left(\frac{r}{A} \right)^{2b} \right)^{\frac{-1}{2b}} \right] \frac{2r^2}{P_{\tilde{r}}} e^{-\frac{r^2}{P_{\tilde{r}}}} dr, \end{aligned} \quad (2.10)$$

où r_{min} et r_{max} représentent respectivement les valeurs minimale et maximale de l'amplitude r^{papr} du signal à PAPR réduit. $P_{\tilde{r}}$ est la puissance moyenne du signal après réduction du PAPR. Dans les cas des techniques comme le SLM, le PTS, etc. cette puissance moyenne est identique à celle du signal OFDM de départ puisque ces techniques ne modifient que la phase du signal donc n'influent pas sur la puissance moyenne.

A l'aide de la majoration de l'erreur e^{pd} donnée dans (2.8), nous allons calculer une forme approchée du moment m_1^{prob} . Notons $m_{1_max}^{prob}$ cette approximation. Soit $\rho(t) = \frac{r^{papr}(t)^2}{P_{\tilde{r}}}$; comme $r^{papr} \in [0, A]$, nous pouvons déduire que $\rho \in [0, \frac{A^2}{P_{\tilde{r}}}]$. Il s'en suit que :

$$\begin{aligned} m_{1_max}^{prob} &= \sqrt{P_{\tilde{r}}} \left| 1 - 2^{\frac{b-a}{2ab}} \right| \left[\gamma \left(\frac{3}{2}, \rho \right) \right]_{\rho=\rho_{min}}^{\rho=\rho_{max}} \\ &= \sqrt{P_{\tilde{r}}} \left| 1 - 2^{\frac{b-a}{2ab}} \right| \left[\gamma \left(\frac{3}{2}, \rho_{max} \right) - \gamma \left(\frac{3}{2}, \rho_{min} \right) \right], \end{aligned} \quad (2.11)$$

avec ρ_{min} et ρ_{max} respectivement les valeurs minimale et maximale de ρ . γ représente la fonction Gamma incomplète définie par l'équation suivante :

$$\gamma(a, z) = \int_0^z t^{a-1} e^{-t} dt. \quad (2.12)$$

Remarquons que dans (2.11), la valeur maximale de ρ est en fait égale au PAPR du signal après la réduction du PAPR, $\rho_{max} = \frac{(r_{max})^2}{P_{\tilde{r}}} = PAPR_{[x^{papr}]}$. De plus, comme le signal OFDM $x(t)$ est une variable aléatoire qui suit la loi gaussienne alors $\rho = \frac{(r^{papr})^2}{P_{\tilde{r}}} = \frac{|x^{papr}|^2}{P_{\tilde{r}}}$ est une variable aléatoire qui suit une loi χ d'ordre deux (χ^2) par définition car $P_{\tilde{r}}$ est constante. Par conséquent, la valeur minimale de ρ vaut exactement zéro, i.e $\rho_{min} = \frac{(r_{min})^2}{P_{\tilde{r}}} = 0$, avec une probabilité de 0.5. Dans ces conditions, l'équation (2.11) peut être simplifiée de façon suivante :

$$\tilde{m}_{1_max}^{prob} = \sqrt{P_{\tilde{r}}} \left| 1 - 2^{\frac{b-a}{2ab}} \right| \gamma \left(\frac{3}{2}, PAPR_{[x^{papr}]} \right). \quad (2.13)$$

2.4.2.2 Cas du clipping

De même, nous calculons ici le moment d'ordre un de l'erreur de prédistorsion dans le cas où la technique de clipping est utilisée pour réduire le PAPR. La distribution du

signal après clipping est donnée par l'équation (2.2). Notons m_1^{clip} le moment d'ordre un de ϵ^{pd} . En utilisant l'expression de cette erreur donnée dans (2.5), ce moment peut s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{aligned} m_1^{clip} &= \int_0^{+\infty} \epsilon^{pd}(r) v(r) dr, \\ &= \int_{r_{min}}^{A_{clip}} \epsilon^{pd}(r) p_r(r) dr + \epsilon^{pd}(A_{clip}) e^{-\frac{A_{clip}^2}{P_r}}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

L'amplitude maximale du signal après clipping est le seuil d'écrêtage, $r_{max} = A_{clip}$. Nous considérons que cette valeur est inférieure à l'amplitude de saturation de l'amplificateur, $A_{clip} < A$. Le clipping entraîne une variation de la puissance moyenne du signal OFDM ; cette variation de puissance est calculable [63]. Nous notons κ le rapport entre la puissance moyenne P_r du signal OFDM de départ et la puissance moyenne $P_{\bar{r}}$ du signal après clipping. on a $\kappa = \frac{P_{\bar{r}}}{P_r} = 1 - e^{-\frac{A_{clip}^2}{P_r}}$.

En réécrivant l'équation (2.14) avec l'approximation faite de l'erreur dans (2.8), nous obtenons une première approximation notée $m_{1_max}^{clip}$ du moment d'ordre un :

$$m_{1_max}^{clip} = \sqrt{P_r} \left| 1 - 2 \frac{b-a}{2ab} \right| \left[\gamma \left(\frac{3}{2}, \kappa \rho \right) \right]_{\rho=\rho_{min}}^{\rho=\rho_{clip}} + \epsilon^{pd}(A_{clip}) e^{-\kappa \rho_{clip}}. \quad (2.15)$$

La valeur minimale de ρ est égale à zéro avec une probabilité de 0.5 comme nous l'avons montré dans le cas probabiliste, i.e $\rho_{min} = \frac{(r_{min})^2}{P_r} = 0$. En remarquant de plus que la valeur maximale de ρ est en fait le PAPR du signal après clipping, $\rho_{max} = \frac{(A_{clip})^2}{P_r} = PAPR_{[x^{papr}]}$, nous pouvons obtenir ainsi une simplification notée $\tilde{m}_{1_max}^{clip}$ du moment :

$$\tilde{m}_{1_max}^{clip} = \sqrt{P_r} \left| 1 - 2 \frac{b-a}{2ab} \right| \gamma \left(\frac{3}{2}, \kappa PAPR_{[x^{papr}]} \right) + \epsilon^{pd}(A_{clip}) e^{-\kappa PAPR_{[x^{papr}]}}. \quad (2.16)$$

2.4.3 Calcul du moment d'ordre deux de l'erreur de prédistorsion

Le moment d'ordre deux de l'erreur de prédistorsion est donnée par :

$$m_2 \triangleq E \left\{ \left| \epsilon^{pd} \right|^2 \right\}. \quad (2.17)$$

Des valeurs approchées de ce moment sont calculées dans les deux cas où la distribution du signal après la réduction du PAPR est connue (i.e cas probabiliste et clipping).

2.4.3.1 Cas des méthodes probabilistes

Dans le cas où une méthode probabiliste est utilisée pour la réduction du PAPR, le moment de second ordre de l'erreur de prédistorsion peut se calculer de la façon

suivante :

$$\begin{aligned} m_2^{prob} &= \int_0^{+\infty} |e^{pd}(r)|^2 p_r(r) dr, \\ &= \int_{r_{min}}^{r_{max}} \left| 1 - \left(\left(1 - \left(\frac{r}{A} \right)^{2a} \right)^{\frac{b}{a}} + \left(\frac{r}{A} \right)^{2b} \right)^{\frac{-1}{2b}} \right|^2 \frac{2r^3}{P_{\tilde{r}}} e^{-\frac{r^2}{P_{\tilde{r}}}} dr. \end{aligned} \quad (2.18)$$

En utilisant la valeur approchée (2.8) de l'erreur de prédistorsion, on peut calculer cette intégrale. Une approximation de m_2^{prob} est alors obtenue. Soit $m_{2_max}^{prob}$ cette approximation, elle s'écrit de la façon suivante après quelques calculs et en posant $\rho = \frac{(r^{papr})^2}{P_{\tilde{r}}}$:

$$\begin{aligned} m_{2_max}^{prob} &= P_{\tilde{r}} \left[1 - 2 \frac{b-a}{2ab} \right]^2 [(\rho + 1) e^{-\rho}]_{\rho=\rho_{min}}^{\rho=\rho_{max}}, \\ &= P_{\tilde{r}} \left[1 - 2 \frac{b-a}{2ab} \right]^2 [(\rho_{min} + 1) e^{-\rho_{min}} - (\rho_{max} + 1) e^{-\rho_{max}}]. \end{aligned} \quad (2.19)$$

Pour les mêmes raisons que dans les cas précédents, on a $\rho_{min} = \frac{(r_{min})^2}{P_{\tilde{r}}} = 0$. En posant $PAPR_{[x^{papr}]} = \rho_{max} = \frac{(r_{max})^2}{P_{\tilde{r}}}$, une nouvelle expression approchée du moment est alors obtenue. Elle est notée $\tilde{m}_{2_max}^{prob}$ et s'écrit :

$$\tilde{m}_{2_max}^{prob} = P_{\tilde{r}} \left[1 - 2 \frac{b-a}{2ab} \right]^2 [1 - (PAPR_{[x^{papr}]} + 1) e^{-PAPR_{[x^{papr}]}}]. \quad (2.20)$$

2.4.3.2 Cas du clipping

Dans le cas de la réduction du PAPR par clipping, le moment d'ordre deux de l'erreur de prédistorsion ϵ^{pd} est donné par :

$$m_2^{clip} = \int_{r_{min}}^{r_{max}} |\epsilon^{pd}(r)|^2 v(r) dr. \quad (2.21)$$

Avec la distribution du signal échantillonné donnée dans (2.2) et l'expression approchée de ϵ^{pd} dans (2.8), nous pouvons donner une première approximation $m_{2_max}^{clip}$ du moment. En supposant en plus que l'amplitude minimale du signal est égale à zéro, nous pouvons également obtenir une seconde approximation notée $\tilde{m}_{2_max}^{clip}$. Les expressions des deux approximations de m_2^{clip} sont données respectivement dans (2.22) et (2.23).

- Pour $\forall \rho_{min}$:

$$m_{2_max}^{clip} = P_r \left[1 - 2 \frac{b-a}{2ab} \right]^2 [(\kappa\rho + 1) e^{-\kappa\rho}]_{\rho=\rho_{clip}}^{\rho=\rho_{min}} + |\epsilon^{pd}(A_{clip})|^2 e^{-\kappa\rho_{clip}}, \quad (2.22)$$

- Pour $\rho_{min} = 0$:

$$\begin{aligned} \tilde{m}_{2_max}^{clip} &= P_r \left[1 - 2 \frac{b-a}{2ab} \right]^2 [1 - (\kappa P_{APR_{[x^{papr}]}} + 1) e^{-\kappa P_{APR_{[x^{papr}]}}}] + \\ &\quad \left| \epsilon^{pd}(A_{clip}) \right|^2 e^{-\kappa P_{APR_{[x^{papr}]}}}. \end{aligned} \quad (2.23)$$

2.4.3.3 Validation des expressions théoriques des moments d'ordre un et deux par simulations

Après avoir calculé les moments d'ordre un et deux de l'erreur de prédistorsion, nous procédons ici à la simulation. Les moments simulés et théoriques sont alors comparés afin de valider les expressions proposées. Les simulations sont faites à partir de 10^4 symboles OFDM de $N = 1024$ sous-porteuses et une modulation 16-QAM. Les données binaires sont générées aléatoirement. Comme méthode probabiliste, nous avons simulé le SLM [44]. Les éléments du vecteur $\Phi^{(u)}$ sont choisis aléatoirement dans l'ensemble $\{1, j, -1, -j\}$ et leur nombre est fixé à $U = 10$. L'amplificateur a un recul de puissance à l'entrée (IBO) fixé à 7dB et un facteur de transition $b = 2$. A cause de la phase d'apprentissage (caractérisation), le facteur de transition a de la prédistorsion est la plupart du temps différent de b .

Pour plusieurs valeurs de a , nous simulons sur la figure 2.5 les moments d'ordre un et deux de l'erreur de prédistorsion lorsque le SLM est utilisé comme technique de réduction du PAPR. Les expressions théoriques exprimées dans (2.11) et (2.13) pour le moment d'ordre un ainsi que (2.19) et (2.20) pour le moment d'ordre deux sont toutes tracées dans les mêmes conditions pour comparaison. La figure 2.5 montre premièrement qu'en prenant $\rho_{min} = \frac{(r_{min})^2}{P_r}$ puis $\rho_{min} = 0$, les courbes des valeurs approchées obtenues sont similaires pour les moments m_1^{slm} et m_2^{slm} , cela valide que $\rho_{min} = 0$. Deuxièmement, on peut remarquer que les expressions approchées théoriques sont très proches de leurs équivalents simulés.

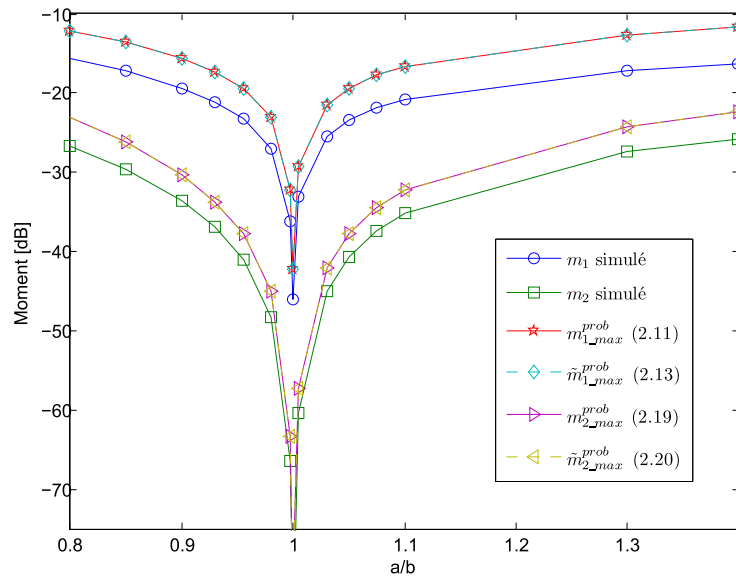


FIGURE 2.5 – Moments du premier et du second ordre de l'erreur de prédistorsion e^{pd} lorsque le SLM est utilisé comme technique de réduction du PAPR

La figure 2.6 représente les expressions approchées des moments du premier et du

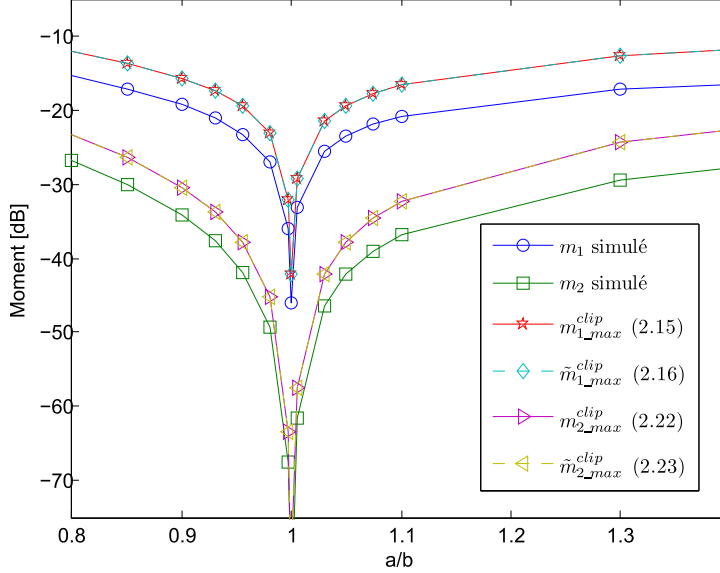


FIGURE 2.6 – Moment de premier et second ordre de l’erreur de prédistorsion lorsque le clipping est utilisé comme technique de réduction du PAPR

second ordre données dans (2.15), (2.16), (2.22) et (2.23). Elle présente ainsi les variations de l’erreur de prédistorsion lorsque le clipping est utilisé comme technique de réduction du PAPR. Le rapport de clipping $CR = \frac{A^{clip}}{\sqrt{P_r}}$ est fixé à 3dB. L’IBO est pris ici égal à 7dB. Nous constatons comme dans le cas du SLM, les courbes théoriques sont très proches de celles simulées.

2.4.4 Expressions de l’EVM du signal amplifié

Comme défini dans (1.9), l’EVM du signal amplifié z est la racine carrée du rapport entre la puissance moyenne de l’erreur de prédistorsion ϵ^{pd} et la puissance moyenne du signal après la réduction du PAPR x^{papr} . Il peut donc s’écrire de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 EVM &= \sqrt{\frac{E \{ |\epsilon^{pd}|^2 \}}{E \{ |x^{papr}|^2 \}}}, \\
 &= \sqrt{\frac{m_2}{P_r}}.
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

D’après (2.24), nous pouvons remarquer que l’expression de l’EVM est directement liée au moment du second ordre m_2 de l’erreur de prédistorsion. Cela nous permet de donner des expressions de l’EVM dans les cas des méthodes probabilistes et du clipping grâce aux calculs déjà effectués.

2.4.4.1 Cas des méthodes probabilistes

Considérons le cas où une méthode probabiliste est utilisée pour la réduction du PAPR. L'expression du moment de second ordre m_2^{prob} de l'erreur ϵ^{pd} est donnée par l'équation (2.18) avec les approximations données dans (2.19) et (2.20).

D'après (2.20) et (2.24), l'EVM peut alors être approchée par l'expression suivante :

$$EVM_{max}^{prob} = \left| 1 - 2 \frac{b-a}{2ab} \right| \sqrt{1 - (PAPR_{[x^{papr}]} + 1) e^{-PAPR_{[x^{papr}]}}}. \quad (2.25)$$

2.4.4.2 Cas du clipping

Dans le cas où le clipping est utilisé comme technique de réduction du PAPR, le moment de second ordre m_2^{clip} de l'erreur ϵ^{pd} a été calculé dans (2.21). En utilisant sa forme approchée donnée dans (2.23) et la définition (2.24), l'expression approchée de l'EVM peut s'écrire dans ce cas :

$$EVM_{max}^{clip} = \left| 1 - 2 \frac{b-a}{2ab} \right| \sqrt{\left(\frac{1}{\kappa} \right) (1 - e^{-\kappa PAPR_{[x^{papr}]}})}. \quad (2.26)$$

A partir de (2.25) et de (2.26), nous pouvons remarquer que l'EVM dépend principalement de la performance de la prédistorsion à travers les paramètres a et b . Néanmoins, une très forte réduction de PAPR peut contribuer à améliorer légèrement la linéarité en diminuant la valeur de l'EVM. Lorsque les facteurs de transition sont identiques ($a = b$ suite à une prédistorsion idéale), on a une linéarité parfaite (EVM égale à zéro) indépendamment de la technique de réduction du PAPR. En pratique, la prédistorsion n'est pas idéale, donc a est différent de b . Dans de telles conditions, la réduction du PAPR est donc importante car elle améliore l'efficacité de la prédistorsion comme le montrent les équations. Dans la littérature, certains auteurs à l'aide de simulations ont déjà abouti à cette même conclusion [87–91] mais pas de façon analytique.

2.4.4.3 Validation des expressions théoriques de l'EVM

Les figures 2.7 et 2.8 illustrent les expressions (2.25) et (2.26) en fonction du rapport entre les facteurs de transition a/b respectivement pour le SLM et le clipping. Dans les deux cas, le PAPR est réduit à 5dB. Les approximations théoriques de l'EVM sont alors comparées aux simulations. Dans les deux cas, lorsque $\frac{a}{b}$ tend vers 1 (ce qui correspond à une linéarité parfaite), l'EVM converge vers zéro, ce qui est prévisible. On peut également noter que les courbes théoriques sont proches de la simulation aux alentours de $\frac{a}{b} = 1$. Ailleurs, des différences non négligeables sont observées à cause de l'approximation faite dans (2.8).

La figure 2.9 montre l'EVM du signal amplifié en fonction du PAPR du signal après clipping pour différentes valeurs du rapport $\frac{a}{b}$. On constate de façon globale que pour obtenir une petite baisse de l'EVM, il faut une grande réduction du PAPR. Cela prouve l'influence de la réduction du PAPR sur la prédistorsion. Les différences notées entre les simulations et les courbes illustrant les équations de l'EVM s'expliquent essentiellement

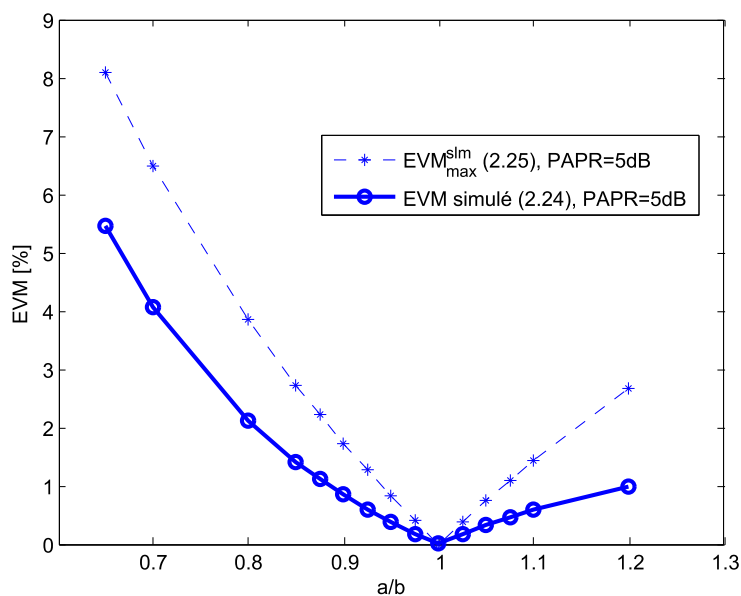


FIGURE 2.7 – L'EVM en fonction du rapport des facteurs de transition a/b lorsque le SLM est utilisé comme technique de réduction du PAPR

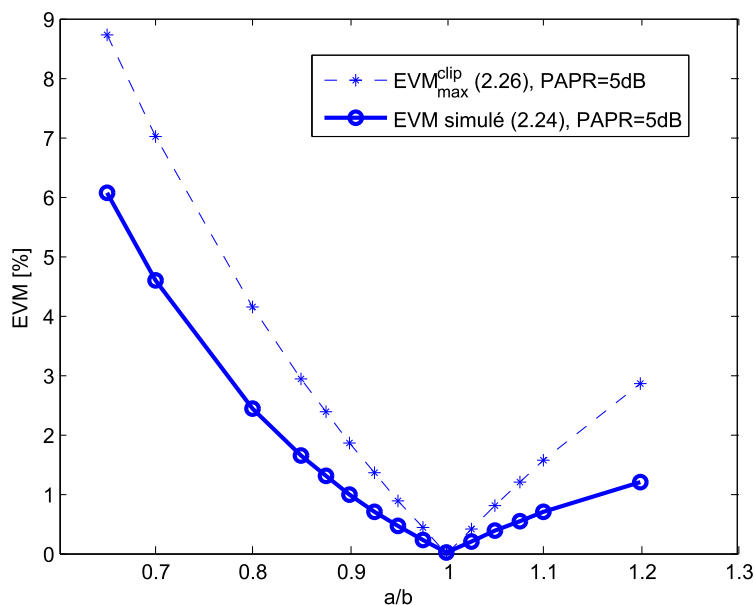


FIGURE 2.8 – L'EVM en fonction du rapport des facteurs de transition a/b lorsque le clipping est utilisé comme technique de réduction du PAPR

par la majoration de l'erreur de prédistorsion faite dans (2.8). Cette majoration, bien que grossière, permet d'atteindre notre objectif qui est de prouver formellement le lien entre la réduction du PAPR et la prédistorsion.

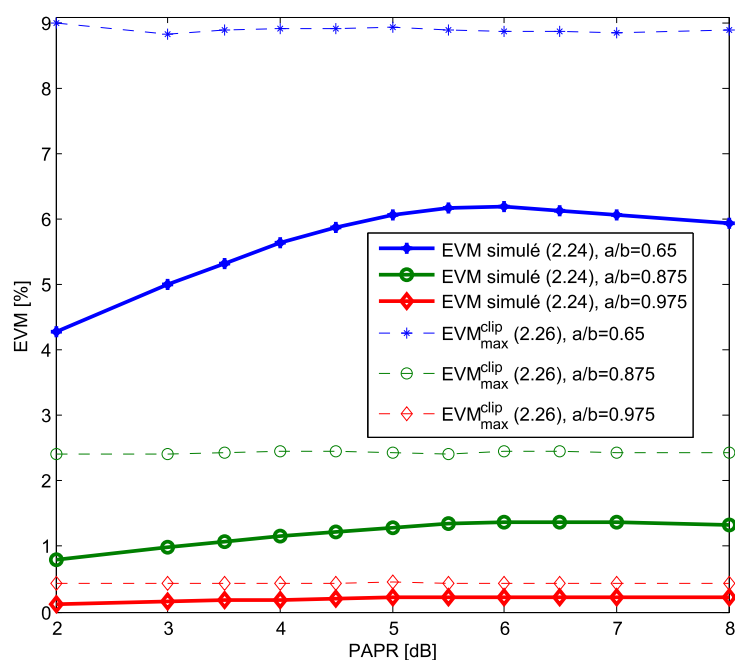


FIGURE 2.9 – L'EVM en fonction du PAPR pour $a/b = 0.65, 0.875$ et 0.975 lorsque le clipping est utilisé pour réduire le PAPR³

2.5 Analyse théorique du rendement de l'amplificateur en fonction de la réduction du PAPR et de la linéarisation

Entre 50 et 80% de l'énergie totale de l'émetteur est consommée par l'amplificateur de puissance [1, 92] (en cours d'émission). C'est l'un des composants clés de la chaîne d'émission. Son rendement est par conséquent d'une importance capitale aussi bien pour faire des économies d'énergie (donc plus d'autonomie pour les appareils mobiles par exemple) que pour réduire la pollution environnementale [6, 93, 94]. Dans un contexte conjoint, l'amélioration du rendement passe par un compromis avec la linéarité à cause des effets mutuels. Le rendement va dépendre dans ce cas de la performance de la réduction du PAPR mais aussi de la linéarisation. Dans cette section, nous analysons l'expression théorique du rendement.

3. On remarque sur la figure que la courbe de l'EVM simulé pour $a/b = 0.65$ décroît légèrement pour de grandes valeurs de PAPR (entre 6 et 8dB) ; cela se justifie par le fait que la fonction de transfert combinée de la prédistorsion et de l'amplificateur (basés sur le modèle de Rapp) tend vers la fonction linéaire aux environs de zéro et de la saturation quelques soient a et b .

2.5.1 Expression théorique du rendement

Beaucoup de travaux [4, 95–97] ont été menés dans la littérature sur l’expression théorique du rendement. Dans [4], il a été établi que la limite supérieure du rendement η_{DC} (1.2) pour les amplificateurs de classes *A* et *B* est fonction du recul de puissance de sortie (OBO) selon la relation suivante :

$$\eta_{DC} = \lambda \frac{1}{OBO}, \quad (2.27)$$

où le paramètre λ équivaut à 0.50 pour un amplificateur de classe *A* et 0.78 pour la classe *B*. Il apparaît donc que le rendement est inversement proportionnel à l’OBO. Il peut être également exprimé en fonction du recul de puissance à l’entrée (IBO) car $OBO = G_a IBO$ avec G_a le gain d’amplification.

2.5.2 Rendement, réduction du PAPR et prédistorsion

Supposons le contexte de la figure 2.4 où l’on a une technique de réduction du PAPR suivie par la prédistorsion avant l’amplificateur de puissance. Si nous ne considérons pas les circuits et composants internes de l’amplificateur, la valeur du rendement η_{DC} va dépendre essentiellement du PAPR et de la performance de la prédistorsion. En effet, grâce à la réduction du PAPR, le signal a une dynamique plus faible, ce qui permet de réduire l’IBO et ainsi augmenter le rendement d’après (2.27). Cela est illustré sur la figure 2.10 qui montre de plus que grâce à la prédistorsion, la fonction de transfert combinée de l’amplificateur prédistoré a une linéarité plus étendue. Le point de fonctionnement se rapproche plus de la saturation où le rendement est plus grand.

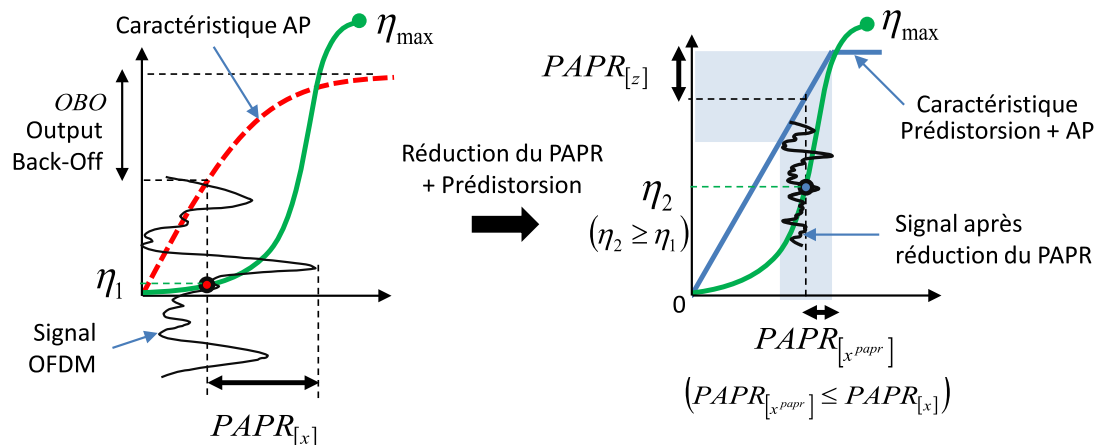


FIGURE 2.10 – Augmentation du rendement grâce à la réduction du PAPR et la prédistorsion

La figure 2.11 montre l’évolution du PAPR du signal à travers la chaîne d’émission de la figure 2.4. Pour des raisons évidentes, le signal OFDM de départ $x(t)$ a un fort

PAPR que nous avons noté $PAPR_{[x]}$. Une technique de réduction du PAPR est alors nécessaire pour augmenter le rendement de l'amplificateur. Le signal après réduction du PAPR a une dynamique plus faible, son PAPR est noté $PAPR_{[x^{papr}]}$. Le gain de réduction du PAPR peut être calculé en posant $\Delta PAPR = PAPR_{[x]} - PAPR_{[x^{papr}]}$ avec $\Delta PAPR \geq 0$. Dans [98], il a été montré mathématiquement que la prédistorsion augmentait le PAPR du signal. Notons $PAPR_{[x^{pd}]}$ le PAPR du signal prédistoré, $PAPR_{[x^{pd}]} \geq PAPR_{[x^{papr}]}$. Quelle que soit la performance de la prédistorsion, l'amplificateur ne peut être prédistoré au delà de la saturation. Par conséquent, nous considérons deux cas. Dans le **cas 1** représenté en trait continu sur la figure 2.11, le signal à l'entrée de la prédistorsion a une puissance crête correspondant à la puissance de saturation de l'amplificateur, $PAPR_{[x^{papr}]} = IBO$. L'amplification de ce signal est linéaire et on a $PAPR_{[z]} = PAPR_{[x^{papr}]} = OBO$ pour un gain de prédistorsion équivalent à l'unité. Dans ces conditions, le rendement est maximal et s'écrit :

$$\eta_{DC} = \lambda \frac{1}{PAPR_{[x^{papr}]}}. \quad (2.28)$$

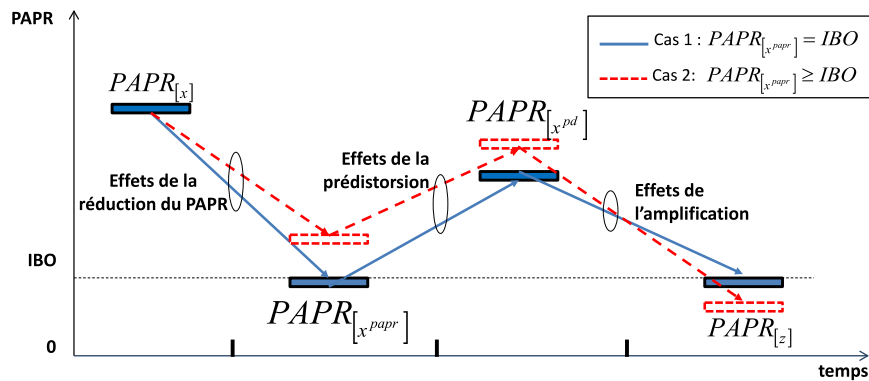


FIGURE 2.11 – L'évolution du PAPR dans la chaîne d'émission

Par contre dans le **cas 2** représenté en traits discontinus sur la figure 2.11, le signal à amplifier a un PAPR qui ne coïncide pas avec l'IBO. Cela peut être dû soit à une réduction du PAPR peu efficace ou à un mauvais dimensionnement de l'amplificateur. Prenons une situation où l'on a $PAPR_{[x^{papr}]} \geq IBO$. Les puissances crêtes sont plus grandes que la puissance seuil de saturation. L'amplificateur va donc saturer et générer des distorsions en agissant comme un écrêtage d'où $PAPR_{[z]} \leq PAPR_{[x^{papr}]}$. De ce fait et grâce à (2.27) sachant $OBO = PAPR_{[z]}$, on peut remarquer que dans le **cas 2**, l'amplificateur aura légèrement un meilleur rendement comparé à celui du **cas 1**. Cependant, cette amélioration du rendement est au prix d'une amplification fortement non-linéaire, la forme d'onde du signal amplifié n'est plus désormais similaire à celle du signal à l'entrée de la prédistorsion.

2.6 Analyse théorique du compromis entre la linéarité et le rendement

Le principal défi des concepteurs de modulateurs est de trouver le meilleur compromis entre la linéarité et le rendement en appliquant la réduction du PAPR et la linéarisation. Nous avons montré dans les sections précédentes que la qualité de la linéarité (mesurée par l'EVM) et le rendement sont tous les deux influencés par la réduction du PAPR et la prédistorsion. Notre objectif dans cette section est de faire une analyse parallèle de leurs expressions théoriques afin de mettre en évidence les meilleures conditions de compromis.

2.6.1 Expressions théoriques du compromis

A partir de la chaîne d'émission illustrée sur la figure 2.4, la linéarité à travers l'EVM et le rendement de l'amplificateur de puissance ont été exprimés théoriquement en fonction du PAPR et des paramètres a et b de la prédistorsion. La recherche du compromis passe donc par la maximisation de ces deux critères en choisissant la bonne performance de réduction du PAPR de même que a et b .

D'après (2.25) et (2.26), on remarque que le maximum de linéarité qui correspond à une valeur d'EVM nulle, est atteint lorsque la prédistorsion est parfaite c'est à dire $a = b$. Si $a \neq b$, une forte réduction du PAPR peut également contribuer à diminuer l'EVM.

D'après (2.27) et les figures 2.10 et 2.11, le maximum de rendement de l'amplificateur est atteint sous deux conditions. La première consiste à avoir un *OBO* petit. La deuxième condition est d'assurer une amplification linéaire en fixant le PAPR égal au recul de puissance à l'entrée pour ainsi s'approcher le plus près possible du seuil de saturation comme le suggèrent les figures 2.10 et 2.11. Ces deux conditions impliquent donc d'utiliser une technique de réduction du PAPR efficace qui a un gain de réduction important et une prédistorsion performante. Dans ces conditions, $OBO = PAPR_{[z]} = PAPR_{[x^{papr}]}$; ce qui permet d'écrire le rendement directement proportionnel à la performance de la technique de réduction du PAPR selon (2.28).

En substituant (2.28) dans (2.25) et (2.26), nous pouvons exprimer la linéarité à travers l'EVM directement en fonction du rendement de l'amplificateur et des paramètres de la prédistorsion. Des expressions théoriques du compromis sont alors obtenues,

– pour le cas des méthodes probabilistes :

$$EVM_{max}^{prob} = \left| 1 - 2^{\frac{b-a}{2ab}} \right| \sqrt{1 - \left(\lambda \frac{1}{\eta_{DC}} + 1 \right) e^{-\lambda \frac{1}{\eta_{DC}}}}. \quad (2.29)$$

– et pour le cas du clipping :

$$EVM_{max}^{clip} = \left| 1 - 2^{\frac{b-a}{2ab}} \right| \sqrt{\left(\frac{1}{\kappa} \right) \left(1 - e^{-\kappa \lambda \frac{1}{\eta_{DC}}} \right)}. \quad (2.30)$$

2.6.2 Analyse, discussion et simulations

La figure 2.12 illustre la relation (2.29) pour différentes valeurs du rapport des facteurs de transition, a/b . Nous pouvons remarquer l'influence mutuelle entre la linéarité à travers l'EVM et le rendement. Lorsque la performance de la prédistorsion est améliorée, par exemple quand $\frac{a}{b}$ passe de 0.65 à 0.95, la linéarité est de même améliorée; l'EVM passe de 9% à 0.5%. Pareillement, l'augmentation du rendement, de 0% à 50%, a une légère influence sur la linéarité : l'EVM ne décroît que de 3.5% pour $\frac{a}{b} = 0.65$ et moins de 1% pour $\frac{a}{b} = 0.875$ et 0.975. Cela s'explique d'une part par le fait que l'augmentation du rendement requiert une forte réduction du PAPR (section 2.5, page 71) et d'autre part par le fait qu'une forte réduction du PAPR peut contribuer à réduire légèrement l'EVM (section 2.4, page 61).

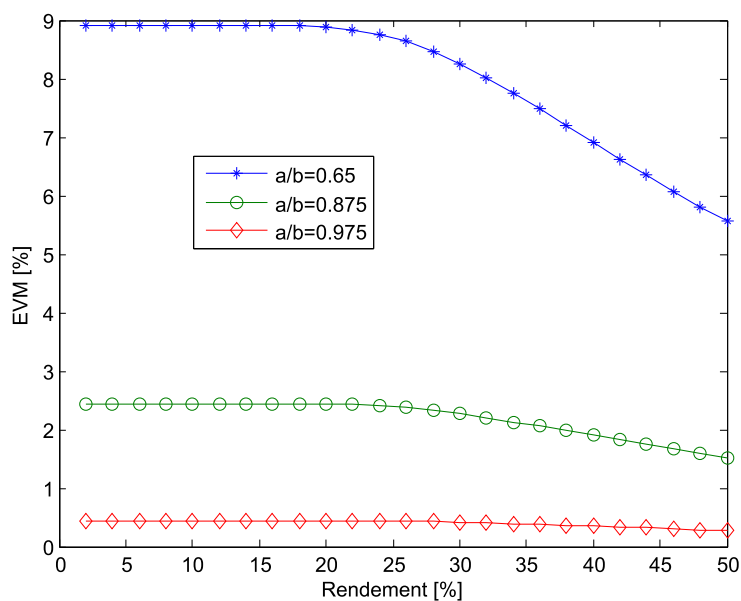


FIGURE 2.12 – EVM théorique (2.29) en fonction du rendement, $\eta_{DC} = \lambda/PAPR_{[x^{papr}]}$, pour différentes valeurs de a/b

Dans tous les cas particuliers étudiés plus haut et de façon générale, nous pouvons remarquer qu'une forte réduction du PAPR est requise pour améliorer le compromis en maximisant le rendement et la linéarité. Malheureusement parfois, une forte réduction du PAPR se traduit par un traitement plus complexe, des distorsions additionnelles ou encore la nécessité d'envoyer des informations supplémentaires de décodage. Il faudrait donc utiliser une technique de réduction du PAPR qui a le moins d'inconvénients (ou effets indésirables) possibles afin de ne pas perdre les acquis de la linéarisation. Cependant, si les paramètres de codage ou de modulation du signal ne peuvent être modifiés et que l'on recherche un système à comptabilité descendante comme c'est le cas dans les systèmes actuels, la catégorie des techniques d'ajout de signal constitue la meilleure option pour réduire le PAPR.

L'objectif principal de l'analyse du compromis est d'assurer les meilleures performances possibles en termes de linéarité et de rendement afin de satisfaire les contraintes imposées. D'après l'analyse faite plus haut, nous pouvons conclure que les conditions (recommandations) suivantes sont nécessaires pour avoir un meilleur compromis :

- La méthode de réduction du PAPR doit avoir un gain élevé de réduction et le moins possible d'inconvénients. Nous suggérons les techniques TR qui sont prometteuses avec un bon gain de réduction du PAPR sans dégradation du TEB [64, 65].
- La prédistorsion doit être efficace ($a \approx b$) et adaptative s'il y a besoin. La réduction du PAPR doit être considérée aussi dans la phase d'apprentissage que de linéarisation.
- Le point de fonctionnement de l'amplificateur doit être choisi de telle sorte que le rendement soit maximal. Cela consiste à fixer l'IBO égal au PAPR du signal après la réduction du PAPR. Cela signifie que le PAPR du signal à la sortie de la technique de réduction du PAPR doit être connu ou majoré afin d'éviter la saturation ou le sur-dimensionnement de l'amplificateur.

Afin d'étayer nos recommandations, nous avons simulé un système OFDM à 64 sous-porteuses et une modulation 16-QAM avec un amplificateur SSPA de *classe A* dont le facteur de transition $b = 2$. Nous supposons que la prédistorsion assure une linéarisation parfaite avec $a = b$. Selon l'analyse que nous avons faite du compromis, le maximum de rendement est atteint en fixant l'IBO égal au PAPR du signal résultant de la technique de réduction du PAPR. Cependant, à part quelques techniques de réduction du PAPR telles que les techniques de codage basées par exemple sur les codes Reed-Muller [52] ou la technique de clipping [63], le PAPR du signal sortant n'est pas connu. Nous proposons de fixer un PAPR cible et de choisir les paramètres de la technique afin d'atteindre cet objectif. Pour nos simulations, nous considérons deux techniques de réduction du PAPR qui sont le clipping et le SLM ; le PAPR cible est atteint en effectuant plusieurs itérations de chaque technique. Comme le PAPR moyen du signal OFDM de départ est d'environ 7.5dB, nous fixons un PAPR cible de 5dB après réduction. Les simulations sont faites à partir de 10^4 symboles OFDM aléatoirement générés.

La figure 2.13 montre l'évolution de l'EVM mesuré entre le signal amplifié et le signal à PAPR réduit pour différentes valeurs de l'IBO (avec $a = b = 2$ comme indiqué précédemment). Nous observons qu'avec un $IBO = 5$ dB, correspondant au PAPR cible, il y a un bon compromis entre la linéarité (EVM égal à zéro) et le rendement (valeur théorique de 30%). En effet, lorsque $IBO < 5$ dB, l'EVM augmente de 0 à 17% aussi bien pour le SLM que pour le clipping. Cela signifie que la linéarité se dégrade progressivement pendant que le rendement augmente. Lorsque $IBO > 5$ dB, l'EVM est minimal, il est égal à zéro. Par contre, la valeur du rendement diminue progressivement.

Il est évident qu'en fixant un PAPR cible encore plus bas que celui choisi dans la figure 2.13, il est possible d'avoir un meilleur rendement. Cela implique un traitement plus complexe pour réduire le PAPR mais avec la forte croissance de la puissance de calcul des portables et stations de base utilisant des DSP (Digital Signal Processor) et FPGA (Field-Programmable Gate Array), cette solution peut être sérieusement envisagée.

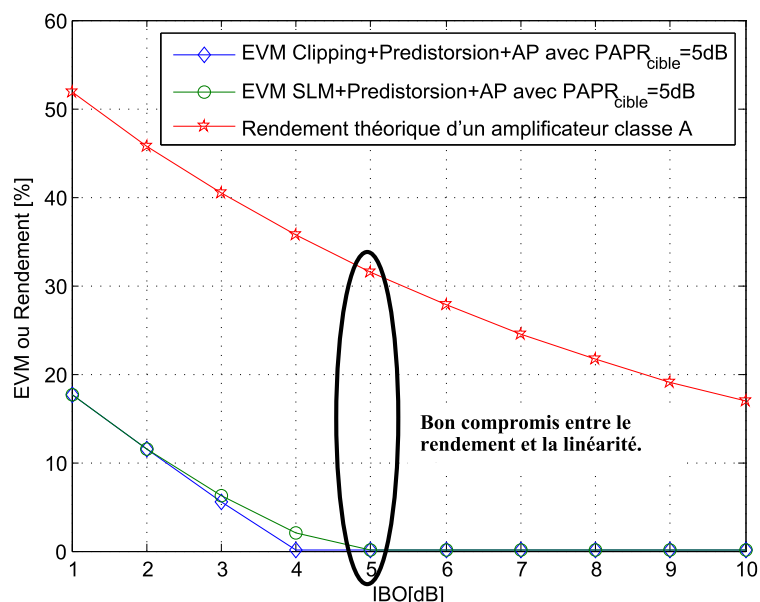


FIGURE 2.13 – Recherche du meilleur compromis entre la linéarité mesuré par l’EVM et le rendement

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une approche théorique du compromis entre la linéarité et le rendement énergétique de l’amplificateur. Pour cela, nous nous sommes d’abord intéressés à la distribution du signal après la réduction du PAPR ce qui nous a permis de calculer ensuite l’expression mathématique de l’EVM qui est un critère de linéarité. Le rendement est également exprimé dans le même contexte. Le compromis est enfin analysé à travers l’expression de l’EVM en fonction du rendement et des paramètres de la prédistorsion. Dans cette approche théorique, il apparaît que :

- la linéarité mesurée par l’EVM est influencée aussi bien par la prédistorsion que par la réduction du PAPR. La réduction du PAPR améliore donc l’efficacité de la prédistorsion.
- le rendement est également influencé par les deux traitements. Il dépend principalement du PAPR mais aussi de la prédistorsion qui étend la zone linéaire de l’amplificateur permettant ainsi un plus grand rendement.
- un compromis entre la linéarité et le rendement est possible en choisissant les bons paramètres pour la technique de réduction du PAPR et la prédistorsion.
- Le maximum possible de rendement tout en restant linéaire est atteint lorsque le recul IBO de l’amplificateur est égal au PAPR du signal après la réduction du PAPR.

Plusieurs simulations nous ont permis d’étayer et de valider chaque étape de notre analyse. Les expressions données peuvent donc servir pour estimer théoriquement les

valeurs du compromis entre l'EVM et le rendement dans un système OFDM où l'on a une technique de réduction du PAPR associée à la prédistorsion avant l'amplificateur. On évite ainsi des simulations intensives. Il faut noter enfin que dans notre analyse théorique, nous nous sommes restreints à l'étude de l'EVM et du rendement, mais d'autres critères tels que l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) ou même d'autres modèles d'amplificateur (par exemple à effets mémoire) pourraient être considérés.

La réduction du PAPR et la prédistorsion sont des traitements complémentaires comme nous l'avons montré. Le premier améliore l'efficacité du second et vice versa. De plus, ils ont des objectifs communs à savoir améliorer le rendement et la linéarité mais avec des performances différentes. Cela prouve qu'une approche conjointe peut être envisagée pour améliorer le compromis. Cela sera abordé dans le prochain chapitre.

Chapitre 3

Classification et état de l'art des techniques d'approche conjointe de la réduction du PAPR et de la linéarisation

Sommaire

3.1	Introduction	80
3.2	Approche conjointe linéarisation / réduction du PAPR . .	81
3.2.1	Historique	81
3.2.2	Approche conjointe non-collaborative	83
3.2.3	Approche conjointe collaborative	85
3.3	Classification générale des techniques d'approche conjointe	86
3.3.1	Les critères de classification	86
3.3.2	Vue d'ensemble de la classification générale	89
3.3.3	Autres critères liés aux techniques combinées	89
3.4	État de l'art des techniques d'approche conjointe	91
3.4.1	Introduction à l'état de l'art	91
3.4.2	Approche conjointe non-collaborative	91
3.4.3	Approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adapte la réduction du PAPR	95
3.4.4	Approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adapte la linéarisation	96
3.4.5	Approche conjointe collaborative bidirectionnelle qui adapte à la fois la réduction du PAPR et la linéarisation	98
3.5	Conclusion	102

3.1 Introduction

Dans le précédent chapitre, nous avons montré que la linéarisation et la réduction du PAPR étaient complémentaires. Cette complémentarité a conduit les concepteurs à les associer. Ainsi, certains émetteurs des standards actuels (les plus récents) disposent d'un module de réduction du PAPR suivi par un autre de linéarisation. Dans [86] par exemple, une architecture d'émetteurs intégrant une technique de réduction du PAPR et une autre de prédistorsion est étudiée pour des applications civiles et militaires. De même dans [84, 99, 100], un émetteur pour des systèmes de communication 4G (LTE-Advanced) est détaillé avec également un algorithme de réduction du PAPR et une méthode de prédistorsion polynomiale. Dans ces exemples, les simulations montrent que la réduction du PAPR améliore l'efficacité de la prédistorsion.

Cependant, les techniques de réduction du PAPR et de linéarisation sont à l'origine conçues et optimisées séparément, chacune selon ses propres critères. De plus, nous avons montré dans le chapitre précédent que ces deux traitements ont des effets mutuels et influent chacun sur la linéarité et le rendement. Il faut donc une nouvelle approche, une approche conjointe qui permettrait de tirer un meilleur profit de la complémentarité. Plusieurs techniques d'approche conjointe ont alors été proposées dans la littérature [87, 90, 101, 102]. Dans ce chapitre, nous reviendrons brièvement sur l'historique et le principe de l'approche conjointe avant de proposer une classification et un état de l'art des techniques d'approche conjointe existantes.

Avant de rentrer dans le vif du sujet, il est important de noter que l'approche conjointe constitue un sujet de recherche récent. En comparaison avec les travaux réalisés indépendamment sur la réduction du PAPR ou sur la linéarisation, les articles sur l'approche conjointe sont encore peu nombreux. L'équipe SCEE¹ de Supélec au sein de laquelle cette thèse s'est déroulée a une forte activité en traitement des non-linéarités, en particulier, sous l'angle de la réduction du PAPR. Cette thèse est la première étude de l'équipe sur l'approche conjointe. D'autres travaux de thèse ont également fait l'objet de développements similaires [103–105]. A cela, il faut ajouter deux importants projets collaboratifs dans lesquels Supélec a participé. Il s'agit premièrement du projet AMONT (Adaptation de Modulation OFDM face aux Non linéarités des Transmetteurs)² qui a abouti à la conclusion qu'il faut rendre les traitements collaboratifs. Deuxièmement, il y a eu le projet AMBRUN (Amplification large bande de signaux Multi-canaux pour systèmes Broadcast et Unicast)³ qui a pour objectif de faire évoluer les chaînes de com-

1. SCEE (Signal, Communication et Électronique Embarquée) est une équipe de recherche de Supélec (Campus de Rennes) et membre de l'IETR (Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes - UMR CNRS 6164).

2. Le projet AMONT (financé par la région Bretagne) est un projet PME du pôle Images & Réseaux labellisé en 2007. Son objectif était de définir, tester et implémenter des solutions de réduction du PAPR et de linéarisation pour les standards DRM et DVB-H. Les partenaires étaient TeamCast, Digidia, Supélec et ECAM. <http://www.bretagne-innovation.tm.fr/Actualites/Gros-plan-sur-le-projet-AMONT>

3. Le projet AMBRUN (financé par OSEO) est un projet FUI labellisé en 2011. L'objectif est

munications vers une plus forte mutualisation des équipements afin de gagner sur le coût, l'encombrement, le poids et le cas échéant sur la consommation. Le projet cherche dans ce cadre à améliorer les performances de l'amplificateur à l'aide d'une approche conjointe de la réduction du PAPR et de la linéarisation.

3.2 L'approche conjointe de la linéarisation et de la réduction du PAPR

Dans cette section, nous présentons brièvement les inventions clés et les différentes évolutions dans le contexte de la linéarisation et de la réduction du PAPR pour le traitement des non-linéarités et l'amélioration du rendement de l'amplificateur de puissance (AP). Cela nous permet ensuite d'introduire l'approche conjointe qui peut être collaborative ou non.

3.2.1 Historique

Même si l'approche conjointe est un sujet de recherche récent, l'idée d'améliorer les performances de l'amplificateur de puissance n'est pas nouvelle.

L'amplificateur de puissance : C'est un sujet de recherche qui débute en 1906 avec l'invention du premier amplificateur de puissance par *Lee De Forest* (1873 - 1961) [106]. Il s'agit de la première triode, nommée "*Audion*", un tube à vide capable de provoquer l'amplification d'un signal électrique [107]. Avec cette invention, la radiodiffusion va connaître un essor important jusqu'en 1914 avec la construction de la première ligne téléphonique transcontinentale par AT&T Labs⁴. Avec un diamètre de 3mm et pesant plus de 280kg/km, cette ligne avait une forte atténuation. Afin d'augmenter l'amplitude du signal émis, plusieurs amplificateurs (triodes à l'époque) étaient alors mis en cascade. Mais les effets de ces composants non-linéaires étaient tels qu'il en résultait un niveau intolérable d'altération du signal émis.

La linéarisation : En 1921, *Harold Stephen Black* (1898-1983) un ingénieur électricien américain rejoint le groupe Bell Labs et avait pour mission principale d'améliorer la ligne téléphonique de AT&T. En 1927, Black aborde le problème des distorsions introduites par l'amplificateur et propose de les compenser à l'aide d'une boucle de contre-réaction. L'idée consiste à modifier le signal amplifié de façon à compenser les distorsions introduites. La première technique de linéarisation, le *feedforward*, était alors née et est brevetée en 1928 [31]. Black continue ses travaux sur la linéarisation et invente la technique dite *feedback* [28] en 1937. On peut noter d'autres travaux sur le *feedback*

L'émission simultanée de signaux sur différents canaux par l'amélioration des performances radios de la fonction d'amplification de signaux multiplexés. Les partenaires sont TeamCast, Thales Communication, Supélec et l'ESIEE. <http://www.images-et-reseaux.com/fr/content/ambrun>

4. C'est la division recherche de AT&T (American Telephone and Telegraph) Corporation. Elle a été créée en 1925 faisant partie des Bell Labs.

menés par *Seidel* (en 1968) [30] et *Wood* (1971) [29]. Parallèlement, d'autres techniques de linéarisation sont proposées. *Cox* propose la technique *LINC* (*Linear Amplification with Nonlinear Components*) [23]. La *prédistorsion* apparaît vers 1983 avec notamment les travaux de *Saleh* [108]. A partir des années 70 également, les premières applications intégrant une technique de linéarisation à coté de l'amplificateur apparaissent. On a d'abord la technique *feedforward* appliquée dans les systèmes VHF en 1968 [30], les communications militaires en 1982 [109], la télévision par câble en 1988 [110], la télévision par satellite en 1986 [111] et enfin les systèmes radio cellulaires (station de bases et mobiles) en 1988 [112]. On retrouve ensuite la technique *feedback* dans les systèmes de téléphonie HF par Bande Latérale Unique (BLU) en 1971 [113] et dans le système TETRA (Trans European Trunked Radio) [114].

Des modulations mono-porteuses vers les multi-porteuses et l'OFDM : En parallèle à l'essor des techniques de linéarisation, on peut noter d'une part l'évolution de la technologie de l'amplificateur à travers notamment l'invention en 1947 du transistor [115] et d'autre part l'évolution des formes d'ondes des signaux émis. Le concept des modulations multi-porteuses apparaît dans les années 50. Il consiste à transmettre des données simultanément en les modulant sur un grand nombre de porteuses. Il faut attendre la fin des années 60 pour l'utilisation des porteuses orthogonales. Le brevet sur l'*OFDM* (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) date de 1970 [116]. En 1971, *Weinstein* et *Ebert* proposent d'utiliser la Transformée de Fourier Discrète (TFD ou en anglais DFT, Discrete Fourier Transform) [117], ce qui permet l'implémentation numérique de l'OFDM. Avec l'apparition du premier processeur *DSP* (*Digital Signal Processor*) en 1979 [118], l'OFDM est considéré comme technique de modulation pour de nombreuses applications hauts débits notamment par *L.J. Cimini* en 1985 pour la radiophonie mobile [119] et par *M. Alard* et *R. Lassale* en 1987 pour la diffusion numérique [120]. Des applications pour les communications large bande sont également envisagées. Ainsi, l'OFDM se retrouve dans des standards comme l'ADSL (Internet haut débit), le DVB-T (télévision numérique terrestre), le LTE (4ème génération de réseaux mobiles), le Wi-fi et le WiMax.

La réduction du PAPR : Le succès de la modulation OFDM vient de sa robustesse contre la sélectivité en fréquence et au bruit impulsif du canal de propagation ce qui permet d'atteindre des débits élevés. Mais elle génère des signaux de grande dynamique d'amplitude. Cette dynamique est souvent définie comme le rapport entre la puissance maximum et la puissance moyenne du signal (PAPR, Peak to Average Power Ratio). Le PAPR impose que l'amplificateur soit linéaire sur une grande plage de puissance, ce qui nécessite de considérer un point de fonctionnement avec un grand recul de puissance (i.e sur-dimensionnement) et ce qui en fin de compte réduit le rendement énergétique de l'amplificateur. En 1981, *Greenstein* et *Fitzgerald* proposent la première approche de réduction du PAPR [121]. L'idée est de réduire la dynamique de puissance des signaux à amplifier permettant ainsi de se rapprocher un peu plus de la saturation où le rendement est meilleur. De nombreuses techniques de réduction du PAPR ont ensuite été développées. Les plus importantes sont listées dans le chapitre 1 (section 1.5, page 43).

Association linéarisation et réduction du PAPR : Aux environs des années 2000, il y avait d'une part des techniques de linéarisation qui cherchent à compenser les non-linéarités de l'amplificateur et d'autre part des techniques de réduction du PAPR qui cherchent à réduire la dynamique du signal afin d'améliorer le rendement d'amplification. En parallèle à ces deux catégories de techniques, plusieurs travaux mettent en évidence leur complémentarité et proposent de les associer [90,91,122,123]. Mais il faut attendre 2008 pour que soit proposé le premier standard associant la linéarisation et la réduction du PAPR en option [124]. Il s'agit du standard DVB-T2 (deuxième génération de la télévision numérique terrestre) qui propose de façon optionnelle l'utilisation soit de porteuses dédiées pour la réduction du PAPR comme le suggère J. Tellado dans sa thèse [65], soit de la technique ACE [66]. Le problème de cette association est que ces deux catégories de techniques (linéarisation et réduction du PAPR) sont conçues et implantées de façon séparée bien que très liées. De plus, elles interagissent l'une sur l'autre comme nous l'avons montré de façon analytique dans le chapitre 2. Cette association peut donc gagner en performance si l'on adopte une approche conjointe, dans laquelle s'inscrit nos travaux.

De l'association vers l'approche conjointe : L'approche conjointe est une nouvelle vision, une vision plus globale de la réduction du PAPR et de la linéarisation. L'objectif ultime est d'avoir un émetteur RF fonctionnant avec une grande linéarité et une consommation énergétique faible. La réduction du PAPR et la linéarisation ne sont plus vues comme deux alternatives séparées et indépendantes comme cela est fait jusqu'à présent. Elles deviennent donc complémentaires et liées. La première idée intuitive de l'approche conjointe est l'association simple que nous définissons comme une approche conjointe *non-collaborative*. Pour aller au delà de cette simple association, il est possible de permettre des échanges d'information entre les techniques de réduction du PAPR et de linéarisation : dans ce cas, cette approche conjointe sera qualifiée de *collaborative*.

3.2.2 Approche conjointe non-collaborative

L'idée d'une approche conjointe non-collaborative de la réduction du PAPR et de la linéarisation s'est imposée de façon intuitive. La linéarisation augmente la linéarité de l'amplificateur tandis que la réduction du PAPR améliore son rendement énergétique. De plus de nombreuses simulations ont montré que la réduction du PAPR améliore l'efficacité de la linéarisation [85, 86] validant par la même occasion les conclusions analytiques du précédent chapitre. Leur association va donc augmenter la linéarité et le rendement de l'amplificateur et en fin de compte améliorer le compromis recherché.

L'approche conjointe non-collaborative consiste donc en une association en cascade sans échange d'information d'une technique de réduction du PAPR et une autre de linéarisation comme le montre la figure 3.1. La réduction du PAPR et la linéarisation sont séparées et indépendantes. Les paramètres de la réduction du PAPR sont choisis et ajustés indépendamment de la linéarisation et vice versa.

Grâce à la complémentarité des deux traitements, les performances de l'amplificateur

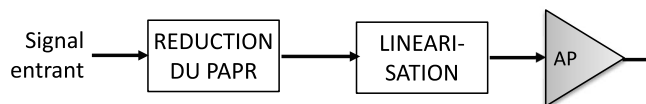


FIGURE 3.1 – Approche conjointe non-collaborative de la réduction du PAPR et de la linéarisation

de puissance sont améliorées. En effet, les performances en terme de linéarité (EVM, ACPR, etc.) sont meilleures que si l'on considérait un seul traitement (soit la réduction du PAPR ou soit la linéarisation). Il en est de même pour le rendement énergétique. Nous l'avons démontré théoriquement dans le chapitre précédent. De plus, de nombreux résultats de simulations existent dans la littérature illustrant les performances en termes de linéarité et de rendement de l'association de la réduction du PAPR et de la linéarisation [85–87, 122, 123, 125–129]

L'avantage de l'approche conjointe non-collaborative est qu'il existe déjà dans la littérature de nombreuses techniques de linéarisation et de réduction du PAPR. La plupart de ces techniques sont implémentables ou déjà implémentées dans des systèmes réels. Cela offre donc de nombreuses possibilités d'association. De plus, pour améliorer le compromis, les techniques associées peuvent faire l'objet d'un choix judicieux en évitant par exemple les techniques de réduction du PAPR qui ajoutent des non-linéarités.

Cependant, même si la performance de chacune des techniques associées a été optimisée selon ses propres critères, la performance globale n'est pas forcément optimale à cause des possibles effets antagonistes. En effet, nous avons montré dans le chapitre précédent que la réduction du PAPR et la linéarisation ont des effets mutuels ; chacun influence aussi bien la linéarité que le rendement. Il n'est donc pas exclu que les inconvénients (effets néfastes) de l'un viennent atténuer les performances de l'autre. De plus les techniques de réduction du PAPR n'ont très souvent aucune connaissance du PAPR du signal sortant. Et comme c'est un traitement indépendant de la linéarisation, cela aboutit soit à un *sur-dimensionnement* de l'amplificateur, donc des complexités de traitement inutiles, soit à un *sous-dimensionnement* qui aura pour conséquence la dégradation des performances. En effet, le sur-dimensionnement témoigne d'un système inefficace qui résulte par exemple d'une trop forte réduction du PAPR de telle sorte que le PAPR résultant est très faible par rapport à l'IBO sans pour autant améliorer le rendement énergétique puisque l'IBO est fixé. Quant au sous-dimensionnement, il représente un système qui sature et qui génère des non-linéarités. Il s'explique par exemple par une trop faible réduction du PAPR ou par une linéarisation insuffisante de telle sorte que le PAPR résultant est plus grand que l'IBO. Pour éviter cela, il est judicieux de rendre les traitements collaboratifs et adaptatifs à travers des échanges d'information : c'est l'approche conjointe collaborative.

3.2.3 Approche conjointe collaborative

L'approche conjointe collaborative consiste en une combinaison collaborative de la réduction du PAPR et de la linéarisation. L'idée est de profiter au mieux de la complémentarité entre ces deux traitements en prenant en compte leurs effets mutuels. Le schéma de la figure 3.2 illustre le principe de l'approche conjointe collaborative.

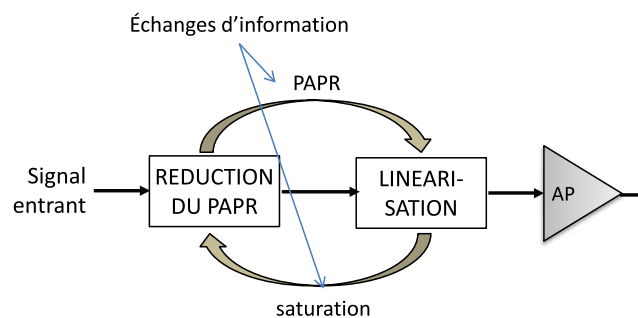


FIGURE 3.2 – Approche conjointe collaborative de la réduction du PAPR et de la linéarisation

La collaboration entre les deux traitements se fait à travers des échanges d'information. Les informations échangées peuvent être par exemple le PAPR du signal résultant après la réduction du PAPR ou encore la puissance de compression 1dB de l'amplificateur combiné à la linéarisation. En effet, la linéarisation a pour avantage d'étendre la zone linéaire de l'amplificateur en augmentant la puissance de compression 1dB. Le nouveau point de compression doit donc être envoyé à la réduction du PAPR afin que cette dernière adapte sa performance. De même, après la réduction du PAPR, la linéarisation doit également adapter sa performance en fonction du PAPR du signal résultant.

Cette adaptation de la réduction du PAPR en fonction de la linéarisation et/ou vice versa permet d'éviter d'une part le sur-dimensionnement et d'autre part le sous-dimensionnement de l'amplificateur de puissance qui peuvent résulter d'une simple association (approche conjointe non-collaborative).

L'approche conjointe collaborative a de plus l'avantage d'aborder la réduction du PAPR et la linéarisation en même temps ; cela rend possible la paramétrisation de ces deux traitements de façon conjointe et dynamique, ce qui était impossible dans l'approche non-collaborative. On peut par conséquent effectuer une recherche dynamique et conjointe du compromis entre la linéarité et le rendement de l'amplificateur. Cet aspect peut être intéressant pour des systèmes ayant besoin d'effectuer la réduction du PAPR et la linéarisation en temps réel, ce qui est le but de la Radio Intelligente (RI) où les formes d'ondes utilisées ont une valeur moyenne de PAPR qui varie en temps réel du fait de l'accès opportuniste au spectre. Ainsi, un moteur de décision sera chargé de compiler les informations provenant des capteurs au sens de la RI afin de choisir les paramètres de réduction du PAPR et de linéarisation de façon intelligente. Nous reviendrons en détails sur cet aspect dans le chapitre 4 (section 4.4, page 119) de ce document.

3.3 Classification générale des techniques d’approche conjointe

Nous proposons dans cette section une classification générale des techniques d’approche conjointe. Aucune classification de cette nature n’a été trouvée dans la littérature; ce que nous proposons ici est donc notre contribution et un début d’analyse des techniques d’approche conjointe.

3.3.1 Les critères de classification

3.3.1.1 Classification en collaborative ou non

Les techniques d’approche conjointe associent de façon générale des techniques de linéarisation et de réduction du PAPR. Ces techniques peuvent s’échanger des informations afin de s’adapter les unes par rapport aux autres; dans ce cas, on parle alors d’approche conjointe collaborative. Dans le cas où il n’y a pas d’échanges d’information, l’approche conjointe est non-collaborative. Ceci est illustré sur la figure 3.3.

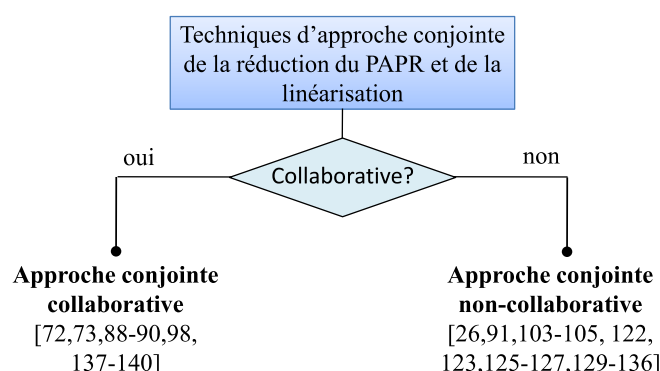


FIGURE 3.3 – Classification suivant que l’approche conjointe est collaborative ou non

Dans la littérature, les articles abordant l’approche conjointe non-collaborative peuvent se retrouver par exemple dans [26,91,103–105,122,123,125–127,129–136] tandis que ceux proposant des techniques d’approche conjointe collaborative sont [72, 73, 88–90, 98, 137–140].

3.3.1.2 Classification en fonction de la direction des échanges d’informations

Les techniques d’approche conjointe collaborative échangent des informations afin de permettre à la linéarisation et à la réduction du PAPR de s’adapter l’une en fonction de l’autre comme le montre la figure 3.2. Cette collaboration peut alors être bidirectionnelle ou unidirectionnelle en fonction de la nature des échanges d’information. Dans le premier cas, la réduction du PAPR s’adapte en fonction de la linéarisation et vice versa; l’adaptation est bidirectionnelle. Dans le second cas, soit la réduction du PAPR

s'adapte en fonction de la linéarisation ou l'inverse : l'adaptation est unidirectionnelle. Le critère d'adaptation bidirectionnelle peut donc permettre d'affiner la classification comme le montre la figure 3.4.

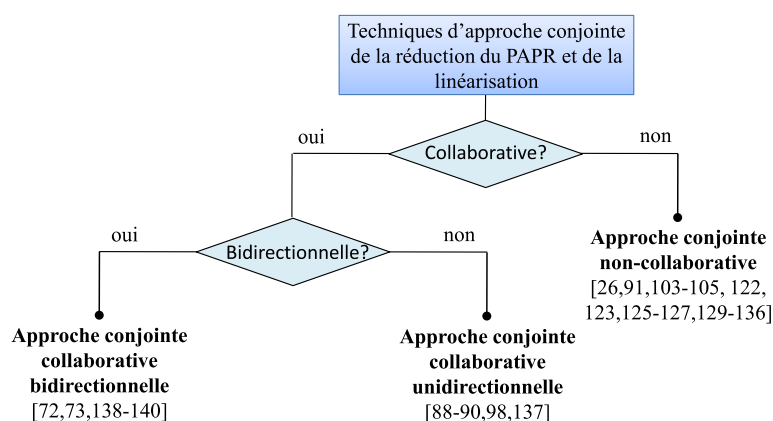


FIGURE 3.4 – Classification suivant que l'approche conjointe collaborative est uni- ou bi- directionnelle

Dans la littérature, plusieurs techniques d'approche conjointe collaborative bidirectionnelle ont été proposées dans [72, 73, 138–140]. Quant aux techniques d'approche conjointe collaborative unidirectionnelle, la plupart se retrouvent dans [88–90, 98, 137].

3.3.1.3 Classification en fonction de la cible de l'adaptation

Lorsque l'approche conjointe est collaborative et unidirectionnelle, on a donc deux cas correspondant à la nature des informations échangées.

On a dans un premier temps le cas où les échanges d'information sont faits uniquement de la linéarisation vers la réduction du PAPR qui s'adapte en conséquence. C'est donc la réduction du PAPR qui est ciblée dans le processus d'adaptation. Ce cas est illustré par la figure 3.5.

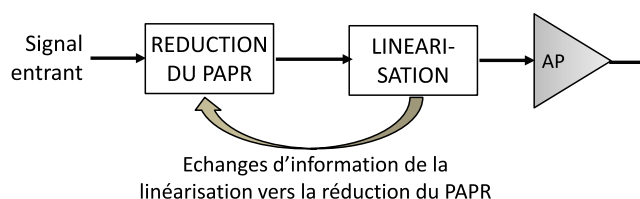


FIGURE 3.5 – Approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adapte la réduction du PAPR en fonction de la linéarisation

Il y a dans un second temps le cas où seule la technique de réduction du PAPR

envoi des informations vers la linéarisation qui ajuste sa performance en conséquence. La cible du processus d'adaptation est ici la linéarisation. La figure 3.6 illustre cette approche conjointe collaborative unidirectionnelle.

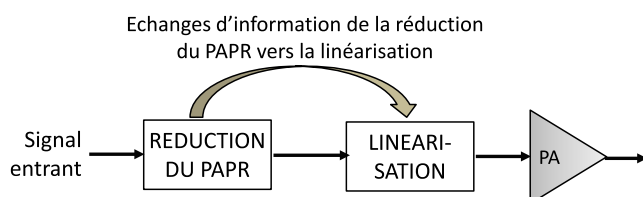


FIGURE 3.6 – Approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adapte la linéarisation en fonction de la réduction du PAPR

La cible du processus d'adaptation conjointe peut donc constituer un critère pour discriminer les techniques d'approche conjointe et affiner davantage la classification illustrée dans la figure 3.7.

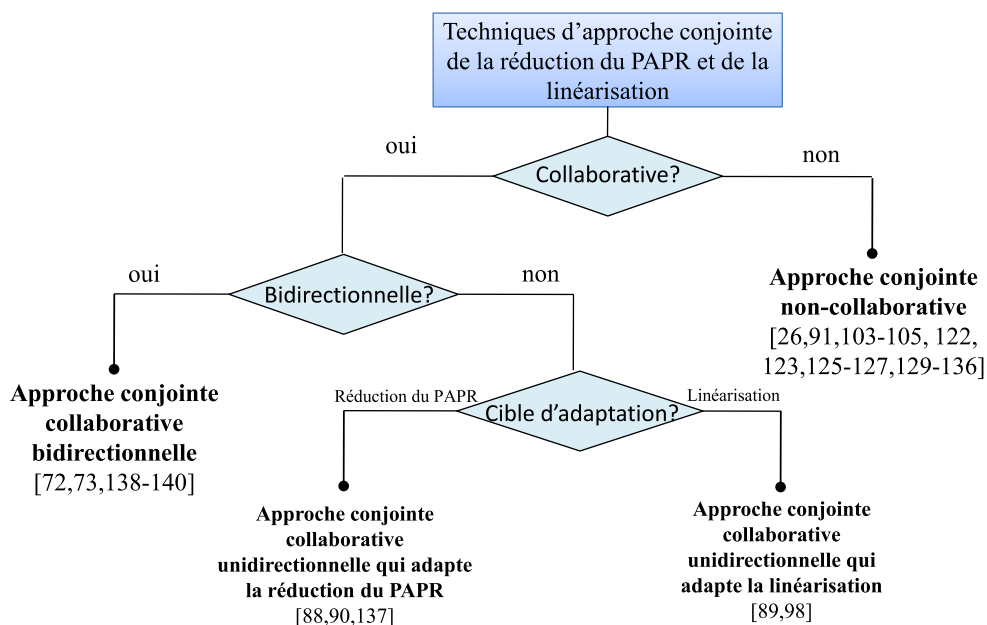


FIGURE 3.7 – Classification en fonction de la cible d'adaptation de l'approche conjointe collaborative unidirectionnelle

Dans la littérature, des techniques d'approche conjointe qui adaptent la réduction du PAPR en fonction de la linéarisation ont été proposées dans [88, 90, 137]. De même, des techniques d'approche conjointe qui adaptent la linéarisation par rapport à la réduction du PAPR sont présentées dans [89, 98].

3.3.2 Vue d'ensemble de la classification générale

Le résultat de la classification générale des techniques d'approche conjointe est donné dans la figure 3.8. Nous donnons également les schémas représentatifs de chaque technique ainsi que les références bibliographiques associées. Il faut noter que cette classification est restée volontairement suffisamment générale pour pouvoir intégrer toute nouvelle technique d'approche conjointe.

3.3.3 Autres critères de classification liés aux techniques combinées

En plus du principe de combinaison des techniques d'approche conjointe, d'autres critères peuvent également être considérés en fonction de l'objectif recherché. Ces critères sont liés aux techniques combinées. On peut citer la compatibilité descendante et la dégradation du TEB.

3.3.3.1 La compatibilité descendante

Les techniques d'approche conjointe sont implantées à l'émission juste avant l'amplificateur afin d'améliorer les performances de ce dernier. Cette implémentation peut nécessiter ou pas la modification du récepteur. Dans le premier cas, la technique n'est pas à compatibilité descendante et dans le second, elle est à comptabilité descendante.

Par exemple, les techniques de réduction du PAPR comme le clipping et la TR sont à compatibilité descendante; par conséquent leur combinaison avec une technique de linéarisation dans une approche conjointe sera également à compatibilité descendante. Par contre, les techniques probabilistes comme le SLM⁵, le PTS et les techniques de codage ne sont pas à comptabilité descendante. Il en sera de même pour toutes les techniques d'approche conjointe utilisant l'une de ces techniques pour réduire le PAPR.

3.3.3.2 La dégradation ou non du TEB

Certaines techniques de réduction du PAPR plus souvent appelées "techniques de distorsion" ajoutent des non-linéarités au signal initial afin de réduire le PAPR. Étant donné que la linéarisation ne compense pas ces non-linéarités (sous peine d'annuler l'effet de la réduction du PAPR), elles sont amplifiées et se retrouvent dans le signal amplifié. Cela entache la linéarité globale du système et contribue à réduire l'efficacité de l'amplificateur de puissance. Dans un contexte où les exigences en matière de linéarité et de rendement sont de plus en plus fortes, la non dégradation du TEB est donc un critère primordial.

Les techniques de réduction du PAPR qui dégradent le TEB sont par exemple le clipping, le companding, etc. Dans une approche conjointe utilisant l'une de ces techniques, le TEB sera dégradé. Il en sera de même pour les autres critères de linéarité qui existent dans la littérature, les principaux sont le MER, l'EVM et l'ACPR.

5. Mises à part les variantes aveugles publiées dans [45–47].

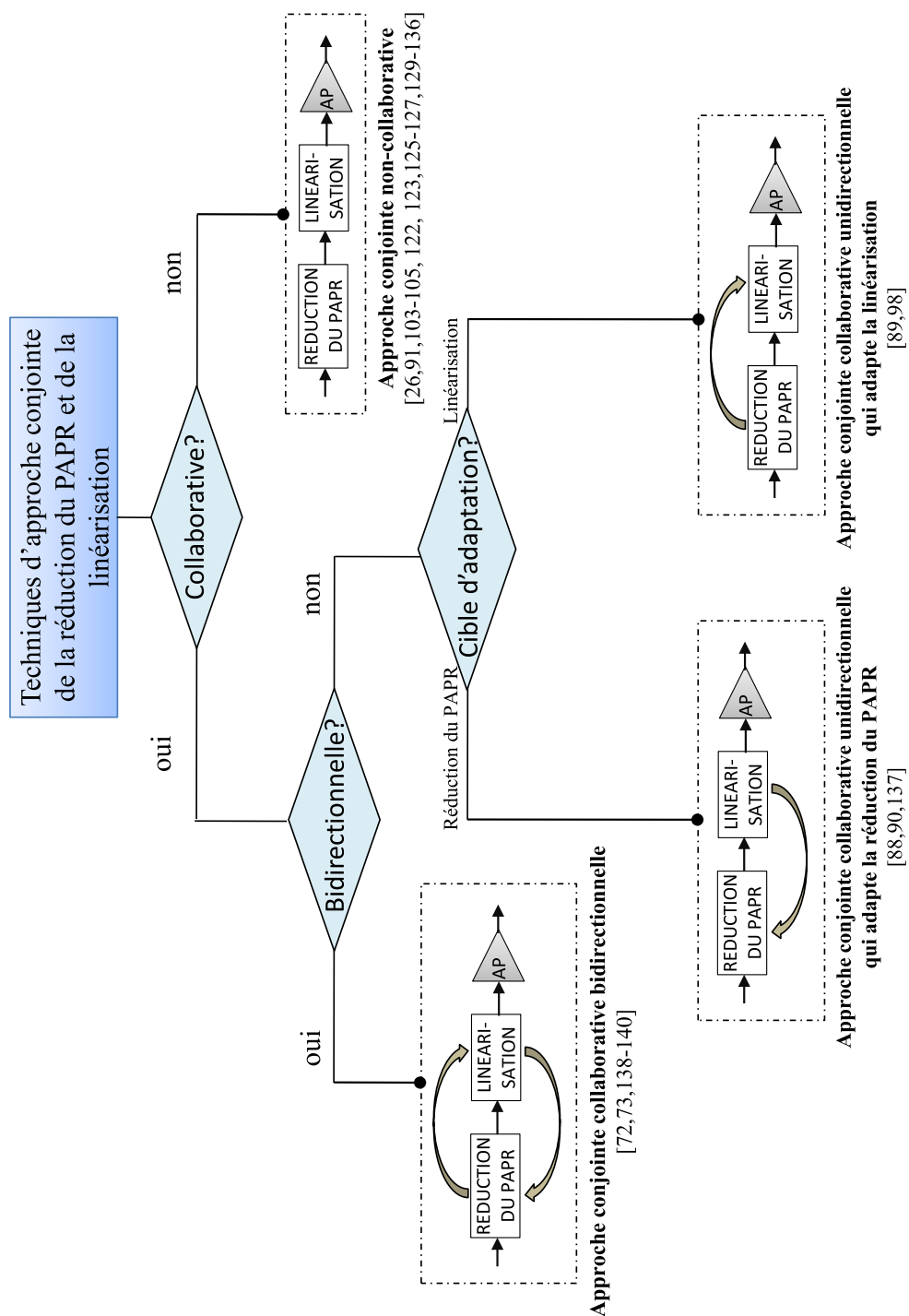


FIGURE 3.8 – Classification générale des techniques d'approche conjointe de la réduction du PAPR et de la linéarisation

3.4 État de l'art des techniques d'approche conjointe

Dans la littérature, on trouve très peu de techniques d'approche conjointe; cela témoigne du fait qu'elles constituent un sujet de recherche assez récent. La plupart des articles se contente d'une association simple (approche conjointe non-collaborative) de la réduction du PAPR et de la linéarisation. Seuls quelques uns abordent le problème plus en profondeur en proposant des techniques d'approche conjointe qui échangent des informations afin d'adapter la réduction du PAPR et la linéarisation l'une par rapport à l'autre et vice versa. Dans cette section, nous faisons un état de l'art de toutes ces techniques d'approche conjointe.

3.4.1 Introduction à l'état de l'art

A partir des figures 3.7 et 3.8, nous avons identifié quatre catégories de techniques d'approche conjointe :

- les techniques d'approche conjointe non-collaborative,
- les techniques d'approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adaptent la réduction du PAPR en fonction de la linéarisation,
- les techniques d'approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adaptent la linéarisation en fonction de la réduction du PAPR,
- les techniques d'approche conjointe collaborative bidirectionnelle qui adaptent à la fois la réduction du PAPR et la linéarisation,

Chaque catégorie comprend plusieurs exemples de techniques d'approche conjointe. La figure 3.9 donne des exemples de techniques que l'on trouve dans la littérature et que nous décrivons individuellement par la suite. Dans la catégorie des techniques non-collaboratives, on a des exemples de techniques associant le clipping plus la prédistorsion, ou encore la TR et la prédistorsion, etc. Dans les deux catégories de techniques collaboratives unidirectionnelles, on trouve des exemples de techniques qui adaptent la TR en fonction de l'IBO de l'amplificateur ou encore qui adaptent le degré du polynôme de prédistorsion en fonction du PAPR, etc. Enfin dans la catégorie des techniques collaboratives bidirectionnelles, on trouve des exemples comme le clipping inversible et l'approche polynomiale.

3.4.2 Les techniques d'approche conjointe non-collaborative

Les techniques d'approche conjointe non-collaborative associent plusieurs techniques de réduction du PAPR et de la linéarisation comme le montre la figure 3.1. Dans la littérature, trois groupes d'associations non-collaboratives ont été identifiés. On a d'abord une technique de linéarisation classique, généralement la prédistorsion, à laquelle on associe soit une technique de réduction du PAPR, soit une technique d'amélioration du rendement ou encore les deux à la fois.

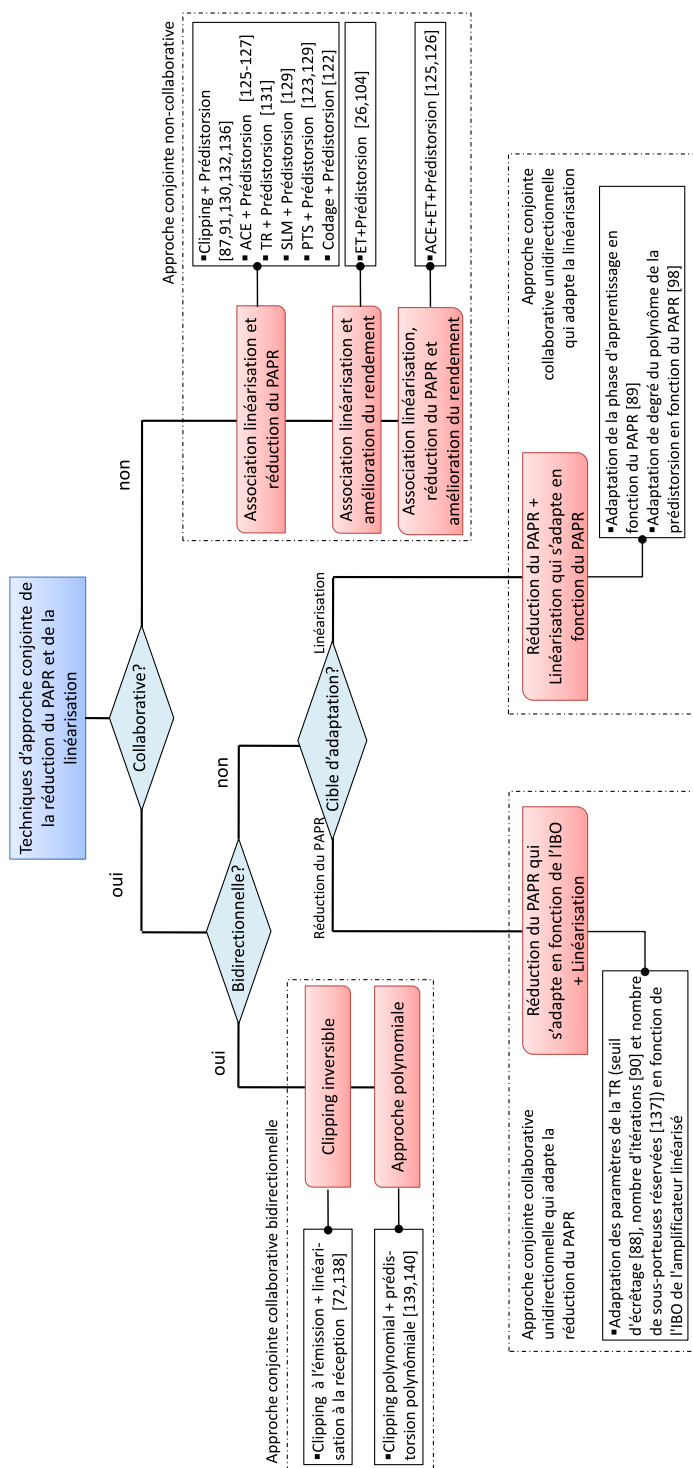


FIGURE 3.9 – État de l’art des techniques d’approche conjointe classées en fonction des quatre catégories illustrées sur la figure 3.7

3.4.2.1 Association de la réduction du PAPR et de la linéarisation

Le principe de ce type d'association est d'utiliser la réduction du PAPR pour augmenter le rendement de l'amplificateur tandis que la linéarisation améliore sa linéarité. La technique de réduction du PAPR peut être par exemple le clipping, la TR, l'ACE, etc. Dans la littérature, les exemples traitant de ce type d'association sont nombreux. Les principaux sont :

- *L'association du clipping et de la prédistorsion.* Le clipping est généralement accompagné du filtrage pour supprimer les remontées spectrales hors bandes. Cette association est présentée par les auteurs de [87, 91, 130, 132, 136] ; son grand avantage est sa simplicité mais à cause de la technique du clipping, il y aura une forte dégradation du TEB au niveau du signal amplifié. Pour limiter cet inconvénient du clipping, les auteurs de [91] ont proposé de rajouter le bruit d'écrêtage au signal amplifié comme le montre la figure 3.10 en se basant sur le principe de la linéarisation par Feedforward.

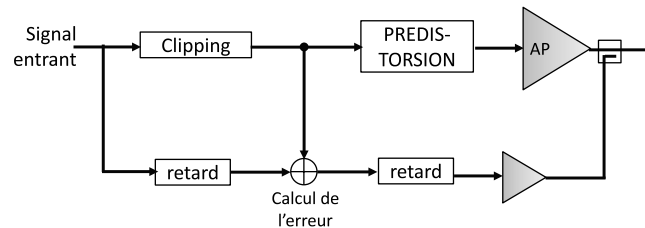


FIGURE 3.10 – Association clipping et prédistorsion avec la compensation du bruit de clipping par Feedforward [91]

- *L'association de l'ACE et de la prédistorsion* présentée par les auteurs de [125–127]. L'idée est de proposer une approche sans dégradation du TEB en utilisant l'ACE pour réduire le PAPR.
- *L'association de la Tone Reservation (TR) et de la prédistorsion* présentée par les auteurs de [131]. Le choix de l'algorithme du gradient pour la TR permet d'avoir une complexité raisonnable et l'utilisation des porteuses réservées permet de ne pas dégrader le TEB.
- *L'association d'une technique probabiliste et de la prédistorsion.* La technique probabiliste est soit le Selective Mapping (SLM) ou encore le Partial Transmit Sequence (PTS). Ces exemples d'association sont présentés par l'auteur de [123, 129]. L'inconvénient non-négligeable de ce type d'association est lié aux techniques probabilistes qui utilisent un grand nombre de FFT et présentent par conséquent une grande complexité. De plus ces techniques ne sont généralement pas à compatibilité descendante, elles nécessitent l'envoi d'informations pour le décodage des données à la réception. Cependant, il faut noter que des variantes du SLM remédient à cet inconvénient en proposant une version aveugle [45–47].
- *L'association d'une technique de codage et de la prédistorsion* présentée par les auteurs de [122]. Ils utilisent les codes complémentaires pour réduire le PAPR

avant de passer par la prédistorcion. Les techniques de codage de façon générale sont performantes, mais leur grande complexité à laquelle s'ajoute le fait qu'elles ne soient pas à compatibilité descendante constituent des inconvénients majeurs.

3.4.2.2 Association amélioration du rendement et linéarisation

L'idée de ce type d'association est d'agir directement sur l'amplificateur afin d'améliorer son rendement énergétique tout en utilisant une technique de linéarisation pour améliorer sa linéarité. Plusieurs techniques permettent d'améliorer le rendement en agissant sur l'amplificateur ; on les appelle techniques d'amélioration de rendement. On a par exemple la technique Doherty, le LINC, l'Enveloppe Tracking (ET), etc. Dans la littérature, ce type d'association a fait l'objet de plusieurs travaux de recherche dont [26,104]. Ces travaux se sont essentiellement focalisés sur la gestion dynamique de la polarisation de l'amplificateur à travers l'ET et la prédistorcion comme technique de linéarisation comme le montre la figure 3.11. L'ET présente des potentialités considérables en amélioration du rendement mais des problèmes techniques et pratiques rendent difficile son implémentation. En effet, la réalisation d'un modulateur de polarisation est très complexe pour les signaux à enveloppe non-constante [25].

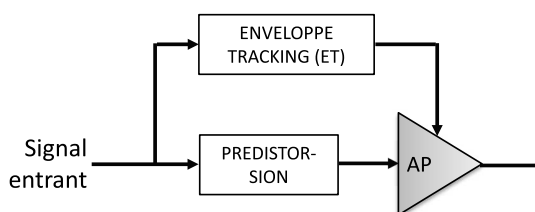


FIGURE 3.11 – Association de l'enveloppe tracking (ET) et de la prédistorcion [26,104]

3.4.2.3 Association réduction du PAPR, amélioration du rendement et linéarisation

Ce type d'association a été essentiellement abordé dans [105]. L'idée de base consiste à améliorer les performances de l'amplificateur de puissance en associant à la fois une technique de réduction du PAPR à savoir l'ACE, une technique d'amélioration du rendement qui est l'ET et enfin une technique de linéarisation qui est la prédistorcion. Cette association de trois techniques est illustrée sur la figure 3.12.

L'objectif est d'alléger les contraintes d'implémentation liées à l'ET en utilisant l'ACE. En effet, grâce à l'ACE, le signal a une dynamique réduite et donc une enveloppe qui varie lentement facilitant ainsi la réalisation du modulateur de polarisation de l'amplificateur.

Les résultats de ce type d'association sont prometteurs, le rendement est augmenté grâce à l'ET et ainsi que la linéarité grâce à la prédistorcion. Cependant, dans un

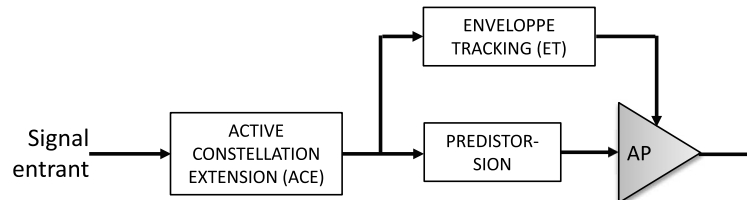


FIGURE 3.12 – Association de trois techniques, l’Active Constellation Extension (ACE), l’enveloppe tracking (ET) et la prédistorsion [125,126]

contexte multi-porteuse (OFDM), les signaux ont une forte dynamique qui varient rapidement. Cela pose de nouveau les problèmes techniques d’implémentation de l’ET même si on utilise l’ACE pour réduire le PAPR. Par ailleurs, l’association d’un nombre aussi important de techniques pour améliorer le rendement et la linéarité de l’amplificateur pose le problème de la complexité et de la consommation énergétique de l’ensemble. Pour des applications mobiles, ce sont deux critères importants.

3.4.3 Les techniques d’approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adaptent la réduction du PAPR

L’adaptation de la réduction du PAPR par rapport à la linéarisation est très importante pour se rapprocher du compromis optimal entre la linéarité et le rendement au niveau de l’amplificateur. Le principe est illustré sur la figure 3.5. La première étape consiste à collecter les informations relatives à la performance de la technique de linéarisation. Ces informations sont essentiellement le point de saturation de la nouvelle fonction de transfert de l’amplificateur “linéarisé”. La deuxième étape consiste à choisir les paramètres de la technique de réduction du PAPR en fonction des informations reçues.

3.4.3.1 Adaptation de l’algorithme de la TR en fonction de l’IBO de l’amplificateur “linéarisé”

Dans la littérature, plusieurs articles [88,90,137] ont proposé des techniques d’approche conjointe collaborative qui adaptent le gain de réduction du PAPR en fonction de la performance de la technique de linéarisation. Ces techniques associent principalement un algorithme de la TR comme technique de réduction du PAPR avec la prédistorsion pour la linéarisation. L’algorithme de TR peut s’adapter de plusieurs manières différentes comme le montre la figure 3.13.

- Dans [88], les auteurs ont choisi d’adapter le seuil d’écrtage de l’algorithme gradient de la TR en fonction du point de compression 1dB (ou encore point de saturation) de la fonction de transfert de l’amplificateur “linéarisé”.
- Les auteurs de [90] par contre insistent sur le fait que même si la technique de réduction du PAPR et celle de prédistorsion sont optimales indépendamment l’une

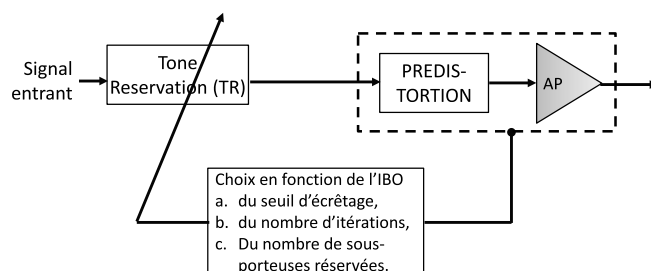


FIGURE 3.13 – Adaptation des paramètres de la TR (a-seuil d'écrêtage, b-nombre d'itérations, c-nombre de sous-porteuses réservées) en fonction de l'IBO de l'amplificateur "linéarisé" [88, 90, 137]

de l'autre, leur simple association en cascade ne peut être optimale à cause d'éventuels effets antagonistes. Ils proposent alors de choisir le seuil d'écrêtage de l'algorithme de TR égal au point de compression 1dB de la fonction de transfert de l'amplificateur combiné à la prédistorsion, puis de choisir le bon nombre d'itérations afin d'atteindre le gain désiré de réduction du PAPR. Ce gain désiré est choisi de telle sorte que le PAPR du signal résultant soit comparable au recul IBO de l'amplificateur.

- Dans [137], en plus de choisir le seuil d'écrêtage en fonction du point de saturation de l'amplificateur, les auteurs proposent d'adapter le nombre de sous-porteuses réservées pour la réduction du PAPR en fonction du gain recherché.

L'avantage de ces techniques est la non-dégradation du TEB du fait de l'application de la TR sur les sous-porteuses nulles ou réservées. De plus avec le choix des paramètres de l'algorithme de TR (seuil d'écrêtage, nombre d'itérations, nombre de sous-porteuses réservées) en fonction des performances de la prédistorsion, cette approche conjointe adapte le gain de réduction du PAPR.

3.4.4 Les techniques d'approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adaptent la linéarisation

Mis à part le clipping simple et quelques techniques de codage, la plupart des algorithmes de réduction du PAPR ne permettent pas de prédire la valeur instantanée du PAPR après réduction. Cela a pour conséquence le sur-dimensionnement de l'amplificateur de puissance afin d'éviter la saturation. Il y a donc une perte d'efficacité et de rendement énergétique. Pareillement à l'adaptation de la réduction du PAPR par rapport à la linéarisation, il est aussi possible de concevoir des techniques d'approche conjointe qui adaptent la linéarisation en fonction de la réduction du PAPR. La figure 3.6 en illustre le principe.

La dynamique du signal sortant après réduction du PAPR est dans un premier temps transmise comme information au module de linéarisation. Dans un second temps, les paramètres de la technique de linéarisation, comme par exemple le degré du polynôme

de prédistorsion, sont adaptés en fonction de ces informations. Des exemples de techniques d'approche conjointe collaborative qui adaptent la linéarisation par rapport à la réduction du PAPR sont présents dans la littérature [89, 98]. Dans les paragraphes suivants, nous présentons chacun de ces exemples.

3.4.4.1 Adaptation de la phase d'apprentissage de la prédistorsion en fonction du PAPR

Dans [89], une combinaison du clipping & filtrage comme technique de réduction du PAPR et de la prédistorsion adaptative comme technique de linéarisation est proposée. L'adaptabilité de la prédistorsion se traduit par une phase d'apprentissage où les paramètres des fonctions de transfert AM/AM et AM/PM de l'amplificateur sont calculés. Cette phase est exécutée régulièrement afin d'avoir une prédistorsion efficace. Les auteurs de [89] ont remarqué que l'amplificateur de puissance est sensible aux caractéristiques du signal entrant. En particulier, pendant la phase d'apprentissage, les paramètres calculés dépendent du PAPR du signal entrant et de sa puissance moyenne. Ils proposent donc :

- a) d'enlever le bloc de réduction du PAPR pendant la phase d'apprentissage pour éviter les variations de puissance moyenne à l'entrée de l'amplificateur et pour garder des conditions similaires dans les phases d'apprentissage et de linéarisation.
- b) d'appliquer conjointement la réduction du PAPR et la prédistorsion pendant la phase de linéarisation.

La performance de la prédistorsion est ainsi améliorée. Le principe de cette approche est illustré sur la figure 3.14. Une boucle retour permet d'évaluer la performance de la linéarisation en fonction de laquelle la phase d'apprentissage est déclenchée.

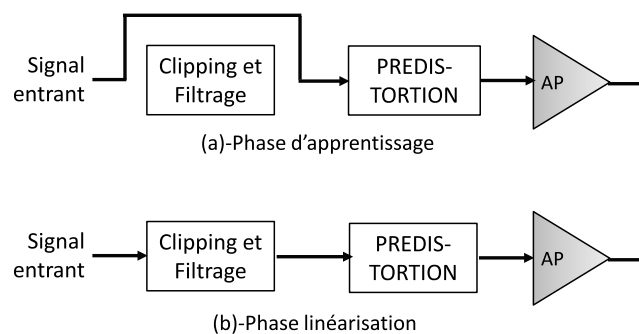


FIGURE 3.14 – Principe de l'adaptation de la phase d'apprentissage en fonction du PAPR [89]

3.4.4.2 Adaptation du degré du polynôme de prédistorsion en fonction du PAPR

Dans [98], nous avons proposé d'adapter le degré du polynôme de prédistorsion en fonction du PAPR du signal après réduction. Cela permet d'adapter la performance de la prédistorsion (et donc la linéarité de l'amplificateur) en fonction de celle de la technique de réduction du PAPR. Le principe est illustré sur la figure 3.15.

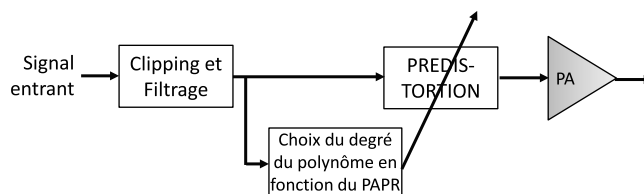


FIGURE 3.15 – Principe de l'adaptation du degré du polynôme de prédistorsion en fonction du PAPR [98]

Dans un souci de satisfaire les exigences de linéarité, les systèmes actuels intègrent automatiquement une technique de linéarisation avec des algorithmes de plus en plus complexes et nécessitant des temps de calcul importants. En prenant l'exemple de la prédistorsion polynomiale, plus le degré du polynôme est grand, meilleure est la performance en linéarité obtenue. En d'autres termes, la réponse combinée de la fonction de transfert de l'amplificateur et du polynôme de prédistorsion est de plus en plus linéaire proportionnellement au degré choisi comme l'illustre la figure 3.16. Cependant, en fonction de la dynamique du signal à linéariser (PAPR) et de sa puissance moyenne, une telle complexité de calcul n'est souvent pas nécessaire. On peut donc envisager d'alléger l'algorithme de prédistorsion en adaptant le degré du polynôme en fonction du PAPR du signal entrant. Le choix dynamique du degré du polynôme de prédistorsion a l'avantage de réduire sa complexité sans pour autant dégrader sa performance en linéarité.

3.4.5 Les techniques d'approche conjointe collaborative bidirectionnelle qui adaptent à la fois la réduction du PAPR et la linéarisation

Dans l'objectif d'une meilleure collaboration, il est possible d'adapter à la fois la réduction du PAPR et la linéarisation. Cette adaptation simultanée se fait grâce aux échanges d'information. Les échanges se font dans les deux sens comme l'illustre la figure 3.2.

Plusieurs techniques sont proposées dans la littérature [72, 138–140]. Parmi ces techniques, nous pouvons citer comme exemple le clipping inversible [72, 138] et l'approche polynomiale [139, 140].

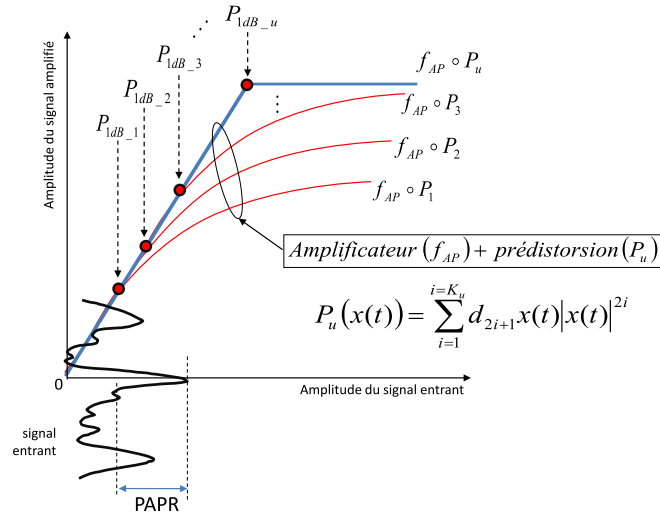


FIGURE 3.16 – Illustration de l’adaptation du degré m_u du polynôme de prédistorsion en fonction du PAPR du signal après réduction ($K_1 \leq K_2 \leq K_3 \leq \dots \leq K_u$)

3.4.5.1 Le clipping inversible

L’idée de base de la technique du clipping inversible est de masquer la non-linéarité de l’amplificateur de puissance par une non-linéarité plus forte (plus sévère) mais inversible à la réception comme le montre la figure 3.17. L’objectif est d’une part d’éviter les distorsions provoquées par l’amplificateur et donc de garantir une bonne linéarité grâce à l’inversion faite à la réception. D’autre part, le PAPR du signal de départ est également réduit permettant ainsi un gain de rendement énergétique. Ce double objectif fait du clipping inversible une technique d’approche conjointe.

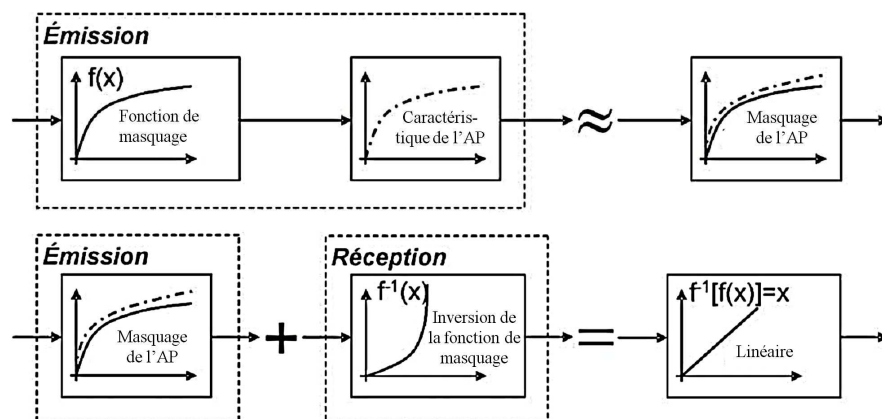


FIGURE 3.17 – Principe de base de la technique du clipping inversible [72]

De plus, du fait des échanges d'information, le clipping inversible peut être également considéré comme une approche collaborative bidirectionnelle. En effet, pour choisir la fonction de masquage⁶, il reçoit des informations de l'amplificateur, en particulier la puissance de saturation. De même pour réaliser la linéarisation, la fonction de masquage choisie doit être transmise puis inversée à la réception.

C'est une technique initialement utilisée dans le domaine de l'automatique et qui a été reprise par Salvatore Ragusa lors de sa thèse de doctorat [73]. Une description précise et détaillée de la méthode du clipping inversible est donnée dans [72, 73]. Cette méthode a été brevetée par FT-R&D en 2005 [138].

Le clipping inversible peut se résumer essentiellement en trois étapes que l'on peut distinguer sur la figure 3.17 :

1. La fonction de masquage ou encore d'écrêtage $f(x)$. Une telle fonction peut être facilement obtenue à l'aide d'une fonction polynomiale d'ordre impair ou d'une fonction exponentielle. Une étape de paramétrisation qui consiste à choisir le seuil d'écrêtage en fonction de l'amplitude de saturation, sera nécessaire pour s'adapter aux caractéristiques de l'amplificateur.
2. L'étape de filtrage qui n'est autre que le filtrage canal (filtre de Nyquist) afin de supprimer les remontées spectrales hors-bandes. Ce filtre est d'une importance capitale car il permet de respecter le masque d'émission défini par le standard.
3. La fonction d'inversion $f^{-1}(x)$ qui compense les non-linéarités introduites à l'émission par la fonction $f(x)$. Cette étape se fait en réception et améliore la linéarité du système (et donc le TEB). Pour une fonction polynomiale $f(x)$ de degré impair à l'émission par exemple, sa fonction inverse $f^{-1}(x)$ se déduit facilement : c'est également un polynôme de degré impair.

Le clipping inversible a l'avantage d'être une technique simple à implémenter mais elle n'est pas à compatibilité descendante car nécessite la modification du récepteur.

3.4.5.2 L'approche polynomiale

L'idée principale de cette approche est illustrée sur la figure 3.18 ; elle consiste à modéliser sous la même forme les techniques de réduction du PAPR et de linéarisation afin de pouvoir les combiner. Dans cet objectif, l'auteur de [139, 140] a proposé de modéliser le bruit de clipping et la prédistorsion sous forme polynomiale et de les combiner ensuite (figure 3.19). Le calcul des coefficients des polynômes de clipping et de prédistorsion se fait de manière collaborative et adaptative en fonction des variations de l'amplificateur de puissance.

Dans un premier temps, la prédistorsion est modélisée sous forme polynomiale avec la prise en compte des effets mémoire. Le signal discret prédistoré y_n s'écrit dans ce

6. La fonction de masquage est une fonction d'écrêtage choisie de telle sorte que le seuil d'écrêtage soit plus faible que l'amplitude de saturation

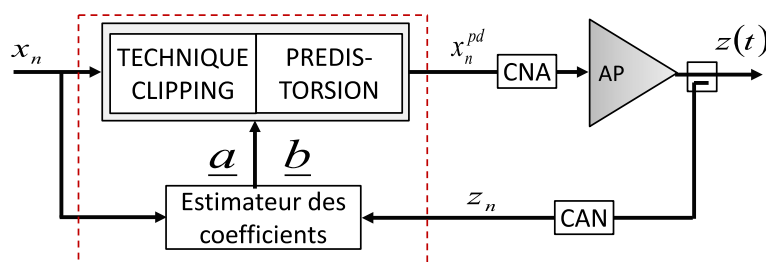


Figure 3.19

FIGURE 3.18 – L'approche conjointe polynomiale du clipping et de la prédistortion

cas :

$$y_n = x_n + \sum_{i=1}^K \sum_{m=0}^{M-1} a_i x_n |x_{n-m}|^{i-1}, \quad (3.1)$$

avec $\underline{a} = \{a_1, a_2, \dots, a_K\}$ l'ensemble des coefficients du polynôme de degré K . M est la profondeur de la mémoire.

Dans un second temps, on exprime également le bruit de clipping sous forme polynomiale. Soit Δ_n le bruit de clipping i.e $\Delta_n = x_n - f_{clip}(x_n)$ où $f_{clip}(\cdot)$ est la fonction de clipping. Le signal Δ_n s'exprime alors par :

$$\Delta_n = \sum_{i=1}^K \sum_{m=0}^{M-1} b_i x_n |x_{n-m}|^{i-1} \quad (3.2)$$

où l'ensemble $\underline{b} = \{b_1, b_2, \dots, b_K\}$ représente les coefficients du polynôme de clipping.

Le polynôme de clipping (3.2) et celui de la prédistorsion (3.1) sont ensuite additionnés en un seul. Le polynôme ainsi obtenu s'écrit alors :

$$\begin{aligned} x_n^{pd} &= y_n - \Delta_n \\ &= x_n + \sum_{i=1}^K \sum_{m=0}^{M-1} [a_i - b_i(t_{l-1})] x_n |x_{n-m}|^{i-1} \end{aligned} \quad (3.3)$$

où les $b_i(t_{l-1})$ sont les coefficients du bruit de clipping déterminés dans une précédente itération. En effet, les coefficients polynomiaux \underline{a} et \underline{b} sont estimés itérativement à l'aide de l'algorithme LMS⁷. La figure 3.19 donne le principe de fonctionnement de l'approche conjointe polynomiale. Les détails de calcul des coefficients \underline{a} et \underline{b} sont dans [139, 140].

La technique d'approche conjointe polynomiale a l'avantage de fusionner la réduction du PAPR et la prédistorsion dans un seul polynôme conjoint. De plus, grâce au filtrage pris en compte dans le processus de caractérisation du bruit de clipping, les remontées spectrales seront éliminées afin de respecter les exigences du masque du standard choisi.

7. LMS : Least Mean Square, minimisation des moindres carrés

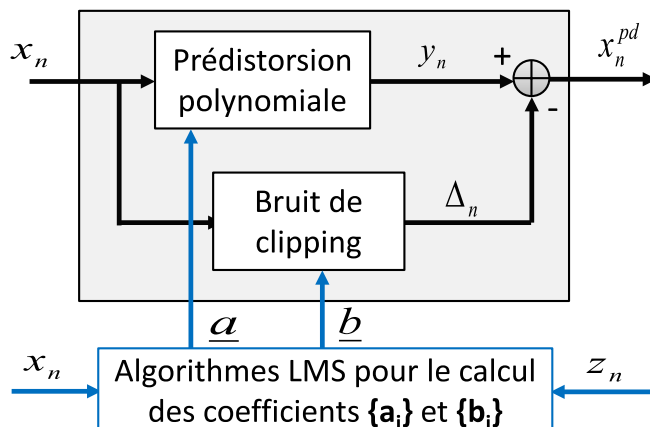


FIGURE 3.19 – Principe de fonctionnement de l'approche conjointe polynomiale

Par contre, il faut noter que les coefficients des polynômes de clipping et de prédistorsion sont calculés par deux algorithmes LMS inter-dépendants. A cela, il faut ajouter la dégradation du TEB entraînée par l'utilisation du clipping, ce qui constitue une perte de linéarité.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les techniques d'approche conjointe qui peuvent être collaboratives (avec échanges d'information) ou non (sans échange d'information). Une classification générale a été ainsi proposée. Nous avons présenté ensuite un état de l'art des techniques existantes.

Dans le prochain chapitre, nous montrons qu'à l'aide des techniques d'ajout de signal, il est possible d'avoir une vision commune de la réduction du PAPR et de la prédistorsion (choisie comme technique de linéarisation). Cette vision commune nous permet ensuite d'introduire l'approche conjointe par ajout de signal.

Chapitre 4

Vision commune des fonctions de réduction du PAPR et de prédistorsion par ajout de signal

Sommaire

4.1	Introduction	103
4.2	La prédistorsion comme technique d'ajout de signal	105
4.2.1	Principe général de la prédistorsion par ajout de signal	105
4.2.2	Génération du signal additionnel de prédistorsion	106
4.2.3	Résultats de simulation	110
4.3	Vision commune et approche conjointe par ajout de signal	112
4.3.1	Vision commune par ajout de signal	114
4.3.2	Approche conjointe par ajout de signal	114
4.3.3	Résultats de simulation	116
4.4	Approche conjointe par ajout de signal dans le contexte Radio Intelligente (RI)	119
4.4.1	RI et amplification non-linéaire	119
4.4.2	Introduction à l'approche conjointe dynamique	119
4.4.3	Prise en compte des capteurs RI	121
4.4.4	L'approche conjointe dynamique par ajout de signal	122
4.4.5	Quelques exemples de scénarios simples	124
4.4.6	Résultats de simulation	125
4.5	Conclusion	128

4.1 Introduction

Les techniques d'ajout de signal pour la réduction du PAPR sont prometteuses, elles ont un succès de plus en plus grandissant. Des techniques comme le clipping [70],

le PC-CFR (Peak Cancellation - Crest Factor Reduction) [83, 141], la TR [142, 143] etc. sont déjà implantés dans certains émetteurs (les plus récents). Il faut noter également que depuis 2008, l'ACE [66] et la TR [65] ont été adoptées (de façon optionnelle) pour les émetteurs de la deuxième génération de la télévision numérique terrestre (DVB-T2) [124]. Toutes ces techniques sont attrayantes pour plusieurs raisons, parmi lesquelles on peut citer la performance en réduction du PAPR, la non-dégradation du TEB, la compatibilité descendante, etc. Mais la raison principale vient du fait que les techniques d'ajout de signal offrent une grande flexibilité dans le traitement. En fonction des exigences du système ou des objectifs visés, il est possible de contrôler le seuil d'écrêtage, la puissance, le nombre et la position des sous-porteuses utilisées pour générer le signal additionnel de réduction du PAPR. Dans un contexte d'approche conjointe de la réduction du PAPR et de la prédistorsion, nous montrons dans ce chapitre qu'il est possible de modéliser la prédistorsion comme une technique d'ajout de signal au même titre que les techniques de réduction du PAPR par ajout de signal. Cela permet ainsi d'avoir une vision commune, sous-porteuse par sous-porteuse, des deux traitements (réduction du PAPR et prédistorsion) et de profiter des avantages en flexibilité des techniques d'ajout de signal.

Dans la première partie du chapitre, nous nous focalisons sur la transformation de la prédistorsion en technique d'ajout de signal. Le signal additionnel de prédistorsion est alors le signal chargé de compenser les non-linéarités de l'amplificateur. Dans un contexte sans mémoire et en s'appuyant sur le fait que la distribution du signal OFDM converge vers un processus gaussien complexe, l'existence d'un tel signal est facilement démontrable en utilisant le théorème de Bussgang [144]. Deux algorithmes pour générer le signal de prédistorsion sont ensuite présentés. Le premier est basé sur le théorème de Bussgang pour une prédistorsion sans mémoire où une phase préliminaire d'estimation de l'amplificateur de puissance est nécessaire. Le second algorithme est itératif et n'a pas besoin a priori d'une phase d'estimation de l'amplificateur. La prédistorsion dans ce cas peut être avec ou sans mémoire. Des résultats de simulation de ces algorithmes en terme de réduction du PAPR (CCDF) et de linéarité (EVM, ACPR et DSP) seront présentés.

Dans la seconde partie du chapitre, nous abordons la vision commune et l'approche conjointe de la réduction du PAPR et de la prédistorsion par ajout de signal. En effet, grâce à la nouvelle formulation de la prédistorsion en technique d'ajout de signal ainsi qu'aux techniques de réduction du PAPR par ajout de signal, nous avons une vision commune de ces deux traitements. Plusieurs scénarios d'approche conjointe par ajout de signal peuvent donc être envisagés. Nous en présentons deux : le premier est une combinaison des deux traitements en série et le second en parallèle. Chaque scénario est validé par des simulations et nous comparons leurs performances.

Enfin dans la troisième partie du chapitre, nous présentons une méthodologie d'approche conjointe par ajout de signal dans le contexte Radio Intelligente (RI). L'idée de base est de profiter au mieux de la flexibilité obtenue grâce aux techniques d'ajout de signal afin d'adapter dynamiquement les signaux additionnels de réduction du PAPR et de prédistorsion en fonction de l'environnement radio. Dans cette partie, nous présentons d'abord les aspects clés de la RI ainsi que les problèmes rencontrés au niveau de

l'amplificateur. Ensuite, nous décrivons la méthodologie proposée pour l'adaptation des signaux additionnels de réduction du PAPR et de prédistorsion. Deux scénarios correspondant à deux exemples d'environnement radio sont présentés et simulés afin d'étayer la méthodologie proposée.

Les résultats présentés dans ce chapitre ont fait l'objet de publications dans [?, 145, 146].

4.2 Transformation de la prédistorsion en technique d'ajout de signal

A cause de sa simplicité et de sa performance en linéarité, la prédistorsion est l'une des méthodes de linéarisation les plus utilisées [10]. Son principe de base est illustrée sur la figure 1.12. Dans cette section, nous ne considérons que la prédistorsion traditionnelle (basée sur une fonction non-linéaire polynomiale ou non) et nous montrons qu'elle peut être transformée en technique d'ajout de signal.

4.2.1 Principe général de la prédistorsion par ajout de signal

Dans le même principe que les techniques de réduction du PAPR par ajout de signal [65], nous proposons de modéliser la technique de prédistorsion par l'ajout d'un signal de correction juste avant l'amplificateur comme le montre la figure 4.1. Le signal additionnel $c^{pd}(t)$ est le signal de compensation des non-linéarités de l'amplificateur. Le signal prédistoré $x^{pd}(t)$ s'exprime par conséquent par :

$$x^{pd}(t) = x(t) + c^{pd}(t) \quad (4.1)$$

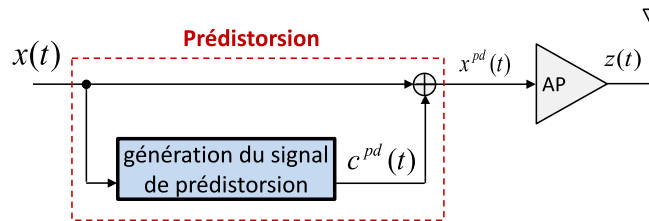


FIGURE 4.1 – Schéma de principe de la prédistorsion par ajout de signal

Si le signal additionnel de prédistorsion est judicieusement choisi, les distorsions d'amplitude et de phase introduites par l'amplificateur (1.10) sont compensées permettant ainsi une dynamique de puissance plus large. Dans ces conditions, on a :

$$f_{AP} \left(x(t) + c^{pd}(t) \right) = G_p x(t), \quad (4.2)$$

avec G_p le gain de prédistorsion. La problématique est alors de générer le signal additionnel $c^{pd}(t)$. Deux algorithmes sont proposés.

4.2.2 Génération du signal additionnel de prédistorsion

La preuve de l'existence puis le calcul du signal additionnel de prédistorsion peuvent être abordés de différentes manières. Une première idée est de se baser sur le théorème de Bussgang [144] dans un contexte d'amplification sans mémoire et à condition que le signal à amplifier suive un processus gaussien. Mais d'autres approches plus générales peuvent être également envisagées, par exemple en étudiant les produits d'inter-modulations après le passage d'un signal multi-fréquence dans une non-linéarité [27, 147–149] ou encore en se servant de la forme polynomiale de la fonction de transfert de l'amplificateur [10]. Dans la suite, nous nous focaliserons dans un premier temps sur le théorème de Bussgang pour montrer que toute technique de prédistorsion sans mémoire peut être formulée en technique d'ajout de signal. Un algorithme simple est alors proposé pour générer le signal additionnel de prédistorsion. Dans cet algorithme, une étape d'apprentissage des caractéristiques de l'amplificateur est nécessaire. Ensuite, nous proposons un autre algorithme basé sur la compensation d'erreur et qui génère itérativement le signal additionnel de compensation des non-linéarités de l'amplificateur de puissance. Contrairement au premier algorithme, une étape d'apprentissage des caractéristiques de l'amplificateur n'est pas nécessaire.

4.2.2.1 La prédistorsion sans mémoire modélisée comme une technique d'ajout de signal à l'aide du théorème de Bussgang

La prédistorsion traditionnelle consiste à appliquer à un signal entrant, une fonction non-linéaire $P(\cdot)$ qui est l'inverse de la fonction de transfert de l'amplificateur de telle sorte que la concaténation de cette fonction et de celle de l'amplificateur soit idéalement équivalente à une fonction linéaire. Cependant, la prédistorsion est limitée par le seuil de saturation au delà duquel le signal sortant est écrêté comme le montre la figure 4.2 avec A l'amplitude de saturation [10]. Dans un contexte où les effets mémoires de l'amplificateur de puissance peuvent être négligés, la fonction de prédistorsion $P(\cdot)$ peut être modélisée par un polynôme sans mémoire avec des monômes d'ordre impair [10, 22]. Considérons donc un polynôme de degré K avec les coefficients $\{d_1, d_3, \dots, d_{2K-1}\}$. En tenant compte de la saturation, le signal prédistoré s'exprime comme :

$$\begin{aligned} x^{pd}(t) &= P(x(t)), \\ &= \begin{cases} \sum_{k=0}^{K-1} d_{2k+1} x(t) |x(t)|^{2k}, & |x(t)| < A, \\ \sum_{k=0}^{K-1} d_{2k+1} A^{2k+1} e^{j\phi_0(t)}, & |x(t)| \geq A, \end{cases} \end{aligned} \quad (4.3)$$

où $\phi_0(t)$ est la phase du signal d'entrée $x(t)$.

D'après le *théorème de Bussgang*, lorsqu'un processus gaussien passe par une non-linéarité sans-mémoire, la fonction d'inter-corrélation entre l'entrée et la sortie est proportionnelle à la fonction d'auto-corrélation de l'entrée [144]. En considérant que la distribution du signal OFDM converge vers un processus gaussien [36], ce théorème peut être appliqué à la prédistorsion sans mémoire comme l'illustre la figure 4.3. Le

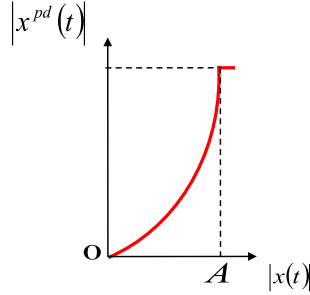


FIGURE 4.2 – Caractéristique AM/AM typique de la prédistorsion

signal résultant s'écrit alors comme suit :

$$\begin{aligned} x^{pd}(t) &= P(x(t)) \\ &= \alpha x(t) + d(t) \text{ où } \alpha = \frac{R_{xx^{pd}}(0)}{R_{xx}(0)}. \end{aligned} \quad (4.4)$$

$R_{xx^{pd}}(\tau)$ et $R_{xx}(\tau)$ sont respectivement les fonctions d'inter-corrélation et d'auto-corrélation des signaux d'entrée et de sortie. Il a été montré dans [144] que le terme de distorsion $d(t)$ est décorrélé du signal d'entrée $x(t)$ i.e $R_{xd}(\tau) = 0$. A partir de (4.1) et de (4.4), le signal de prédistorsion $c^{pd}(t)$ s'exprime alors comme :

$$c^{pd}(t) = (\alpha - 1)x(t) + d(t). \quad (4.5)$$

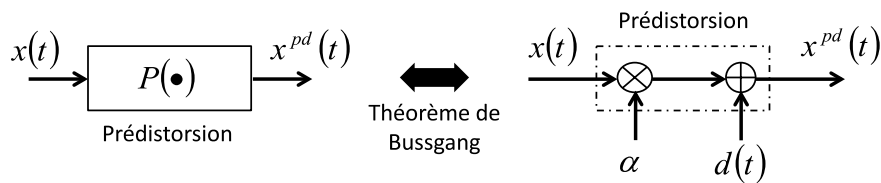


FIGURE 4.3 – Représentation schématique du théorème de Bussgang appliqué à la fonction de de prédistorsion

Nous nous focalisons dans la suite sur le calcul du facteur de corrélation α qui est nécessaire au calcul de $c^{pd}(t)$ dans (4.5). α est défini dans (4.4) par :

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{R_{xx^{pd}}(0)}{R_{xx}(0)} \\ &= \frac{E \{x^*(t)x^{pd}(t)\}}{P_r}, \end{aligned} \quad (4.6)$$

où P_r la puissance moyenne du signal OFDM. Sachant que l'enveloppe du signal OFDM, $r(t) = |x(t)|$, suit la loi de Rayleigh [36] dont l'expression est connue (2.1), si nous utilisons (4.3) dans (4.6), on peut montrer que :

$$\alpha = \frac{1}{P_r} \int_0^A \sum_{k=0}^{K-1} d_{2k+1} r^{2k+2} \frac{2r}{P_r} e^{-\frac{r^2}{P_r}} dr + \frac{1}{P_r} \int_A^{+\infty} \sum_{k=0}^{K-1} d_{2k+1} A^{2k+1} r \frac{2r}{P_r} e^{-\frac{r^2}{P_r}} dr. \quad (4.7)$$

Après quelques calculs, il s'en suit que :

$$\alpha = \sum_{k=0}^{K-1} d_{2k+1} P_r^k \gamma\left(k+2, \frac{A^2}{P_r}\right) + \sum_{k=0}^{K-1} d_{2k+1} \left(\frac{A^2}{P_r}\right)^{\frac{2k+1}{2}} P_r^k \Gamma\left(\frac{3}{2}, \frac{A^2}{P_r}\right), \quad (4.8)$$

où $\gamma(a, z)$ et $\Gamma(a, z)$ représentent respectivement les fonctions Gamma incomplètes données par (2.12) et (4.9).

$$\Gamma(a, z) = \int_z^{+\infty} t^{a-1} e^{-t} dt. \quad (4.9)$$

En prenant en compte l'expression de l'IBO donnée par $IBO = \frac{A^2}{P_r}$, l'expression de α peut finalement s'écrire comme :

$$\alpha = \sum_{k=0}^{N_p-1} d_{2k+1} P_r^k (\gamma(k+2, IBO)) + \sum_{k=0}^{N_p-1} d_{2k+1} P_r^k \left(IBO^{\frac{2k+1}{2}} \Gamma\left(\frac{3}{2}, IBO\right) \right). \quad (4.10)$$

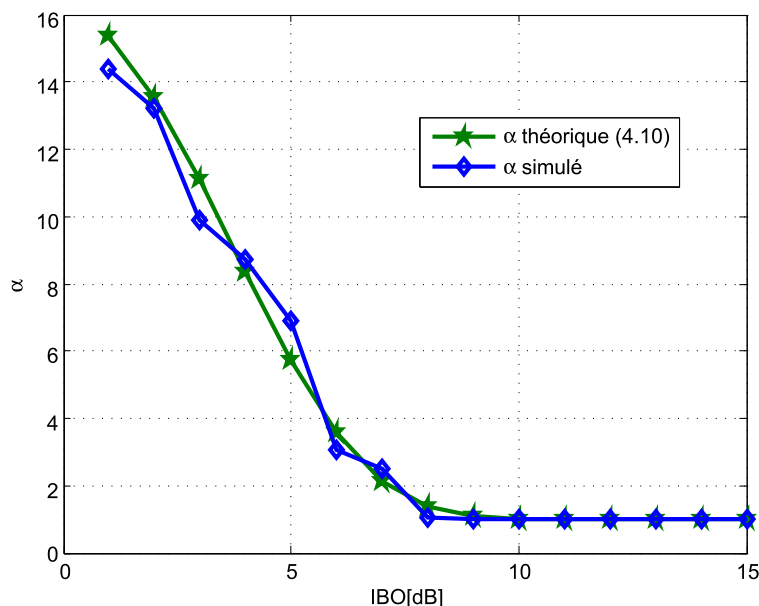
L'expression de α permet de calculer le terme de distorsion décorrélié $d(t)$ à partir de (4.4) puis le signal de prédistorsion $c^{pd}(t)$ à partir de (4.5). Pour illustrer, α est tracé en fonction de l'IBO sur la figure 4.4. Nous pouvons constater que α exprimé dans (4.10) est une fonction décroissante de l'IBO et converge vers 1. Chaque point de simulation sur cette figure considère 10^3 symboles OFDM générés aléatoirement avec 64 sous-porteuses modulées chacune en 16-QAM. Lorsque l'IBO est suffisamment grand de telle sorte que $\alpha \approx 1$, alors $c^{pd}(t)$ tend vers $d(t)$. Dans ce cas, le signal de compensation de non-linéarité $c^{pd}(t)$ est approximativement égal au terme de distorsion décorrélée $d(t)$.

$$\begin{aligned} c^{pd}(t) &= (\alpha - 1) x(t) + d(t), \\ &\approx d(t). \end{aligned} \quad (4.11)$$

Grâce au théorème de Bussgang, nous avons donc prouvé en calculant théoriquement le facteur de corrélation α que la prédistorsion traditionnelle sans mémoire peut être modélisée comme une technique d'ajout de signal. Le signal additionnel de prédistorsion est alors donné par :

$$c^{pd}(t) = P(x(t)) - x(t). \quad (4.12)$$

La fonction de prédistorsion $P(\cdot)$ est supposée connue grâce à une première phase d'estimation des caractéristiques de l'amplificateur de puissance.

FIGURE 4.4 – Le facteur de corrélation α en fonction du recul de puissance IBO

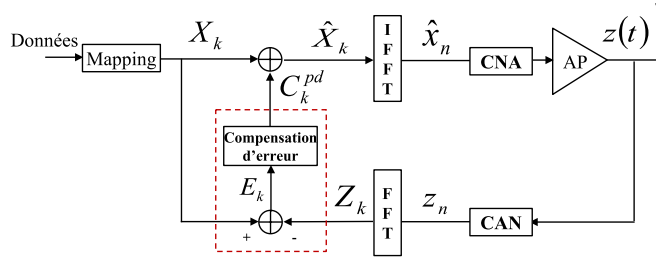
4.2.2.2 La prédistorsion par ajout de signal à l'aide d'un algorithme itératif de compensation d'erreur (AICE)

Ici, nous proposons un *algorithme itératif de compensation d'erreur (AICE)* qui peut être appliqué aussi bien dans le domaine temporel que fréquentiel. Le concept de base est la compensation de l'erreur entre le signal amplifié et le signal OFDM de départ¹. La figure 4.5 présente le diagramme bloc de l'algorithme dans le domaine fréquentiel (Figure 4.5a) et son équivalent dans le domaine temporel (figure 4.5b). Les deux versions ayant la même performance, alors nous nous focaliserons sur la figure 4.5a pour plusieurs raisons à savoir que dans le domaine fréquentiel, on a une meilleure estimation du délai (déphasage) du signal amplifié reçu sur la boucle de retour donc une meilleure compensation de ce délai et finalement une meilleure caractérisation de l'amplificateur [22].

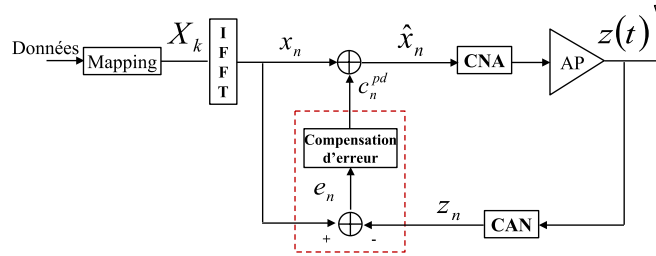
Comme le montre la figure 4.5a, les caractéristiques de l'amplificateur sont directement estimées grâce à la boucle de retour. Nous notons C_k^{pd} les symboles représentant la réponse fréquentielle du signal additionnel de prédistorsion $c^{pd}(t)$. Au début de l'algorithme, chacun des symboles C_k^{pd} est initialisé à zéro. A partir des symboles OFDM X_k dans le domaine fréquentiel, les symboles prédistorés \hat{X}_k sont alors obtenus en ajoutant C_k^{pd} à X_k tels que :

$$\hat{X}_k = X_k + C_k^{pd}. \quad (4.13)$$

1. Comparable à l'erreur de prédistorsion que nous avons définie dans le chapitre 2, sous-section 2.4.1, page 61



(a) Dans le domaine fréquentiel



(b) Dans le domaine temporel

FIGURE 4.5 – Diagramme en blocs de l’AICE pour la génération du signal additionnel de prédistorsion

Le signal temporel prédistoré vient après la transformée inverse de Fourier (IFFT). Grâce à la boucle retour, le signal amplifié $z(t)$ est ramené dans le domaine fréquentiel puis comparé aux symboles OFDM de départ X_k . L’erreur de prédistorsion E_k ainsi obtenue dans le domaine fréquentiel s’exprime :

$$E_k = X_k - Z_k \quad (4.14)$$

où Z_k est la réponse fréquentielle correspondant au signal amplifié $z(t)$. Cette erreur est itérativement compensée en générant le signal additionnel. Le pseudo-code de l’AICE est détaillé dans l’algorithme 1 (page 111). Les étapes 1 à 4 sont les étapes d’initialisation, elles sont exécutées une seule fois. Les étapes 5 à 11 sont exécutées en boucle. Le signal additionnel de prédistorsion est calculé en fonction de l’erreur à l’étape 9. L’algorithme s’arrête après un nombre donné d’itérations ou lorsque l’erreur est inférieure à un seuil ϵ fixé. Un choix judicieux du pas de convergence est nécessaire pour assurer une bonne performance de l’algorithme.

4.2.3 Résultats de simulation

Les résultats de simulation présentés ici sont basés sur les standards IEEE802.11a/g où le système OFDM a 64 sous-porteuses avec une modulation 16-QAM. Nous considérons un amplificateur de type SSPA qui est caractérisé par un modèle Rapp avec

algorithme 1 Pseudo-algorithme de l'AICE dans le domaine fréquentiel pour la prédistorsion par ajout de signal

ENTRÉES:

- 1: X_k symboles OFDM de départ,
 - 2: $\mu \Leftarrow$ pas de convergence,
 - 3: $i \Leftarrow 0$ initialiser les indices d'itérations,
 - 4: $C_k^{pd(i)} \Leftarrow 0$ initialiser à 0 le signal additionnel de prédistorsion,
 - 5: **répéter**
 - 6: $\hat{X}_k^{(i)} \Leftarrow X_k + C_k^{pd(i)}$ calcul des symboles prédistorés,
 - 7: $Z_k^{(i)} \Leftarrow \mathbf{FFT} \left\{ f_{AP} \left(\mathbf{IFFT} \left\{ \hat{X}_k^{(i)} \right\} \right) \right\}$ la boucle de retour,
 - 8: $E_k^{(i)} \Leftarrow X_k - Z_k^{(i)}$ calcul de l'erreur,
 - 9: $C_k^{pd(i+1)} \Leftarrow C_k^{pd(i)} + \mu E_k^{(i)}$ mise à jour du signal additionnel de prédistorsion,
 - 10: $i \Leftarrow i + 1$ itérations,
 - 11: **jusqu'à** $i \geq$ nombre maximum d'itérations ou $\left| E_k^{(i)} \right| \leq \varepsilon$.
-

un facteur de transition² $b = 2$. Les performances en termes d'EVM, d'ACPR et de DSP de la prédistorsion par ajout de signal sont simulées après l'amplificateur sur 5.10^4 symboles OFDM générés aléatoirement. L'algorithme de prédistorsion par ajout de signal basé sur le théorème de Bussgang est donné par l'équation (4.12) tandis que le pseudo-code de l'AICE se trouve dans l'algorithme 1 (page 111).

La figure 4.6 montre la performance en terme d'EVM des algorithmes de prédistorsion proposés comparée à celle de la prédistorsion traditionnelle. L'EVM est inversement proportionnel à l'IBO et nous remarquons qu'après un $IBO = 9\text{dB}$, l'EVM est égal à zéro, ce qui correspond à la linéarité parfaite. Nous pouvons également constater que la performance des algorithmes proposés est très proche de celle de la prédistorsion traditionnelle. L'algorithme de prédistorsion basé sur le théorème de Bussgang a une performance identique à celle de la prédistorsion traditionnelle. Ce qui est normal car les deux utilisent l'inverse de la fonction de transfert de l'amplificateur de puissance. De plus, nous constatons que l'AICE converge vers la prédistorsion traditionnelle. Cette convergence est rapide : après 2 itérations, les deux ont des performances très proches et pour un grand nombre d'itérations (100 itérations), ils ont des performances identiques. En effet, il n'est pas possible de réaliser une performance meilleure que celle de la prédistorsion traditionnelle qui réalise exactement l'inverse théorique de la fonction de transfert de l'amplificateur.

Pour illustrer les effets de la prédistorsion par ajout de signal sur les interférences hors-bandes, nous avons représenté l'ACPR et la DSP du signal amplifié respectivement sur les figures 4.7 et 4.8. A partir de la figure 4.7, nous constatons que, comme dans le cas de l'EVM, l'ACPR est inversement proportionnel à l'IBO et il est estimé à -41dB dans les conditions linéaires. La performance en terme d'ACPR de l'algorithme basé sur le théorème de Bussgang et celle de la prédistorsion traditionnelle sont identiques pour

2. En anglais "knee factor".

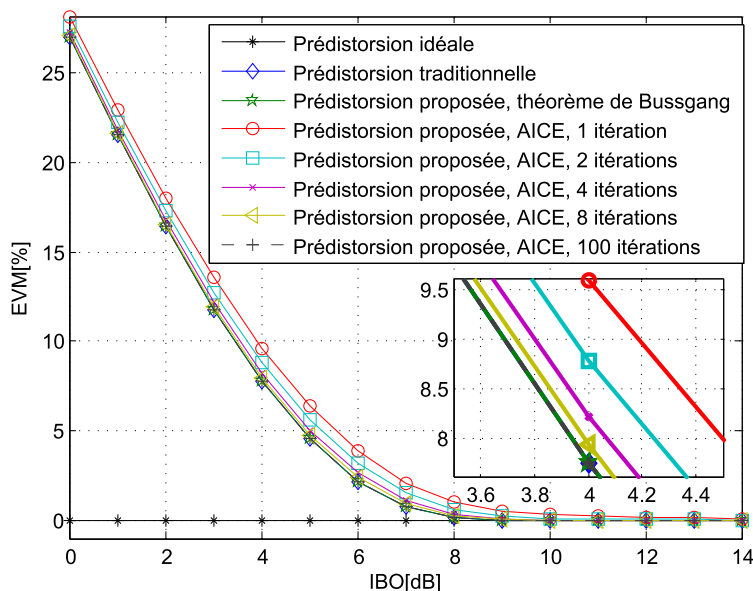


FIGURE 4.6 – EVM des signaux amplifiés en fonction de l'IBO avec différentes approches de prédistorsion (incluant les deux algorithmes proposés)

les raisons que nous avons évoquées plus haut. L'ACPR de l'AICE converge vers celui de la prédistorsion traditionnelle. Ils sont très proches et pour un grand nombre d'itérations (100 itérations), ils sont identiques. Ces conclusions concordent avec les résultats de simulations sur la figure 4.8 où la DSP du signal amplifié est affiché pour un $IBO = 4\text{dB}$. On peut noter que comparé à la prédistorsion traditionnelle, l'AICE a une meilleure performance en réduction des interférences hors bandes.

En conclusion, on peut retenir que l'AICE a une bonne habilité à améliorer la linéarité de l'amplificateur de puissance et ne nécessite pas une étape d'apprentissage de l'amplificateur contrairement à l'algorithme basé sur le théorème de Bussgang. A travers les résultats de simulation, nous avons noté cependant qu'en fonction du nombre d'itérations, les performances en terme d'EVM, ACPR et DSP varient. Le nombre d'itérations est par conséquent déterminant.

4.3 Vision commune et approche conjointe de la réduction du PAPR et de la prédistorsion par ajout de signal

La réduction du PAPR et la prédistorsion sont des techniques complémentaires pour le traitements des non-linéarités et l'amélioration du rendement de l'amplificateur de puissance. De plus, elles ont des effets mutuels comme nous l'avons montré dans le chapitre 2. Pour prendre en compte ces effets et éviter ceux qui sont néfastes (antagonistes), il est important d'avoir une vision commune de ces deux traitements (la réduction du PAPR et de la prédistorsion). Grâce à la prédistorsion par ajout de signal que nous

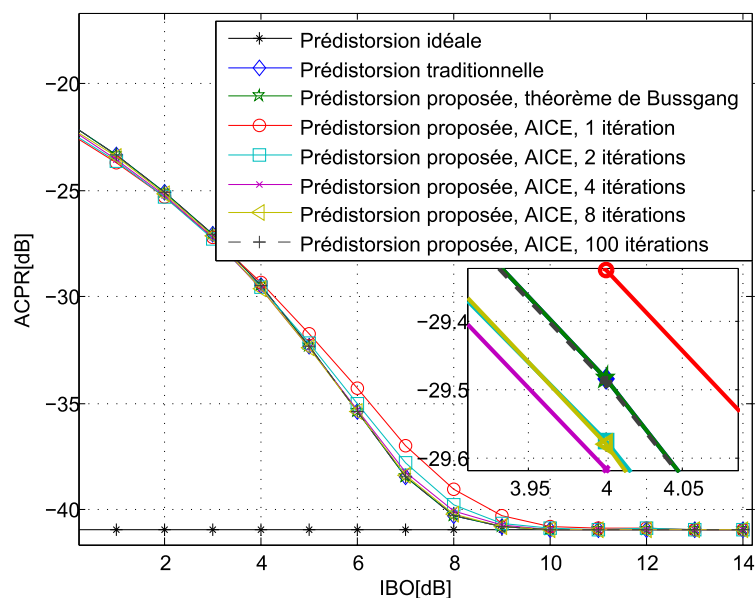


FIGURE 4.7 – ACPR des signaux amplifiés en fonction de l'IBO avec différentes approches de prédistorsion (incluant les deux algorithmes proposés)

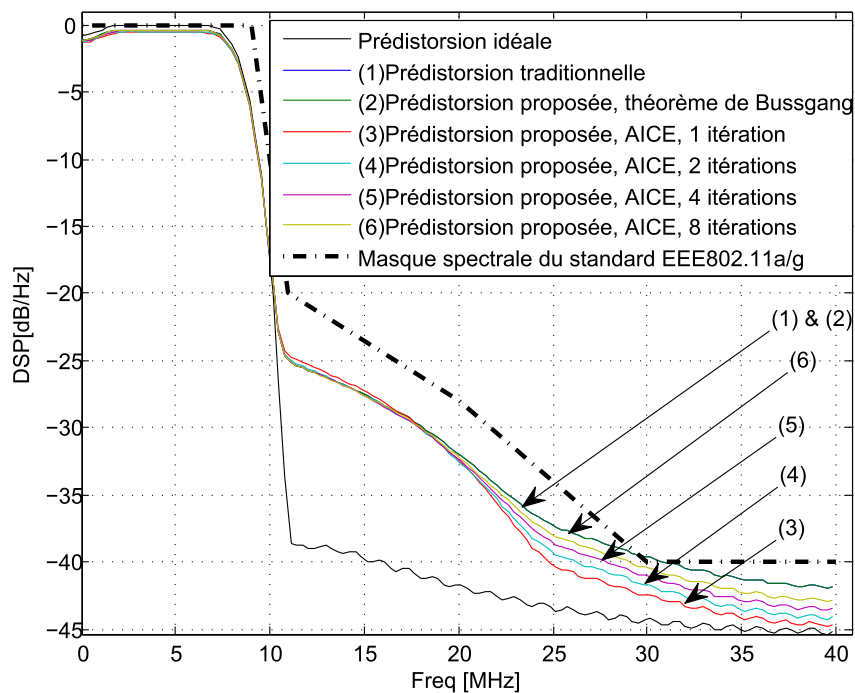


FIGURE 4.8 – DSP des signaux amplifiés pour un $IBO = 4\text{dB}$ avec différentes approches de prédistorsion (incluant les deux algorithmes proposés)

avons proposée et aux techniques de réduction du PAPR par ajout de signal existant dans la littérature [65], il est possible d'avoir une vision commune par ajout de signal. Nous présenterons ici deux scénarios d'approche conjointe : la combinaison en série et la combinaison en parallèle.

4.3.1 Vision commune de la réduction du PAPR et de la prédistorsion

A l'aide des deux algorithmes détaillés plus haut, nous avons montré qu'il est possible de modéliser la prédistorsion comme une technique d'ajout de signal au même titre que les techniques de réduction du PAPR par ajout de signal. On a donc d'une part un signal additionnel de réduction de pics et d'autre part un signal additionnel de compensation des non-linéarités de l'amplificateur. En passant dans le domaine fréquentiel, on a ainsi une vision commune, sous-porteuse par sous-porteuse, de ces deux traitements.

Considérons $x(t)$ comme étant le signal OFDM entrant. Grâce aux techniques de réduction du PAPR par ajout de signal, on génère un signal additionnel de réduction de pics $c^{papr}(t)$. De même, grâce aux algorithmes proposés, on génère un signal additionnel de prédistorsion $c^{pd}(t)$. Le signal après réduction du PAPR et prédistorsion s'exprime alors comme suite :

$$x^{pd}(t) = x(t) + c^{papr}(t) + c^{pd}(t). \quad (4.15)$$

A partir de (4.15), un nouveau signal additionnel peut être défini en posant :

$$c(t) = c^{papr}(t) + c^{pd}(t). \quad (4.16)$$

Ce signal combiné est le signal commun de réduction du PAPR et des non-linéarités de l'amplificateur de puissance. En prenant la transformée de Fourier de ce signal combiné ou de chacun des signaux additionnels, on obtient une vision commune de la correction dans le domaine fréquentiel (sous-porteuse par sous-porteuse). Grâce à cette vision commune par ajout de signal, plusieurs scénarios d'approche conjointe de la réduction du PAPR et de la prédistorsion peuvent être envisagés.

4.3.2 Approche conjointe de la réduction du PAPR et de la prédistorsion par ajout de signal

4.3.2.1 La combinaison en série par ajout de signal

L'idée consiste à associer en cascade les techniques de réduction du PAPR et de prédistorsion comme cela se fait dans la plupart des techniques d'approche conjointe déjà présentées dans la littérature [101, 102, 134]. Dans un premier temps, un signal $c^{papr}(t)$ est généré pour la réduction du PAPR. Ensuite à partir du signal à PAPR réduit on génère le signal de prédistorsion $c^{pd}(t)$. Cette dernière étape peut se faire de façon générale à l'aide de l'algorithme AICE mais aussi de l'algorithme basé sur le théorème de Bussgang lorsque le signal à PAPR réduit $x(t) + c^{papr}(t)$ a une distribution gaussienne. Le schéma de principe de la combinaison en série est illustré sur la figure 4.9.

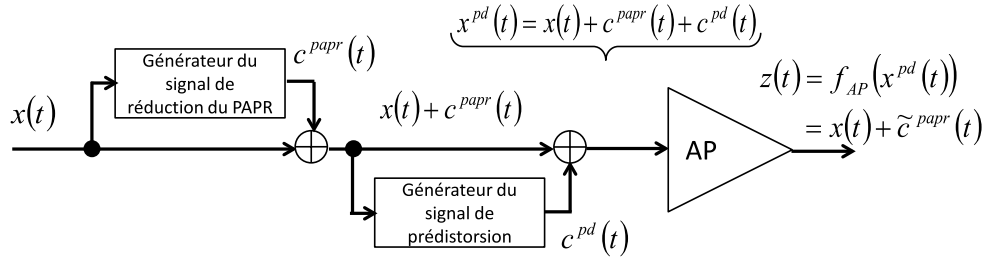


FIGURE 4.9 – Combinaison en série de la réduction du PAPR et de la prédistorsion par ajout de signal

Idéalement, le signal de prédistorsion $c^{pd}(t)$ compense les non-linéarités de l'amplificateur de puissance (4.2) de telle sorte que le signal amplifié corresponde au signal à PAPR réduit $x(t) + c^{papr}(t)$. Mais cela n'est vrai que dans les situations idéales ; en pratique la prédistorsion n'est pas parfaite. Par conséquent, le signal amplifié correspond au signal à PAPR réduit plus certaines distorsions $\varepsilon(t)$ qui proviennent soit de la saturation et/ou de la mauvaise correction de la prédistorsion d'où :

$$\begin{aligned} z(t) &= x(t) + \tilde{c}^{papr}(t), \\ &= x(t) + c^{papr}(t) + \varepsilon(t). \end{aligned} \quad (4.17)$$

4.3.2.2 La combinaison en parallèle par ajout de signal

Contrairement à la tendance générale, on peut effectuer simultanément la réduction du PAPR et la prédistorsion dans une combinaison en parallèle. Le schéma représentatif du principe de cette combinaison est illustré sur la figure 4.10. A partir du signal OFDM de départ, on génère les signaux $c^{papr}(t)$ et $c^{pd}(t)$ puis on les additionne avant d'amplifier le signal obtenu.

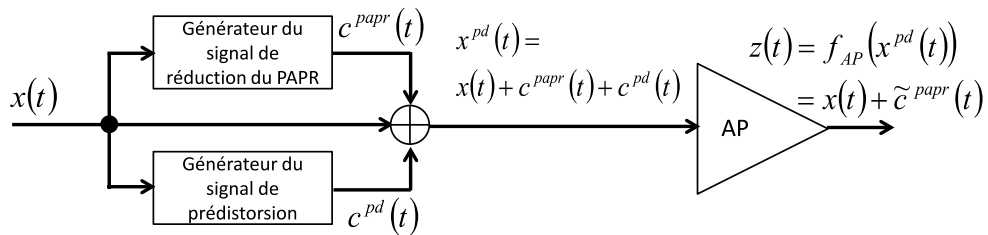


FIGURE 4.10 – Combinaison en parallèle de la réduction du PAPR et de la prédistorsion par ajout de signal

4.3.2.3 Discussion sur les deux types de combinaison

Dans le principe les deux types de combinaison, en série et en parallèle, sont différents : le premier réalise la prédistorsion à partir du signal à PAPR réduit $x(t) + c^{papr}(t)$ tandis que le second génère le signal de prédistorsion à partir du signal OFDM de départ $x(t)$. En tenant compte des effets de la réduction du PAPR, la combinaison en série aura une meilleure performance que la combinaison en parallèle. Cela sera constaté plus tard dans les résultats de simulation. La combinaison en parallèle a par contre l'avantage de faire la réduction du PAPR et la prédistorsion en même temps, soit dans le domaine temporel ou fréquentiel, par ajout de signal. D'une part, cela permet une exécution partagée ou mutualisée des traitements (tâches) afin de gagner en complexité d'implémentation. D'autre part, cela augmente les possibilités d'échanges d'information entre la réduction du PAPR et la prédistorsion par ajout de signal.

De notre point de vue, la combinaison en parallèle est surtout intéressante car elle est à la base de deux propositions importantes de cette thèse. La première proposition concerne l'application de l'approche conjointe par ajout de signal dans le contexte Radio Intelligente (RI) qui est présentée dans la section 4.4 (page 119). La deuxième proposition est abordée dans le chapitre 5 ; elle concerne l'approche conjointe unifiée où la réduction du PAPR et la prédistorsion sont fusionnées sous une seule formulation par ajout de signal.

4.3.3 Résultats de simulation

Après des résultats concluants pour la prédistorsion par ajout de signal, l'EVM, l'ACPR et la DSP associés aux deux scénarios d'approche conjointe (série et parallèle) de la réduction du PAPR et de la prédistorsion par ajout de signal sont simulés. Les simulations sont réalisées dans les mêmes contextes OFDM et d'amplificateur que celles pour la prédistorsion par ajout de signal. Nous avons présenté deux scénarios d'approche conjointe par ajout de signal : le premier est une combinaison en série (figure 4.9) et le second en parallèle (figure 4.10). Leurs performances sont analysées en comparaison avec celles de la prédistorsion traditionnelle combinée avec une technique de réduction du PAPR. Tous les résultats de simulation sont moyennés à partir de $5 \cdot 10^3$ symboles OFDM aléatoirement générés.

La prédistorsion par ajout de signal est réalisée sur 3 itérations de l'AICE dans le domaine fréquentiel. Comme technique de réduction du PAPR, nous nous sommes focalisés sur l'algorithme du gradient pour la TR proposée dans [65, p.83]. Dans cet algorithme, la réduction du PAPR a été abordée comme un problème d'optimisation convexe et un algorithme itératif du gradient génère le signal additionnel de réduction du PAPR à partir d'un ensemble fini de sous-porteuses réservées et en quelques itérations. Pour nos simulations, l'algorithme est appliqué sur les 12 sous-porteuses nulles des standards IEEE802.11a/g avec un nombre maximum d'itérations fixé à 10. Le rapport de clipping³ est fixé à 5dB.

3. i.e $\frac{A_{clip}}{\sqrt{E\{|x(t)|^2\}}}$ où A_{clip} est le seuil de clipping.

La figure 4.11 présente l'évolution de l'EVM associé aux deux scénarios de combinaison en série et en parallèle comparé à celui de la combinaison de l'algorithme TR [65, p.83] et de la prédistorsion traditionnelle. Nous pouvons remarquer que la valeur de l'EVM s'annule après $IBO = 7\text{dB}$. La même performance a été atteinte dans le cas de la prédistorsion par ajout de signal après $IBO = 9\text{dB}$ dans la figure 4.6 ; ce gain d'EVM est dû à la réduction du PAPR. Nous remarquons également que la performance EVM de la combinaison en série est légèrement meilleure que celle de la combinaison en parallèle. Cela se justifie par la manière de réaliser la prédistorsion par ajout de signal comme nous l'avons expliqué dans la section précédente. De façon générale, les performances en terme d'EVM des combinaisons en série et en parallèle sont très proches et les deux sont proches de celle de la combinaison de la TR avec la prédistorsion traditionnelle.

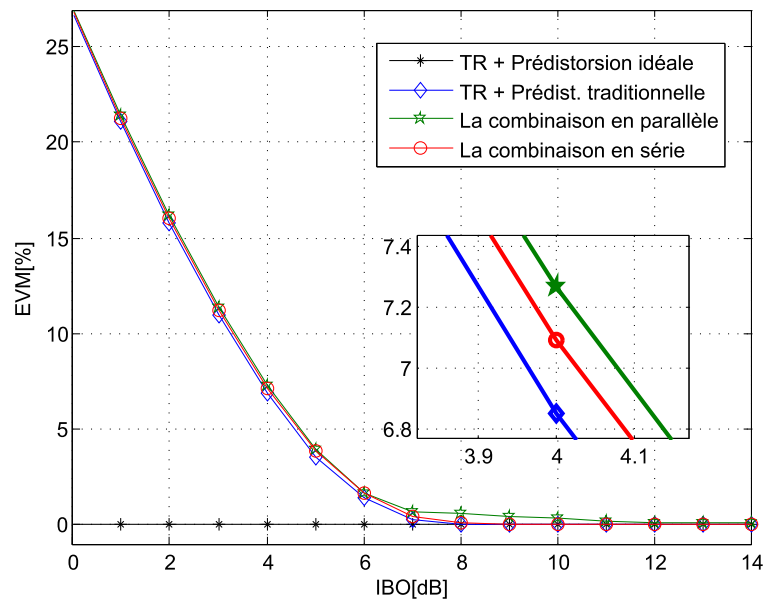


FIGURE 4.11 – EVM des scénarios de combinaison en série et en parallèle

Nous simulons également l'ACPR et la DSP associés aux deux scénarios d'approche conjointe par ajout de signal sur les figures 4.12 et 4.13. Les résultats confirment que les deux scénarios d'approche conjointe par ajout de signal ont des performances très proches avec un léger avantage de celles de la combinaison en série. Mais les performances des deux restent inférieures à celles de la combinaison de la TR et de la prédistorsion traditionnelle. Cela s'explique par le fait que la prédistorsion par ajout de signal utilisée dans les deux types de combinaison est basée sur l'algorithme AICE (3 itérations) qui a des performances plus faibles que celles de la prédistorsion traditionnelle comme le montre les figures 4.6 et 4.7.

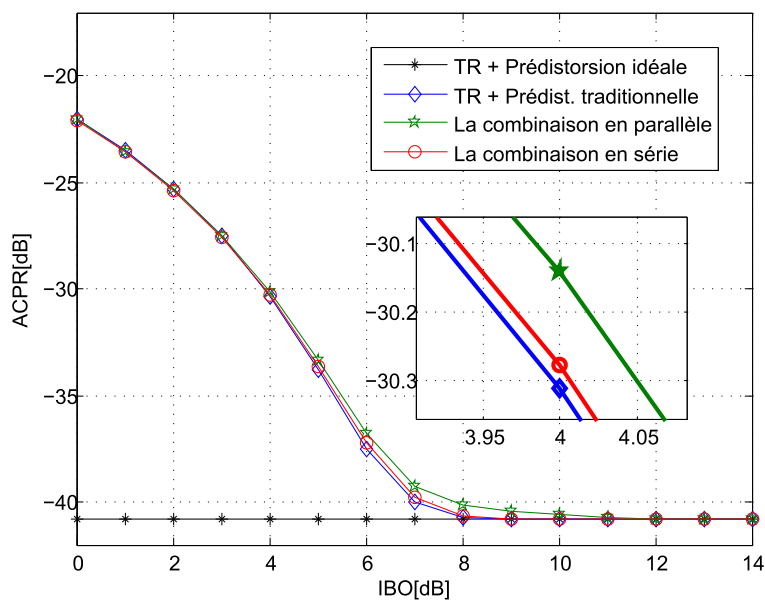


FIGURE 4.12 – ACPR des scénarios de combinaison en série et en parallèle

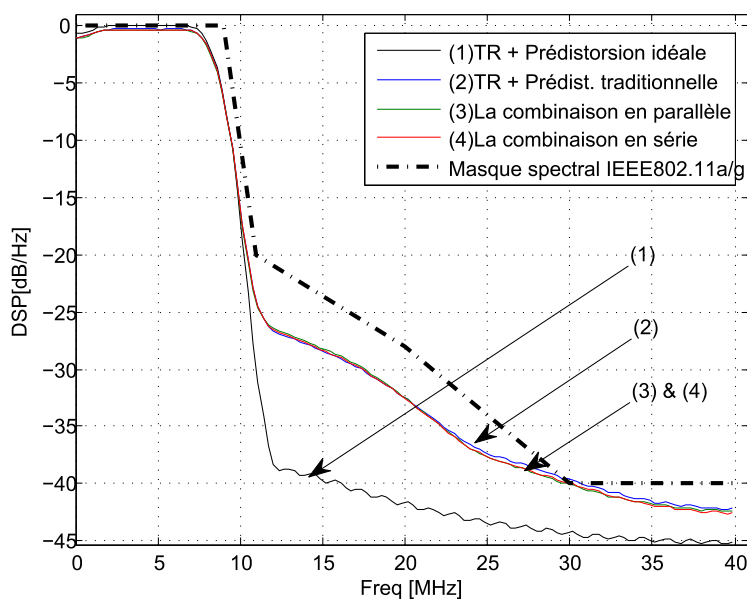


FIGURE 4.13 – DSP des scénarios de combinaison en série et en parallèle

4.4 Approche conjointe de la réduction du PAPR et de la prédistorsion par ajout de signal dans le contexte Radio Intelligente (RI)

Cette section fait suite aux précédentes où nous avons montré qu’il est possible de modéliser la prédistorsion comme une technique d’ajout de signal. Dans un premier temps, cette formulation permet d’avoir une vision commune de la réduction du PAPR et de la prédistorsion et donc des scénarios d’approche conjointe (combinaisons en série et en parallèle) de ces deux traitements par ajout de signal. Dans un second temps, cela permet d’avoir d’une part un signal de réduction du PAPR et d’autre part un signal de prédistorsion comme dans (4.15). La génération et l’adaptation dynamique de ces signaux va apporter un degré de liberté supplémentaire (plus de flexibilité) dans la gestion de la linéarité et du rendement de l’amplificateur. Ce dernier aspect fait l’objet de cette section.

Il convient particulièrement aux systèmes dotés de fonctionnalités d’auto-adaptation, plus communément appelés “intelligents” dans le contexte de la Radio Intelligente (RI). Ces systèmes ont également la particularité d’avoir de forts PAPR dus à l’utilisation de signaux multi-porteuses et/ou multi-standards. On se place alors dans le contexte de la Radio Logicielle. De plus à cause de la gestion dynamique du spectre, ce PAPR varie en temps réel rendant plus contraignante la recherche de compromis entre la linéarité et le rendement au niveau de l’amplificateur de puissance.

4.4.1 Définition de la RI et problématique de l’amplification non-linéaire

Introduite par J. Mitola [150], la Radio Intelligente (RI) désigne tout système capable de prendre conscience de son environnement et de tirer profit de cette information pour s’adapter en toute autonomie. La RI implique donc une technologie flexible que l’on nomme plus couramment Radio Logicielle (RL). La RL permet de s’adapter de façon dynamique et autonome à l’environnement et au grand nombre de services de télécommunication déjà existants. Un signal RL est un signal multistandard où chaque standard a ses propres paramètres. Cette combinaison de plusieurs standards a par conséquent un fort PAPR. De plus, la RI permet l’accès opportuniste au spectre, ce qui fait varier le PAPR en temps réel. Avec la non-linéarité de l’amplificateur de puissance, ces forts PAPR qui varient en temps vont engendrer des distorsions et des remontées hors bandes comme l’illustre la figure 4.14. S_1, S_2, \dots, S_k sont des standards.

La problématique de l’amplification des signaux multi-standards dans le contexte RI a fait l’objet de nombreuses études dont [78, 151–153].

4.4.2 Introduction à l’approche conjointe dynamique

A partir de la figure 4.14, il apparaît donc que les problèmes de non-linéarité de l’amplificateur de puissance se posent dans le contexte RI avec plus de contraintes (difficultés) car les signaux sont multi-standards et ont de forts PAPR qui varient en

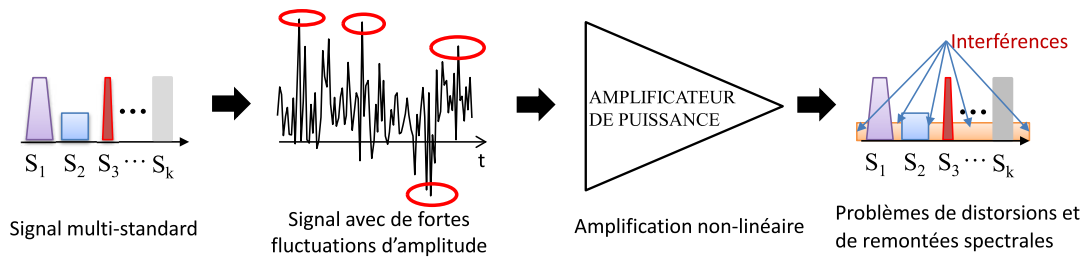


FIGURE 4.14 – Les problèmes liés à l’amplification des signaux multi-standards

temps réel (à cause de l'accès opportuniste au spectre). La solution à ces problèmes comme nous l'avons montrée pour le contexte multi-porteuse est l'approche conjointe de la réduction du PAPR et de la linéarisation. La réduction du PAPR permet d'augmenter le rendement tandis que la linéarisation (ou la prédistorsion en particulier) améliore la linéarité comme l'illustre la figure 4.15.

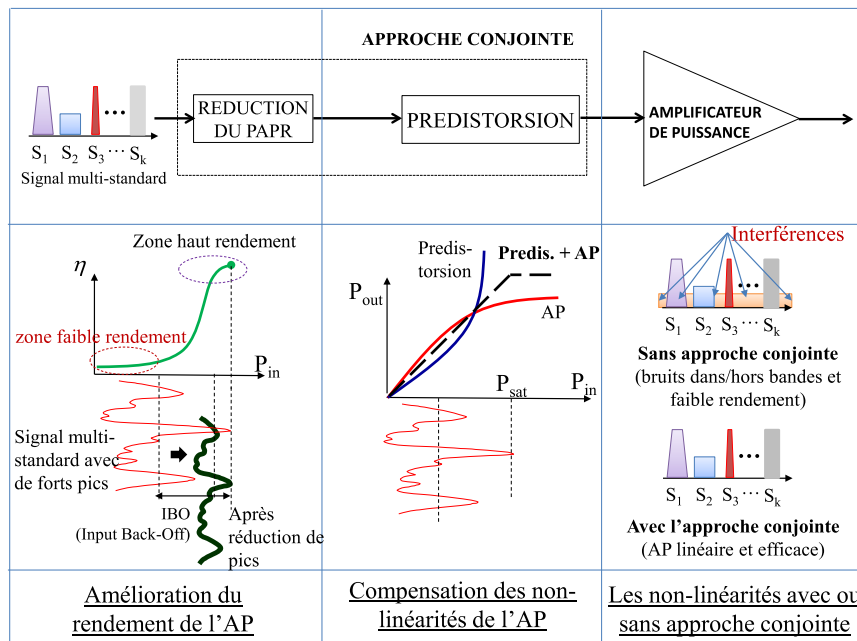


FIGURE 4.15 – Approche conjointe comme solution des problèmes d’amplification des signaux multi-standards

Grâce à la vision commune par ajout de signal que nous avons abordée dans la section précédente, la génération et l'adaptation dynamique des signaux additionnels de réduction du PAPR et de prédistorsion offrent plus de flexibilité dans la gestion de la linéarité et du rendement de l'amplificateur. Nous proposons donc une approche

conjointe dynamique de la réduction du PAPR et de la prédistorsion en fonction de l'environnement radio. Pour cela :

1. on collecte des informations sur l'environnement radio à l'aide de capteurs. L'analyse de ces informations permet d'évaluer les besoins en linéarité et en rendement de l'amplificateur de puissance.
2. on adapte ensuite la réduction du PAPR et la prédistorsion afin d'avoir les performances désirées en termes de linéarité et de rendement.

Dans [92], les auteurs ont proposé l'ajout en particulier d'un capteur de PAPR dans le contexte RI afin d'améliorer les performances en terme de rendement de l'amplificateur de puissance. L'idée de base est de tenir compte du PAPR lors de l'accès opportuniste au spectre afin de garder le même recul à l'entrée de l'amplificateur. L'accès opportuniste au spectre se fera par conséquent aussi bien en fonction du capteur détecteur de bandes libres que du capteur PAPR. L'approche conjointe dynamique par ajout de signal généralise l'idée de [92] en adaptant la linéarité et le rendement de l'amplificateur en fonction d'informations provenant de nombreux capteurs disponibles dans le contexte RI.

On peut également faire une analogie entre l'approche conjointe dynamique par ajout de signal et les travaux effectués dans [154]. L'auteur montre qu'il est possible de modéliser statistiquement les informations reçues par les capteurs sur l'environnement radio afin d'optimiser le fonctionnement de l'équipement radio et la qualité de service. La faisabilité expérimentale de cette approche est explorée à travers l'optimisation de l'égaliseur au niveau du récepteur. En fonction des informations provenant des capteurs comme par exemple le RSB du canal, on estime s'il est nécessaire ou pas d'effectuer l'égalisation et cela à l'aide d'un algorithme de prise de décision. Le fait de limiter l'action de l'égaliseur va réduire la complexité du récepteur [155,156].

4.4.3 Prise en compte des capteurs RI

Dans le contexte RI, plusieurs capteurs fournissent des informations afin de permettre à l'équipement radio de percevoir son environnement et de s'adapter. Il s'agit des capteurs comme la vitesse, la position, la sécurité, la détection de bandes libres, la fréquence symbole, la température du matériel, la mobilité verticale inter et intra-réseaux, la formation des lobes d'antennes, etc. Dans le cadre d'une gestion dynamique de la linéarité et du rendement de l'amplificateur, certains capteurs peuvent être plus pertinents que d'autres en fonction des informations collectées. L'analyse de ces informations reçues permet d'évaluer précisément le besoin en linéarité et en rendement pour ensuite adapter la réduction du PAPR et la prédistorsion.

Le tableau 4.1 rassemble des exemples de capteurs (liste non-exhaustive) classés en fonction des critères analysés. Pour estimer par exemple le besoin en linéarité de l'équipement radio (y compris de l'amplificateur), plusieurs capteurs jouent un rôle prépondérant. Il s'agit entre autre de l'estimation de canal, le rapport-signal à bruit, la distance à la station de base, etc. De même, on peut également estimer le besoin en rendement en se basant particulièrement sur les capteurs comme le niveau de batterie, la consommation instantanée, la puissance émise, le PAPR, etc.

Critères	Exemples de capteurs
<i>linéarité</i>	estimation de canal, rapport signal à bruit, distance de l'utilisateur à la station de base, etc.
<i>rendement</i>	consommation instantanée, puissance émise, PAPR, niveau de la batterie, etc.

TABLE 4.1 – Exemples de capteurs pris en compte dans l’approche conjointe dynamique en fonction des critères à évaluer

4.4.4 L’approche conjointe dynamique par ajout de signal

L’approche conjointe dynamique par ajout de signal que nous proposons ici consiste à adapter en temps réel les signaux additionnels de réduction du PAPR et de prédistorsion en fonction de l’environnement radio de l’équipement. Elle se base sur la vision commune par ajout de signal que nous avons présentée dans la section 4.3. Les signaux additionnels de réduction du PAPR et de prédistorsion sont pondérés en fonction des besoins en linéarité et en rendement. Afin d’éviter la dégradation du TEB, le signal de réduction du PAPR est ajouté sur les sous-porteuses réservées comme pour les techniques de Tone Reservation (TR) [65]. Le signal de prédistorsion est par contre ajouté sur toutes les sous-porteuses. En effet, ce signal compense les non-linéarités de l’amplificateur qui s’étalent normalement sur toutes les sous-porteuses. La figure 4.16 illustre dans le domaine fréquentiel l’ajout des signaux additionnels de réduction du PAPR et de prédistorsion afin d’améliorer la linéarité et le rendement de l’amplificateur.

Le principe de fonctionnement de l’approche conjointe dynamique par ajout de signal est illustré sur la figure 4.17. Il s’explique en trois étapes :

- dans un premier temps, les capteurs collectent des informations sur l’environnement radio. Les principaux capteurs concernés sont résumés dans le tableau 4.1.
- dans un second temps, un moteur de décision génère deux vecteurs dit “*motifs*”, à savoir $\mathbf{A} = [\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{N-1}]$ et $\mathbf{B} = [\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_{N-1}]$, qui vont pondérer (adapter) respectivement la réduction du PAPR et la prédistorsion.
- dans un troisième temps, le signal additionnel conjoint est généré et s’exprime par :

$$C_k = \alpha_k C_k^{papr} + \beta_k C_k^{pd}, \quad (4.18)$$

où C_k^{papr} et C_k^{pd} représentent respectivement les réponses fréquentielles du signal de réduction du PAPR $c^{papr}(t)$ et du signal de prédistorsion $c^{pd}(t)$.

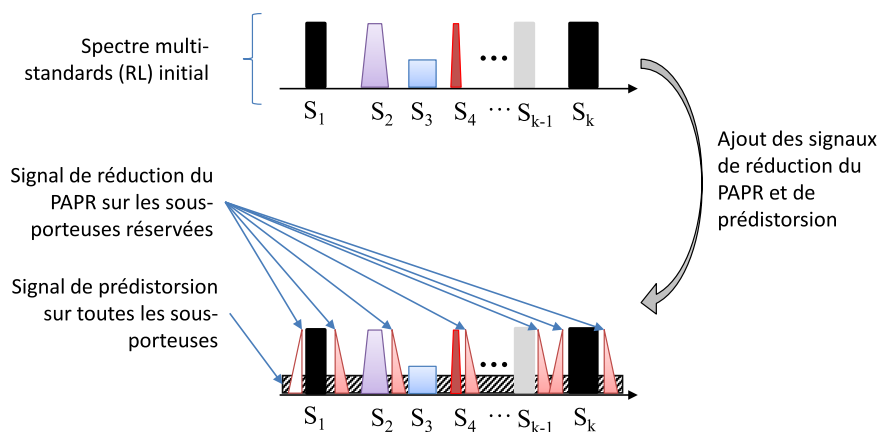


FIGURE 4.16 – Vision fréquentielle de l'ajout des signaux pour la réduction du PAPR et la prédistorsion

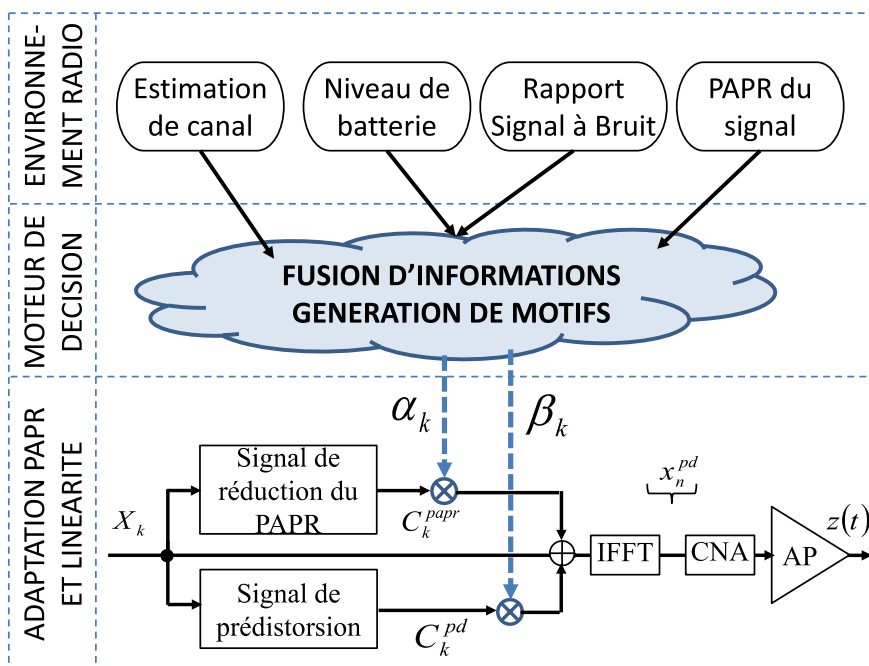


FIGURE 4.17 – Principe de l'approche conjointe dynamique par ajout de signal

La génération des motifs i.e les vecteurs **A** et **B**, est faite par le moteur de décision après fusion et analyse des informations collectées sur l'environnement radio. Le moteur de décision est constitué d'un algorithme (de prise de décision). Une perspective aux travaux de cette thèse sera la conception de cet algorithme. Un état de l'art des dix dernières années de travaux sur la prise de décision est présenté dans [153,157]. D'autres travaux qui se basent sur une modélisation statistique de l'environnement sont également disponible dans [155,156].

Les motifs sont des vecteurs binaires (de 0 et de 1) dont la longueur correspond au nombre de sous-porteuses du signal RL. Un motif contenant uniquement des 1 signifie que toutes les sous-porteuses correspondantes sont actives. Un motif contenant uniquement des 0 signifie qu'elles sont toutes éteintes. Le nombre de 1 dans le motif **A** correspond au nombre de sous-porteuses réservées pour la réduction du PAPR. De même, celui dans **B** est le nombre de sous-porteuses utilisées pour la prédistorsion. Par la suite, la réduction du PAPR et la prédistorsion sont conjointement adaptées en décidant du nombre et de la position des 0 et des 1 dans chacun des motifs **A** et **B**. Un exemple de motifs est donné sur la figure 4.18 représentant un contexte où seule la réduction du PAPR est effectuée sur les sous-porteuses réservées. La prédistorsion est alors éteinte. Comme on peut le voir, **A** correspond à un vecteur avec des 1 aux indices de toutes les sous-porteuses de réduction du PAPR et 0 au niveau des autres. **B** est égal à un vecteur de 0 sur tous les indices. En posant N_r l'ensemble des indices des sous-porteuses réservées et N_u celui des sous-porteuses de données, cela se traduit pour le vecteur **A** par $\alpha_k = 1, \forall k \in N_r$ et $\alpha_k = 0, \forall k \in N_u$ et pour le vecteur **B** par $\beta_k = 0, \forall k \in N_r \cup N_u$.

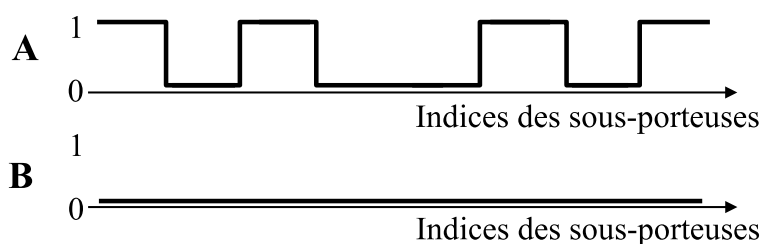


FIGURE 4.18 – Exemple de motifs générés pour effectuer uniquement la réduction du PAPR

4.4.5 Quelques exemples de scénarios simples

L'objectif ici est d'illustrer le principe de l'approche conjointe dynamique par ajout de signal à travers deux exemples d'environnement radio correspondants à deux scénarios simples. Étant donné que nous ne traitons pas l'algorithme du moteur de décision, chaque scénario correspond à des valeurs de **A** et **B** choisies empiriquement en fonction du contexte radio analysé.

Dans le premier scénario, nous considérons qu'à un moment donné, l'équipement

radio est proche de la station de base et l'utilisateur a besoin d'augmenter son débit de données (par exemple pour faire du transfert de données à haut débit). Les informations collectées par les capteurs montrent une bonne estimation de canal, un fort rapport signal à bruit et un bon niveau de la batterie. Dans cette situation, il n'y a pas besoin d'une forte réduction du PAPR. De même, une parfaite linéarisation de l'amplificateur n'est pas forcément nécessaire mais la prédistorsion doit être maintenue pour éviter les interférences inter-canaux. Par conséquent, le nombre de sous-porteuses réservées pour la réduction du PAPR est fixé à 1% du nombre total de sous-porteuses. Le vecteur \mathbf{A} correspondant est généré avec des 1 aux sous-porteuses réservées et 0 dans les autres. Pareillement, 90% des sous-porteuses est utilisé pour le signal de prédistorsion et le vecteur \mathbf{B} correspondant est aussi généré.

Le deuxième scénario considère une situation où l'équipement radio a un faible niveau de batterie et un haut débit de données n'est pas requis (par exemple lors d'une communication voix). Une bonne estimation de canal est observée avec un niveau de rapport signal à bruit acceptable. Cette situation implique un grand besoin d'augmenter le rendement énergétique et par conséquent un fort gain de réduction du PAPR. Le nombre de sous-porteuses pour la réduction du PAPR doit donc être augmenté. Nous le fixons à 15% du total de sous-porteuses avec le vecteur \mathbf{A} correspondant. \mathbf{B} est fixé à 1 pour toutes les sous-porteuses afin de garder une performance maximale pour la prédistorsion et préserver la qualité des données transmises.

Contexte radio	besoin de linéarité	besoin de rendement
Scenario 1	faible	faible
Scenario 2	fort	fort

TABLE 4.2 – Résumé de l'analyse des deux scénarios présentés

Les deux scénarios sont résumés dans le tableau 4.2. Les motifs correspondants sont illustrées sur la figure 4.20.

4.4.6 Résultats de simulation

Le modèle de simulation des signaux RL est basé sur [41] avec un système multi-standard illustré sur la figure 4.19. Les standards considérés sont le GSM, le Wi-fi et le DAB (Digital Audio Broadcasting). Le nombre de sous-porteuses utilisées pour la réduction du PAPR varie en fonction des scénarios. Les performances en termes de rendement et de linéarité de l'approche conjointe dynamique par ajout de signal sont évaluées après l'amplificateur de puissance en simulant la CCDF du PAPR ainsi que l'EVM. En effet le rendement de l'amplificateur est inversement proportionnel au PAPR du signal amplifié comme nous l'avons montré dans le chapitre 2. Nous considérons un amplificateur SSPA représenté par le modèle de Rapp [10].

La figure 4.21 montre les CCDF du PAPR du signal RL après l'amplificateur pour les deux scénarios. On y montre également la CCDF du PAPR du signal RL initial ainsi que sa courbe théorique dont l'équation est donnée dans [151]. Les simulations

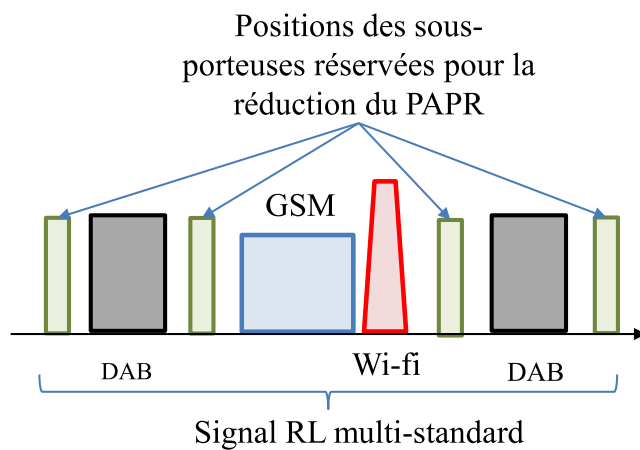


FIGURE 4.19 – Modèle de simulation du signal RL multi-standard avec les sous-porteuses réservées pour la réduction du PAPR

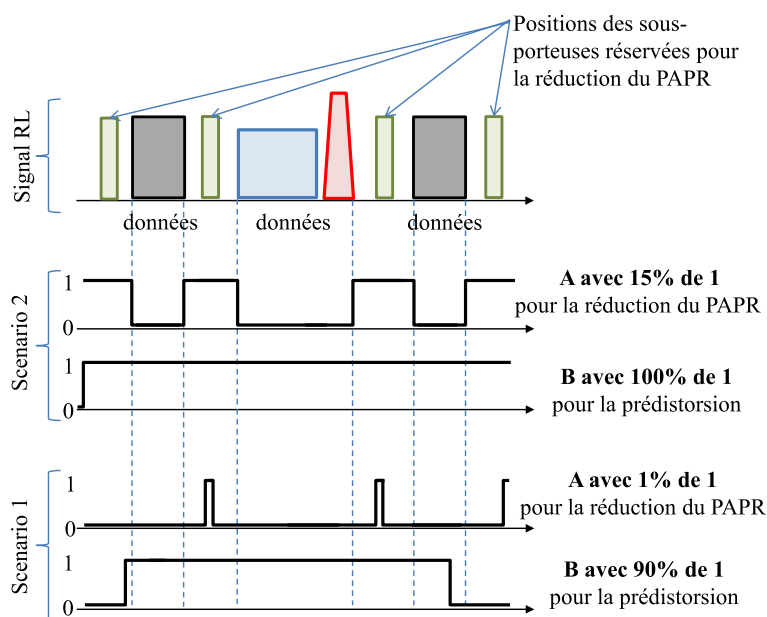


FIGURE 4.20 – Illustration des motifs générés pour chacun des deux scénarios présentés

sont faites sur 5.10^4 symboles de données aléatoires. L'IBO est fixé à 10dB à l'entrée de l'amplificateur. On peut remarquer que le PAPR du signal initial a une valeur d'environ 11dB à 10^{-2} . Grâce à l'approche conjointe par ajout de signal, particulièrement au signal de réduction du PAPR, il est réduit avant de passer à travers l'amplificateur. Grâce au signal de prédistorsion, les non-linéarités de l'amplificateur sont compensées exceptées la saturation qui ne peut être compensée et qui va contribuer à réduire le PAPR (par écrêtage). Cela est remarquable dans le scénario 1 où le gain de réduction du PAPR est faible donc l'amplificateur sature; le PAPR mesuré est de 10dB à 10^{-2} de probabilité. Dans le scénario 2, la réduction du PAPR est plus forte donc il n'y a presque pas de saturation. Après l'amplificateur, le PAPR mesuré est de 9dB à 10^{-2} .

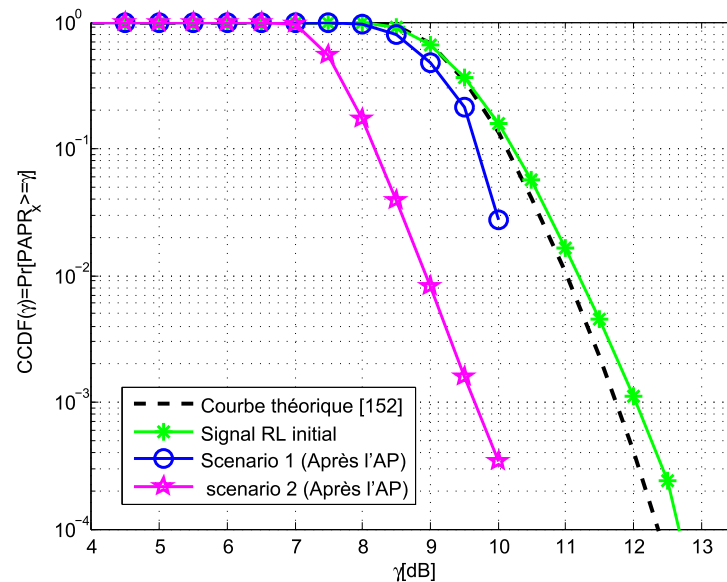


FIGURE 4.21 – La CCDF du PAPR du signal RL amplifié dans les deux scénarios avec $IBO = 10\text{dB}$

Dans la figure 4.22, la linéarité de l'amplificateur est mesurée à travers l'EVM en fonction du recul IBO. Dans les deux scénarios, l'EVM décroît proportionnellement à l'IBO et après $IBO = 10\text{dB}$, l'EVM est égal à zéro, ce qui signifie que les non-linéarités de l'amplificateur sont parfaitement compensées. Nous pouvons remarquer que le scénario 1 a des valeurs d'EVM plus grandes que celles du scénario 2. Cela montre que grâce à la gestion dynamique des signaux additionnels de réduction du PAPR et de prédistorsion, la linéarité mesurée ici par l'EVM, peut être améliorée (comme dans le scénario 2) ou dégradée (comme dans le scénario 1).

On peut conclure à partir des deux figures 4.21 et 4.22 qu'en fonction du nombre de sous-porteuses utilisées pour la réduction du PAPR (1% dans le scénario 1 et 15% dans le scénario 2), et de celui pour la prédistorsion (90% dans le scénario 1 et 100% dans le scénario 2), il est possible d'influencer en fonction des besoins la linéarité et le rendement de l'amplificateur de puissance.

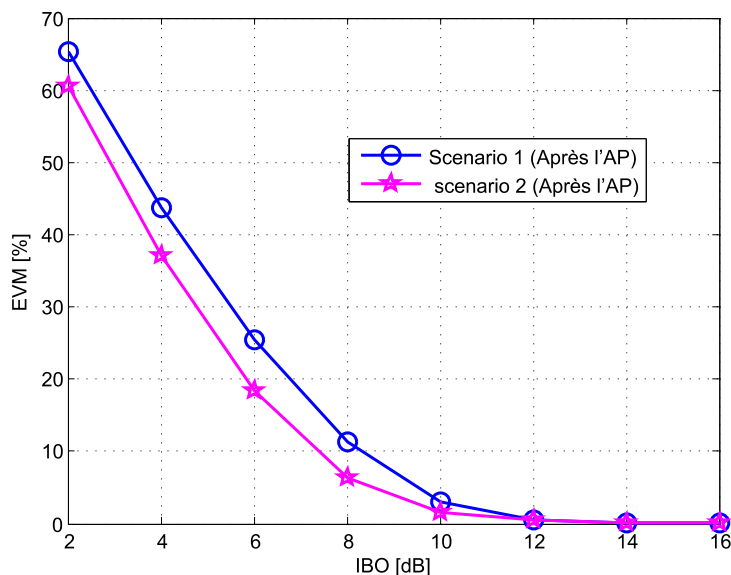


FIGURE 4.22 – Performance EVM de l’approche conjointe dynamique par ajout de signal pour les deux scénarios

4.5 Conclusion

La réduction du PAPR et la prédistorion sont deux traitements complémentaires qui sont associés pour améliorer la linéarité et le rendement de l’amplificateur de puissance. Dans ce chapitre, nous avons montré qu’il est possible d’avoir une vision commune de ces deux traitements en se basant sur les techniques d’ajout de signal.

Pour cela, nous avons premièrement modélisé la prédistorion en technique d’ajout de signal. Le signal additionnel de prédistorion est le signal de compensation des non-linéarités de l’amplificateur. Deux algorithmes ont été présentés pour la génération de ce signal. Le premier est basé sur le théorème de Busgang et a besoin d’une phase préliminaire d’estimation de la caractéristique de l’amplificateur. Le second est l’algorithme itératif de compensation d’erreur (AICE) qui contrairement au premier n’a pas besoin d’une phase d’estimation.

Dans un contexte d’approche conjointe, cette nouvelle formulation de la prédistorion permet d’avoir d’une part un signal additionnel de réduction du PAPR et d’autre part un signal additionnel de prédistorion. Un premier avantage de cette formulation est la possibilité d’une vision commune des deux traitements (réduction du PAPR et prédistorion). Plusieurs scénarios d’approche conjointe par ajout de signal peuvent donc être envisagées. Deux scénarios d’approche conjointe par ajout de signal correspondant à deux exemples de combinaison de la réduction du PAPR et de la prédistorion sont présentés : il s’agit de la combinaison en série et en parallèle. Elles ont des performances proches.

Un autre avantage de cette formulation est la possibilité d’avoir une vision sous-

porteuse par sous-porteuse de la correction (les deux traitements) en passant dans le domaine fréquentiel. Nous avons alors exploré cet aspect en proposant d'adapter dynamiquement les signaux additionnels de réduction du PAPR et de la prédistorsion en fonction de l'environnement radio dans un contexte Radio Intelligente.

Le prochain chapitre se base également sur cette formulation puis sur la combinaison en parallèle pour proposer une approche conjointe unifiée de la réduction du PAPR et de la prédistorsion par ajout de signal. L'idée de base est de générer un seul signal additionnel conjoint qui va à la fois compenser les non-linéarités de l'amplificateur et réduire le PAPR du signal à amplifier.

Chapitre 5

Approche conjointe unifiée de la réduction du PAPR et de la prédistorsion par ajout de signal

Sommaire

5.1	Introduction	131
5.2	Mise à jour de la classification générale	132
5.3	Approche conjointe unifiée par ajout de signal	132
5.3.1	Principe de base	134
5.3.2	Formulation globale du problème	135
5.4	Techniques de génération du signal additionnel conjoint	135
5.4.1	Algorithme ARRP	136
5.4.2	Algorithme AICE-PD	140
5.4.3	Résultats de simulation	143
5.5	Approche conjointe unifiée vs approche polynomiale	148
5.5.1	Étude de complexité	150
5.5.2	Résultats de simulations comparatives	152
5.6	Conclusion	154

5.1 Introduction

Grâce au chapitre 4, nous avons vu qu'il était possible de disposer d'une part d'un signal additionnel de réduction du PAPR et d'autre part d'un signal additionnel de prédistorsion. La combinaison des deux signaux additionnels permet d'avoir un signal additionnel conjoint qui effectue simultanément les deux traitements, la réduction du PAPR et la prédistorsion. L'objectif de ce chapitre est de générer directement ce signal additionnel conjoint qui va à la fois compenser les non-linéarités de l'amplificateur de puissance et réduire la dynamique du signal à amplifier. Les deux traitements sont alors fusionnés dans une *approche conjointe unifiée par ajout de signal*.

Le chapitre est organisé autour de quatre points principaux. Le premier point propose de mettre à jour la classification générale des techniques d'approche conjointe que nous avons proposée dans le chapitre 3. En effet, l'approche conjointe unifiée par ajout de signal fusionne la réduction du PAPR et la prédistorsion, ce qui permet de créer une *catégorie nouvelle* dans l'arborescence. Dans le second point, nous présentons le principe générale de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal. Dans le troisième point, nous proposons deux algorithmes pour la génération du signal additionnel conjoint. Le premier est basé sur une méthode de recherche de racines de polynômes tandis que le second est un algorithme itératif basé sur la compensation d'erreur. Dans le quatrième et dernier point, nous comparons les deux algorithmes d'approche conjointe unifiée par ajout de signal entre eux ainsi qu'avec l'approche conjointe polynomiale proposée dans [139, 140]. En effet, dans la littérature, l'approche polynomiale est celle qui se rapproche le plus de l'approche conjointe proposée. Cela nous a donc incité à faire une étude comparative qui consiste en une étude détaillée de la complexité de chaque algorithme ainsi que des résultats de simulations.

5.2 Prise en compte de l'approche conjointe par ajout de signal dans la classification générale

Avant de détailler le concept de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal, nous pouvons dès à présent mettre à jour la classification générale proposée dans la figure 3.8 du chapitre 3. En effet, l'approche conjointe unifiée par ajout de signal est une nouvelle vision de l'association de la réduction du PAPR et de la prédistorsion. C'est une approche conjointe collaborative qui contrairement à toutes les techniques que nous avons vues dans l'état de l'art propose de *fusionner* la réduction du PAPR et la prédistorsion en un seul bloc. La figure 5.1 présente la nouvelle classification des techniques d'approche conjointe en tenant compte de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal.

5.3 Principe général de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal

La vision commune de la réduction du PAPR et de la prédistorsion est le principal avantage de la modélisation de la prédistorsion en tant que technique d'ajout de signal. En plus des possibilités de combinaison que nous avons présentées, elle permet plus globalement de *fusionner* la réduction du PAPR et la prédistorsion à travers une approche conjointe unifiée par ajout de signal. Dans cette section, nous présentons premièrement le principe de fonctionnement de cette nouvelle approche et deuxièmement le calcul théorique du signal additionnel conjoint peut être formulé comme un problème d'optimisation.

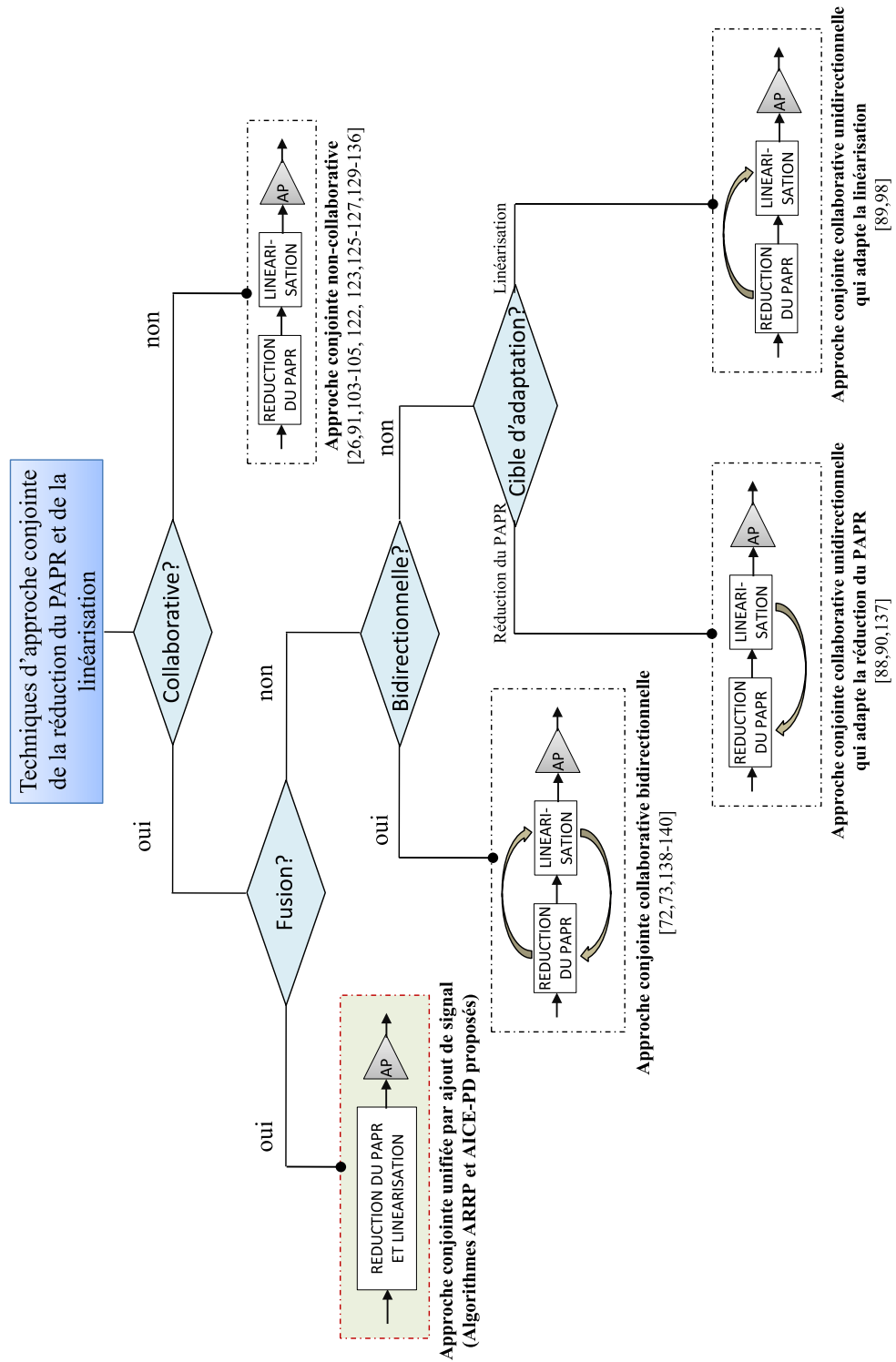


FIGURE 5.1 – Classification générale des techniques d'approche conjointe en y incluant l'approche conjoint unifiée proposée

5.3.1 Principe de base

L'idée de base de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal est de fusionner la réduction du PAPR et la prédistorsion sous une formulation unifiée par ajout de signal. Elle se base sur la combinaison en parallèle présentée dans la section 4.3 comme l'illustre la figure 5.2. En effet, la réduction du PAPR et la prédistorsion ont toujours été abordées séparément dans la littérature mais grâce à la modélisation (dans le chapitre 4) de la prédistorsion comme technique d'ajout de signal, on a une vision commune par ajout de signal de ces deux traitements. Par conséquent, en combinant d'une part le signal additionnel de réduction du PAPR et d'autre part le signal de prédistorsion, on peut générer un signal additionnel conjoint qui compense les non-linéarités de l'amplificateur et réduit le PAPR.

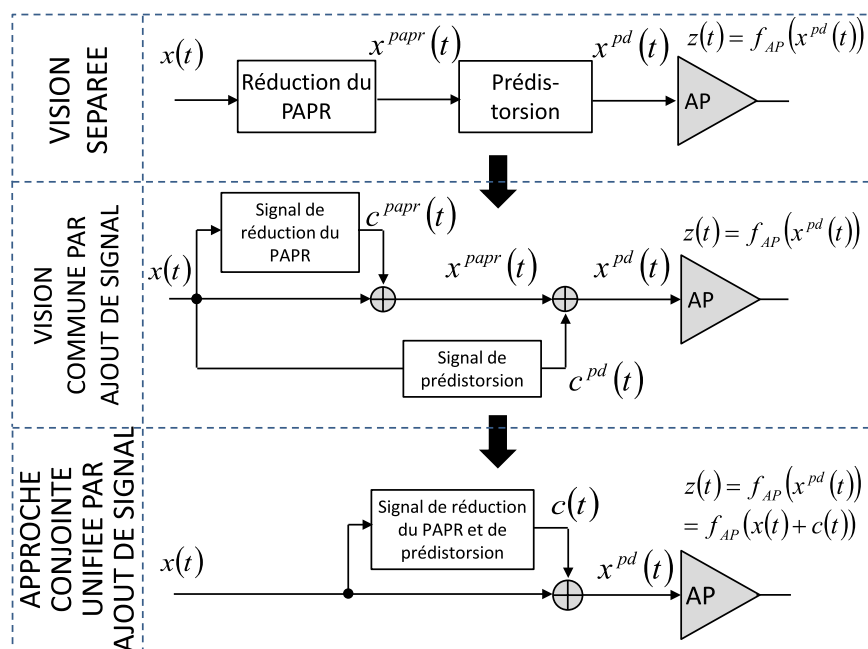


FIGURE 5.2 – De la vision séparée de la réduction du PAPR et la prédistorsion vers une approche conjointe unifiée par ajout de signal

L'avantage d'une telle approche conjointe est qu'elle permet d'alléger la chaîne de transmission de l'émetteur du fait de la réduction du nombre de traitements. De plus, grâce à la performance bien connue des techniques d'ajout de signal, le compromis entre la linéarité et le rendement pourra donc être amélioré. La question est donc : comment générer directement le signal additionnel conjoint ?

5.3.2 Formulation globale du problème

Considérons un amplificateur dont les caractéristiques générales sont données par (1.10). L'objectif de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal est de générer un signal de correction $c(t)$ qui effectue à la fois la prédistorsion et la réduction du PAPR comme dans (4.15). Dans les conditions idéales, le signal additionnel de prédistorsion compense parfaitement les non-linéarités de l'amplificateur comme dans (4.2). Ainsi le signal amplifié ne dépendra que du signal additionnel pour la réduction du PAPR et s'exprime par :

$$f_{AP}(x(t) + c(t)) = G_p(x(t) + c^{papr}(t)). \quad (5.1)$$

Cependant, il est pratiquement impossible de réaliser une prédistorsion parfaite de l'amplificateur de puissance à cause principalement de la saturation. La linéarité parfaite, implicite dans (5.1), n'est donc réalisable que si le recul IBO est suffisamment important pour éviter la saturation. Par conséquent, le signal additionnel $c(t)$ peut être déterminé dans le but de minimiser un critère des moindres carrés défini par :

$$J(c) = E \left\{ |f_{AP}(x(t) + c(t)) - G_p(x(t) + c^{papr}(t))|^2 \right\}. \quad (5.2)$$

En considérant que le signal de réduction du PAPR $c^{papr}(t)$ est préalablement calculé à l'aide d'une technique de réduction du PAPR, le signal additionnel conjoint est obtenu en résolvant le problème suivant :

$$\min_c J(c). \quad (5.3)$$

Il faut remarquer que la fonction de transfert $f_{AP}(\cdot)$ de l'amplificateur est une fonction convexe. Le problème est par conséquent convexe. La solution optimale est alors donnée par :

$$c^{opt}(t) = P(G_p(x(t) + c^{papr}(t))) - x(t), \quad (5.4)$$

avec $P(\cdot)$ la fonction de prédistorsion.

5.4 Techniques de génération du signal additionnel conjoint

Dans cette section, nous présentons deux algorithmes pour la génération du signal additionnel conjoint. Le premier est basé sur la recherche des racines de polynômes (ARRP) ; il a besoin d'une première étape de génération d'un signal de réduction du PAPR et d'estimation des caractéristiques de l'amplificateur de puissance. Le second algorithme par contre est basé sur la compensation d'erreur (AICE-PD). Il est itératif et n'a pas besoin d'une première étape de génération du signal de réduction du PAPR ou d'estimation des caractéristiques de l'amplificateur.

5.4.1 Algorithme basé sur la recherche de racines de polynômes (ARRP)

L'ARRP résout le problème (5.3) en deux étapes. D'abord, on génère un signal de réduction du PAPR à l'aide d'une technique choisie et ensuite on calcule le signal additionnel conjoint. L'amplificateur est modélisé sous forme polynomiale et une étape d'estimation préliminaire est nécessaire.

5.4.1.1 Formulation du problème sous forme polynomiale

Sans perte de généralité, considérons de nouveau que l'amplificateur soit modélisé par un modèle polynomial sans mémoire avec des monômes de degrés impairs [10,22]. Le modèle polynomial est en fait le plus utilisé et le plus simple en termes d'implémentation des systèmes non-linéaires comparé aux modèles comme ceux basés sur les noyaux de Volterra [10]. La fonction de transfert de l'amplificateur peut alors s'écrire :

$$f_{AP}(x(t) + c(t)) = (x(t) + c(t)) \sum_{k=0}^{K-1} h_{2k+1} |x(t) + c(t)|^{2k}, \quad (5.5)$$

où $\{h_1, h_3, \dots, h_{2K-1}\}$ représentent ses coefficients polynomiaux. Le paramètre K contrôle le degré du polynôme. $x(t)$ et $c(t)$ sont respectivement le signal initial et le signal additionnel de correction.

En passant dans le domaine numérique et afin de simplifier l'écriture des expressions à venir, notons r_n et ϕ_{x_n} respectivement l'amplitude et la phase du signal corrigé $x_n + c_n$. De même notons $h_{0,n}$ et ϕ_{z_n} respectivement l'amplitude et la phase du signal amplifié souhaité $G_p(x_n + c_n^{papr})$ donné dans (5.1). Alors :

$$\begin{cases} r_n &= |x_n + c_n|, \\ \phi_{x_n} &= \angle \{x_n + c_n\}. \end{cases} \quad (5.6)$$

$$\begin{cases} h_{0,n} &= G_p |x_n + c_n^{papr}|, \\ \phi_{z_n} &= \angle \{x_n + c_n^{papr}\}. \end{cases} \quad (5.7)$$

$\angle\{\cdot\}$ est la fonction qui renvoie la phase. A partir des notations (5.6) et (5.7) ainsi que de l'expression polynomiale de l'amplificateur (5.5), la fonction de coût définie dans (5.2) peut se réécrire plus simplement dans le domaine numérique par :

$$J(r_n) = E \left\{ \left(\sum_{k=0}^{K-1} h_{2k+1} r_n^{2k+1} - h_{0,n} \right)^2 \right\}. \quad (5.8)$$

La résolution du problème (5.3) revient à trouver r_n qui minimise (5.8). Le signal additionnel de correction c_n sera ensuite déduit à l'aide de (5.6) en posant :

$$c_n = r_n e^{j\phi_{z_n}} - x_n. \quad (5.9)$$

Sachant que l'amplification est considéré sans mémoire, il n'y aura pas de distorsions de phase, i.e $\phi_{x_n} = \phi_{z_n}$.

5.4.1.2 Principe de l'ARRP

La minimisation de (5.8) peut être traduite simplement en un problème classique de recherche des racines de l'équation suivante :

$$h_{2K-1}r_n^{2K-1} + h_{2K-3}r_n^{2K-3} + \dots + h_1r_n - h_{0,n} = 0. \quad (5.10)$$

Il faut remarquer que l'équation (5.10) dépend de la variable temporelle n . Le calcul se fait donc échantillon par échantillon. En considérant un système OFDM de N sous-porteuses avec un facteur de sur-échantillonnage L , les signaux produits ont NL échantillons. Le signal additionnel conjoint est alors solution d'un système de NL équations polynomiales donné par :

$$\begin{pmatrix} r_0 & r_0^3 & \dots & r_0^{2K-1} \\ r(1) & r(1)^3 & \dots & r_1^{2K-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ r_{NL-1} & r_{NL-1}^3 & \dots & r_{NL-1}^{2K-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_1 \\ h_3 \\ \vdots \\ h_{2K-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{0,0} \\ h_{0,1} \\ \vdots \\ h_{0,NL-1} \end{pmatrix} \quad (5.11)$$

On peut noter à titre indicatif que la première matrice dont les éléments sont des puissances de r_n est la matrice de Vandermonde.

La méthodologie de résolution de (5.11) comporte deux étapes :

1. générer un signal de réduction du PAPR c^{papr} à l'aide d'une technique de réduction du PAPR [8, 9, 43]. Les techniques TR peuvent être utilisées pour éviter la dégradation du TEB [65, 75].
2. résoudre (5.11), i.e trouver $\{r_0, r_1, \dots, r_{NL-1}\}$, en supposant que les coefficients polynomiaux de l'amplificateur sont connus grâce à une phase préliminaire d'apprentissage. Chaque r_n est calculé en résolvant (5.10) à l'aide d'un algorithme de recherche de racines de polynômes.

Le calcul des racines d'un polynôme est un problème mathématique classique pour lequel il existe de nombreux algorithmes pour approcher ou trouver la solution exacte. Le degré impair du polynôme garantit l'existence au moins d'une racine réelle. Nous choisissons la méthode des valeurs propres qui permet de trouver toutes les racines du polynôme avec une grande précision.

La méthode des valeurs propres consiste à calculer les racines d'un polynôme à partir des valeurs propres de la *matrice compagnon* correspondante. En effet, en algèbre linéaire classique, les valeurs propres d'une matrice correspondent aux racines du polynôme caractéristique. Pour cela, récrivons le polynôme (5.10) sous une forme unitaire en l'exprimant comme :

$$\mathbf{p}(r_n) = r_n^{2K-1} + p_{2K-3}r_n^{2K-3} + p_{2K-5}r_n^{2K-5} + \dots + p_1r_n - p_{0,n} = 0, \quad (5.12)$$

avec $p_{0,n} = \frac{h_{0,n}}{h_{2K-1}}$ et $p_{2k-1} = \frac{h_{2k-1}}{h_{2K-1}}$ pour $k = 1, 3, \dots, K-1$ et $h_{2K-1} \neq 0$. La matrice

compagnon de ce polynôme s'écrit comme suite :

$$\overline{\mathbf{M}}_{\mathbf{n}} = \begin{pmatrix} -p_{2K-2} & -p_{2K-3} & \dots & -p_1 & p_{0,n} \\ 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.13)$$

Il faut remarquer que la matrice compagnon est une matrice carrée et a pour polynôme caractéristique $P_{M_n}(r_n) \triangleq \det \{r_n \mathbf{I}_d - \overline{\mathbf{M}}_{\mathbf{n}}\} = \mathfrak{p}(r_n)$. La dernière étape de la méthode des valeurs propres est de calculer les valeurs propres de cette matrice correspondant aux racines du polynôme. Il y a normalement plusieurs racines par polynôme et il y en a au moins une qui est réelle comme nous l'avons expliqué plus haut. Afin d'éviter les distorsions de phase ou une trop forte augmentation de la puissance moyenne du signal, nous choisissons la plus petite racine réelle (i.e la plus petite valeur propre réelle de $\overline{\mathbf{M}}_{\mathbf{n}}$) pour former l'échantillon recherché du signal r_n . L'échantillon correspondant du signal additionnel c_n est enfin déduit par la suite grâce à (5.9).

En considérant tous les échantillons d'un symbole OFDM et le système d'équations décrit dans (5.11), nous pouvons remarquer que seul un élément change dans la matrice compagnon d'un polynôme à un autre. Cet élément, $p_{0,n}$ dans la matrice $\overline{\mathbf{M}}_{\mathbf{n}}$ (5.13), correspond au signal amplifié désiré. Par conséquent, on peut envisager d'effectuer la recherche de racines de façon collaborative. On calcule les valeurs propres d'une première matrice compagnon et on déduit pour les autres. Cela permet de réduire le nombre de calculs et donc la complexité.

La figure 5.3 présente le diagramme en blocs de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l'algorithmme ARRP précédemment expliqué.

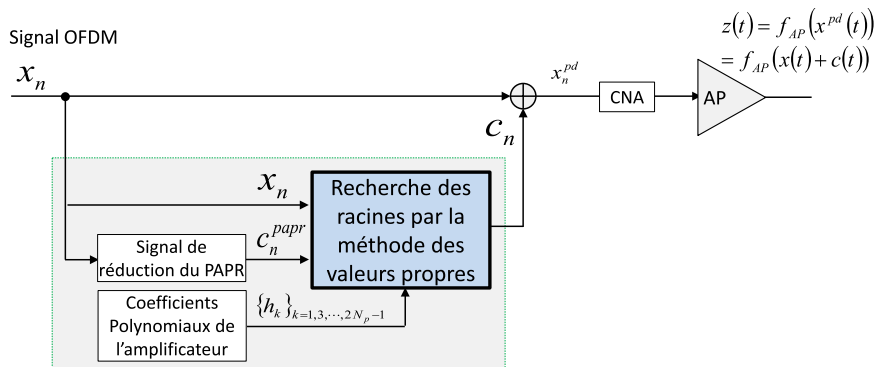


FIGURE 5.3 – Schéma de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l'ARRP

En conclusion, il est possible de générer un signal additionnel conjoint pour la réduction du PAPR et la prédistorsion à l'aide d'un algorithme de recherche des racines de

polynômes tel que la méthode des valeurs propres. L'originalité dans cette approche est la formulation unifiée par ajout de signal de l'approche conjointe des deux traitements qui sont la réduction du PAPR et la prédistorsion. Contrairement à la tendance générale qui a une vision séparée, l'approche proposée ici a l'avantage de fusionner les deux traitements en un seul bloc et donc une gestion simultanée de la réduction du PAPR et de la prédistorsion. De plus, nous pouvons remarquer que la complexité de l'algorithme peut être considérablement réduite si on considère que la complexité de la méthode des valeurs propres est de l'ordre de $O(K^3)$ et qu'elle n'est exécutée qu'une fois du fait de la possibilité de déduire les racines de tous les polynômes à partir de celles d'un seul.

La phase préliminaire d'apprentissage des coefficients polynomiaux de l'amplificateur est déterminante pour une bonne performance de l'algorithme proposé. Nous proposons dans la suite une version adaptative qui inclut cette phase. L'objectif est de garantir l'efficacité de l'algorithme en prenant en compte les variations de l'amplificateur.

5.4.1.3 Version adaptative de l'ARRP

Ici, nous abordons la possibilité de rendre adaptatif l'algorithme d'approche conjointe unifiée par ajout de signal que nous venons de proposer. Cette version adaptative s'applique dans le cas où l'amplificateur de puissance a une caractéristique qui varie vite soit à cause de la largeur de bande du signal à amplifier ou de la température, de la fréquence, de l'amortissement, etc. Les coefficients polynomiaux de l'amplificateur (5.5) sont directement appris à l'aide d'un algorithme des moindres carrés (LMS). Posons $\mathbf{h} = [h_1, h_3, \dots, h_{2K-1}]^T$ le vecteur des coefficients polynomiaux de l'amplificateur. L'idée est premièrement de calculer un vecteur initial des coefficients $\mathbf{h}^{(0)}$ avec un signal additionnel nul et ensuite de le mettre à jour itérativement.

De même que le signal additionnel dans (5.3), le vecteur des coefficients polynomiaux est calculé en minimisant :

$$J(\mathbf{h}) = E \left\{ \left(\sum_{k=0}^{K-1} h_{2k+1} r_n^{2k+1} - h_{0,n} \right)^2 \right\}. \quad (5.14)$$

L'algorithme LMS s'écrit alors comme :

$$\mathbf{h}^{(n_{i+1})} = \mathbf{h}^{(n_i)} - \frac{1}{2} \mu \nabla J(\mathbf{h}^{(n_i)}) \quad (5.15)$$

où n_i est l'indice des itérations et μ est le pas qui contrôle la convergence de l'algorithme LMS.

A partir de (5.14), le gradient de la fonction de coût $J(h)$ est calculé comme :

$$\begin{aligned} \nabla J(\mathbf{h}) &= \nabla E \left\{ \left(\sum_{k=0}^{K-1} h_{2k+1} r_n^{2k+1} - h_{0,n} \right)^2 \right\} \\ &= 2E \left\{ \mathbf{R}_n e_n^{(h)} \right\} \end{aligned} \quad (5.16)$$

avec $\mathbf{R}_n = [r_n r_n^3 \dots r_n^{2K-1}]^T$ et $e_n^{(h)}$ l'erreur de calcul des coefficients polynomiaux qui s'écrit comme suite :

$$e_n^{(h)} = \sum_{k=0}^{K-1} h_{2k+1} r_n^{2k+1} - h_{0,n}. \quad (5.17)$$

A partir de (5.16), l'algorithme LMS permet d'approximer le gradient de la fonction de coût comme :

$$\nabla J(h) \approx 2\mathbf{R}_n e_n^{(h)}. \quad (5.18)$$

La figure 5.4 illustre la version adaptative de l'ARRP. Les étapes de calcul sont illustrées dans l'algorithme 2.

algorithme 2 Pseudo-algorithme de la version adaptative de l'ARRP

ENTRÉES :

- 1: $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{NL-1}]^T$ le signal OFDM de départ,
- 2: $\mathbf{c} = 0_{NL}$ le signal additionnel est initialisé à zéro,
- 3: $\mu \leftarrow$ pas de convergence de l'algorithme LMS,
- 4: calculer c^{papr} à l'aide d'une technique donnée de réduction du PAPR
- 5: **répéter**
- 6: Calculer les coefficients polynomiaux de l'amplificateur à l'aide de l'algorithme LMS qui s'écrit à partir de (5.16) et de (5.18) :

$$\mathbf{h}^{(n_{i+1})} = \mathbf{h}^{(n_i)} - \mu \mathbf{R}_{n_i} e_{n_i}^{(h)} \quad (5.19)$$

- 7: Calculer le signal additionnel c à l'aide de l'algorithme ARRP décrit précédemment,
 - 8: Calcul de l'erreur $e_{n_i}^{(h)}$ à partir de (5.17),
 - 9: **jusqu'à** nombre maximum d'itérations ou $e_{n_i}^{(h)} \leq \varepsilon$.
-

A partir de la figure 5.4 et l'algorithme 2, nous pouvons conclure qu'il est possible de rendre adaptative l'ARRP. Les coefficients caractéristiques de l'amplificateur sont dans ce cas calculés et mis à jour dynamiquement et itérativement [10].

5.4.2 Algorithme itératif de compensation d'erreur sur les porteuses de données (AICE-PD)

L'idée de base de l'AICE-PD est d'utiliser l'écrêtage intrinsèque de la fonction de transfert de l'amplificateur sur les sous-porteuses réservées ou non-utilisées et d'appliquer l'algorithme itératif de compensation d'erreur¹ sur les sous-porteuses de données. Une approche conjointe unifiée par ajout de signal est donc effectuée avec sur les sous-porteuses de données le signal de prédistorsion et sur les sous-porteuses réservées ou

1. algorithme AICE, voir alg. 1, page 111.

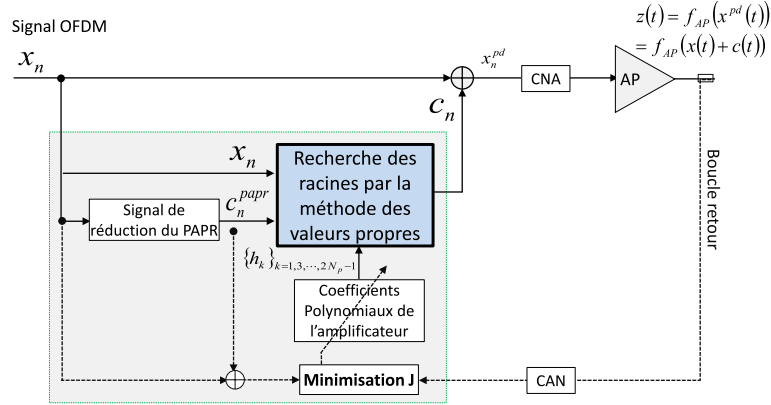


FIGURE 5.4 – Schéma de la version adaptative de l'ARRP

non-utilisées le signal de réduction du PAPR. Contrairement à l'ARRP, l'AICE-PD n'a pas besoin d'une phase préliminaire d'estimation des caractéristiques de l'amplificateur.

5.4.2.1 Formulation du problème dans le domaine fréquentiel

Sans perte de généralité, ré-écrivons le problème (5.2) dans le domaine fréquentiel. Le signal additionnel conjoint C est la sommation du signal de prédistorsion C^{dp} et de celui de réduction du PAPR C^{papr} comme le montre (4.16). La formulation dans le domaine fréquentiel permet d'avoir une vision sous-porteuse par sous-porteuse du signal additionnel C et par conséquent une grande liberté dans le choix d'affectation des sous-porteuses. Plusieurs configurations sont alors possibles selon les contraintes et les spécifications des standards.

Dans la suite, nous choisissons de combiner d'une part le signal additionnel de réduction du PAPR qui sera sur les sous-porteuses réservées ou non-utilisées et d'autre part le signal de prédistorsion sur les sous-porteuses utiles comme l'illustre la figure 5.5. L'objectif est d'une part d'éviter la dégradation du TEB engendrée par le signal de réduction du PAPR et d'autre part focaliser la prédistorsion sur les données qui sont sur les sous-porteuses utiles. Le choix des sous-porteuses utiles pour le signal de prédistorsion permet également d'éviter les effets antagonistes entre la réduction du PAPR et la prédistorsion qui sont alors *orthogonales*. Cela se traduit par :

$$C_k = \begin{cases} C_k^{papr}, k \in \mathfrak{R}_r \\ C_k^{pd}, k \in \mathfrak{R}_u \end{cases} . \quad (5.20)$$

\mathfrak{R}_r et \mathfrak{R}_u représentent respectivement l'ensemble des N_r sous-porteuses réservées et celui des N_u sous-porteuses utiles. $\mathfrak{R}_r \cap \mathfrak{R}_u = \emptyset$ et $N_r + N_u = N$.

Soit X le signal OFDM initial (avec les données sur les sous-porteuses utiles) auquel on ajoute le signal additionnel conjoint C avec la configuration fréquentielle comme le

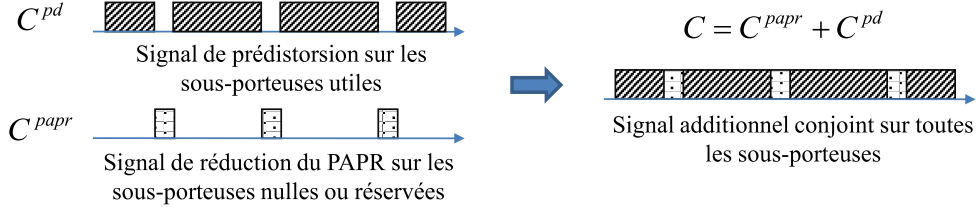


FIGURE 5.5 – Configuration fréquentielle du signal additionnel conjoint généré par l'AICE-PD

montre la figure 5.5. L'amplification de $x + c$ va engendrer des distorsions² aussi bien sur les sous-porteuses utiles que sur les sous-porteuses réservées. Notons \hat{X} les données bruitées sur les sous-porteuses utiles, i.e $\hat{X} = X + \varepsilon^{(u)}$ et \hat{C}^{papr} les distorsions additionnelles sur les sous-porteuses réservées, i.e $\hat{C}^{papr} = C^{papr} + \varepsilon^{(r)}$. $\varepsilon^{(r)}$ et $\varepsilon^{(u)}$ représentent les distorsions du signal amplifié respectivement sur les sous-porteuses réservées et sur les sous-porteuses utiles. Cela est illustré sur la figure 5.6. Cette vision sous-porteuse par sous-porteuse permet de ré-écrire la fonction de coût dans le domaine fréquentiel en comparant les données de départ avec les données amplifiées. On obtient alors :

$$\begin{aligned}
 J(C) &= E \left\{ \left| \hat{X}_k - X_k \right|^2 \right\}, k \in \mathfrak{R}_u & (5.21) \\
 &= E \left\{ \left| \mathbf{FFT} \left\{ \frac{1}{G_p} f_{AP}(x_n + c_n) - x_n \right\}_{\mathfrak{R}_u} \right|^2 \right\}
 \end{aligned}$$

où $\mathbf{FFT}\{\cdot\}_{\mathfrak{R}_u}$ est la transformée de Fourier limitée aux N_u sous-porteuses utiles. Les signaux temporels discret x_n et c_n sont respectivement les transformées de Fourier inverses de X_k et C_k .

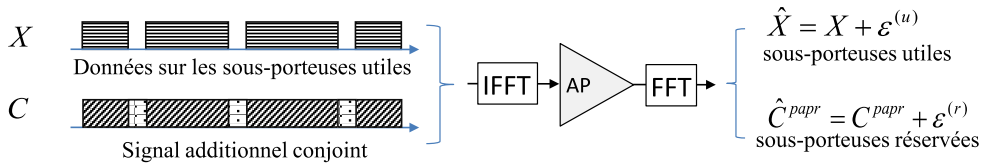


FIGURE 5.6 – Vision fréquentielle de l'amplification du signal OFDM "corrigé"

La minimisation d'une telle fonction de coût (5.21) conduit à la recherche d'un signal additionnel conjoint qui focalise la prédistorsion sur les sous-porteuses utiles tout en utilisant les sous-porteuses réservées pour la réduction du PAPR comme le montre la figure 5.5. Le signal de réduction du PAPR sur les sous-porteuses réservées provient de l'écrêtage de la fonction d'amplification. Nous proposons dans la suite un algorithme

2. La prédistorsion incluse dans l'approche conjointe unifiée n'est pas parfaite

itératif de compensation d'erreur dont l'objectif est de générer ce signal additionnel conjoint.

5.4.2.2 Principe de l'AICE-PD

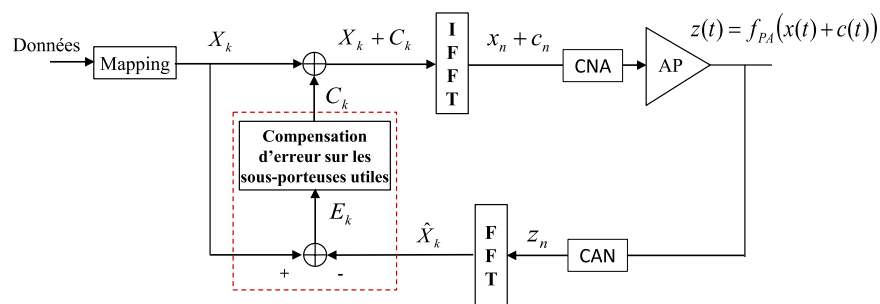


FIGURE 5.7 – schéma de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l'AICE-PD

La figure 5.7 représente le diagramme en blocs de l'AICE-PD pour la génération du signal additionnel conjoint de réduction du PAPR et de prédistorsion. L'idée est d'une part d'utiliser l'écrêtage de l'amplificateur comme fonction de réduction du PAPR et d'autre part de corriger les distorsions engendrées sur les sous-porteuses utiles. Cela oblige donc le signal additionnel conjoint à ne garder que le signal de réduction du PAPR sur les sous-porteuses réservées tandis que le signal de prédistorsion sera sur les sous-porteuses utiles. L'algorithme de compensation d'erreur ainsi obtenu est détaillé dans l'algorithme 3.

L'algorithme 3 permet de générer itérativement le signal additionnel conjoint C . De plus, on n'a pas besoin de phase d'apprentissage de l'amplificateur ou d'une première étape de génération d'un signal de réduction du PAPR comme c'est le cas dans l'algorithme ARRP présenté précédemment.

5.4.3 Résultats de simulation

Les résultats présentés ici sont basés sur les standards IEEE802.11a/g avec un système OFDM à 64 sous-porteuses. On considère une modulation 16-QAM et un facteur de sur-échantillonnage 4. L'amplificateur est de type SSPA modélisé par le modèle de Rapp.

5.4.3.1 Résultats de simulations associés à l'ARRP

La performance de l'ARRP est testée ici en utilisant un polynôme sans mémoire de degré $K = 5$ pour modéliser l'amplificateur de puissance. Nous choisissons le clipping & filtrage (CF) comme technique de réduction du PAPR. Son implantation est simple et du fait du filtrage, les interférences hors-bandes sont réduites. Le rapport de clipping

algorithme 3 Pseudo-algorithme de l'AICE-PD pour la génération du signal additionnel conjoint de réduction du PAPR et de prédistorsion

ENTRÉES:

- 1: X symbole OFDM de départ,
 - 2: $\mu \leftarrow$ pas de convergence,
 - 3: $i \leftarrow 0$ initialiser les indices d'itérations,
 - 4: $C^{(i)} \leftarrow 0$ initialiser à 0 le signal additionnel conjoint,
 - 5: **répéter**
 - 6: $z_n^{(i)} \leftarrow \mathbf{IFFT} \{X + C^{(i)}\}$ (signal temporel prédistordu et à PAPR réduit),
 - 7: $\hat{X}_k^{(i)}, \hat{C}_{k'}^{papr(i)} \leftarrow \mathbf{FFT} \left\{ f_{AP} \left(z_n^{(i)} \right) \right\}$ avec $k \in \mathfrak{R}_u$ et $k' \in \mathfrak{R}_r$ (boucle de retour),
 - 8: $E_k^{(i)} \leftarrow X_k - \hat{X}_k^{(i)}$ (calcul de l'erreur sur les sous-porteuses utiles),
 - 9: $C_k^{(i+1)} \leftarrow C_k^{(i)} + \mu E_k^{(i)}$ (mise à jour de C sur les sous-porteuses utiles),
 - 10: $C_{k'}^{(i+1)} \leftarrow C_{k'}^{(i)} + \hat{C}_{k'}^{papr(i)}$ (mise à jour de C sur les sous-porteuses réservées),
 - 11: $i \leftarrow i + 1$ itérations,
 - 12: **jusqu'à** $i \geq$ nombre maximum d'itérations ou $\left| E_k^{(i)} \right| \leq \varepsilon$.
-

(CR) est fixé à $CR = 4\text{dB}$. Les performances de l'algorithme en réduction du PAPR, ainsi qu'en EVM et DSP sont comparées à celles d'un système idéal où la technique de réduction du PAPR est combinée avec une prédistorsion idéale, i.e une amplification idéale. Nous comparons également le système proposé à un système sans approche conjointe où seule la réduction du PAPR est utilisée avant l'amplificateur.

La figure 5.8 illustre la performance en terme de réduction du PAPR de l'ARRP pour la génération du signal additionnel conjoint. Les courbes de type CCDF obtenues sont tracées à partir de 10^4 symboles OFDM générés aléatoirement. L'IBO de l'amplificateur est fixé à 8dB. On peut constater que l'algorithme a la même performance en réduction du PAPR que l'association d'une technique de réduction du PAPR et d'une prédistorsion idéale. Ceci est normal car la même technique de clipping & filtrage a été utilisée dans les deux cas avec une bonne linéarité (prédistorsion idéale). Par contre, dans le cas sans approche conjointe où le clipping & filtrage est associé à l'amplificateur, on observe une meilleure performance au niveau PAPR. Cela s'explique du fait que la fonction d'amplification contribue à l'écrêtage du signal.

La figure 5.9 montre la performance en linéarité évaluée à la sortie de l'amplificateur à l'aide du critère EVM simulé sur $5 \cdot 10^3$ symboles OFDM générés aléatoirement. L'EVM décroît proportionnellement à l'IBO jusqu'à une valeur minimum qui est environ 7% correspondant aux bruits générés dans la bande par le clipping de $CR = 4\text{dB}$. Nous pouvons constater que grâce à l'approche conjointe unifiée par ajout de signal qui inclut une prédistorsion, la linéarité est améliorée comparée au cas sans approche conjointe où il n'y a pas de prédistorsion. Comparée au système idéal, l'approche conjointe unifiée par ajout de signal a une performance en terme d'EVM légèrement inférieure d'environ 1%. Cela est dû d'une part à la performance de l'ARRP et d'autre part au paramètre K qui représente le degré du polynôme modélisant l'amplificateur. En effet, pour avoir

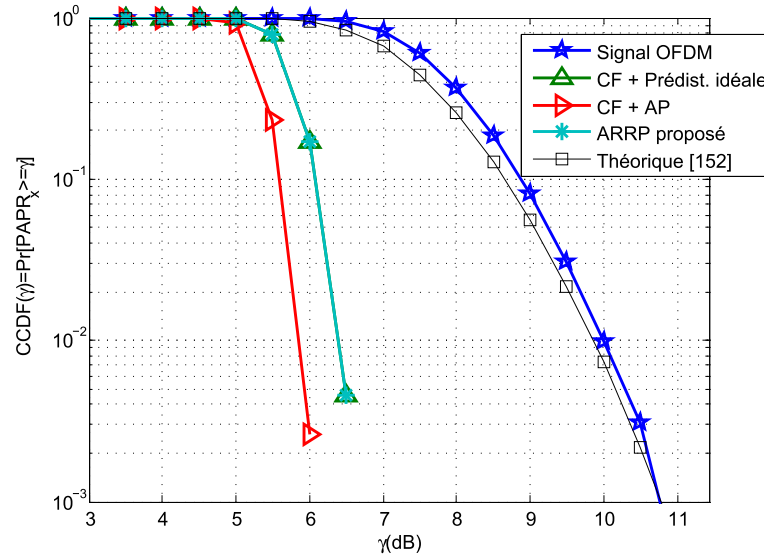


FIGURE 5.8 – PAPR de l’approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l’ARRP.

une modélisation parfaite de l’amplificateur, il faudrait une grande valeur de K .

La figure 5.10 montre la performance en terme de DSP de l’approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l’ARRP pour un IBO fixé à 7dB. La simulation est sur 5.10^3 symboles OFDM. Cette figure montre la capacité de l’algorithme proposé pour la réduction des interférences hors bandes : sa performance est identique à celle du système idéal. Dans le système sans approche conjointe où l’on n’a que la réduction du PAPR, l’amplificateur de puissance sature et introduit des non-linéarités en fonction de la performance en réduction du PAPR entraînant donc des remontées spectrales (environ 5dB).

5.4.3.2 Résultats de simulations associés à l’AICE-PD

La performance de l’AICE-PD pour la génération du signal additionnel conjoint est évaluée ici en fonction du nombre d’itérations et de l’IBO fixé à l’entrée de l’amplificateur de puissance. Les performances en réduction du PAPR, ainsi qu’en EVM, ACPR et DSP sont simulées et comparées à celles d’un système de référence où l’on associe la réduction du PAPR par clipping simple (sans filtrage) et la prédistorsion idéale. L’objectif de ce choix est de comparer deux systèmes équivalents. En effet, l’approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l’AICE-PD fait itérativement l’équivalent d’un clipping et d’une prédistorsion. Le rapport de clipping correspond donc à l’IBO.

La figure 5.11 présente l’évolution du PAPR du signal OFDM initial en fonction du nombre d’itérations et de l’IBO. Les valeurs de PAPR sont calculées au niveau du signal amplifié et moyennées sur 5.10^3 symboles OFDM générés aléatoirement. Pour les deux valeurs d’IBO simulées, 4dB et 7dB, nous pouvons constater qu’après une seule

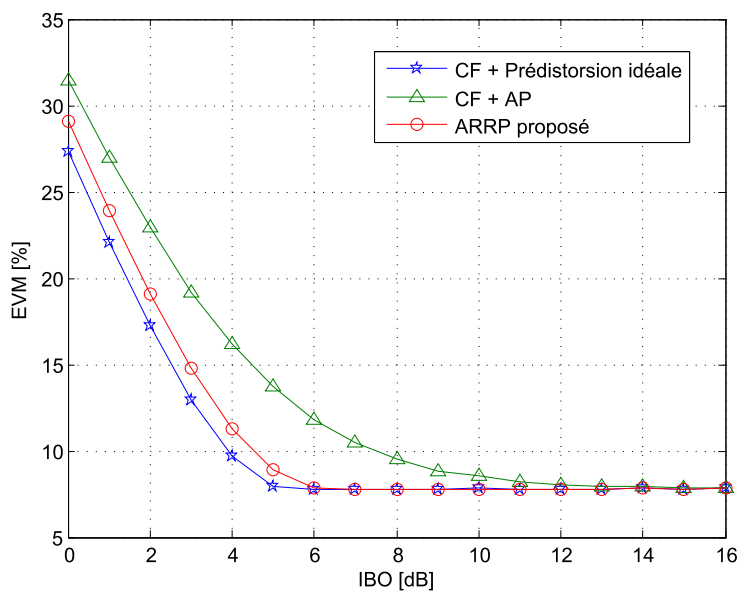


FIGURE 5.9 – EVM de l’approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l’ARRP.

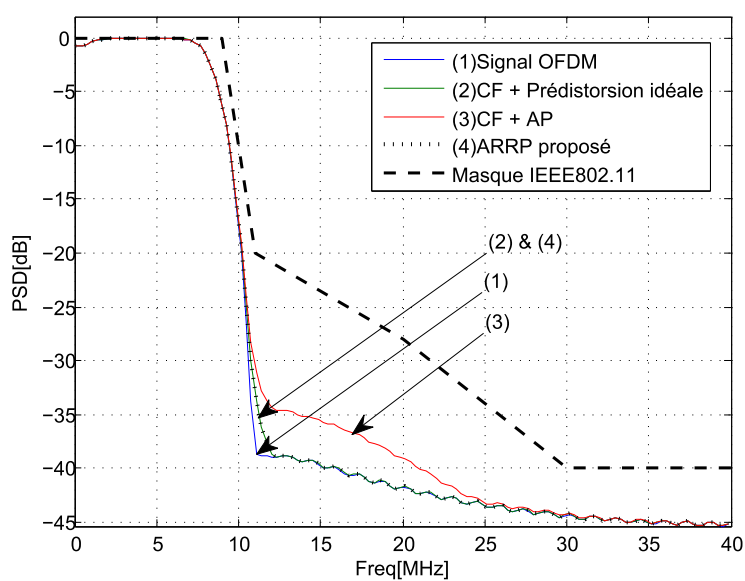


FIGURE 5.10 – DSP de l’approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l’ARRP.

itération, le PAPR moyen, i.e $mPAPR$, du signal amplifié dans le contexte ajout de signal est plus petit que celui du système de référence. Ce gain de réduction du PAPR s'explique par la différence des fonctions d'écrêtage. En effet, la fonction d'amplification effectue un écrêtage progressif, i.e *smoth clipping*, contrairement au clipping simple qui est brutal. Lorsque le nombre d'itérations augmente, le gain en réduction du PAPR se stabilise. Plus l'IBO est faible, plus ce gain est important. Par exemple, pour un PAPR moyen initial de $mPAPR=7.4$ dB et 15 itérations de l'algorithme AICE-PD, le gain de réduction du PAPR du système proposé est de 0.8dB pour un IBO égal 7dB comparativement à 3.5dB pour un IBO égal à 4dB. Il en est de même pour le système de référence qui présente par contre des gains plus faibles, 0.6dB pour IBO=7dB et 3dB pour IBO=7dB.

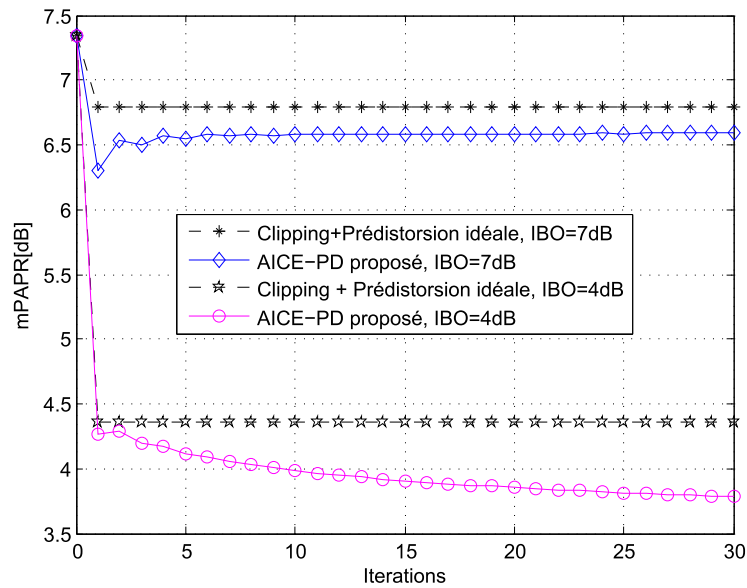


FIGURE 5.11 – Évolution du PAPR du signal amplifié en fonction du nombre d'itérations de l'AICE-PD.

La figure 5.12 présente la performance EVM de l'algorithme AICE-PD. L'EVM est mesuré à la sortie de l'amplificateur de puissance pour différentes valeurs de l'IBO. Nous constatons que l'EVM dépend aussi bien de l'IBO que du nombre d'itérations de l'algorithme. A partir de 2 itérations, l'algorithme proposé atteint une valeur d'EVM plus faible que celle du système de référence. Pour 100 itérations par exemple, on a une différence pouvant aller jusqu'à 5%.

La figure 5.13 illustre la performance en terme d'ACPR qui traduit la capacité de l'algorithme proposé à réduire des interférences hors-bandes en fonction de l'IBO. Les résultats sont conformes à ceux de la figure 5.12 et on constate que pour de faibles IBO (i.e $IBO \leq 4$ dB), l'algorithme a une meilleure performance en terme d'ACPR que le système de référence quelqu'en soit le nombre d'itérations. En effet, lorsque l'IBO

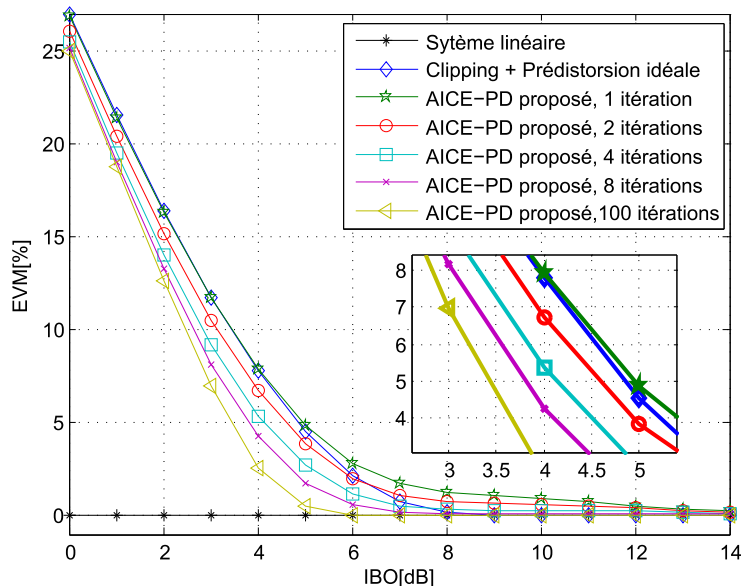


FIGURE 5.12 – EVM de l’approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l’AICE-PD.

prend de faibles valeurs, l’écrêtage est plus fort car le seuil d’écrêtage est choisi égal à l’amplitude de saturation. Le clipping inclus dans le système de référence génère donc plus de distorsions hors de la bande.

La figure 5.14 illustre les résultats précédents et confirme que plus le nombre d’itérations de l’algorithme augmente, plus le niveau de bruits hors bandes diminue. La DSP est tracée pour un IBO égal à 4dB.

Il apparaît donc d’après les résultats de simulations que l’approche conjointe unifiée par ajout de signal constitue une approche efficace pour améliorer le compromis entre la linéarité (à travers l’EVM, l’ACPR) et le rendement (à travers la réduction du PAPR). La formulation mathématique du problème ainsi que les deux algorithmes proposés montrent que plusieurs techniques peuvent être envisagées pour la génération du signal additionnel conjoint.

5.5 Comparaison entre l’approche conjointe unifiée par ajout de signal et de l’approche polynomiale

Grâce à l’approche conjointe unifiée par ajout de signal que nous avons proposé, la réduction du PAPR et la prédistorsion sont fusionnées en un seul bloc. Des résultats de simulations ont permis de vérifier l’efficacité de cette nouvelle approche. Dans la littérature, une seule approche a une construction similaire, c’est l’approche polynomiale proposée dans [139, 140] et que nous avons présentée brièvement dans le paragraphe 3.4.5.2 du chapitre 3, page 100. Nous proposons dans cette section, une étude compa-

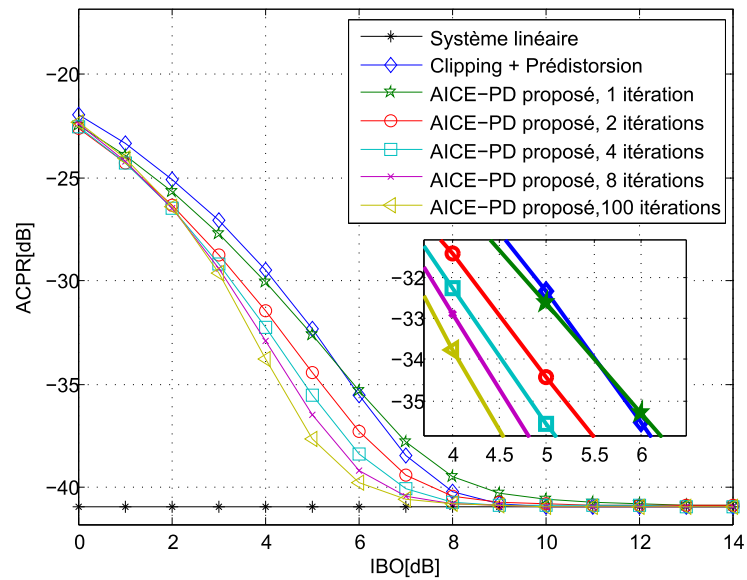


FIGURE 5.13 – ACPR de l’approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l’AICE-PD.

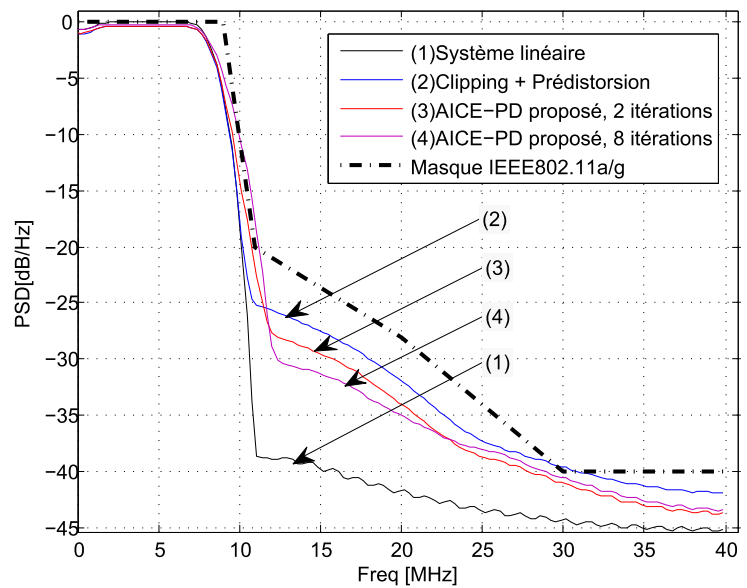


FIGURE 5.14 – DSP de l’approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l’AICE-PD ($IBO = 4\text{dB}$).

rative de ces deux approches, d'abord via la complexité et ensuite les performances.

5.5.1 Étude de complexité

Notre objectif ici n'est pas de comparer le nombre exact d'opérations (additions, multiplications, etc.) des deux approches étudiées même si cela devrait se faire pour favoriser une implémentation FPGA par exemple. Nous nous focalisons sur la complexité algorithmique en donnant un ordre de grandeur du nombre d'opérations. Pour la suite, posons NL le nombre d'échantillons du signal OFDM et K le nombre de coefficients du polynôme de prédistorsion.

5.5.1.1 Complexité de l'approche polynomiale

L'approche polynomiale estime de façon séparée et adaptative les coefficients du polynôme de réduction du PAPR et ceux de prédistorsion avant de les combiner en un seul polynôme comme détaillé dans [139, 140]. La complexité est essentiellement liée à ces deux phases d'apprentissage qui sont basées sur l'algorithme LMS. Pour chaque itération, la mise à jour des coefficients nécessite le calcul du pseudo-inverse d'une matrice de taille $K \times K$ à l'aide d'une décomposition en valeurs singulières. La complexité asymptotique de calcul de l'inverse d'une matrice est de $O(K^3)$ par l'élimination de Gauss [158] ou de $O(K^{2.807})$ par l'algorithme de Strassen [159]. En tenant compte du nombre d'échantillons du signal OFDM, la complexité totale de cette opération est $O(NL \times K^3)$. La mise à jour des coefficients polynomiaux avec l'algorithme LMS a une complexité linéaire $O(NL \times K)$. Le signal final est évalué à l'aide du polynôme obtenu avant d'être filtré. L'évaluation du polynôme ainsi que le filtrage sont des opérations de complexité linéaire $O(NL \times K)$. Le calcul de complexité est détaillé sur la figure 5.15.

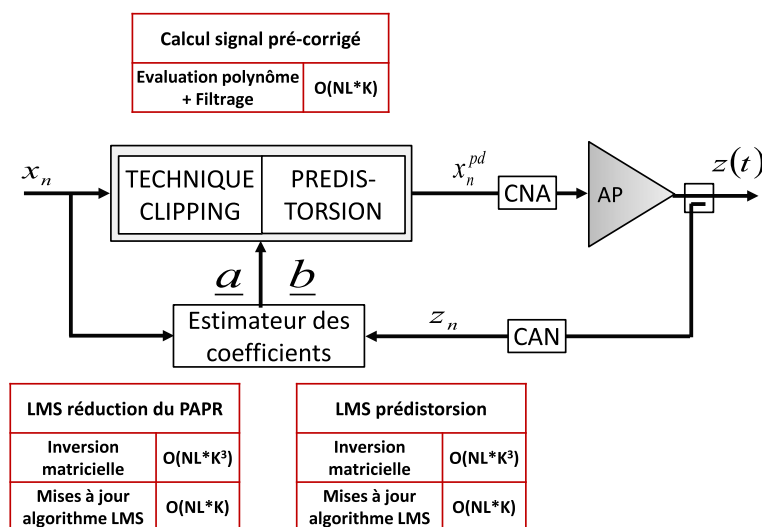


FIGURE 5.15 – Étude de complexité de l'approche polynomiale proposée dans [139, 140]

5.5.1.2 Complexité de l'approche proposée par ajout de signal

Complexité de l'ARRP : Il y a principalement trois étapes dans l'approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l'ARRP. La première étape est le calcul des coefficients polynomiaux de l'amplificateur ; cela représente une complexité asymptotique de $O(NL \times K^3)$ par itération. L'algorithme LMS de cette étape a été illustré dans la section 5.4.1.3. La deuxième étape est le calcul du signal additionnel de réduction du PAPR. Plusieurs algorithmes sont disponibles dans la littérature [8,9,43]. Dans nos simulations, nous avons utilisé le clipping & filtrage de complexité linéaire $O(NL)$. Sinon il existe d'autres exemples qui ne dégradent pas le TEB comme le TR-clipping [74] de complexité $O(R \times NL \log_2 NL)$, le TR-Gradient [79] de complexité $O(R \times NL \log_2 NL)$ et le TR-SOCP [77,160] de complexité $O(N_r \times N^2 L)$ avec N_r le nombre de porteuses réservées et R le nombre d'itérations pour la réduction du PAPR. La troisième étape est la génération du signal additionnel conjoint à l'aide du calcul des racines de polynômes. Diverses méthodes de calcul des racines de polynômes existent dont la méthode de valeurs propres présentée. Leur complexité asymptotique est de $O(NL \times K^3)$ avec la possibilité de réduction à $O(K^3)$ en considérant les liens entre les différents polynômes. Une fois ce signal additionnel calculé, il est ajouté au signal initial. La figure 5.16 détaille le calcul de la complexité.

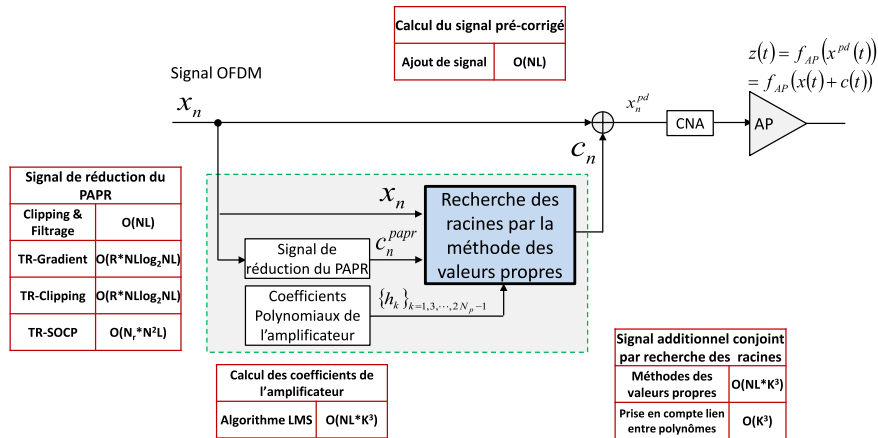


FIGURE 5.16 – Étude de complexité de l'ARRP

Complexité de l'AICE-PD : Au niveau de l'approche conjointe unifiée à l'aide de l'AICE-PD, la complexité sera essentiellement liée au calcul de l'erreur dans le domaine fréquentiel. Le passage dans le domaine fréquentiel se fait à l'aide de la transformée de Fourier rapide (FFT) qui a une complexité de $O(NL \log_2 NL)$ avec l'algorithme "Radix 2" [161]. Le calcul et la mise à jour du signal additionnel conjoint à l'aide de l'étape 8 de l'algorithme 3 (page 144) ont une complexité linéaire de $O(NL)$. Le calcul de complexité est détaillé sur la figure 5.17.

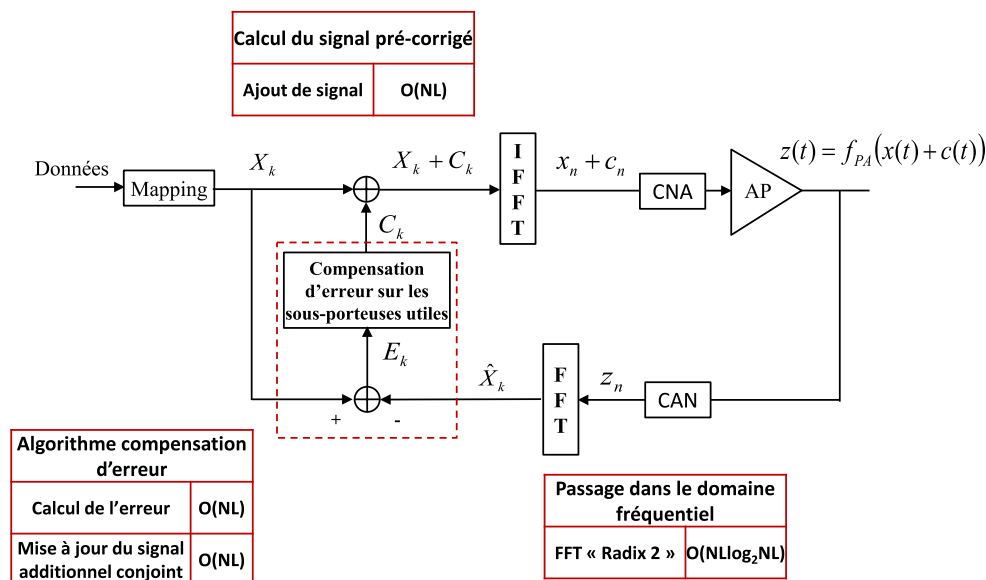


FIGURE 5.17 – Étude de complexité de l'algorithme AICE-PD (une itération)

A partir des figures 5.15, 5.16 et 5.17, nous effectuons un tableau récapitulatif des complexités des deux approches conjointes comparées.

Techniques d'approche conjointe	Complexité algorithmique	Complexité dans les conditions de simulation*
Approche polynomiale [139,140]	$O(NL \times K^3) + O(NL \times K)$ $\approx O(NL \times K^3)$	$\approx O(864.10^3)$
Approche proposée - ARR-P	$O(NL \times K^3) + O(NL)$ $\approx O(NL \times K^3)$	$\approx O(864.10^3)$
Approche proposée - AICE-PD	$O(R' \times NL \log_2 NL) + O(R' \times NL)$ $\approx O(R' \times NL \log_2 NL)$	$\approx O(20.10^3)$

*avec les paramètres $N = 64$, $L = 4$, $K = 15$, le clipping & filtrage comme technique de réduction du PAPR au niveau de l'ARRP et $R' = 10$ itérations de l'AICE.

TABLE 5.1 – Résumé de l'étude de complexité des deux approches conjointes

A partir du tableau 5.1, il apparaît que l'approche polynomiale a une complexité comparable à celle l'ARRP mais qui reste plus grande que celle de l'AICE-PD.

5.5.2 Résultats de simulations comparatives

Afin de comparer les performances de l'approche polynomiale et des deux algorithmes que nous avons proposés pour l'approche conjointe unifiée par ajout de signal,

nous avons simulé un système OFDM basé sur les standards IEEE802.11a/g à 64 sous-porteuses, une modulation 16-QAM et un facteur de sur-échantillonnage $L = 4$. Parmi les $N = 64$ sous-porteuses, il y a $N_u = 52$ sous-porteuses de données et $N_r = 12$ sous-porteuses nulles pouvant être utilisées pour la réduction du PAPR. L'amplificateur utilisé est de type SSPA caractérisé par le modèle de Rapp.

Pour simuler l'approche polynomiale proposée dans [139, 140], le bruit de clipping filtré est premièrement modélisé à l'aide d'un polynôme sans mémoire de degré $K - 1$. En posant $L\{\cdot\}$ la fonction de filtrage passe-bande respectant le gabarit du standard, cela revient à écrire le bruit de clipping Δ_n de la manière suivante :

$$\begin{aligned}\Delta_n &= L\{x_n - f_{clip}(x_n)\}, \\ &= x_n \sum_{i=0}^{K-1} b_i |x_n|^{i-1},\end{aligned}\tag{5.22}$$

avec $\{b_0, b_1, \dots, b_{K-1}\}$ les coefficients polynomiaux du bruit de clipping. Deuxièmement, la prédistorsion est également modélisée sous forme polynomiale avec un polynôme sans mémoire de même degré que celui de clipping. Les deux polynômes sont ensuite combinés pour en former un seul. Le signal après réduction du PAPR et prédistorsion s'écrit alors comme suite :

$$\begin{aligned}x_n^{dp} &= P(x_n) - \Delta_n, \\ &= x_n \sum_{i=0}^{K-1} (a_i - b_i) |x_n|^{i-1},\end{aligned}\tag{5.23}$$

où $P(\cdot)$ est le polynôme de prédistorsion et $\{a_0, a_1, \dots, a_{K-1}\}$ ses coefficients. Les coefficients $\{a_i\}$ et $\{b_i\}$ sont calculés séparément à l'aide d'une optimisation des moindres carrés.

L'approche polynomiale est d'abord comparée à l'approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l'ARRP. Pour cela, nous simulons l'ARRP avec comme technique de réduction du PAPR d'une part le clipping & Filtrage et d'autre part le TR-clipping [74] qui n'ajoute le bruit de clipping que sur les sous-porteuses réservées. Ensuite, l'approche polynomiale est comparée à l'approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l'AICE-PD.

La figure 5.18 montre les résultats de comparaison pour 10^3 symboles OFDM générés aléatoirement. Nous avons tracé la performance en terme d'EVM en fonction du gain de réduction du PAPR afin d'illustrer le compromis entre la linéarité et le rendement atteint par chacun des algorithmes simulés. Pour que les performances soient comparables, le recul de puissance à l'entrée de l'amplificateur est choisi de telle sorte que la puissance crête corresponde à la saturation (i.e PAPR=IBO). Les polynômes utilisés dans chacun des algorithmes ont le même degré $K = 15$. L'EVM est mesuré au niveau du signal amplifié.

A partir de la figure 5.18, il apparaît que l'approche polynomiale a une performance comparable à celle de l'ARRP avec le clipping & filtrage comme technique de réduction

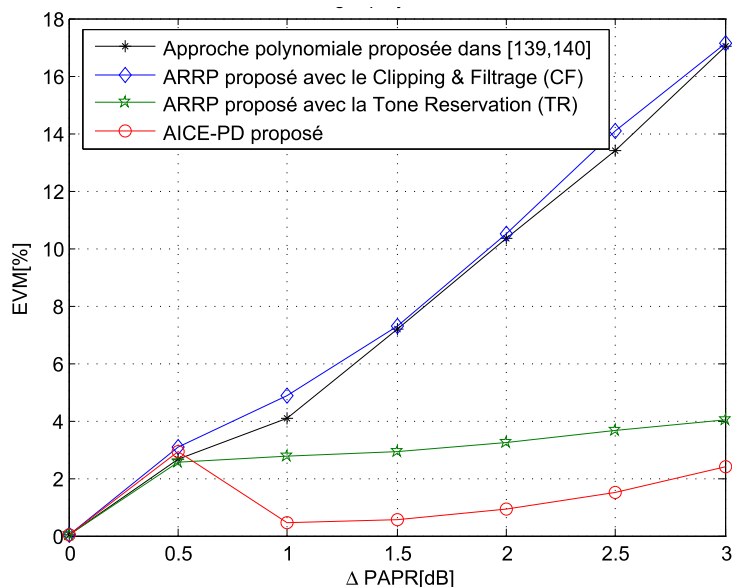


FIGURE 5.18 – Résultats de simulations comparatives de l’approche polynomiale et de l’approche conjointe unifiée par ajout de signal

du PAPR. Cela était prévisible car théoriquement elles sont équivalentes. Les quelques différences qu’on peut observer proviennent d’une part de la performance de la modélisation polynomiale pour le bruit de clipping, notamment le degré choisi, et d’autre part de la performance de la méthode de recherche de racines de polynômes. Lorsque l’on choisit le TR-clipping comme technique de réduction du PAPR, l’ARRP gagne considérablement en terme d’EVM et devient meilleur que l’approche polynomiale. Il en est de même pour l’AICE-PD qui n’utilise que les sous-porteuses réservées pour la réduction du PAPR et le reste pour la prédistorsion. On constate que cette dernière approche est également meilleure (environ 1% EVM) que l’ARRP avec le TR-clipping comme technique de réduction de PAPR. Cela s’explique par le fait que l’algorithme de compensation d’erreur est itératif : ses performances s’améliorent proportionnellement au nombre d’itérations.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une approche conjointe unifiée de la réduction du PAPR et de la prédistorsion par ajout de signal. C’est une approche qui utilise les techniques d’ajout de signal pour fusionner la réduction du PAPR et la prédistorsion sous une formulation unique. Un signal additionnel conjoint est alors généré pour réduire la dynamique du signal et compenser les non-linéarités de l’amplificateur. Le principe de fonctionnement de l’approche conjointe unifiée par ajout de signal est présenté, permettant ainsi de mettre à jour la classification générale de toutes les techniques d’approche

conjointe proposée dans le précédent chapitre.

Deux algorithmes ont été également présentés pour la génération du signal additionnel conjoint. Le premier est l'algorithme basé sur la recherche des racines de polynôme (ARRP) nécessitant une phase préliminaire d'apprentissage de l'amplificateur et une première étape de génération d'un signal de réduction du PAPR. Il calcule le signal additionnel conjoint en recherchant les racines de polynômes. Le deuxième algorithme est l'algorithme itératif de compensation d'erreur sur les sous-porteuses de données (AICE-PD). Il n'a pas besoin d'une phase préliminaire d'apprentissage ni de première étape de génération d'un signal de réduction du PAPR. L'algorithme utilise l'écrêtage naturel de la fonction de transfert de l'amplificateur pour réduire le PAPR sur les sous-porteuses réservées ou non-utilisées et effectuer la prédistorsion sur les sous-porteuses utiles.

Enfin, nous avons comparé les deux algorithmes proposés pour l'approche conjointe unifiée par ajout de signal avec une approche de construction similaire qui est l'approche polynomiale de la littérature [139, 140]. Nous avons d'abord comparé la complexité algorithmique de chacune des approches. Il apparaît que l'approche polynomiale a une complexité proche de celle de l'ARRP. L'AICE-PD a par contre une complexité plus faible. Nous avons ensuite simulé leur performance en terme d'EVM en fonction du gain de réduction de PAPR. Les résultats de simulation montrent que l'approche polynomiale a des performances similaires comparées à l'ARRP avec le clipping & Filtering comme technique de réduction du PAPR. Cependant lorsque l'on choisit une technique de réduction du PAPR basée sur la TR ou que l'on utilise l'AICE-PD, les performances en terme d'EVM deviennent meilleures que pour celle de l'approche polynomiale. De même, on constate que même avec la TR-clipping comme technique de réduction du PAPR, l'ARRP a des performances moins bonnes que celles de l'AICE-PD.

Conclusions générales et perspectives

Conclusion générale

Le travail de thèse présenté dans ce manuscrit s'inscrit dans les problématiques liées à la non-linéarité de l'amplificateur de puissance et aux forts PAPR des signaux multi-porteuses. Le premier objectif était de montrer qu'en plus des deux groupes de solutions proposées dans la littérature, à savoir la linéarisation et la réduction du PAPR, il existe une troisième alternative qui est de les combiner dans une approche conjointe afin d'augmenter mutuellement la linéarité et le rendement de l'amplificateur. C'est une approche plus globale qui permet de profiter au mieux de la complémentarité de ces deux solutions existantes. Le deuxième objectif était ensuite de proposer des techniques d'approche conjointe respectant les contraintes de compatibilité descendante et de non-dégradation du taux d'erreurs (TEB). Pour cela, nous nous sommes focalisés sur une approche conjointe basée sur les techniques d'ajout de signal.

Pour comprendre le contexte de ce travail, nous nous sommes penchés dans le chapitre 1 sur les caractéristiques de l'amplificateur de puissance ainsi que sur les problèmes qui y sont liés à savoir la dégradation du taux d'erreurs, les interférences hors-bandes et le faible rendement énergétique. Ces problèmes sont d'autant plus préoccupants avec l'utilisation dans les systèmes récents des modulations multi-porteuses telles que l'OFDM qui génèrent des signaux avec de fortes variations de puissance appelées PAPR. Le fort PAPR impose en effet que l'amplificateur soit linéaire sur une grande dynamique, ce qui nécessite un recul de puissance (IBO) important et qui en fin de compte réduit davantage le rendement énergétique de l'amplificateur. Pour palier ces problèmes, nous avons présenté les méthodes de linéarisation et puis celles de réduction du PAPR proposées dans la littérature. Elles sont complémentaires. La linéarisation permet de rendre linéaire la caractéristique de l'amplificateur tandis que la réduction du PAPR cherche à réduire la dynamique du signal afin de l'amplifier avec un rendement meilleur. L'association des deux pourrait donc permettre d'améliorer à la fois la linéarité et le rendement de l'amplificateur. Mais avant cela, il nous a fallu faire une étude théorique.

Nous avons effectué dans le chapitre 2 une analyse théorique du compromis entre la linéarité et le rendement de l'amplificateur de puissance dans un contexte où on associe une méthode de réduction du PAPR suivie d'une autre de linéarisation. L'objectif visé était de faire une étude conceptuelle de cette association et par la suite de démontrer de façon formelle les effets mutuels entre ces deux traitements, la linéarisation et la réduction du PAPR. Pour cela, nous avons tout d'abord étudié la distribution du signal après réduction du PAPR. Ensuite, nous avons proposé des expressions théoriques de l'EVM comme métrique de linéarité en fonction du PAPR et des paramètres de la prédistorsion choisie comme méthode de linéarisation. Des expressions théoriques du rendement ont été également proposées en fonction du PAPR et des paramètres de la prédistorsion. Grâce à ces expressions théoriques, nous avons enfin analysé le compromis entre la linéarité et le rendement en mettant en lien l'EVM, le rendement, le PAPR et les paramètres de la prédistorsion. Il en ressortait de façon générale que la linéarité (EVM) et le rendement sont influencés aussi bien par la linéarisation que par la réduction du PAPR. L'association des deux traitements pourrait donc gagner en performance si on prenait en compte les effets mutuels dans une approche plus globale, une approche conjointe.

Dans le chapitre 3, nous nous sommes intéressés aux techniques d'approche conjointe existantes dans la littérature. L'approche conjointe est l'association de méthodes de linéarisation et de réduction du PAPR avec la prise en compte des effets mutuels avec ou non des échanges d'informations. Après un rapide rappel historique, nous avons proposé une classification générale des techniques d'approche conjointe. Nous avons alors distingué une approche conjointe collaborative, c'est à dire avec échanges d'informations, et une approche conjointe non-collaborative qui est sans échange d'informations. Dans l'approche conjointe collaborative, les méthodes de linéarisation et de réduction du PAPR s'échangent des informations et s'adaptent l'une par rapport à l'autre (la collaboration est unidirectionnelle) ou les deux à la fois (la collaboration est bidirectionnelle). Par la suite, dans un état de l'art détaillé, toutes les techniques d'approche conjointe sont décrites.

Inspiré par l'étude théorique du deuxième chapitre, nous avons proposé dans le chapitre 4 une approche conjointe basée sur la technique d'ajout de signal. Cette approche était basée sur la transformation de la prédistorsion comme une technique d'ajout de signal au même titre que les techniques d'ajout de signal pour la réduction du PAPR. Cela nous avait ainsi permis de proposer une vision commune de la réduction du PAPR et de la prédistorsion. En passant dans le domaine fréquentiel, on a une vision sous-porteuse par sous-porteuse de la correction. Plusieurs scénarios de combinaison par ajout de signal ont alors été proposés à savoir la combinaison en série et celle en parallèle. De même, grâce à cette formulation par ajout de signal, nous avons eu une grande flexibilité et donc la possibilité d'une adaptation dynamique de la réduction du PAPR et de la linéarisation. Cet aspect avait été présenté dans un contexte Radio Intelligente. Plusieurs capteurs sont alors utilisés pour sonder l'environnement radio. Les informations recueillies sont ensuite fusionnées et analysées à l'aide d'un moteur de décision. La dernière étape était l'adaptation de la réduction du PAPR et de la prédistorsion en

conséquence.

Grâce à la prédistorsion par ajout de signal et aux techniques de réduction du PAPR par ajout de signal, nous avons d'une part le signal additionnel de prédistorsion et d'autre part le signal de prédistorsion. Dans le chapitre 5, nous nous sommes penchés sur la combinaison de ces deux signaux additionnels pour former un signal additionnel conjoint. La génération directe de ce signal additionnel conjoint était l'objectif visé. Nous avons alors proposé deux algorithmes d'approche conjointe unifiée par ajout de signal. Le premier était basé sur une méthode de recherche de racines de polynômes. Il nécessite une première étape de génération d'un signal de réduction du PAPR ainsi qu'une estimation des caractéristiques de l'amplificateur de puissance. Le second algorithme était basé sur la compensation d'erreur entre le signal amplifié et le signal de départ. Il ne nécessite pas une première phase d'estimation de l'amplificateur ou de génération d'un signal de réduction du PAPR. Les résultats de simulation ont montré que ces algorithmes étaient efficaces. Le premier a la même performance que celle d'un système traditionnel où l'on associe une méthode de réduction du PAPR et une autre de linéarisation. Le second algorithme est celui qui présente une bonne performance avec également une faible complexité. Une étude comparative en terme de performance EVM et de complexité a été également proposée.

Perspectives

Plusieurs axes d'étude peuvent être envisagés pour faire suite à ces travaux sur l'approche conjointe de la linéarisation et de la réduction du PAPR.

Tout au long de cette thèse, nous nous sommes basés sur une étude théorique de la linéarité et du rendement de l'amplificateur en fonction de la linéarisation et de la réduction du PAPR. Un premier axe de poursuite de ces travaux consiste à améliorer cette étude théorique dans le but de proposer des expressions théoriques encore plus fines.

Dans un premier temps, en se basant sur l'EVM comme métrique, nous avons exprimé la linéarité en fonction du PAPR et des paramètres de la prédistorsion. Pour cela, une erreur de prédistorsion a été définie. Une approximation de cette erreur a été alors faite pour permettre le calcul des valeurs approchées des moments d'ordre un et deux. Il serait intéressant dans le cadre de la poursuite de cette étude, de réaliser une meilleure approximation de cette erreur afin d'avoir des approximations d'EVM plus proches des courbes de simulation. On pourrait également imaginer une telle étude pour d'autres métriques de linéarité comme l'ACPR, le NPR, le TEB, etc.

Dans un second temps, nous avons donné des expressions du rendement énergétique de l'amplificateur en fonction de la réduction du PAPR et de la linéarisation. Ces expressions étaient en fait basées sur la borne supérieure du rendement, ce qui est différent du rendement instantané ou du rendement moyen. Dans [97], l'auteur a en effet montré que le rendement est en fait une variable aléatoire dont la distribution dépend de celle

de l'enveloppe du signal à amplifier. Les expressions théoriques du rendement pourraient alors être plus réalistes en tenant compte de cet aspect aléatoire.

Un deuxième axe de poursuite de nos travaux concerne la transformation de la prédistorsion en technique d'ajout de signal.

Le premier algorithme que nous avons proposé pour la transformation de la prédistorsion en technique d'ajout de signal était basé sur le théorème de Bussgang qui ne s'applique normalement que sur les systèmes non-linéaires sans mémoire. Une piste de poursuite de cet algorithme serait d'étudier la possibilité d'étendre son application dans un contexte avec mémoire.

Sans rentrer dans les détails, nous avons affirmé dans la sous-section 4.2.2, page 106 que l'existence du signal additionnel de prédistorsion pouvait se justifier en étudiant les produits d'intermodulation. En effet, les produits d'intermodulation d'un signal multi-fréquences, après son passage dans une non-linéarité comme l'amplificateur de puissance par exemple, sont calculables et prévisibles [147–149]. Ils ont fait l'objet de nombreuses études dans la littérature [27]. En se basant sur ces études, on peut envisager la génération d'un signal additionnel de prédistorsion qui compenserait ces produits d'intermodulation.

Un troisième axe de poursuite de nos travaux porte sur l'approche conjointe basée sur la technique d'ajout de signal proposée dans les chapitres 4 et 5.

En associant d'une part la prédistorsion par ajout de signal et d'autre part la réduction du PAPR par ajout de signal, nous avons prouvé qu'il était possible d'avoir une vision commune et donc la possibilité d'une adaptation dynamique dans le contexte de la Radio Intelligente. Les signaux additionnels de réduction du PAPR et de prédistorsion sont alors adaptés en fonction de l'environnement radio. Pour cela, il est nécessaire qu'un moteur de décision prenne comme entrées les informations venant des différents capteurs radio et qui génère en sortie des vecteurs appelés "motifs" qui sont chargés d'adapter dynamiquement les deux signaux additionnels. Une voie de poursuite de cette approche serait de concevoir l'algorithme du moteur de décision. Une première tâche dans ce sens serait d'identifier précisément les capteurs et les métriques importants pour la linéarité et le rendement. Ensuite, il faudra trouver un lien entre ces métriques, le PAPR, les paramètres de la linéarisation et le point de fonctionnement de l'amplificateur. Une thèse est prévue pour la poursuite de nos travaux dans ce sens. Cette thèse débute cette année en collaboration entre le laboratoire IETR/INSA et l'équipe SCEE de Supélec.

Un autre voie de poursuite de notre étude sur l'approche conjointe par ajout de signal concerne la validation des modèles et algorithmes que nous avons proposés. Une première étape serait de reprendre nos simulations avec des modèles d'amplificateur avec mémoire. Cela permettrait de vérifier la performance des algorithmes proposés dans le contexte avec mémoire. Une seconde étape sera la validation expérimentale des algorithmes proposés surtout ceux basés sur la compensation d'erreur. Cette étape de validation expérimentale pourrait se faire dans le cadre du projet AMBRUN qui est toujours en cours.

Un dernier axe de poursuite de nos travaux aborde l'approche conjointe de façon globale. En effet, nos travaux ont montré qu'il était possible d'une part de faire une approche conjointe de la réduction du PAPR et de la linéarisation et d'autre part de les fusionner. Ce dernier aspect présente un avantage considérable du fait de la réduction du nombre de traitements dans la chaîne de communication. Une première idée serait d'améliorer les algorithmes proposées ou d'en concevoir d'autres toujours en se basant sur les techniques d'ajout de signal qui offrent l'avantage de la compatibilité descendante et de la non-dégradation du TEB. Une autre idée serait d'inclure dans cette approche conjointe d'autres traitements comme par exemples l'égalisation ou l'estimation de canal. Cela permettrait de générer un signal additionnel conjoint capable de s'adapter aussi bien aux non-linéarités de l'amplificateur de puissance qu'à celles du canal.

Publications personnelles

Journaux

- **O. Abel Gouba** and Yves Louet. Adding signal for peak-to-average power reduction and predistortion in an orthogonal frequency division multiplexing context. *IET Signal Processing*, vol. 7, n.9, p. 879-887, dec. 2013.
- **O. Abel Gouba** and Yves Louët. A joint approach for PAPR reduction and predistortion by adding signal in OFDM context. *submitted in Elsevier, Signal Processing Journal*, september 2013.

Conférences internationales

- **O. Abel Gouba** and Yves Louët. A joint approach for PAPR reduction and pre-distortion by adding signal in Cognitive Radio. In *Proceedings of Crowncom 2013*, pages 1-6, Washington, USA, July 2013.
- **O. Abel Gouba** and Yves Louet. Digital predistortion expressed as an adding signal technique in OFDM context. In *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2013 IEEE 11th International*, pages 1-4, June 2013.
- **O. Abel Gouba** and Yves Louet. Theoretical analysis of the trade-off between efficiency and linearity of the high power amplifier in OFDM context. In *European Wireless, 2012. EW. 18th European Wireless Conference*, pages 1-7, April 2012.
- **O.A. Gouba** and Y. Louet. Predistortion performance considering peak to average power ratio reduction in OFDM context. In *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2012 IEEE*, pages 204-208, April 2012.
- **O.A. Gouba** and Y. Louet. Joint study of PAPR reduction and digital predistortion. In *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, pages 1-4, August 2011.

Séminaires et Présentations

- **Séminaire SCEE**, “Approche Conjointe de la Réduction du Facteur de Crête et de la Linéarisation dans le contexte OFDM”, *SCEE/IETR de SUPELEC, Campus de Rennes*, 05 Décembre 2013.

- **Commission Télécommunications du Conseil Scientifiques de Supélec**, “Étude conjointe de la réduction du facteur de crête et de la linéarisation dans le contexte OFDM”, *Supélec, Campus de Gif*, 03 octobre 2012.
- **Séminaire SCEE**, “Analyse théorique du compromis entre le rendement et la linéarité de l’amplificateur de puissance dans un contexte OFDM”, *SCEE/IETR de SUPELEC, Campus de Rennes*, 03 Mai 2012.
- **5ème Journée des Doctorants de l’IETR**, “Optimisation conjointe de la réduction du PAPR et de la linéarisation“, *Supélec, Campus de Rennes*, 09 Juin 2011.

Divers

- **Programme STAR 2012**, Partenariat Hubert Curien (PHC) franco-coréen, *Échanges de scientifiques entre Supélec et l’Université Catholique de Corée*, 2012.

Glossaire

ACE	A ctive C onstellation E xtension
ACPR	A djacent C hannel P ower R atio
ADSL	A symmetric D igital S ubscriber L ine
AICE	A lgorithme I tératif de C ompensation d' E rreur
AICE-PD	AICE sur les P orteuses de D onnées
AM/AM	A mplitude à A mplitude
AM/PM	A mplitude à P hase
AMBRUN	A mplification large bande de signaux M ulti-canaux pour systèmes B Roadcast et U nicast
AMONT	A daptation de M odulation O FDM face aux N on-linéarités des T ransmetteurs
AP	A mplificateur de P uissance
ARRP	A lgorithme basé sur la R echerche de R acines de P olynômes
AT&T	A merican T elephone and T elegraph
AT&T Labs	L aboratoires AT&T
ATOP	A mplificateurs à T ubes d' O ndes P rogressives
BA	B ande A djacente
Bell Labs	L aboratoires B ell
BF	B asse F réquence
BLU	B ande L atérale U nique
BU	B ande U tile
BW	B and- W idth
CAN	C onvertisseur A nalogique N umérique
CCDF	C omplementary C ummulative D istribution F unction
CF	C rest F actor
CNA	C onvertisseur N umérique A nalogique
CNRS	C entre N ational de la R echerche S cientifique
CO2	d i- O xide de C arbone
COFDM	C oded O FDM
CR	C ognitive R adio
DC	D irect C urrent (en français CC , C ourant C ontinu)
DFT	D iscrete F ourier T ransform
DPD	D igital P re- D istortion
DRM	D igital R adio M ondiale

DSP	D igital S ignal P rocessor
DVB	D igital V ideo B roadcasting (télévision numérique)
DVB-H	DVB - H andheld (télévision numérique - mobile)
DVB-T	DVB - T errestrial (télévision numérique terrestres)
DVB-T2	DVB-T version 2 (2e génération de télévision numérique)
EER	E nvelop E limination and R estoration
EQM	E rreur Q uadratique M oyenne
ET	E nvelop T racking
ETSI	E uropean T elecommunications S tandards I nstitute
EVM	E rror V ector M agnitude
FFT	F ast F ourier T ransform
FPGA	F ield- P rogrammable G ate A rray
FT-R&D	F rance T elecom - R esearch and D evelopment
FUI	F onds U nique I nterministériel
GSM	G lobal S ystem for M obile C ommunications
HF	H aute F réquence
Hiperlan	H Igh P ERformance radio L AN
IBO	I nput B ack- O ff
IEEE	I nstitute of E lectrical and E lectronics E ngineers
IFFT	I nverse F ast F ourier T ransform
IG	I ntervalle de G arde
LAN	L ocal A rea N etwork
LINC	L inear A mplification with N onlinear C omponents
LMS	L east M ean S quare
LTE	L ong T erm E volution
LTE-A	L TE- A dvanced
MER	M odulation E rror R atio
M-QAM	M -states Q AM
NPR	N oise P ower R atio
OBO	O utput B ack- O ff
OFDM	O rthogonal F requency D ivision M ultiplexing
OSEO	Banque Publique Française, depuis 2013 b pi f rance
PAE	P ower A dded E fficiency
PAPR	P eak-to- A verage P ower R atio
PC-CFR	P eak C ancellation - C rest F actor R eduction
PME	P etites et M oyennes E ntreprises
PMEPR	P eak-to- M ean E nvelope P ower R atio
PSD	P ower S pectral D ensity (en français D SP)
PTS	P artial T ransmit S equence
QAM	Q uadrature A mplitude M odulation
QPSK	Q uadrature P hase- S hift K eying
RF	R adio F réquence
RI	R adio I ntelligente
RL	R adio L ogicielle

RSB	R apport S ignal à B ruit
SCEE	S ignal, C ommunication et E lectronique E mbarquée
SLM	S e L ective M apping
SOCP	S econd O rdre C one P rogramming
SSPA	S olid S tate P ower A mplifier
TEB	T aux d'Erreur B inaire
TETRA	T rans E uropean T runked R adio
TFD	T ransformée de F ourier D iscrète
TI	T one I njection
TIC	T echnologies de l' I nformation et de la C ommunication
TR	T one R eservation
TR-Clipping	TR basé sur la technique du C lipping
TR-Gradient	TR basée sur l'algorithme G radient
TR-SOCP	TR basé sur l'algorithme S OCP
TWTA	T ravelling W ave T ubes A mplifiers
UMR	U nité M ixte de R echerche
VHF	V ery H igh F requency
Wi-Fi	W ireless F idelity
WiMAX	W orldwide I nteroperability for M icrowave A ccess

Principales variables et notations utilisées

Variables utilisées

$H_{AP}(\cdot)$	Caractéristique AM/AM de l'amplificateur
$\Psi_{AP}(\cdot)$	Caractéristique AM/PM de l'amplificateur
$f_{AP}(\cdot)$	fonction de transfert complexe de l'amplificateur
P_{1dB}	Puissance de compression 1dB
η	Rendement énergétique
$P(\cdot)$	Fonction de prédistorsion
A	Amplitude de saturation de l'amplificateur
G_a	Gain d'amplification
G_p	Gain de prédistorsion, $G_p \neq G_a$
b	Facteur de transition, " <i>knee factor</i> " de l'amplificateur
a	Facteur de transition de la prédistorsion correspondante
K	Degré du polynôme de non-linéarité
M	Profondeur de la mémoire de la non-linéarité
$x(t)$	Symbole OFDM continu dans le domaine temporel
x_n	Symbole OFDM discret dans le domaine temporel
X_k	Symbole OFDM discret dans le domaine fréquentiel
f_0	Fréquence porteuse
f_s	Fréquence d'échantillonnage
T_s	Période du symbole OFDM
N	Nombre total de sous-porteuses OFDM
L	Facteur de sur-échantillonnage
N_r	Nombre de sous-porteuses réservées
N_u	Nombre de sous-porteuses utiles
\mathfrak{R}_r	Ensemble des sous-porteuses réservées
\mathfrak{R}_u	Ensemble des sous-porteuses utiles
$c^{papr}(t)$	Signal additionnel de réduction du PAPR
$c^{pd}(t)$	Signal additionnel de prédistorsion
$c(t)$	Signal additionnel conjoint
A_{clip}	Seuil d'écrêtage de la fonction de clipping

$f_{clip}(\cdot)$	Fonction d'écrêtage (de clipping)
α	Facteur de corrélation du théorème de Bussgang
$d(t)$	Distorsion de-corrélée résultant du théorème de Bussgang
P_r	Puissance moyenne du signal OFDM
$x(t)$	Signal entrant de module $r(t)$ et de phase $\phi_0(t)$
$x^{papr}(t)$	Signal après réduction du PAPR
$x^{pd}(t)$	Signal après réduction du PAPR et prédistorsion
$z(t)$	Signal amplifié
$\epsilon^{pd}(t)$	Erreur de prédistorsion
m_1	Moment d'ordre un
m_2	Moment d'ordre deux
$\delta(\cdot)$	Impulsion de Dirac
$\gamma(a, z)$	Fonction Gamma incomplète " <i>inférieure</i> "
$\Gamma(a, z)$	Fonction Gamma incomplète " <i>supérieure</i> "
κ	Rapport de puissance après écrêtage

Notations mathématiques

x	Scalaire
x^*	Conjugué de x
\mathbf{x}	Vecteur dans le domaine temporel
\mathbf{X}	Vecteur dans le domaine fréquentiel
\mathbf{x}^T	Vecteur transposé
$\overline{\mathbf{X}}$	Matrice
$\overline{\mathbf{Id}}$	Matrice identité
$ \mathbf{x} $	Module du vecteur \mathbf{x}
$\ \mathbf{x}\ _\infty$	Norme infinie du vecteur \mathbf{x}
$\angle\{\mathbf{x}\}$	Phase du vecteur \mathbf{x}
$E\{\mathbf{x}\}$	Espérance mathématique du vecteur aléatoire \mathbf{x}
$R_{xx}(\cdot)$	Fonction d'auto-corrélation statistique du vecteur \mathbf{x}
$R_{xy}(\cdot)$	Fonction d'inter-corrélation des vecteurs \mathbf{x} et \mathbf{y}
$\Delta f(\cdot)$	Gradient de la fonction f

Bibliographie

- [1] H. Bogucka and A. Conti. Degrees of freedom for energy savings in practical adaptive wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, 49(6) :38–45, 2011.
- [2] Jonathan G. Koomey. Estimating total power consumption by servers in the U.S. and the world. Technical report, Lawrence Derkley National Laboratory, February 2007.
- [3] Gerhard Fettweis and Ernesto Zimmermann. ICT Energy Consumption - Trends and Challenges. In *11th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, WPMC 2008*, September 2008.
- [4] Marian K. Kazimierczuk. *RF Power Amplifiers*. Wiley, November 2008.
- [5] United Nations. Report of the world commission on environment and development. Technical report, General Assembly Resolution 42/187, dec 1987.
- [6] J. Baliga, R.W.A. Ayre, K. Hinton, and Rodney S. Tucker. Energy consumption in wired and wireless access networks. *IEEE Communications Magazine*, 49(6) :70–77, 2011.
- [7] W. Vereecken, W. van Heddeghem, M. Deruyck, B. Puype, B. Lannoo, W. Joseph, D. Colle, L. Martens, and P. Demeester. Power consumption in telecommunication networks : overview and reduction strategies. *IEEE Communications Magazine*, 49(6) :62–69, 2011.
- [8] Tao Jiang and Yiyang Wu. An overview : Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals. *Broadcasting, IEEE Transactions on*, 54(2) :257–268, 2008.
- [9] Yves Louët and Jacques Palicot. A classification of methods for efficient power amplification of signals. *Annales des Télécommunications*, 63(2008-08-07) :351–368, August 2008.
- [10] Peter B. Kenington. *High-linearity RF amplifier design*. Artech House, 2000.
- [11] A.A.M. Saleh. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers. *IEEE Transactions on Communications*, 29(11) :1715–1720, 1981.
- [12] Christoph Rapp. Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting signal. In *In ESA, Second European Conference on Satellite Communications (ECSC-2) p 179-184 (SEE N92-15210 06-32)*, volume - 1, pages 179–184, October 1991.

- [13] Cesari Bohigas. *Implémentation de techniques de linéarisation et d'amélioration du rendement pour les amplificateurs de puissance RF*. Thèse de doctorat, Institut national des sciences appliquées, Toulouse, France, 2008.
- [14] W. Woo L. Ding R. Raich H. Ku Kenney, J. S. and T. G. Zhou. The impact of memory effects on predistortion linearization of RF power amplifiers. In *8th International Symposium on Microwave and Optical Technology*, page 189–193, Quebec, Canada, June 2001.
- [15] Ammar Chaker. *Influence de l'amplificateur de puissance sur une chaîne de transmission multiporteuses : prise en compte de l'effet mémoire*. Thèse de doctorat, École doctorale Sciences et ingénierie, Cergy-Pontoise, Val d'Oise, France, 2004.
- [16] J. Vuolevi, J. Manninen, and T. Rahkonen. Memory effects compensation in RF power amplifiers by using envelope injection technique. In *IEEE Radio and Wireless Conference, 2001. RAWCON 2001*, pages 257–260, 2001.
- [17] J.H.K. Vuolevi, T. Rahkonen, and J.P.A. Manninen. Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(8) :1383–1389, 2001.
- [18] Mourad Djamaï. *Contribution à la modélisation et à la linéarisation par prédistorsion numérique adaptative en bande de base des amplificateurs de radiocommunication*. Thèse de doctorat, École nationale supérieure d'ingénieurs, Poitiers, France, 2008.
- [19] T. Vuong and A. F. Guibord. Modeling of nonlinear elements exhibiting frequency-dependent am/am and am/pm transfer characteristics. *Can. Electr. Eng. J.*, 9(3) :112–116, 1984.
- [20] Hyunchul Ku, M.D. Mckinley, and J.S. Kenney. Quantifying memory effects in RF power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(12) :2843–2849, 2002.
- [21] William H. Tranter, K. Sam Shanmugan, Theodore S. Rappaport & Kurt L. Kosbar. *Principles of Communication Systems Simulation With Wireless Applications*. Prentice Hall Professional Technical Reference, January 2004.
- [22] Mao-Ching Chiu, Chih-Hsiu Zeng, and Meng-Che Liu. Predistorter based on frequency domain estimation for compensation of nonlinear distortion in OFDM systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 57(2) :882–892, March 2008.
- [23] D.C. Cox. Linear amplification with nonlinear components. *Communications, IEEE Transactions on*, 22(12) :1942–1945, 1974.
- [24] Feipeng Wang, A.H. Yang, D.F. Kimball, L.E. Larson, and P.M. Asbeck. Design of wide-bandwidth envelope-tracking power amplifiers for OFDM applications. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 53(4) :1244–1255, 2005.
- [25] D.R. Anderson and W.H. Cantrell. High-efficiency high-level modulator for use in dynamic envelope tracking cdma rf power amplifiers. In *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, volume 3, pages 1509–1512 vol.3, 2001.

- [26] Flavie Elmazova. *Contribution à l'étude de l'amplification de puissance en technologie GaN par la technique de suivi d'enveloppe* :. thesis, Université de Limoges, June 2013.
- [27] Sébastien Dardenne. *Amélioration de la linéarité des amplificateurs de puissance par injection de composantes basses fréquences et d'intermodulation, pour des applications de radiocommunications mobiles*. PhD thesis, université de Poitiers, July 2005.
- [28] H. S. Black. S- black, December 1937. U.S. Patent Classification : 330/57; 84/DIG.10; 324/123.00C; 330/76; 330/77; 330/87; 330/92; 330/100; 330/102; 330/106; 330/107; 330/108; 330/110; 330/111; 330/112; 333/18.
- [29] T. Arthanayake and H.B. Wood. Linear amplification using envelope feedback. *Electronics Letters*, 7(7) :145–146, 1971.
- [30] H. Seidel, H.R. Beurrier, and A.N. Friedman. Error-controlled high power linear amplifiers at VHF. *Bell System Technical Journal*, 47(5) :651–722, 1968.
- [31] Harold S. Black. Translating system, October 1928. U.S. Patent Classification : 330/149; 330/124.00R.
- [32] Roman Marsalek. *Contribution à la linéarisation des amplificateurs de puissance par prédistorsion numérique adaptative en bande de base*. Thèse de doctorat, Université de Marne-la-Vallée, France, 2003.
- [33] IEEE Standard 802.11a : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications : high speed physical layer in the 5 GHz band, 1999.
- [34] ETSI. Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical Layer. Technical Report ETSI TS 101 475 V1.2.2 (2001-2002), European Telecommunication Standard Institute, February 2000.
- [35] Richard van Nee and Ramjee Prasad. *OFDM for wireless multimedia communications*. Artech House, 2000.
- [36] Paolo Banelli, Geert Leus, and Georgios B Giannakis. Bayesian estimation of clipped gaussian processes with application to OFDM. In *Proc. EUSIPCO 2002*, volume 1, pages 181–184, 2002.
- [37] C. Tellambura. Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers. *IEEE Communications Letters*, 5(5) :185–187, 2001.
- [38] H. Ochiai and H. Imai. On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals. *IEEE Transactions on Communications*, 49(2) :282–289, 2001.
- [39] R. Van Nee and A. de Wild. Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM. In *48th IEEE Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98*, volume 3, pages 2072–2076 vol.3, 1998.
- [40] Y. Louet and S. Hussain. Peak-to-mean envelope power ratio statistical analysis of continuous OFDM signal. In *IEEE Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008*, pages 1681–1685, 2008.

- [41] Jacques Palicot, Yves Louët, Sajjad Hussain, and Sidkiéta Zabré. Frequency Domain Interpretation of Power Ratio Metric for Cognitive Radio Systems. *IET Communication Journal*, 2(2009-06-01) :783–793, July 2008.
- [42] J.-F. Helard and B. Le Floch. Trellis coded orthogonal frequency division multiplexing for digital video transmission. In *Global Telecommunications Conference, 1991. GLOBECOM '91. 'Countdown to the New Millennium. Featuring a Mini-Theme on : Personal Communications Services*, pages 785–791 vol.2, 1991.
- [43] Charlotte Langlais, Yves Louët, Salim Haddad, and Nejla Mazouz. Clipping noise mitigation with capacity approaching FEC codes for PAPR reduction of OFDM signals. In *Proceedings of Multi-Carrier Systems & Solutions (MC-SS)*, page nc, Herrsching, Allemagne, May 2011.
- [44] 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, 1996.
- [45] R.J. Baxley and G.T. Zhou. Ordered phase sequence testing in SLM for improved blind detection. In *2005 IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pages 256–259, 2005.
- [46] Hyun-Seung Joo, Seok-Joong Heo, Hyun-Bae Jeon, Jong-Seon No, and Dong-Joon Shin. A new blind SLM scheme with low complexity of OFDM signals. In *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2009-Fall), 2009 IEEE 70th*, pages 1–5, 2009.
- [47] A. D S Jayalath and C. Tellambura. A blind SLM receiver for PAR-reduced OFDM. In *Vehicular Technology Conference, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002 IEEE 56th*, volume 1, pages 219–222 vol.1, 2002.
- [48] 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, 1997.
- [49] S.H. Muller and J.B. Huber. A comparison of peak power reduction schemes for OFDM. In *IEEE Global Telecommunications Conference, 1997. GLOBECOM '97*, volume 1, pages 1–5 vol.1, 1997.
- [50] T.A. Wilkinson and A.E. Jones. Minimisation of the peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding. In *Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45th*, volume 2, pages 825–829 vol.2, 1995.
- [51] M. Friese. Multicarrier modulation with low peak-to-average power ratio. *Electronics Letters*, 32(8) :713–714, 1996.
- [52] K.G. Paterson. Coding techniques for power controlled OFDM. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1998. The Ninth IEEE International Symposium on*, volume 2, pages 801–805 vol.2, 1998.
- [53] J.A. Davis and J. Jedwab. Peak-to-mean power control and error correction for OFDM transmission using golay sequences and reed-muller codes. *Electronics Letters*, 33(4) :267–268, 1997.

- [54] Yves Louët. *Etudes et performances des codes de Reed-Muller pour la réduction du facteur de crête dans les modulations OFDM*. PhD thesis, Université Rennes 1, October 2000.
- [55] S. Shepherd, J. Orriss, and S. Barton. Asymptotic limits in peak envelope power reduction by redundant coding in orthogonal frequency-division multiplex modulation. *IEEE Transactions on Communications*, 46(1) :5–10, 1998.
- [56] R.D.J. van Nee. OFDM codes for peak-to-average power reduction and error correction. In *Global Telecommunications Conference, 1996. GLOBECOM '96. 'Communications : The Key to Global Prosperity*, volume 1, pages 740–744 vol.1, 1996.
- [57] K.G. Paterson and Vahid Tarokh. On the existence and construction of good codes with low peak-to-average power ratios. *IEEE Transactions on Information Theory*, 46(6) :1974–1987, 2000.
- [58] D. Wulich. Reduction of peak to mean ratio of multicarrier modulation using cyclic coding. *Electronics Letters*, 32(5) :432–, 1996.
- [59] William Ryan and Shu Lin. *Channel Codes : Classical and Modern*. Cambridge University Press, September 2009.
- [60] C. RoBing and Vahid Tarokh. A construction of OFDM 16-QAM sequences having low peak powers. *IEEE Transactions on Information Theory*, 47(5) :2091–2094, 2001.
- [61] T. May and H. Rohling. Reducing the peak-to-average power ratio in OFDM radio transmission systems. In *48th IEEE Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98*, volume 3, pages 2474–2478 vol.3, 1998.
- [62] Xiaodong Li and L.J. Cimini. Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM. In *Vehicular Technology Conference, 1997, IEEE 47th*, volume 3, pages 1634–1638 vol.3, 1997.
- [63] D. Guel and J. Palicot. Clipping formulated as an adding signal technique for OFDM peak power reduction. In *Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th*, pages 1–5. IEEE, April 2009.
- [64] J. Tellado and J.M. Cioffi. Efficient algorithms for reducing PAR in multicarrier systems. In *Information Theory, 1998. Proceedings. 1998 IEEE International Symposium on*, pages 191–, 1998.
- [65] Jose Tellado-Mourello. *Peak to average power reduction for multicarrier modulation*. PhD thesis, Stanford University, September 2000.
- [66] Brian S. Krongold and D.L. Jones. PAR reduction in OFDM via active constellation extension. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. (ICASSP '03). 2003 IEEE International Conference on*, volume 4, pages IV–525–8 vol.4, 2003.
- [67] J. Armstrong. New OFDM peak-to-average power reduction scheme. In *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd*, volume 1, pages 756–760 vol.1, 2001.

- [68] H. Ochiai and H. Imai. Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals. *IEEE Transactions on Communications*, 50(1) :89–101, 2002.
- [69] S. Kimura, T. Nakamura, M. Saito, and M. Okada. PAR reduction for OFDM signals based on deep clipping. In *3rd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, 2008. ISCCSP 2008*, pages 911–916, 2008.
- [70] A. Skrzypczak, Y. Louet, C. Lehouey, S. Molton, and O. Rousset. Improving a dvb-t/h modulator performance by using deep clipping. In *Telecommunications (ICT), 2010 IEEE 17th International Conference on*, pages 204–210, 2010.
- [71] Kobayashi H. Boonsrimuang P., Puttawong E. and Paungma T. PAPR reduction using smooth clipping in OFDM system. In *The 3rd Information and Computer Engineering Post graduate Workshop ICEP, 2003*, pages 158–161, January 2003.
- [72] Salvatore Ragusa, Jacques Palicot, Yves Louët, and Christian Lereau. Invertible Clipping for Increasing the Power Efficiency of OFDM Amplification. In *Proceedings of ICT'06*, page ?, Funchal (Madère), Portugal, 2006.
- [73] Salvatore Ragusa. *Écrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles*. PhD thesis, Université Joseph-Fourier - Grenoble I, June 2006.
- [74] D. Guel and Jacques Palicot. FFT/IFFT pair based digital filtering for the transformation of adding signal PAPR reduction techniques in tone reservation techniques. In *Fifth International Conference on Wireless and Mobile Communications, 2009. ICWMC '09*, pages 200–204, 2009.
- [75] Désiré Guel and Jacques Palicot. OFDM PAPR reduction based on nonlinear functions without BER degradation and out-of-band emission. In *Proceedings of ICSPC 2009*, pages CD–Rom Proceedings, Singapore, Singapore, May 2009.
- [76] Jose Tellado-Mourello. *Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation*. Stanford University, 1999.
- [77] S. Zabre, Jacques Palicot, Y. Louet, and C. Lereau. SOCP approach for OFDM peak-to-average power ratio reduction in the signal adding context. In *2006 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, pages 834–839, 2006.
- [78] Sidkiéta Zabre. *Amplification non-linéaire d'un multiplex de porteuses modulées à fort facteur de crête*. Thèse doctorat, Université de Rennes 1, France, 2007.
- [79] J. Tellado and J. M. Cioffi. Peak power reduction for multicarrier transmission. In *in Proc. IEEE GlobeCom Communications Theory MiniConf'98*, pages 219–224, Sydney, Australia, 1998.
- [80] O.A. Gouba and Y. Louet. Predistortion performance considering peak to average power ratio reduction in OFDM context. In *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2012 IEEE*, pages 204–208, April 2012.
- [81] O. Abel Gouba and Yves Louet. Theoretical analysis of the trade-off between efficiency and linearity of the high power amplifier in OFDM context. In *European Wireless, 2012. EW. 18th European Wireless Conference*, pages 1–7, April 2012.

- [82] Bernard Picinbono. Filtering preserving marginal distributions, 2009.
- [83] Xilinx. Peak cancellation crest factor reduction (pc-cfr), 2012. <http://www.xilinx.com/products/intellectual-property/EF-DI-PC-CFR.htm>.
- [84] Solutions for emerging 4g communications systems | agilent, April 2011. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5990-7818EN.pdf>.
- [85] R. Sperlich, Y. Park, G. Copeland, and J.S. Kenney. Power amplifier linearization with digital pre-distortion and crest factor reduction. In *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, volume 2, pages 669–672 Vol.2, 2004.
- [86] J.S. Kenney and Jau-Horng Chen. Power amplifier linearization and efficiency improvement techniques for commercial and military applications. In *Microwaves, Radar Wireless Communications, 2006. MIKON 2006. International Conference on*, pages 3–8, 2006.
- [87] O. Hammi, S. Carichner, B. Vassilakis, and F.M. Ghannouchi. Effects of crest factor reduction on the predistortion performance for multi-carrier 3g rf power amplifiers. In *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*, pages 1085–1088, 2009.
- [88] Su Hu, Gang Wu, Jing-Jing Ping, and Shao-Qian Li. Hpa nonlinearity reduction by joint predistorter and tone-reservation with null subcarriers in wimax systems. In *Circuits and Systems for Communications, 2008. ICCSC 2008. 4th IEEE International Conference on*, pages 187–190, 2008.
- [89] O. Hammi, S. Carichner, B. Vassilakis, and F.M. Ghannouchi. Synergetic crest factor reduction and baseband digital predistortion for adaptive 3g doherty power amplifier linearizer design. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 56(11) :2602–2608, 2008.
- [90] Ming Ding, Ben Jones, and Jaeweon Kim. Joint optimization of PAR reduction and digital predistortion for wireless lan applications. In *Texas wireless symposium*, 2005.
- [91] Youngoo Yang, Young Yun Woo, Jeonghyeon Cha, Jaehyok Yi, and Bumman Kim. New linearization method for the modulated signals with high peak-to-average ratio : peak-to-average ratio reduction and expansion. In *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, volume 2, pages 777–780 vol.2, 2002.
- [92] Jacques Palicot, Y. Louet, and M. Mroué. Peak to average power ratio sensor for green cognitive radio. In *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2010 IEEE 21st International Symposium on*, pages 2669–2674, 2010.
- [93] Jingon Joung, Chin Keong Ho, and Sumei Sun. Green wireless communications : A power amplifier perspective. In *Signal Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA ASC), 2012 Asia-Pacific*, pages 1–8, 2012.
- [94] Jingon Joung, Chin Keong Ho, and Sumei Sun. Spectral efficiency and energy efficiency of OFDM systems : Impact of power amplifiers and countermeasures. arXiv e-print 1305.3959, arXiv, May 2013.

- [95] Paolo Antognetti. *Power integrated circuits : physics, design, and applications*. McGraw-Hill, 1986.
- [96] D. Wulich. Definition of efficient PAPR in OFDM. *IEEE Communications Letters*, 9(9) :832–834, September 2005.
- [97] H. Ochiai. On power amplifier efficiencies of linearly modulated signals with nonlinear distortion. In *Wireless Communication Systems (ISWCS), 2011 8th International Symposium on*, pages 397–401, 2011.
- [98] O.A. Gouba and Y. Louet. Joint study of PAPR reduction and digital predistortion. In *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, pages 1–4, August 2011.
- [99] W1716EP SystemVue digital pre-distortion builder | agilent, 2013. <http://www.agilent.com/find/eesof-systemvue-dpd-builder>.
- [100] SystemVue electronic system-level (ESL) design software | agilent, 2013. <http://www.home.agilent.com/en/pc-1297131/systemvue-electronic-system-level-esl-design-software?nid=-34264.0.00&cc=FR&lc=fre>.
- [101] Li Bo, Yang Zhi-xing, Pan Chang-yong, Zhang Tao-tao, and Ge Jian-hua. Effects of PAPR reduction on hpa predistortion. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, 51(4) :1143–1147, 2005.
- [102] C. Nader, P.N. Landin, W. Van Moer, N. Bjorsell, P. Handel, and M. Isaksson. Peak-to-average power ratio reduction versus digital pre-distortion in OFDM based systems. In *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, pages 1–4, 2011.
- [103] Wan-Jong Kim. *Digital predistortion linearization and crest factor reduction for wideband applications*. Thesis, School of Engineering Science - Simon Fraser University, 2006.
- [104] Mohamad Saad El Dine. *Linéarisation des amplificateurs de puissance à haut rendement en combinant les techniques de pré distorsion numérique et le contrôle de polarisation* :. thesis, Université de Limoges, June 2013.
- [105] Mathilde Brandon. *Optimisation conjointe de méthodes de linéarisation de l'émetteur pour des modulations multi-porteuses*. PhD thesis, Université de Cergy Pontoise, November 2012.
- [106] Michael H Adams. *Lee de Forest king of radio, television, and film*. Copernicus Books, New York, NY, 2012.
- [107] Lee De Forest. Oscillation responsive device, June 1906. U.S. Patent Classification : 315/98 ; 313/15 ; 313/327 ; 313/550 ; 315/115 ; 315/125 ; 315/149 ; 315/170 ; 315/242 ; 315/DIG.2 ; 329/370.
- [108] A. A. M. Saleh and J. Salz. Adaptive linearization of power amplifiers in digital radio systems. *Bell Syst. Tech. J.*, 64(4) :1019–1033, 1983.
- [109] D. C. Andrews, E. E. Barr, T. E. Olver, and B. S. Abrams. Linear wideband hf power amplifier using adaptive feedforward cancellation. In *Military Communications Conference - Progress in Spread Spectrum Communications, 1982. MILCOM 1982. IEEE*, volume 1, pages 21.6–1–21.6–8, 1982.

- [110] Motorola Semiconductors Ltd. *RF Device Data*, volume 2. Motorola, 5th edition, 1988.
- [111] J.P. Dixon. A solid-state amplifier with feedforward correction for linear single side band applications. In *Proceedings of IEEE International Conference on Communications*, pages 728–732, Toronto, Canada, June 1986.
- [112] R. D. Stewart and F. F. Tusubira. Feedforward linearisation of 950 mhz amplifiers. *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, 135(5) :347–350, 1988.
- [113] V. Petrovic and W. Gosling. Polar-loop transmitter. *Electronics Letters*, 15(10) :286–288, 1979.
- [114] ETSI 300 392 :2. Radio equipment and systems (res), trans european trunked radio (tetra), voice plus data (v+d). *Part 2 : Air Interface (AI)*, *European Telecommunication Standards Institute (ETSI)*, 392(2), 1996.
- [115] November 17 – december 23, 1947 : Invention of the first transistor.
- [116] Robert W. Chang. Orthogonal frequency multiplex data transmission system, January 1970.
- [117] S. Weinstein and P. Ebert. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform. *Communication Technology, IEEE Transactions on*, 19(5) :628–634, 1971.
- [118] Stanzone et al. Final report study group on digital integrated signal processors. *Bell Labs Internal Memorandum*, 1977.
- [119] L.J. Cimini. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *Communications, IEEE Transactions on*, 33(7) :665–675, 1985.
- [120] M. Alard and R. Lassalle. Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers. *EBU*, -(224), August 1987.
- [121] L.J. Greenstein and P. Fitzgerald. Phasing multitone signals to minimize peak factors. *Communications, IEEE Transactions on*, 29(7) :1072–1074, 1981.
- [122] Heung-Gyoon Ryu and Yun-Hee Lee. A new combined method of the block coding and predistortion for the nonlinear distortion compensation. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, 49(1) :27–31, 2003.
- [123] Heung-Gyoon Ryu, Tran Phuong Hoa, Kang Mi Lee, Sang-Woo Kim, and Jin-Soo Park. Improvement of power efficiency of hpa by the PAPR reduction and predistortion. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, 50(1) :119–124, 2004.
- [124] ETSI. Digital video broadcasting (dvb) ;frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (dvb-t2). *ETSI EN 302 755 V1.1.1*, 302 755(V1.1.1 1) :1–168, sep 2009.
- [125] M. Brandon, M. Ariaudo, S. Traverso, J. Bouvier, I. Fijalkow, and J. L. Gautier. Linearity improvement thanks to the association of active constellation extension and digital predistortion for OFDM. In *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2011 IEEE 9th International*, pages 293–296, 2011.

- [126] Mathilde Brandon, Myriam Ariaudo, Sylvain Traverso, Jessica Bouvier, Inbar Fijalkow, and Jean-Luc Gautier. Amélioration des performances de la prédistorsion numérique en bande de base par association de l'Active Constellation Extension pour un signal OFDM. In *Proceedings of GretsI*, page ID127, Bordeaux, France, September 2011.
- [127] Li-Chung Chang and Chung-Ho Yang. A combined approach of mbap/pr PAPR reduction and polynomial predistortion for performance enhancement. In *Information, Communications and Signal Processing, 2009. ICICS 2009. 7th International Conference on*, pages 1–5, 2009.
- [128] C. Nader, P.N. Landin, W. Van Moer, N. Bjorsell, and P. Handel. Performance evaluation of peak-to-average power ratio reduction and digital pre-distortion for OFDM based systems. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 59(12) :3504–3511, 2011.
- [129] Heung-Gyoon Ryu. Combination of PAPR reduction and linearization for the OFDM communication system. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 11(1) :46–52, 2011.
- [130] Jingqi Wang, Yingjie Xu, and Xiaowei Zhu. Digital predistorted inverse class-f gan pa with novel PAPR reduction technique. In *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, pages 1–4, 2011.
- [131] N. Aizawa, O. Muta, Y. Akaiwa, and M. Sawahashi. Effect of peak power suppression and adaptive predistortion on power amplification of an ofcdm signal. In *Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st*, volume 3, pages 1783–1787 Vol. 3, 2005.
- [132] Pere L. Gilabert, Michael E. Gadringer, Gabriel Montoro, Markus L. Mayer, Daniel D. Silveira, Eduard Bertran, and Gottfried Magerl. An efficient combination of digital predistortion and OFDM clipping for power amplifiers. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 19(5) :583–591, 2009.
- [133] Heung-Gyoon Ryu and Ke-Chu Yi. High quality OFDM communication system based on carrier interferometry and digital linearization of hpa. In *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007. WiCom 2007. International Conference on*, pages 5–8, 2007.
- [134] Chhavi Sharma, Shiv Kumar Tomar, and A. K. Gupta. PAPR reduction in OFDM system using adapting coding technique with pre distortion method. *WTOC*, 10(9) :255–262, September 2011.
- [135] Mei Yen Cheong, H.-L. Maattanen, S. Werner, and S.-G. Haggman. A combined PAPR reduction and predistorer scheme for osstems in nonlinear channels. In *Radio and Wireless Symposium, 2007 IEEE*, pages 309–312, 2007.
- [136] T. Miracco. Crest factor reduction and digital pre-distortion for wireless rf power amplifier optimization. In *Solid-State and Integrated-Circuit Technology, 2008. ICSICT 2008. 9th International Conference on*, pages 1357–1360, 2008.

- [137] 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, July 2010.
- [138] Salvatore Ragusa, Christian Lereau, and Jacques Palicot. Procédé de transmission d'un signal module avec une forte dynamique d'amplitude, émetteur et récepteur correspondant. patent no. Brevet français n°05 04313, April 2005.
- [139] R.N. Braithwaite. A combined approach to digital predistortion and crest factor reduction for the linearization of an rf power amplifier. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 61(1) :291–302, 2013.
- [140] R.N. Braithwaite. Implementing crest factor reduction (cfr) by offsetting digital predistortion (dpd) coefficients. In *Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC), 2012 Workshop on*, pages 1–3, 2012.
- [141] Norbert Kaiblinger B, Per Ödling A, and Lars-erik Persson C. A low-complexity PAR-reduction method for DMT-VDSL per ola börjesson a, hans g. feichtinger b , niklas grip c, mikael isaksson d,. In *5th International Symposium on Digital Signal Processing for Communication Systems (DSPCS'99)*, pages 164–169, Perth, Australia, February 1999.
- [142] M. Mroué, A. Nafkha, and Jacques Palicot. An innovative low complexity PAPR reduction TR-based technique for DVB-T2 system. In *2010 International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)*, pages 148–153, 2010.
- [143] Mroué, Mohamad, Amor Nafkha, Jacques Palicot, Benjamin Gavalda, and Nelly Dagonne. Performance and implementation evaluation of TR PAPR reduction methods for DVB-T2. *International Journal of Digital Multimedia Broadcasting*, 2010, September 2010.
- [144] Julian J. (Julian Jakob) Busgang. Crosscorrelation functions of amplitude-distorted gaussian signals. *Research laboratory of electronics, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge. Technical Report 216*, 1952. "March 26, 1952."
- [145] O.Abel Gouba and Yves Louet. Digital predistortion expressed as an adding signal technique in OFDM context. In *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2013 IEEE 11th International*, pages 1–4, June 2013.
- [146] O. Abel Gouba and Yves Louët. A joint approach for PAPR reduction and predistortion by adding signal in Cognitive Radio. In *Proceedings of Crowncom 2013*, pages 1–6, Washington, États-Unis, July 2013.
- [147] G. Baruffa, G. Reali, and S. Cacopardi. A modified algorithm for the fast computation of even and odd order intermodulation products. *Communications Letters, IEEE*, 9(2) :121–123, 2005.
- [148] G. Baruffa and G. Reali. A fast algorithm to find generic odd and even order intermodulation products. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 6(10) :3749–3759, 2007.

- [149] G.T. Zhou and J.S. Kenney. Predicting spectral regrowth of nonlinear power amplifiers. *Communications, IEEE Transactions on*, 50(5) :718–722, 2002.
- [150] Joseph Mitola. *Cognitive Radio — An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio*. DTech thesis, Royal Institute of Technology (KTH), Kista, Sweden, May 2000.
- [151] S. Hussain and Y. Louet. Peak to average power ratio analysis of multi-carrier and multi-standard signals in software radio context. In *3rd International Conference on Information and Communication Technologies : From Theory to Applications, 2008. ICTTA 2008*, pages 1–5, 2008.
- [152] Sajjad Hussain. *Peak to average power ratio analysis and reduction of cognitive radio signals*. Thèse doctorat, École doctorale Mathématiques, informatique, signal, électronique et télécommunications, Rennes, France, 2009.
- [153] Jacques Palicot. *De la radio logicielle à la radio intelligente*. Hermès science publications : Lavoisier, Paris, 2010.
- [154] Salma Bourbia. *Algorithmes de prise de décision pour la radio cognitive et optimisation du mapping de la reconfigurabilité de l'architecture d'implémentation numérique*. PhD thesis, Supélec, 2013.
- [155] Salma Bourbia, Daniel Le Guennec, Khaled Grati, and Adel Ghazel. Reducing the Receiver's Computation Complexity by Limiting the Use of the Beamforming Action. In *Proceedings of the 20th International Conference on Telecommunications*, page NC, Casablanca, Maroc, May 2013.
- [156] Salma Bourbia, Madiha Achouri, Khaled Grati, Daniel Le Guennec, and Adel Ghazel. Cognitive Engine Design for Cognitive Radio. In *Proceedings of IWCRN 2012, International Workshop on Cognitive Radio Networks*, page nc, Tangier, Maroc, May 2012.
- [157] Wassim Jouini, Christophe Moy, and Jacques Palicot. Decision making for cognitive radio equipment : analysis of the first 10 years of exploration. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2012(1) :26, January 2012.
- [158] E. Süli et D. F. Mayers. *An Introduction to Numerical Analysis*. Cambridge University Press, Cambridge, 2003.
- [159] P. V. Strassen. Gaussian elimination is not optimal. *Numer. Math.*, 13(4) :354–356, August 1969.
- [160] Stephen Boyd and Lieven Vandenberghe. *Convex Optimization*. Cambridge University Press, New York, NY, USA, 2004.
- [161] J. W Cooley and J.W Tukey. An algorithm for the machine calculation of complex fourier series. *Math. Comput.*, 19(90) :297–301, April 1965.

Table des figures

1.1	Exemple de caractéristiques amplitude/phase d'un amplificateur SSPA .	19
1.2	Bilan de puissances d'un amplificateur	20
1.3	Calcul de l'ACPR	23
1.4	Calcul du NPR	24
1.5	Illustration du calcul de l'EVM	25
1.6	Architecture de la technique LINC	28
1.7	Architecture de la technique EER	29
1.8	Architecture de la technique ET	29
1.9	Principe de la technique FeedBack	31
1.10	Architecture de la technique <i>feedback cartésien</i>	31
1.11	Architecture de la technique FeedForward	32
1.12	Principe des techniques de Prédistorsion	32
1.13	Architecture de la prédistorsion numérique en bande de base avec un contrôle adaptatif	34
1.14	Principe de l'adaptation directe	34
1.15	Principe de l'adaptation indirecte	35
1.16	Représentation schématique d'un symbole OFDM	36
1.17	Vision spectrale de la modulation OFDM	37
1.18	Architecture de base d'un modulateur numérique OFDM	37
1.19	Gabarit du spectre d'émission de la norme IEEE802.11a	39
1.20	Fonction de répartition du PAPR d'un signal OFDM pour différentes valeurs du facteur d'échantillonnage ainsi que la courbe de l'expression théorique (1.30)	42
1.21	Classification des méthodes de réduction du PAPR proposée dans [43] .	44
1.22	Schéma de base d'un modulateur SLM	44
1.23	Principe de base de la technique PTS	46
1.24	Principe conceptuel de la technique de codage	47
1.25	Principe de base de la Tone Reservation (TR)	49
1.26	Mesure du gain de réduction du PAPR, $\Delta PAPR(\gamma)$ à la probabilité γ .	51
2.1	Comparaison de la distribution de la partie réelle du signal OFDM et de la loi gaussienne (i.e Normale) pour plusieurs valeurs de N (2, 4, 32 et 2048).	57

2.2	Les distributions du signal avant et après le SLM comparées avec celle d'une loi gaussienne.	58
2.3	Les distributions du signal avant et après TR comparées avec celle d'une loi gaussienne pour $N_r \ll N$	60
2.4	Modèle simplifié du système de transmission	61
2.5	Moments du premier et du second ordre de l'erreur de prédistorsion ϵ^{pd} lorsque le SLM est utilisé comme technique de réduction du PAPR	67
2.6	Moment de premier et second ordre de l'erreur de prédistorsion lorsque le clipping est utilisé comme technique de réduction du PAPR	68
2.7	L'EVM en fonction du rapport des facteurs de transition a/b lorsque le SLM est utilisé comme technique de réduction du PAPR	70
2.8	L'EVM en fonction du rapport des facteurs de transition a/b lorsque le clipping est utilisé comme technique de réduction du PAPR	70
2.9	L'EVM en fonction du PAPR pour $a/b = 0.65, 0.875$ et 0.975 lorsque le clipping est utilisé pour réduire le PAPR ³	71
2.10	Augmentation du rendement grâce à la réduction du PAPR et la prédistorsion	72
2.11	L'évolution du PAPR dans la chaîne d'émission	73
2.12	EVM théorique (2.29) en fonction du rendement, $\eta_{DC} = \lambda/PAPR_{[x^{papr}]}$, pour différentes valeurs de a/b	75
2.13	Recherche du meilleur compromis entre la linéarité mesuré par l'EVM et le rendement	77
3.1	Approche conjointe non-collaborative de la réduction du PAPR et de la linéarisation	84
3.2	Approche conjointe collaborative de la réduction du PAPR et de la linéarisation	85
3.3	Classification suivant que l'approche conjointe est collaborative ou non	86
3.4	Classification suivant que l'approche conjointe collaborative est uni- ou bi- directionnelle	87
3.5	Approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adapte la réduction du PAPR en fonction de la linéarisation	87
3.6	Approche conjointe collaborative unidirectionnelle qui adapte la linéarisation en fonction de la réduction du PAPR	88
3.7	Classification en fonction de la cible d'adaptation de l'approche conjointe collaborative unidirectionnelle	88
3.8	Classification générale des techniques d'approche conjointe de la réduction du PAPR et de la linéarisation	90
3.9	État de l'art des techniques d'approche conjointe classées en fonction des quatre catégories illustrées sur la figure 3.7	92
3.10	Association clipping et predistorsion avec la compensation du bruit de clipping par Feedforward [91]	93
3.11	Association de l'enveloppe tracking (ET) et de la prédistorsion [26,104]	94

3.12	Association de trois techniques, l'Active Constellation Extension (ACE), l'enveloppe tracking (ET) et la prédistorsion [125,126]	95
3.13	Adaptation des paramètres de la TR (a-seuil d'écrêtage, b-nombre d'itérations, c-nombre de sous-porteuses réservées) en fonction de l'IBO de l'amplificateur "linéarisé" [88,90,137]	96
3.14	Principe de l'adaptation de la phase d'apprentissage en fonction du PAPR [89]	97
3.15	Principe de l'adaptation du degré du polynôme de prédistorsion en fonction du PAPR [98]	98
3.16	Illustration de l'adaptation du degré m_u du polynôme de prédistorsion en fonction du PAPR du signal après réduction ($K_1 \leq K_2 \leq K_3 \leq \dots \leq K_u$)	99
3.17	Principe de base de la technique du clipping inversible [72]	99
3.18	L'approche conjointe polynomiale du clipping et de la prédistorsion . . .	101
3.19	Principe de fonctionnement de l'approche conjointe polynomiale	102
4.1	Schéma de principe de la prédistorsion par ajout de signal	105
4.2	Caractéristique AM/AM typique de la prédistorsion	107
4.3	Représentation schématique du théorème de Bussgang appliqué à la fonction de de prédistorsion	107
4.4	Le facteur de corrélation α en fonction du recul de puissance IBO	109
4.5	Diagramme en blocs de l'AICE pour la génération du signal additionnel de prédistorsion	110
4.6	EVM des signaux amplifiés en fonction de l'IBO avec différentes approches de prédistorsion (incluant les deux algorithmes proposés)	112
4.7	ACPR des signaux amplifiés en fonction de l'IBO avec différentes approches de prédistorsion (incluant les deux algorithmes proposés)	113
4.8	DSP des signaux amplifiés pour un $IBO = 4\text{dB}$ avec différentes approches de prédistorsion (incluant les deux algorithmes proposés)	113
4.9	Combinaison en série de la réduction du PAPR et de la prédistorsion par ajout de signal	115
4.10	Combinaison en parallèle de la réduction du PAPR et de la prédistorsion par ajout de signal	115
4.11	EVM des scénarios de combinaison en série et en parallèle	117
4.12	ACPR des scénarios de combinaison en série et en parallèle	118
4.13	DSP des scénarios de combinaison en série et en parallèle	118
4.14	Les problèmes liés à l'amplification des signaux multi-standards	120
4.15	Approche conjointe comme solution des problèmes d'amplification des signaux multi-standards	120
4.16	Vision fréquentielle de l'ajout des signaux pour la réduction du PAPR et la prédistorsion	123
4.17	Principe de l'approche conjointe dynamique par ajout de signal	123
4.18	Exemple de motifs générés pour effectuer uniquement la réduction du PAPR	124

4.19	Modèle de simulation du signal RL multi-standard avec les sous-porteuses réservées pour la réduction du PAPR	126
4.20	Illustration des motifs générés pour chacun des deux scénarios présentés	126
4.21	La CCDF du PAPR du signal RL amplifié dans les deux scénarios avec $IBO = 10\text{dB}$	127
4.22	Performance EVM de l'approche conjointe dynamique par ajout de signal pour les deux scénarios	128
5.1	Classification générale des techniques d'approche conjointe en y incluant l'approche conjoint unifiée proposée	133
5.2	De la vision séparée de la réduction du PAPR et la prédistorsion vers une approche conjointe unifiée par ajout de signal	134
5.3	Schéma de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l'ARRP	138
5.4	Schéma de la version adaptative de l'ARRP	141
5.5	Configuration fréquentielle du signal additionnel conjoint généré par l'AICE-PD	142
5.6	Vision fréquentielle de l'amplification du signal OFDM "corrigé"	142
5.7	schéma de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l'AICE-PD	143
5.8	PAPR de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l'ARRP.	145
5.9	EVM de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l'ARRP.	146
5.10	DSP de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l'ARRP.	146
5.11	Évolution du PAPR du signal amplifié en fonction du nombre d'itérations de l'AICE-PD.	147
5.12	EVM de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l'AICE-PD.	148
5.13	ACPR de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l'AICE-PD.	149
5.14	DSP de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal basée sur l'AICE-PD ($IBO = 4\text{dB}$).	149
5.15	Étude de complexité de l'approche polynomiale proposée dans [139,140]	150
5.16	Étude de complexité de l'ARRP	151
5.17	Étude de complexité de l'algorithme AICE-PD (une itération)	152
5.18	Résultats de simulations comparatives de l'approche polynomiale et de l'approche conjointe unifiée par ajout de signal	154

Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques des classes d'opération A, B et AB des amplificateurs dits <i>linéaires</i>	21
1.2	Les paramètres de la norme IEEE802.11a	39
4.1	Exemples de capteurs pris en compte dans l'approche conjointe dynamique en fonction des critères à évaluer	122
4.2	Résumé de l'analyse des deux scénarios présentés	125
5.1	Résumé de l'étude de complexité des deux approches conjointes	152

Liste des algorithmes

1	Pseudo-algorithme de l'AICE dans le domaine fréquentiel pour la prédistorsion par ajout de signal	111
2	Pseudo-algorithme de la version adaptative de l'ARRP	140
3	Pseudo-algorithme de l'AICE-PD pour la génération du signal additionnel conjoint de réduction du PAPR et de prédistorsion	144

Index

- ACPR, 23
- ATOP, voir amplificateur de puissance
- CCDF, 40
- EVM, 24, 61, 67
- IBO, 22
- IEEE802.11a/g, 38
- NPR, 23
- OBO, 22
- OFDM, 36, 82
 - distribution, 56
- Peak-to-Average Power Ratio, PAPR**, 38
- Radio Intelligente**, 119
 - approche conjointe dynamique, 119
 - approche conjointe dynamique par ajout de signal, 122
 - capteurs multi-couches, 121
 - SSPA, voir amplificateur de puissance
 - TEB, 52, 89
 - état de l'art, 91
 - algorithme AICE-PD**, 140
 - complexité, 151
 - formulation, 141
 - principe, 143
 - algorithme AICE**, 109
 - algorithme ARRP**, 136
 - complexité, 151
 - formulation, 136
 - principe, 137
 - version adaptative, 139
 - amplificateur de puissance**, 17, 18, 25, 55, 81
 - approche conjointe dynamique par ajout de signal**, 122
 - approche conjointe par ajout de signal**, 114, 119
 - approche conjointe unifiée par ajout de signal**, 131, 132
 - formulation, 135
 - principe, 134
 - signal additionnel conjoint, 135
 - approche conjointe**, 79
 - approche conjointe collaborative, 85, 86
 - bidirectionnelle*, 86, 98
 - unidirectionnelle*, 87, 95, 96
 - approche conjointe non-collaborative, 83, 86, 91
 - association linéarisation/réduction du PAPR, 83, 93
 - classification générale, 86, 89, 132
 - historique, 81
 - classes de fonctionnement**, 21
 - combinaison en parallèle**, 115
 - combinaison en série**, 114
 - compatibilité descendante**, 51, 89
 - complexité**, 52, 150
 - compromis linéarité/rendement**, 55, 73
 - erreur de prédistorsion**, 61
 - EVM, 67
 - moment d'ordre deux, 65
 - moment d'ordre un, 63
 - gain de réduction du PAPR**, 51
 - intervalle de garde**, 37
 - linéarisation**, 17, 28, 81
 - EER, 29
 - ET, 29
 - Feedback, 30
 - FeedForward, 32
 - LINC, 28
 - prédistorsion, 32
 - modèles d'amplificateur**, 25
 - modèles dynamiques, avec mémoire, 27

- Volterra*, 27
- polynomial avec mémoire*, 28
- modèles quasi-statiques, avec mémoire, 27
 - Saleh*, 27
- modèles statiques, sans mémoire, 25
 - Rapp*, 25
 - polynomial sans mémoire*, 26
- non-linéarités**, 19, 23
 - caractéristiques AM/AM, AM/PM, 19
 - effets mémoire, 22
- prédistorsion numérique**, 33
 - adaptation directe, indirecte, 34
 - principe, adaptation, 33
- prédistorsion par ajout de signal**, 105
- réduction du PAPR**, 17, 82
 - étude de distribution, 57
 - classification, 43
 - méthodes d'ajout de signal, 48
 - TR*, 49
 - clipping*, 48
- méthodes de codage, 46
 - Reed Muller*, 47
 - les codes en blocs*, 46
- méthodes probabilistes, 44
 - PTS*, 45
 - SLM*, 44
- approche conjointe dynamique
 - exemples de scénarios*, 124
- rendement énergétique**, 20, 69
- signal multi-porteuse**, 35, 82
- théorème de Bussgang**, 106
- vision commune par ajout de signal**,
103, 114
- wi-fi**, 38

Résumé

Les amplificateurs de puissance sont au centre des systèmes actuels de télécommunications. Leur linéarité (pour préserver la qualité des données transmises) et leur rendement énergétique (pour faire des économies d'énergie) sont très importants et constituent les préoccupations majeures des concepteurs. Cependant, ce sont des composants analogiques intrinsèquement non-linéaires et leur utilisation avec des signaux à enveloppes non-constantes génèrent des distorsions à savoir des remontées spectrales hors-bandes et une dégradation du taux d'erreurs. Les signaux OFDM à la base de nombreux standards comme le Wi-fi, le Wi-Max, la télévision numérique, le LTE, etc. ont de fortes variations de puissance encore appelées PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) qui aggravent ces problèmes de non-linéarité de l'amplificateur et réduit son rendement. Le traitement conjoint des non-linéarités et l'amélioration du rendement de l'amplificateur est l'objectif de cette thèse.

Pour cela, l'accent est mis sur une approche conjointe de la linéarisation et de la réduction du PAPR. Ces deux méthodes jusqu'à présent abordées séparément dans la littérature sont en fait complémentaires et interdépendantes. Cela a été prouvé grâce à une étude analytique que nous avons menée. Grâce à l'approche conjointe, on peut simplement les associer, on parle dans ce cas d'approche non-collaborative, ou leur permettre en plus d'échanger des informations et de s'adapter l'une par rapport à l'autre et/ou vice versa. Ce dernier cas est l'approche collaborative. Nous avons ensuite proposé des algorithmes d'approche conjointe collaborative basés sur les techniques d'ajout de signal. La réduction du PAPR et la prédistorsion (choisie comme méthode de linéarisation) sont fusionnées sous une seule formulation d'ajout de signal. Un signal additionnel conjoint est alors généré pour à la fois compenser les non-linéarités de l'amplificateur de puissance et réduire la dynamique du signal à amplifier.

Mots clés : OFDM, PAPR, Amplificateur, non-linéaires, rendement, approche conjointe

Abstract

Power amplifiers are key components of current telecommunications systems. Their linearity (to preserve the quality of the data) and efficiency (for power savings) are the primary concerns of designers. However, they are non-linear analog components in nature that cause spectral leakage, warping and clustering of the constellation. The overall consequences of this are out-of-band interferences and Bit Error Rate (BER) degradation at the receiver. OFDM's modulation used in many standards such as Wi-Fi, WiMAX, digital TV, LTE, etc. generates temporal signals with high power fluctuations also termed as Peak-to-average Power Ratio (PAPR). High PAPRs aggravate the non-linearity problem of the amplifier and reduce its efficiency. The objective of this thesis is to jointly increase the linearity and the efficiency of the power amplifier.

For this, we focus on a joint approach of linearization and PAPR reduction. These two methods so far discussed separately in the literature are complementary and interdependent. This has been proven through an analytical study that we conducted. Through the joint approach, the two methods can be simply associated, in this case we speak of non-collaborative approach, or allowed to exchange some information in order to adapt each other. This latter case is collaborative approach. Then, we proposed algorithms of collaborative approach based on adding signal techniques. PAPR reduction and predistortion (chosen as linearization's method) are merged into one global adding signal formulation. A joint additional signal is then generated to compensate at the same time the non-linearities introduced by the power amplifier and reduce the dynamic range of the signal to be amplified.

Key words : OFDM, PAPR, Amplifier, non-linearities, power efficiency, joint approach.