

Wendyida Kabore Kabore

RÉSUMÉ

L'amplification des signaux à grande dynamique consomme énormément d'énergie. Aussi une solution possible afin de profiter d'un rendement maximal de l'amplificateur consiste à amplifier des signaux à enveloppe constante. Or les signaux actuellement proposés dans beaucoup de systèmes radio mobile sont des signaux multiporteuses qui sont très avantageux mais qui par principe ont un PAPR élevé.

Dans ce stage, nous avons étudié une forme d'onde multiporteuses (pour profiter de tous les avantages inhérents à celle-ci) ayant un PAPR faible. Il s'agit ici d'utiliser des techniques de diminution de PAPR à l'aide de techniques d'ajout de signal, couplées avec une nouvelle définition du signal multiporteuses.

Le clipping par exemple, qui permet de diminuer le PAPR a ainsi été modélisé comme une technique d'ajout de signal, mais l'ajout du signal de clipping se fait sur certaines porteuses " libres " qui ne sont pas utilisées pour transmettre les données. Aussi pour ajouter le signal de clipping d'une façon plus efficace, on a besoin d'avoir plus d'espace fréquentiel. L'idée ici est d'utiliser un codage duobinaire sur chacune des sous-porteuses OFDM pour réduire leur occupation spectrale de moitié. On utilise ainsi le spectre vacant pour ajouter le signal de clipping de manière orthogonale au signal de données.

Ensuite vient l'étude des performances de cette nouvelle forme d'onde en termes de gain en PAPR, de complexité (processus de réception) et d'ACPR. Cette étude a prouvé un gain considérable issu de cette nouvelle technique qu'on propose. Elle a l'avantage d'avoir une complexité réduite soit du point de vue implémentation qu'au niveau calculatoire.

Mots clés:

Éco-radio, modulations multiporteuses, radio intelligente, PAPR, OFDM, clipping, Tone Reservation, codage duobinaire, codes à reponse partielle.

ABSTRACT

Power amplification efficiency enhancement is a critical issue for wireless communication applications. The amplification of signals that have a high dynamic range consumes a lot of energy. Amplifying signals with a constant envelope is a possible solution to get a maximum performance of the amplifier. However, the signals that are currently available in several systems, are multi-carrier signals which are very attractive but have a high PAPR in principle.

During this internship, we studied a multi-carrier waveform (to enjoy all the benefits inherent in it) with a low PAPR. This is about to use PAPR reduction techniques like "adding signal" methods, coupled with a new definition of the multicarrier signal.

The clipping for example, has been modeled as an adding signal technique, but the addition of the clipping signal occurs on certain free subcarriers that are not used to transmit data. Not all the clipping signal frequencies are used. The major problem is that the subcarriers on which the clipping signal can be added are reduced in number. So to add the clipping signal more efficiently we need to have more frequency space. The key idea here is to perform the duobinary coding in each of the OFDM subcarriers. The duobinary coding reduces the spectral occupancy by half. Thus, we can use the vacant spectrum to add the clipping signal orthogonally to the data signal. Then comes the study of the performances of this new waveform in terms of gain in PAPR, complexity (receiving process) and ACPR. This study confirm the efficiency of the proposed technique.

Key Words:

Green communication, multi-carrier modulations, cognitive radio, PAPR, OFDM, clipping, Tone Reservation, Duobinary coding.

AVANT PROPOS ET REMERCIEMENTS

Le présent mémoire expose mes travaux du projet de fin d'études effectués au sein du laboratoire SCEE (Signal Communication et Electronique Embarqué) de Supelec rennes, spécialisé dans le traitement de signal et qui possède une vaste expérience dans l'étude et la conception des futurs systèmes de communication basés sur les concepts de radio Logicielle et de radio Intelligente.

Au terme de ce travail, je tiens à remercier le professeur Jacques Palicot responsable du laboratoire SCEE, pour l'opportunité qui m'ai été offerte de pouvoir réaliser ce stage sous sa direction au sein du laboratoire SCEE, et pour son encadrement.

J'aimerai remercier aussi tous les professeurs et post-doctorants membres du laboratoire qui m'ont aidé au cours des différentes phases de ce travail, en répondant à mes questions et en m'aiguillant dans mon étude.

Je remercie mes encadreurs de Tunis, madame Fatma Abdelkefi (maitre assistant à SUP'COM) et monsieur Mohamed Siala (professeur à SUP'COM) pour leurs suggestions et directives avant et pendant le stage.

Enfin merci à toute l'équipe SCEE , surtout les doctorants et stagiaires qui m'ont supporté pendant ces mois de stage.

TABLE DES MATIÈRES

Liste des ABRÉVIATIONS	xi
Introduction Générale	1
1 Problématique du PAPR	3
1.1 Reduire la consommation énergétique des TIC.	4
1.1.1 Contribution des réseaux sans fil à la consommation énergétique des TIC.	4
1.1.2 Amplificateur de puissance.	6
1.2 Modulations multiporteuses	9
1.2.1 Radio intelligente	10
1.2.2 OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing	12
1.3 PAPR des signaux multiporteuses de type OFDM	15
1.3.1 Distribution du PAPR des signaux OFDM	16
1.4 Solutions possibles au problème du PAPR	18
1.4.1 Formes d'onde à PAPR très faible : GMSK	18
1.4.2 Techniques de réduction du PAPR	18
1.4.3 Recul d'entrée et de sortie de l'amplificateur	19
1.4.4 Les méthodes qui portent sur l'amplificateur	19
2 Nouvelle forme d'onde	21
2.1 Techniques de réduction du PAPR	21
2.1.1 Techniques d'ajout de signal	22
2.1.2 Tone Reservation	25
2.1.3 Tone Reservation et clipping	26
2.2 Diminution du spectre réalisée par le codage duobinaire	28

2.2.1	Codes à réponse partielle : le duobinaire	28
2.3	La nouvelle forme d'onde	31
2.3.1	Réduction de spectre pour l'OFDM avec du duobinaire sous chaque sous-porteuse	35
3	Performances de la Nouvelle forme d'onde	38
3.1	Performances de la nouvelle forme d'onde	38
3.1.1	Taux d'erreur binaire	40
3.1.2	Performances en termes de réduction du PAPR	41
3.1.3	Diminution de l'ACPR	50
3.1.4	Variation de la puissance moyenne	51
3.2	Implémentation et processus de réception	52
3.2.1	Complexité	52
	Conclusion Générale et perspectives	56
	Annexe: Décodage du signal reçu	58

LISTE DES FIGURES

1.1	<i>Répartition de la consommation d'énergie dans les réseaux sans fil . . .</i>	5
1.2	<i>Répartition de la consommation d'énergie par composants pour les stations de base.</i>	6
1.3	<i>Bilan de puissance de l'amplificateur.</i>	7
1.4	<i>Caractéristique d'un amplificateur de puissance intégrant rendement et non linéarités</i>	8
1.5	<i>Evolution de la dynamique des signaux radio mobile au fil des générations.</i>	9
1.6	<i>Modulateur OFDM numérique.</i>	14
1.7	<i>Démodulateur OFDM numérique.</i>	14
1.8	<i>Caractéristique d'un amplificateur de puissance intégrant rendement et non linéarités</i>	19
2.1	<i>Distorsions engendrées par le clipping: remontées des composantes out of band.</i>	24
2.2	<i>Différentes manières d'effectuer le clipping</i>	25
2.3	<i>Schéma du principe de la Tone Reservation.</i>	26
2.4	<i>Clipping au seuil L_{clip}.</i>	27
2.5	<i>Génération des symboles duobinaires.</i>	29
2.6	<i>Modulateur OFDM classique.</i>	32
2.7	<i>Modulateur OFDM Duobinaire</i>	33
2.8	<i>DSP binaire et Duobinaire pour $N=64$ sous-porteuses.</i>	34
2.9	<i>DSP binaire et Duobinaire pour $N= 64$ sous-porteuses zoom.</i>	35
2.10	<i>Evolution temporelle du signal sur une seule sous-porteuse</i>	36
3.1	<i>Mapping des sous-porteuses à l'entrée de l'IFFT</i>	39
3.2	<i>Gain de spectre dans chaque sous-porteuse</i>	40

3.3	<i>Sous-porteuses additionnelles pour le signal de réduction du PAPR . . .</i>	41
3.4	<i>Calcul du gain en réduction du PAPR à une valeur particulière de la CCDF</i>	42
3.5	<i>Distribution du PAPR théorique et simulé dans le cas d'une constellation BPSK</i>	43
3.6	<i>Distribution du PAPR théorique et simulé pour l'OFDM continu dans le cas d'une constellation BPSK</i>	44
3.7	<i>Effet du suréchantillonnage sur le PAPR</i>	45
3.8	<i>Le codage duobinaire n'augmente pas le PAPR.</i>	46
3.9	<i>Etalement temporel des symboles OFDM</i>	47
3.10	<i>PAPR pour un clipping à 10 dB</i>	48
3.11	<i>PAPR pour un clipping à 2 dB</i>	49
3.12	<i>Gain de PAPR de la nouvelle forme pour plusieurs taux de clipping. . .</i>	50
3.13	<i>Variation du rapport $\frac{P_y}{P_x}$ en fonction du niveau de clipping.</i>	52
3.14	<i>Système équivalent à la nouvelle forme d'onde à la réception</i>	53
3.15	<i>Génération du signal d'ajout.</i>	54
3.16	<i>Nouvelle forme d'onde avec un seuil de clipping à 3dB et 5 itérations. .</i>	55
3.17	<i>Suite de symboles OFDM duobinaire</i>	58

LISTE DES TABLEAUX

2.1	<i>Exemple de codage duobinaire</i>	30
3.1	<i>Paramètres de simulation</i>	39

LISTE DES ABRÉVIATIONS

4G Fourth Generation

3GPP 3rd Generation Partnership Project

ACPR Adjacent Channel Power Ratio

ADSL Asymmetric Digital Subscriber Line

BBAG Bruit Blanc Additif Gaussien

BTS Base Transceiver Station

BPSK Binary Phase Shift Keying

CCDF Complementary Cumulative Distrution Function

DAB Digital Audio Broadcasting

DVB Digital Video Broadcasting

EVM Error Vector Magnitude

FDM Frequency Division Multitplexing

FFT Fast Fourier Transform

GMSK Gaussian Minimum Shift Keying

GSM Global System for Mobile communications

LTE Long Term Evolution

ICI Inter Carrier Interference
IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers
IES Interference Entre Symboles
ISI Inter-Symbol Interference
IFFT Inverse Fast Fourier Transform
IB In Band
OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOB Out Of Band
PAPR Peak to Average Power Ratio
SDR Software Define Radio
TEB Taux d'Erreur Binaire
TIC Technologies de l'Information et de la Communication
WiFi Wireless Fidelity
WIMAX Worldwide Interoperability for Microwave Access

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les infrastructures de communication sans fil, tels que ceux gérés par les opérateurs les réseaux mobiles, sont un contributeur majeur à la consommation d'énergie sans cesse croissante de l'industrie des TIC. Malheureusement cette augmentation de la consommation d'énergie a un coût. Un coût écologique quand l'on sait que l'industrie des TIC est responsable d'environ 2% de la production totale de carbone et qu'environ 12% de cette production provient des réseaux radio mobile (on prévoit une augmentation d'un facteur de trois de la contribution des réseaux radio mobile aux émissions de carbone en 2020) [2]. Il y'a aussi et surtout un coût financier, vue la grande consommation d'énergie (environ 3% de l'énergie mondiale [1]) et le prix de cette énergie. Ces deux facteurs économiques et écologiques justifient aujourd'hui toutes les approches visant à réduire la consommation d'énergie dans les télécoms : on parle de plus en plus de "Green Communications", de communications plus écologiques, plus économes dans l'utilisation de l'énergie.

La majeure partie de la consommation d'un émetteur se situe au niveau de l'amplificateur de puissance, il est donc important de le faire fonctionner avec le plus grand rendement possible. Malheureusement, pour un rendement élevé, l'amplificateur de puissance doit fonctionner dans une zone dite non-linéaire. Dans cette zone, le signal subit les non-linéarités de l'amplificateur, sources de distorsions (inter-modulation, remontée spectrale, etc). Ces effets sont d'autant plus gênants que les signaux à amplifier sont à fort PAPR, le PAPR étant une métrique qui mesure la dynamique d'un signal (sa fluctuation d'enveloppe). La modulation OFDM qui a été adoptée par plusieurs standards radio mobile à cause de ses multiples avantages (robustesse du signal vis-à-vis des canaux multitrajets avec évanouissements, encombrement spectral optimal), a la propriété d'avoir un PAPR élevé. Cette grande dynamique du signal OFDM le rend incompatible avec un fonctionnement optimal de l'amplificateur.

Ce projet de fin d'études intervient en continuité d'une série de travaux visant

non pas à améliorer le rendement des amplificateurs, mais à agir sur les signaux "amplifiés" (les signaux OFDM), de sorte à pouvoir utiliser les amplificateurs dans leur zone de rendement maximal. Dans ce projet, on se propose de diminuer fortement la dynamique des signaux OFDM en combinant de façon intelligente plusieurs techniques de réduction du PAPR (le clipping, la tone reservation) et en utilisant le codage duobinaire. L'idée générale est de pouvoir diminuer le PAPR des signaux OFDM en ajoutant un signal de réduction du PAPR sur les porteuses "libres" (non utilisées pour transmettre les données). Comme la minimisation du PAPR augmente avec le nombre de sous-porteuses servant à l'ajout du signal correcteur, nous utiliserons le codage duobinaire qui libère la moitié du spectre et qui permet d'en user pour diminuer plus efficacement le PAPR.

Le présent mémoire résume les recherches que nous avons faites et la démarche que nous avons suivie afin de mener ce projet à son terme. Il comporte trois chapitres et est organisé comme suit:

- dans un premier chapitre, nous détaillerons la problématique du PAPR. Nous analyserons le fonctionnement "antagoniste" des amplificateurs de puissance et des signaux OFDM.
- Dans un second chapitre, nous exposerons la technique proposée pour la réduction de PAPR.
- Enfin dans un troisième chapitre, nous illustrerons les performances de cette nouvelle forme d'onde suivant plusieurs critères tels que le taux d'erreur binaire, la complexité de mise en œuvre, le processus de décodage, la remontée du spectre adjacent, la consommation énergétique.

CHAPITRE 1

PROBLÉMATIQUE DU PAPR

Introduction

Les réseaux sans fil consomment de plus en plus d'énergie et contribuent en pourcentage de plus en plus croissant aux émissions de CO_2 du secteur des TIC. Ainsi, cet impact climatique mais aussi et surtout les questions de coût sous-jacents tendent à recentrer la recherche dans les communications sans fil vers une recherche de l'optimisation de la consommation d'énergie. Dans le présent chapitre, nous aborderons la problématique du PAPR surtout pour les modulations multiporteuses. Il faut savoir que si l'on cherche des moyens de réduction du PAPR, c'est essentiellement parce que ces modulations multiporteuses très prometteuses ont ce problème de PAPR en commun. Il s'agira essentiellement dans ce chapitre de donner les éléments qui motivent notre recherche des moyens efficaces et économiques qui garantissent une réduction considérable du niveau de PAPR dans les systèmes OFDM, de caractériser le PAPR des signaux multiporteuses, en somme de montrer le besoin de réduction du PAPR pour des communications dites green ou vertes. Ce chapitre est organisé comme suit :

- dans une première section, après avoir établi la nécessité d'un gain en PAPR pour les systèmes actuels et futurs, nous analyserons les modulations multiporteuses. Nous verrons la radio-intelligente qui pourrait rencontrer aussi ce problème de PAPR. Nous étudierons essentiellement le PAPR de l'OFDM qui est la modulation multiporteuse la plus populaire pour ses multiples avantages.
- Puis dans une seconde section, nous décrirons le PAPR, nous illustrerons les approximations rencontrées dans la littérature de la distribution du PAPR.
- Enfin, nous aborderons les solutions courantes proposées dans la littérature, qui jusque là permettent de pallier au problème du PAPR.

1.1 Reduire la consommation énergétique des TIC.

1.1.1 Contribution des réseaux sans fil à la consommation énergétique des TIC.

L'optimisation de l'efficacité énergétique des TIC doit se faire à tous les niveaux, pour tous les types de réseaux et de services télécom. Aussi notre étude concerne surtout les réseaux sans fil qui sont un grand contributeur à la consommation globale d'énergie des TIC.

Selon une étude menée par SMART 2020 (intitulée : *enabling the low carbon economy in the information age*), qui est un groupe de travail sur les changements climatiques, les émissions en CO_2 provenant des TIC représenteraient 530 mégatonnes de CO_2 en 2002 et 830 mégatonnes en 2007. C'est environ 2% des émissions humaines de CO_2 et équivalent à ceux de l'aviation mondiale [2]. Dans les TIC, la contribution de la communication mobile était de 64 mégatonnes de CO_2 en 2002. Cela peut paraître assez faible (12% des émissions de TIC), mais il devrait croître de près d'un facteur de trois à 178 mégatonnes en 2020 avec l'augmentation du trafic de données sans fil et avec le déploiement de stations de base supplémentaires pour la prochaine génération (4G) des réseaux mobiles. La fraction la plus importante des émissions de CO_2 se produit dans le réseau d'accès. Comparée à cette consommation, l'énergie consommée (et les émissions de CO_2 qui vont avec) à la fois par les appareils mobiles et des serveurs dans le réseau de base est plus faible d'un facteur de 4 ou 5 [4]. L'infrastructure d'accès sera donc la clé des "Green ICT", des communications plus efficaces énergétiquement.

Le problème de l'efficacité énergétique même s'il n'est pas tout à fait nouveau, a eu un regain d'intérêt depuis ces dernières années surtout avec les modulations multiporteuses. Comme en témoigne l'établissement du consortium EARTH dont l'objectif est de réduire la consommation énergétique des TIC. EARTH vient de l'acronyme Energy Aware Radio and Network Technologies. Le consortium EARTH est composé d'institutions académiques de haut niveau, de prestataires de services en télécommunications et de fournisseurs de composants et d'infrastructures; il espère pouvoir réduire la consommation énergétique de 50% d'ici fin 2020. Le projet souhaite réduire les émissions de dioxyde de carbone (CO_2) dans le secteur des TIC et faciliter la mise en oeuvre de services sans fil à large bande respectueux de l'environnement.

Ce stage s'adresse surtout à l'optimisation de l'efficacité énergétique au niveau des réseaux sans fil, et plus particulièrement au niveau du réseau d'accès.

La Figure 1.1 permet de mieux comprendre la répartition de la consommation d'énergie dans les réseaux sans fil, ceci nous permet de nous apercevoir plus aisément des parties du réseaux les plus "gourmands" en énergie.

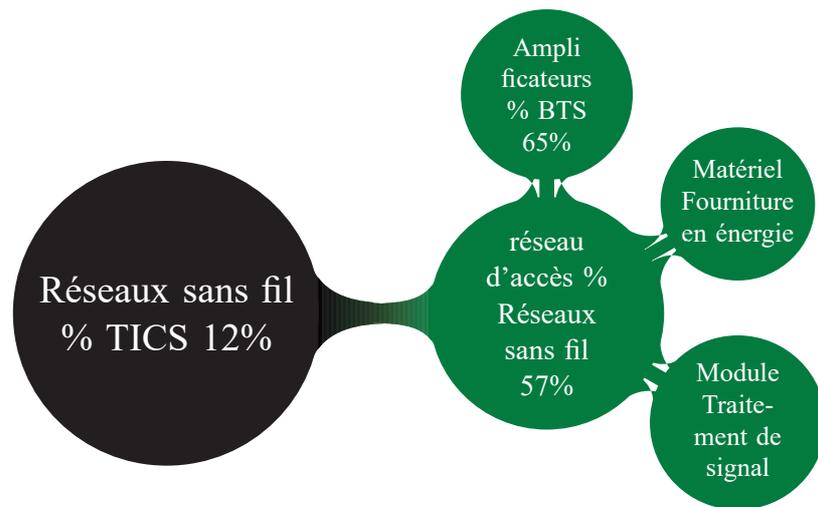


Figure 1.1: Répartition de la consommation d'énergie dans les réseaux sans fil

Nous montrons à travers la Figure 1.1 que l'intérêt pour l'étude de l'amplificateur de puissance n'est pas fortuit. En effet au niveau des composants, un énorme potentiel d'économie d'énergie peut être obtenu grâce aux amplificateurs de puissance.

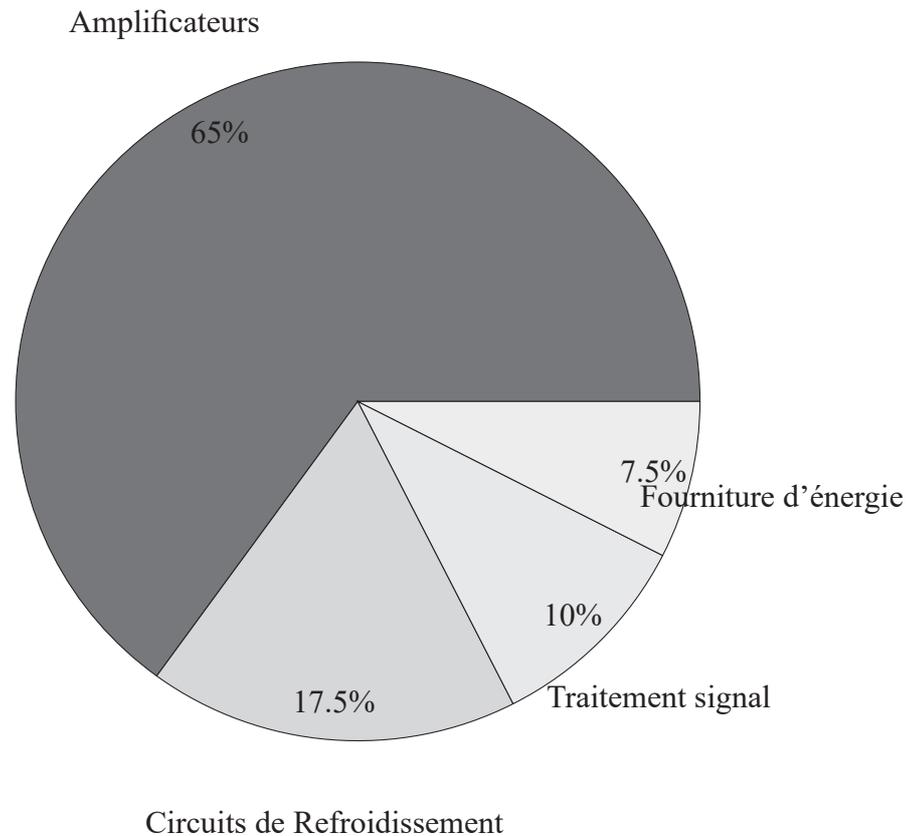


Figure 1.2: Répartition de la consommation d'énergie par composants pour les stations de base.

La Figure 1.2 confirme bien que la plus grande consommation d'énergie dans les stations de base se trouve au niveau des amplificateurs de puissance. Réduire la consommation d'énergie des réseaux sans fil passe donc par une optimisation énergétique des amplificateurs de puissance.

1.1.2 Amplificateur de puissance.

L'amplificateur est un élément non linéaire de la chaîne de communication. Il est caractérisé par ses relations entrées-sorties AM/AM (pour "Amplitude/Amplitude") et AM-PM (pour "Amplitude/Phase") appelées aussi caractéristiques de transfert ou conversions AM/AM et AM-PM, qui ont une allure typique pour tous les amplificateurs de puissance à l'état solide [9]. La caractéristique AM/AM de l'amplificateur de puissance se divise en trois zones :

- zone linéaire : dans cette zone, l'amplificateur a un comportement linéaire. La

puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée selon un rapport appelé gain de l'amplificateur. Les puissances d'entrée sont faibles dans cette zone, mais les distorsions engendrées sont quasi inexistantes. Pour éviter les distorsions, on a intérêt à avoir des amplificateurs qui fonctionnent dans cette zone linéaire.

- zone de compression : dans cette zone, la sortie n'est plus proportionnelle à la puissance d'entrée. La courbe commence à s'incurver, on amorce la plage de la non-linéarité. Les distorsions du signal apparaissent et sont de plus en plus importantes.
- zone de saturation : dans cette zone, la puissance de sortie est quasi constante quelle que soit la puissance d'entrée. On parle alors de puissance de saturation. On cherchera à éviter cette zone car cette zone engendre une distorsion dramatique du signal.

Notion de rendement

Un amplificateur de puissance est un dispositif transformateur d'énergie, présentant deux entrées et une sortie : les entrées d'alimentation et de signal à amplifier, et une sortie pour le signal amplifié. L'alimentation de l'amplificateur fournit une puissance totale P_{dc} , qui idéalement devrait être entièrement convertie en puissance utile P_s , sans perte de conversion. Malheureusement, en réalité, il faut aussi considérer une puissance de pure perte P_{diss} dissipée au sein de l'amplificateur, comme indiqué sur le schéma de bilan de puissance de la Figure 1.3.

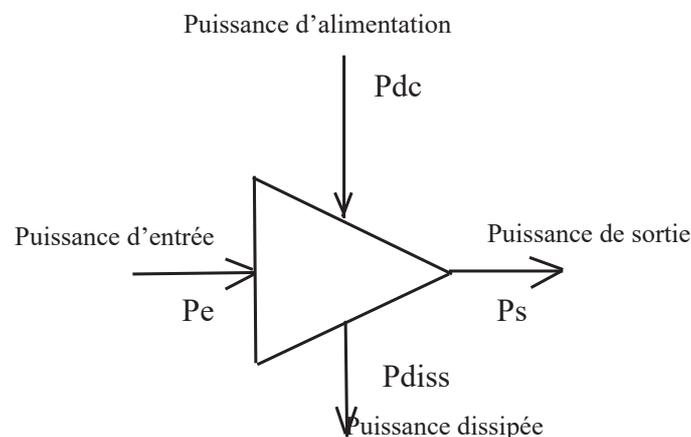


Figure 1.3: *Bilan de puissance de l'amplificateur.*

On parle de rendement énergétique ou rendement de puissance pour donner une mesure de la quantité P_{dc} qui a été effectivement convertie en P_s . Les valeurs de rendement fournissent une information à propos des pertes P_{diss} . Le rendement DC, est défini

comme le rapport entre la puissance P_s fournie à la charge (l'antenne en l'occurrence), et la consommation DC de l'amplificateur. La consommation en énergie d'un amplificateur de puissance est étroitement liée à son rendement, il est donc important de faire fonctionner l'amplificateur avec le plus grand rendement possible. Cependant, un amplificateur de puissance fonctionnant à rendement maximal se trouve proche de la zone de non-linéarités (voir Figure 1.4).

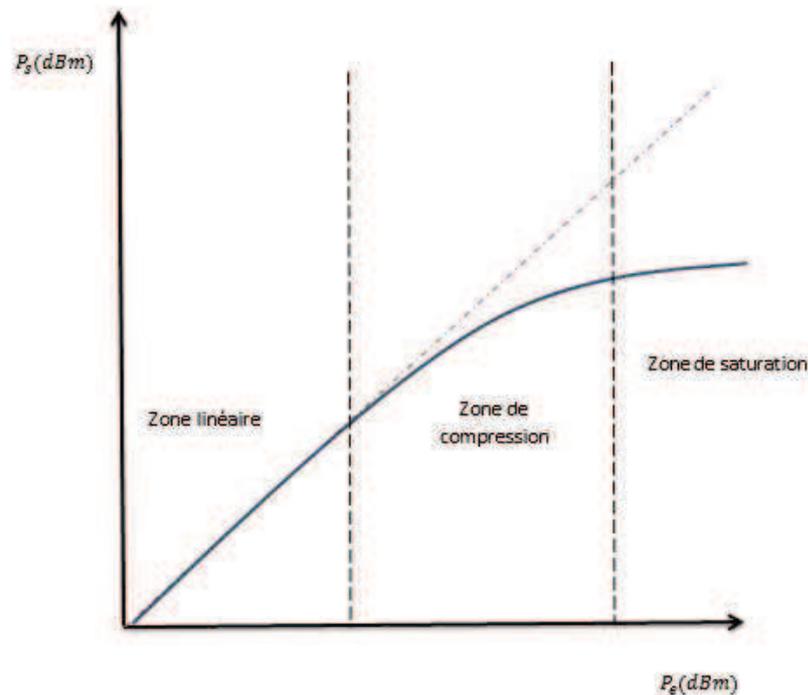


Figure 1.4: Caractéristique d'un amplificateur de puissance intégrant rendement et non linéarités

La Figure 1.4 montre la caractéristique d'un amplificateur de puissance intégrant rendement et non-linéarités. On peut se rendre compte que plus le rendement est grand, plus on est proche de la zone de non-linéarités. En outre en étant proche de cette zone de non-linéarités, il faudrait des signaux qui aient une faible dynamique afin que leurs éventuelles fluctuations n'amènent pas le signal dans la zone non linéaire. On comprend bien que l'amplificateur à rendement optimal se concilie mal avec les signaux à grande dynamique tels que les signaux multiporteuses.

On voit sur la Figure 1.4 que le rendement de l'amplificateur de puissance est maximal dans sa zone de saturation. Malheureusement c'est dans cette zone que les signaux à forte dynamique de type multiporteuses (généralement à fort PAPR) subissent le plus la

non-linéarité de l'amplificateur.



Figure 1.5: Evolution de la dynamique des signaux radio mobile au fil des générations.

La Figure 1.5 illustre l'évolution du PAPR au fil des générations de réseaux radio mobile. Le PAPR est au plus bas avec les modulations de la 2G(GSM), et augmente pour être à son maximum avec l'adoption des modulations multiporteuses de type OFDM (4G).

1.2 Modulations multiporteuses

Les techniques dites multiporteuses consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont essentiellement des techniques de multiplexage en fréquence. La plus répandue de ces modulations multiporteuses est l'OFDM. C'est ce type de modulation que nous avons considéré dans notre travail.

L'OFDM est utilisée dans plusieurs standards de communication. On peut citer entre autre, l'ADSL, le WiFi le WIMAX appartenant à la famille du standard IEEE 802.xx et permettant la transmission de données sans fil haut débit. L'OFDM est aussi utilisée dans la DAB, dans la DVB et dans le LTE pour la future norme de réseau mobile 4G [3].

Si le problème d'efficacité énergétique se pose déjà pour les systèmes OFDM, c'est surtout pour ceux à venir (5G¹) à base de transmissions multistandards, de la radio réalisée par logiciel SDR, d'accès dynamique du spectre (Dynamique Spectrum Access)... C'est aussi pour cette génération de radio mobile pour lequel persiste également le problème de l'efficacité énergétique des modulations multiporteuses, que réside l'intérêt d'une étude sur le PAPR.

¹la 5G est le nom générique de la future génération radio mobile qui succèdera à la 4G

1.2.1 Radio intelligente

Actuellement, nous sommes en présence de plusieurs standards de communication souvent incompatibles entre eux. La multiplicité des standards de télécommunication fait apparaître la nécessité de disposer de terminaux multistandards et reconfigurables. Ces nouvelles fonctionnalités trouvent leurs réponses dans le domaine de la radio logicielle, c'est à dire la radio réalisée par logiciel (par la seule modification du logiciel embarqué, on peut changer de standard de communication).

De tels terminaux ne sont pas encore réalisables pour des raisons technologiques liées à la complexité nécessaire à leur réalisation (convertisseurs ultra rapides, processeurs reconfigurables, antenne très large bande, ...).

En se basant sur une véritable technologie radio logicielle, la radio intelligente va encore plus loin dans la prospective en dotant le terminal de capteurs qui lui permettront de s'adapter et de réagir vis à vis de son environnement. La radio devient alors décentralisée et flexible se détachant de la notion de standards, pouvant par exemple transmettre de façon opportuniste une communication dans une bande qui aura été détectée comme libre. Le capteur spectre dont l'objectif est de déterminer la ressource spectrale disponible pour transmettre une communication dite "opportuniste". Cet accès opportuniste au spectre, en permettant la transmission sur une large bande de spectre peut surtout générer des signaux à fort PAPR. La 5G qui viendra après la 4G, pourrait introduire le concept de radio intelligente dont l'objectif est de permettre une radio capable d'être alerte face à son environnement. Cette radio doit être en mesure d'observer les conditions de son environnement (grâce à des capteurs) les conditions en matière de ressources spectrales, de standards disponibles, . . . ; de prendre des décisions en fonction de ses observations et de modifier son fonctionnement en conséquence. Joe Mitola qui est à l'origine de la "Software Define Radio" définit le "Cognitif Cycle" en six étapes:

- observe : Prendre conscience de l'environnement (par exemple de ses caractéristiques en matière de ressources spectrales disponibles).
- Orient : Orienter le traitement selon divers niveaux de priorité (normal, urgent,immédiat).
- Plan : Planifier les meilleures configurations possibles suivant les priorités précédentes.
- Decide : Allouer les ressources.
- Act : Effectuer la reconfiguration de l'équipement.
- Learn : Apprendre des échecs ou des réussites des précédentes reconfigurations

[8]

Ce projet de fin d'études a été réalisé au sein du laboratoire SCEE², qui depuis plusieurs années s'est spécialisé dans l'étude de la radio intelligente. En outre la présente étude concerne essentiellement l'aspect **gestion énergétique** de la radio intelligente, comment en prévision de leur déploiement, augmenter l'efficacité énergétique des futurs réseaux (5G) qui seront multi-standards, multi-modes et qui auront par défaut un PAPR élevé. Nous citerons ici le travail de SAJJAD Hussain qui a montré une certaine équivalence gaussienne entre un signal OFDM et un multiplex de porteuses multistandards [8]. Dans le paragraphe suivant, nous montrerons l'équivalence entre les signaux de la radio-intelligente qui sont des signaux multi-standards et les signaux OFDM. Cette équivalence nous permet d'approximer le PAPR des signaux de la radio-intelligente par celui de l'OFDM.

Soit $x(t)$ un signal composé de S standards $S_i(t)$ ($i = 1, \dots, S$). $x(t)$ est alors exprimé comme :

$$x(t) = \sum_{i=1}^S S_i(t) \quad (I.1)$$

Le signal $x(t)$ sera qualifié de composite. Chaque signal $S_i(t)$ est associé à un standard composé de P_i porteuses. Un signal $S_i(t)$ s'exprime alors par :

$$S_i(t) = \sum_{p=1}^{P_i} r_{i,p}(t) e^{2i\pi f_{i,p} t}. \quad (I.2)$$

Ici $r_{i,p}(t)$ représente la réponse complexe utile du signal après filtrage et modulation sur la porteuse p dans le standard i . Dans ce cas, $r_{i,p}(t) = fem_i(t) * m_{i,p}(c(t))$, où $m_{i,p}(c(t))$ et $fem_i(t)$ représentent respectivement les fonctions de transfert de la modulation et du filtre de mise en forme, pour la porteuse p et le standard i . On en déduit alors que:

$$x(t) = \sum_{i=1}^S \sum_{p=1}^{P_i} fem_i(t) * m_{i,p}(c(t)) e^{2i\pi f_{i,p} t}. \quad (I.3)$$

L'équation I.3 définit ainsi l'expression générale d'un signal multi-standard appelé encore signal radio logiciel. On peut remarquer une équivalence analytique entre un signal multistandard et un signal OFDM (l'écriture d'un symbole est donné par l'équation I.12. Si l'espace entre les porteuses $f_{i,p}$ est constant ($= \delta p$) pour tous les standards considérés, le signal radio logiciel défini dans l'équation I.3, s'écrit :

$$x(t) = \sum_{i=1}^S \sum_{p=1}^{P_i} r_{i,p}(t) e^{2i\pi((p-1)\delta p)t} \quad (I.4)$$

²Signal, Communication et Electronique Embarquée: SCEE est une équipe de recherche du Campus de Rennes de Supélec, membre de l'IETR (Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes - UMR CNRS 6164), groupe AC (Automatique et Communications)

Une hypothèse forte en OFDM réside dans le fait que tous les échantillons du signal modulé suivent un loi normale centrée et de variance donnée. Ceci est dû au théorème de la limite centrale, en supposant que les symboles qui effectuent la modulation OFDM sont indépendants et suivent la même loi.

En extrapolant cette hypothèse à un signal radio logicielle et toujours en vertu du théorème de la limite centrale, les échantillons du signal $x(t)$ de l'équation I.3 suivent une loi normale. La fonction de répartition du PAPR d'un signal radio logiciel est alors équivalente à celle d'un signal OFDM I.4. Cette équivalence démontrée par SAJJAD Hussain dans sa thèse "*Peak to Average Power Ratio Analysis and Reduction of Cognitive Radio Signals*"[8], va être utilisée lors de notre travail et nous allons donc étudier uniquement le PAPR des signaux OFDM.

1.2.2 OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

L'OFDM est la plus populaire des modulations multiporteuses à cause d'une part de son implémentation facilitée par les opérations IFFT/FFT et aussi de son usage optimal du spectre. Néanmoins l'OFDM possède des inconvénients qui sont le problème de synchronisation et aussi et surtout son fort PAPR. Dans cette section nous allons tout d'abord introduire cette modulation, sur laquelle sera basée notre étude du PAPR, ensuite nous analyserons les distributions du PAPR d'une telle modulation.

L'idée maitresse dans la formation du signal OFDM est l'usage d'un multiplexage fréquentiel de sous-porteuses sous certaines conditions d'orthogonalité qui permettra essentiellement d'éviter l'interférence entre les symboles (IES). Le multiplexage consiste à répartir l'information à transmettre à fort débit sur un grand nombre de sous bandes modulées à bas débit. Contrairement aux systèmes FDM classiques, où les sous bandes OFDM se chevauchent, mais une condition d'orthogonalité permet d'éviter l'interférence entre les sous-porteuses. Cette contrainte est définie d'un point de vue fréquentiel (choix de l'écart entre les sous-porteuses) mais aussi d'un point de vue temporel (choix de la fonction de mise en forme) à cause de la dualité temps fréquence. La fonction de mise en forme la plus utilisée est la fonction porte où l'écart entre les sous-porteuses est donné par :

$\Delta f = \frac{1}{T_S}$ où T_S est la durée d'un symbole OFDM utile. Ainsi les N fréquences porteuses possibles sont définies par la relation suivante:

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_S} \quad (I.5)$$

où $k = 0 \dots N - 1$ et f_0 est la fréquence centrale.

Soient $\Psi_{n,k}$ une base de signaux élémentaires définis pour k variant de 0 à $N - 1$ et pour

n variant de $-\infty$ à $+\infty$ par la relation :

$$\Psi_{n,k} = g_k(t - nT_S) \quad (I.6)$$

tel que:

$$g_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & \text{si } 0 \leq t \leq T_S \\ 0 & \text{si } t > T_S \end{cases} \quad (I.7)$$

La base ainsi construite est orthogonale. Le signal OFDM est alors décrit comme:

$$e(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} C_k(n) \Psi_{n,k}(t) \quad (I.8)$$

avec $C_k(n)$ représentant le symbole complexe à transmettre sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse du $n^{\text{ème}}$ symbole OFDM. À partir des équations I.8 et I.7, nous pouvons écrire:

$$e(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} C_k(n) e^{j2\pi f_0 t} e^{j2\pi \frac{k}{T_S} (t - nT_S)} g_k(t - nT_S) \quad (I.9)$$

La réalisation analogique d'un modulateur OFDM peut sembler complexe, puisqu'il faudrait en toute logique N modulateurs, bien synchronisés, et dont les fréquences sont espacées d'exactly $\frac{1}{T_S}$. Si l'on considère et sans perte de généralités un seul symbole OFDM, l'enveloppe complexe du signal émis s'écrit:

$$e(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(n) e^{j2\pi f_0 t} e^{j2\pi \frac{k}{T_S} t} \quad (I.10)$$

Il est important de noter ici que la relation I.10 peut être réalisée grâce à la transformée de Fourier discrète Inverse (TFDI ou IDFT Inverse Discrete Fourier Transform) et peut être implémentée facilement à l'aide de la TFR (Transformée de Fourier Rapide, en anglais FFT Fast Fourier Transform). Comme le montre la Figure 1.6, les symboles sont d'abord réunis pour former un vecteur de N éléments par une transformation série parallèle. Ensuite chacune des composantes de ce vecteur module une sous-porteuse OFDM; ceci est effectué au moyen de l'opération IFFT.

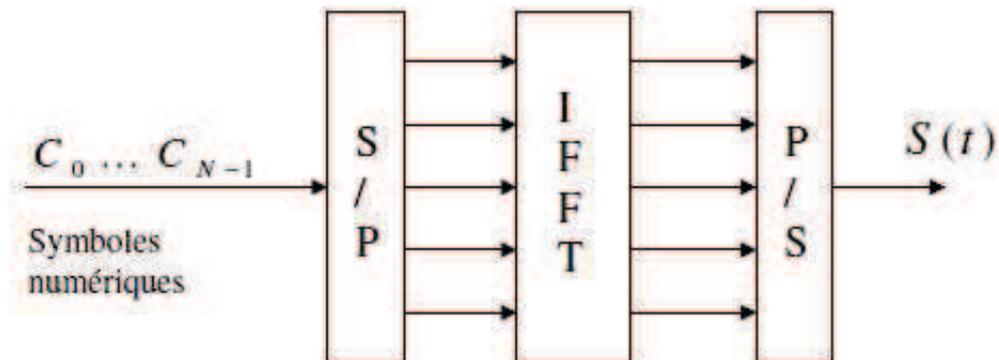


Figure 1.6: *Modulateur OFDM numérique.*

La démodulation se fait par une transformée de fourier (FFT) du signal reçu et échantillonné au rythme T_S (voir Figure 1.7).

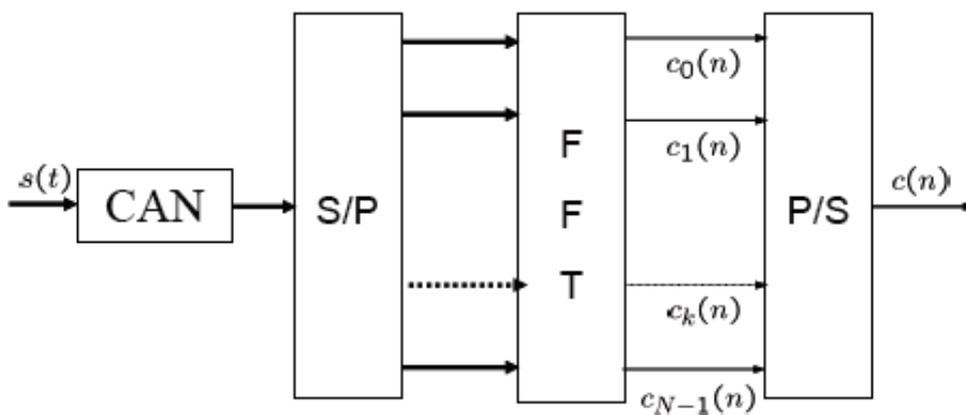


Figure 1.7: *Démodulateur OFDM numérique.*

Les avantages de l'OFDM sont nombreux :

- une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions traditionnelles de multiplexage fréquentiel.
- Une égalisation numérique et un décodage simple et optimal grâce à l'utilisation de l'intervalle de garde.

- Les techniques multiporteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque sous-porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres sous-porteuses. Contrairement aux modulations monoporteuses où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles [5].
- Enfin, il est à noter que l'estimation du canal dans le contexte OFDM est possible et se fait généralement par l'envoi de séquences d'apprentissage dans le domaine fréquentiel.

L'OFDM ne possède pas que des avantages. En effet l'OFDM est 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 (ICI Inter-Carrier Interference) qui peut détruire l'orthogonalité des sous-porteuses. Dans le second cas, les erreurs de synchronisation induisent un déphasage sur les symboles reçus (ISI Inter-Symbol Interférence) [5]. Aussi, l'un des principaux inconvénients du signal OFDM est le fait qu'il a une grande dynamique, ce qui engendre des symboles temporels à fortes variations d'amplitude (à PAPR élevé). Le signal OFDM est très sensible aux non-linéarités des composants analogiques, et surtout incompatible avec un fonctionnement énergétique optimale des amplificateurs de puissance. D'où l'intérêt de trouver des solutions économiques et à complexité réduite qui garantissent des signaux OFDM avec un niveau de PAPR réduit.

1.3 PAPR des signaux multiporteuses de type OFDM

Définition du PAPR

J.Palicot et Y. Louet ont proposé dans [11] une généralisation de la définition du PAPR. Aussi dans le cadre de ce stage la définition adoptée à été celle du PAPR des signaux en bande de base et en émission. On peut définir le PAPR comme étant une mesure de la dynamique ou de la quantité de fluctuations d'amplitude des signaux. Il est défini comme étant le rapport de la puissance crête (ou puissance instantanée maximale) d'un signal sur la puissance moyenne de ce signal. Le PAPR du signal OFDM $s(t)$, est défini par l'expression suivante :

$$PAPR_{(s)} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |s(t)|^2}{P_s} \quad (I.11)$$

où $\max |s(t)|^2$ est la puissance crête et P_s est la puissance moyenne. Soit $s(t)$ un signal OFDM sur-échantillonné à une fréquence $f_s = NL/T_s$, où L est le facteur de sur-échantillonnage, N le nombre de sous-porteuses et T_s est le temps symbole. Soient

$s_n, 0 \leq n \leq NL$ les échantillons de $s(t)$, c'est-à-dire :

$$s_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{(j2\pi kn/N)} \quad (\text{I.12})$$

et on a aussi :

$$PAPR([s]) = \frac{\max_{0 \leq n \leq NL} |s_n|^2}{E(|s_n|^2)} \quad (\text{I.13})$$

où C_k représente l'élément modulé sur la sous-porteuse k et sachant que $P_s = \mathbb{E}(|s_n|^2)$ avec \mathbb{E} désigne l'espérance mathématique.

1.3.1 Distribution du PAPR des signaux OFDM

Le signal OFDM est une combinaison linéaire de N variables indépendantes et identiquement distribuées. C'est donc une variable aléatoire ayant de grandes variations d'amplitude. Le PAPR d'un signal étant de fait une variable aléatoire, une étude statistique s'impose. Ceci passe par la détermination de la distribution (fonction de répartition) du PAPR. D'après le théorème de la limite centrale, le signal discret OFDM bande de base (facteur de sur-échantillonnage=1), s_n , défini par l'équation I.12 converge vers une distribution Gaussienne complexe pour un nombre de sous-porteuses, N assez élevé. Par conséquent, l'amplitude du signal OFDM converge vers une distribution de Rayleigh pour de grandes valeurs de N comme l'illustre la fonction densité de probabilité de l'amplitude de s_n qui s'écrit comme suit :

$$P_s(r = |s_n|) = \frac{2r}{P_s} e^{-\frac{r^2}{P_s}}, r \geq 0 \quad (\text{I.14})$$

où $P_s = E(|s_n|^2)$ est la puissance moyenne du signal OFDM discret. La fonction de répartition du PAPR connu sous le nom de CCDF ("Complementary Cumulative Distribution Function") est égale :

$$\begin{aligned} CCDF_{[s]}(\psi) &= Pr[PAPR \geq \psi] \\ &= Pr\left[\frac{\max_{0 \leq n \leq NL} |s_n|^2}{P_s} \geq \psi\right] = 1 - \prod_{n=0}^{N-1} Pr\left[\frac{|s_n|^2}{P_s} \leq \psi\right], \end{aligned} \quad (\text{I.15})$$

en considérant l'indépendance entre les symboles s_n . Comme, $|s_n|$ est une variable aléatoire de Rayleigh dont la fonction densité de probabilité est donnée par l'équation I.14 alors,

$$Pr\left[\frac{|s_n|^2}{P_S} \leq \psi\right] = Pr[|s_n| \leq \sqrt{\psi P_S}] = \int_0^{\sqrt{\psi P_S}} p_s(r) dr \quad (I.16)$$

En substituant l'équation I.16 dans l'équation I.15, la CCDF du PAPR du signal OFDM discrétisé à la fréquence de Nyquist (c'est-à-dire pour un facteur de sur-échantillonnage $L = 1$) vaut:

$$CCDF_{[s]}(\psi) = 1 - (1 - e^{-\psi})^N \quad (I.17)$$

Cette expression de la CCDF du PAPR a été prouvée pour la première fois par R. van Nee et A. de Wild [12]. De l'équation I.16, on peut calculer la fonction densité de probabilité du PAPR qui vaut :

$$p_{[PAPR]}(\psi) = \frac{\partial}{\partial \psi} CCDF_{[s]}(\psi) = N e^{-\psi} (1 - e^{-\psi})^{N-1} \quad (I.18)$$

Il a été montré par H. Ochiai et H. Imai [10] que la valeur moyenne du PAPR vaut :

$$\begin{aligned} E[PAPR] &= \int_1^{+\infty} \psi p_{[PAPR]}(\psi) d\psi \\ &= N \int_1^{+\infty} \psi e^{-\psi} (1 - e^{-\psi})^{N-1} d\psi \\ &\cong C_{Euler} + \ln[N] \end{aligned} \quad (I.19)$$

où C_{Euler} est la constante d'Euler-Mascheroni utilisée principalement en théorie des nombres, définie comme étant [7]:

$$C_{Euler} = \lim_{N \rightarrow +\infty} \left[\sum_{k=1}^N \frac{1}{k} - \ln[N] \right] \cong 0.57721. \quad (I.19)$$

La distribution du PAPR obtenue en I.16 n'est pas une distribution exacte du PAPR du signal OFDM continu, c'est une valeur approchée du PAPR de l'OFDM à la fréquence de Nyquist (facteur de sur-échantillonnage de 1). Il existe des développements de la distribution du PAPR du signal OFDM continu (facteur de sur-échantillonnage supérieur à 1) bande de base qui sont déterminés soit de façon empirique ou soit de façon analytique. R. van Nee et A. de Wild [10] proposent une formule empirique de la CCDF du PAPR pour un signal OFDM continu bande de base :

$$CCDF_{(\psi)} \cong 1 - (1 - e^{-\psi})^{2.8N} \quad (I.20)$$

Par la suite, Ochiai et Imai ont proposée une approximation de la distribution de la CCDF du PAPR [7]:

$$CCDF_{(\psi)} \cong \begin{cases} 1 & \text{si } \psi \leq \bar{\psi} \\ 1 - \left(1 - \frac{\sqrt{\bar{\psi}} e^{-\bar{\psi}}}{\sqrt{\psi} e^{-\psi}}\right) \sqrt{\frac{\pi}{3}} N \sqrt{\bar{\psi}} e^{-\bar{\psi}} & \text{sinon} \end{cases} \quad (I.21)$$

$\bar{\psi}$ étant le paramètre qui influe sur l'acuité des résultats, on peut optimiser les résultats en fonction de $\bar{\psi}$. Les meilleures performances obtenues par Ochiai et Imai étant pour $\bar{\psi} \approx \pi$. Plus tard, Zhou et Caffery dans [14] proposent une borne supérieure pour la CCDF du PAPR :

$$CCDF_{(\psi)} \leq \sqrt{\frac{\pi}{3}} N \sqrt{\psi} e^{-\psi} \quad (I.22)$$

Y. Louet et S.Hussain ont proposé dans [7] une nouvelle fonction de distribution du PAPR des signaux continus OFDM en bande de base.

$$CCDF_{(\psi)} \cong 1 - (1 - e^{\psi})^{\tau_2 N^{\mu}}, \tau_2 = \left(\frac{5.12}{\sqrt{e}}\right)^{\mu} e^{-0.5704}, \mu = 1.07 \quad (I.22)$$

et N est le nombre de sous-porteuses du symbole OFDM.

1.4 Solutions possibles au problème du PAPR

1.4.1 Formes d'onde à PAPR très faible : GMSK

Il existe des modulations dont le PAPR est nul ou très faible. C'est le cas des modulations à enveloppe constante comme le GMSK utilisé dans le GSM. Et plus généralement les modulations de phase. Comme l'information n'est pas transportée par l'amplitude, ces modulations ont une amplitude constante donc un PAPR très faible en bande de base. On peut donc amplifier ces signaux en se mettant au point de saturation, ce qui évitera tout traitement de non-linéarités et avec un rendement maximal de l'amplificateur.

$$X(t) = A \cos(\omega_p t + \phi(t)) \quad (I.23)$$

avec $\phi(t) = K_p * m(t)$ et $m(t)$ est le signal modulant.

Le GMSK est certes à PAPR très faible mais son exploitation du spectre n'est pas optimal, la nouvelle forme d'onde étudiée dans ce stage devrait avoir un PAPR très faible comme celui du GMSK mais conserver tous les avantages que l'on connaît à l'OFDM.

1.4.2 Techniques de réduction du PAPR

Ce sont des techniques qui agissent sur le signal de sorte à diminuer sa dynamique. A la sortie on obtient un signal à PAPR réduit. Une multitude de techniques a été développée. Nous ne ferons pas ici un état de l'art de toutes les techniques de réduction du PAPR, mais il convient de remarquer que d'une part aucune des techniques développées jusqu'à ce jour n'arrive à réduire complètement le PAPR, en plus la majorité des techniques de réduction du PAPR ne sont pas à compabilité descendante (c'est à dire que pour les

utiliser nous avons besoin de faire une mise à jour matérielle des équipements qui les implémentent, disons des systèmes reconfigurables), en outre la plupart des techniques de réduction du PAPR introduisent soit des distorsions sur le signal (dégradations du TEB, remontée du spectre hors bande, ...) soit induisent une baisse de débit à cause de l'information de biais (side information) nécessaire à leur mise en oeuvre. Néanmoins la technique basée sur la nouvelle forme d'onde s'inspire de certaines techniques traditionnelles de réduction du PAPR notamment les techniques d'ajout de signal que nous détaillerons dans le chapitre 2.

1.4.3 Recul d'entrée et de sortie de l'amplificateur

Cette solution consiste à utiliser l'amplificateur dans sa zone de fonctionnement linéaire. Pour cela, on surdimensionne l'amplificateur et on s'éloigne ainsi de la zone non-linéaire. C'est actuellement la solution la plus utilisée par de nombreux systèmes pour éviter les problèmes de PAPR.

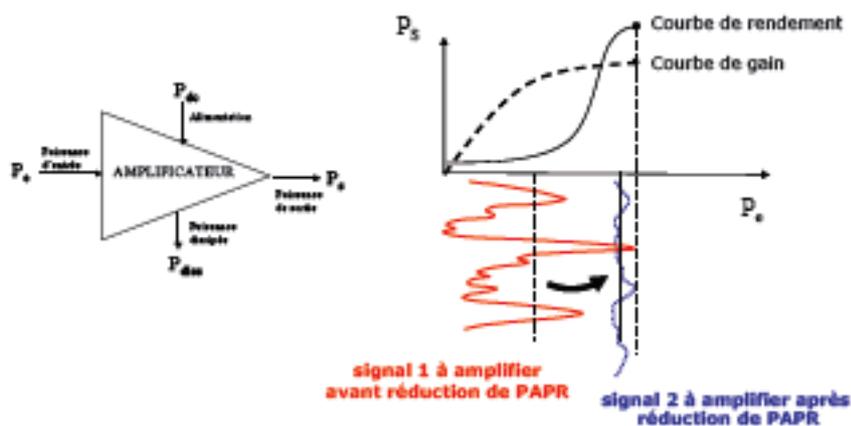


Figure 1.8: Caractéristique d'un amplificateur de puissance intégrant rendement et non linéarités

On se rend vite compte que cette solution n'est pas très optimale car dans la zone linéaire l'amplificateur a un rendement très bas donc une importante consommation d'énergie.

1.4.4 Les méthodes qui portent sur l'amplificateur

On peut aussi mettre en place des dispositifs qui agissent sur l'amplificateur pour modifier son fonctionnement. Certaines techniques, comme la contre-réaction, l'approche

feedforward ou la pré-distorsion agissent sur l'amplificateur. Le principe de la pré-distorsion par exemple est de pré-déformer le signal pour compenser les distorsions ultérieures dues à l'amplificateur.

A titre d'exemple, un circuit de prédistorsion analogique est conçu pour générer à une fréquence donnée, des courbes de conversions AM/AM et AM/PM inverses à celle de l'amplificateur de puissance à linéariser. Ainsi on peut augmenter le rendement de l'amplificateur sans toute fois tomber dans les zones de non-linéarité.

La technique utilisée dans ce stage relève plutôt de la première catégorie de techniques pour pallier au problème du PAPR, en fait l'objectif de ce stage est d'étudier une nouvelle forme d'onde OFDM qui aurait un PAPR très faible et réglable.

Conclusion

Dans la présente partie, il a été question de situer tout d'abord le contexte de notre étude, qui est de pallier au problème du PAPR. Nous avons ainsi montré que la problématique du PAPR est réelle et que les enjeux environnementaux et économiques sont importants. Aussi, nous avons dans une seconde partie analyser le problème du PAPR des signaux multiporteuses en nous limitant à l'étude de l'OFDM. Nous avons montré l'incompatibilité entre un fort PAPR et un fonctionnement énergétique optimal de l'amplificateur de puissance, qui pourtant consomme le plus d'énergie dans les réseaux sans fil. Enfin, nous avons donné un bref aperçu des méthodes actuels qui permettent de faire face au problème du PAPR, ces méthodes sont à plusieurs égards insuffisantes et ne sont pas optimales. Tout ceci nous amènent à introduire l'idée de la nouvelle forme d'onde qui est une combinaison des techniques traditionnelles de réduction du PAPR (à base d'ajout de signal).

CHAPITRE 2

NOUVELLE FORME D'ONDE

Introduction

Dans le premier chapitre, il a été question de l'incompatibilité entre un fonctionnement de l'amplificateur avec un rendement maximal et des signaux multi-porteuses à fort PAPR. Aussi compte tenu des nombreux avantages des signaux multiporteuses, plusieurs efforts de recherche sont effectués pour pouvoir utiliser ces modulations en réduisant au maximum leur PAPR. L'objet de ce chapitre est de détailler une nouvelle forme d'onde qui posséderait tous les avantages de l'OFDM classique et qui aurait un PAPR très faible.

Dans la présente partie, nous exposerons la nouvelle forme d'onde multi-porteuse à très faible PAPR. Cette forme d'onde est une combinaison intelligente de certaines techniques classiques de réduction de PAPR telles que le *clipping* et la *tone reservation*, et aussi du codage duobinaire qui réduit le spectre par sous-porteuse de moitié. Pour mieux expliquer cette forme d'onde nous aborderons dans une première partie les techniques de réduction du PAPR à base d'ajout de signal (*le clipping et la Tone Reservation*). Ensuite, dans une seconde partie, nous étudierons le codage duobinaire. Et enfin dans une troisième partie, nous introduirons notre technique de réduction de PAPR. Cette technique garantit non seulement une réduction considérable du PAPR mais aussi une efficacité spectrale et des performances identiques à l'OFDM classique.

2.1 Techniques de réduction du PAPR

Nous n'effectuerons pas ici une étude exhaustive des techniques de réduction du PAPR rencontrées dans la littérature, mais nous donnerons un bref aperçu de ces techniques

en faisant le détail des techniques d'ajout de signal, parce que c'est sur ces techniques que sera notre contribution.

Il existe plusieurs techniques de réduction du PAPR que l'on peut regrouper en trois classes principales :

- les techniques probabilistes qui sont des méthodes ou techniques de réduction du PAPR à représentations multiples du signal et qui ont l'inconvénient de ne pas être à compatibilité descendante¹. On peut citer entre autres le "*random phasor*" (RP), le "*selective scrambling*", ou le "*selective mapping*" (SLM), les "*Partial Transmit Sequences*" (PTS), ou les techniques d'"optimisation de phase", etc [7].
- les techniques de codage sont des techniques de réduction du PAPR qui utilisent des formes particulières de codage afin d'éviter la transmission des symboles qui présentent un PAPR élevé. Tout comme, les techniques probabilistes, elles ont l'inconvénient de ne pas être à compatibilité descendante.[7]
- les techniques d'"ajouts de signal" consistent à ajouter un ou plusieurs signaux appelés "signaux additionnels" ou "signaux de réduction du PAPR" ou encore "signaux correctionnels" au signal d'origine pour atténuer au maximum les variations d'amplitude. Ces techniques sont intéressantes dans la mesure où elles peuvent être à compatibilité descendante [7].

2.1.1 Techniques d'ajout de signal

Comme leur nom l'indique, les techniques "ajout de signal" consistent à ajouter un ou plusieurs signaux appelés "signaux additionnels" au signal original (en général large bande et à fort PAPR) pour atténuer au maximum ses variations d'amplitude. Comme exemples de techniques d'ajout de signal traditionnelles, nous avons la *Constellation Extension*, la *Tone Reservation*,[7] . . . Mais bien qu'il ne soit pas aussi trivial, le *clipping* sous toutes ses formes est une technique d'"ajout de signal" de réduction du PAPR. Le *clipping* est une technique de "distorsion" et dans le chapitre 4 de sa thèse, Désiré Guel a montré que toute technique de "distorsion" pouvait être formulée comme une technique "ajout de signal", le *clipping* y compris [7]. Dans cette section, nous étudierons deux techniques d'ajout de signal qui sont le *clipping* et la *Tone reservation*, toutes deux seront utilisées dans la nouvelle forme d'onde.

Principe général du *clipping*

Le *clipping* dans sa forme la plus simple consiste à un écrêtage de l'amplitude du signal à un seuil prédéterminé. Ce procédé a donc pour effet de diminuer la variation

¹Les méthodes à compatibilité descendantes n'ont pas besoin d'une modification architecturale majeure pour leur implémentation.

de puissance du signal. La fonction d'écrêtage $g[r]$ du *clipping* classique qui agit sur l'amplitude r des signaux s'écrit :

$$g(r) = \begin{cases} r & \text{si } r \leq A \\ A & \text{si } r > A \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

A étant le seuil de clipping. Le signal résultant est dégradé et n'aura pas les performances "d'avant clipping" à la réception. Cette technique a été proposée dès le début de la mise en oeuvre de l'OFDM terrestre (DVB-T), dans les années 1997 [7]. De plus, la saturation étant elle-même une opération non-linéaire dont les défauts sous-jacents sont les suivants :

- remontée des lobes secondaires à cause des produits d'intermodulation ce qui génère un bruit hors de la bande utile du signal, encore appelé bruit Out Of Band (OOB).
- Génération de bruit dans la bande utile : bruit qui correspond aux différents termes d'intermodulation qui tombent dans la bande utile, encore appelé bruit In Band (IB).

Pour s'en rendre compte, nous modéliserons l'effet du *clipping* qui est non-linéaire et sans mémoire, par une transformation polynomiale, représentée comme suit :

$$y(x) = f_0 + f_1x + \dots + f_Nx^N \quad (\text{II.2})$$

où x représente le signal OFDM à écrêter. Dans notre cas x est un signal OFDM, qui est un multiplex de porteuses orthogonales. L'équivalent passe-bas d'un signal OFDM est exprimé comme suit:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} I_k e^{i2\pi k \frac{t}{T}}, 0 \leq t < T \quad (\text{II.3})$$

où I_k sont les symboles de donnée, N est le nombre de sous-porteuses et T la durée du bloc OFDM. En considérant les deux équations II.2 et II.3, on comprend mieux l'apparition des termes d'intermodulations et des harmoniques. Un filtre sélectif en fréquence situé juste après l'écrêtage peut réduire considérablement le bruit OOB. Par contre l'élimination du bruit à l'intérieur de la bande est beaucoup plus subtile mais peut se faire au moyen du filtrage FFT/IFFT.

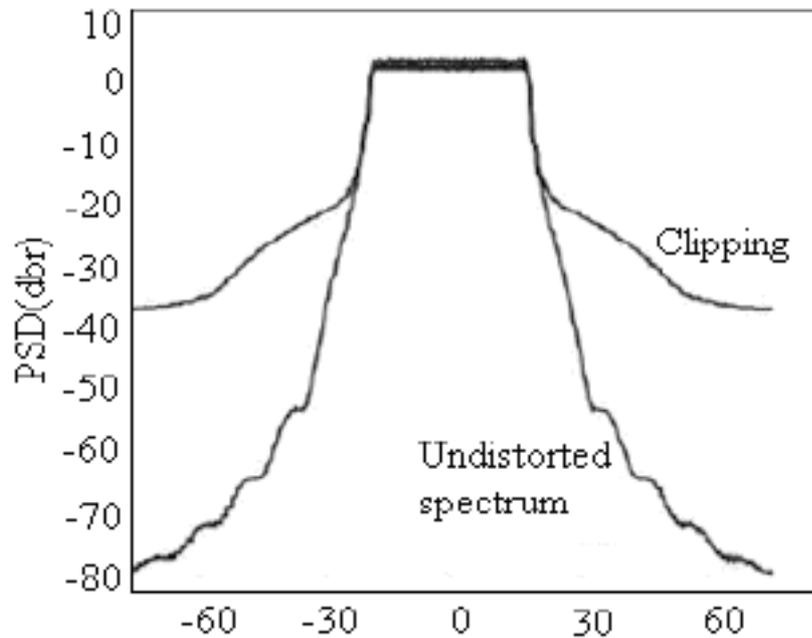


Figure 2.1: *Distorsions engendrées par le clipping: remontées des composantes out of band.*

La figure 2.1 représente le spectre de l'OFDM avant et après le clipping. On remarque une remontée des parties OOB hors bande utile (le signal utile est situé dans la bande $[-20, 20]$). Ceci est dû à la remontée des lobes secondaires des sinus cardinaux qui constituent le spectre du signal OFM, ces différentes remontées se traduisent par une augmentation de l'ACPR. Ainsi, pour combattre cet effet, l'opération de clipping est toujours associée à une opération de filtrage : on parle de *clipping and filtering*. Ce filtrage peut être effectué par des filtres à base de FFT/IFFT [7]. Le clipping classique, par écrêtage simple n'est pas la seule forme de clipping, il existe d'autres manières d'effectuer le clipping comme en témoigne la Figure 2.2 tirée de [7].

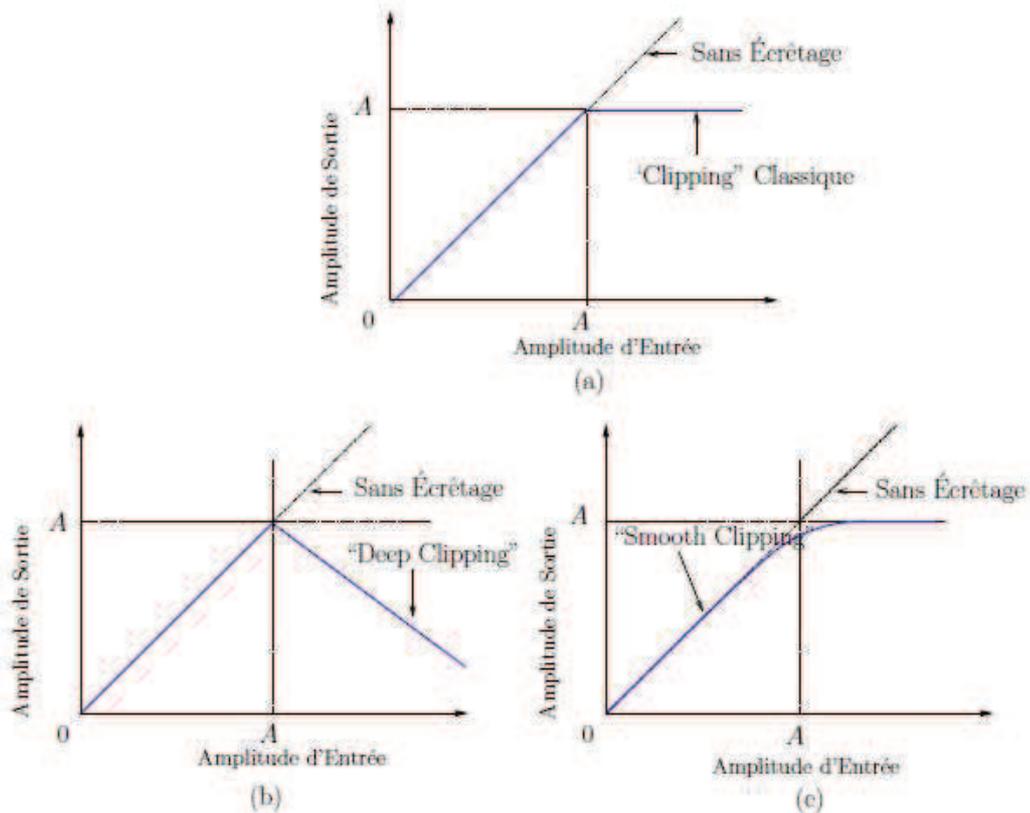


Figure 2.2: Différentes manières d'effectuer le clipping

Nous pouvons appercevoir dans la Figure 2.2 que d'autres fonctions d'écrêtage beaucoup plus complexes peuvent servir à diminuer la dynamique du signal OFDM. Dans le cadre de ce stage, nous utiliserons uniquement le "*clipping* classique" parce qu'il est le moins complexe.

2.1.2 Tone Reservation

Cette méthode consiste à réserver un nombre de sous-porteuses du signal OFDM sur lesquelles sera ajoutée de l'information pour modifier le signal temporel, de sorte à diminuer la dynamique de son enveloppe.

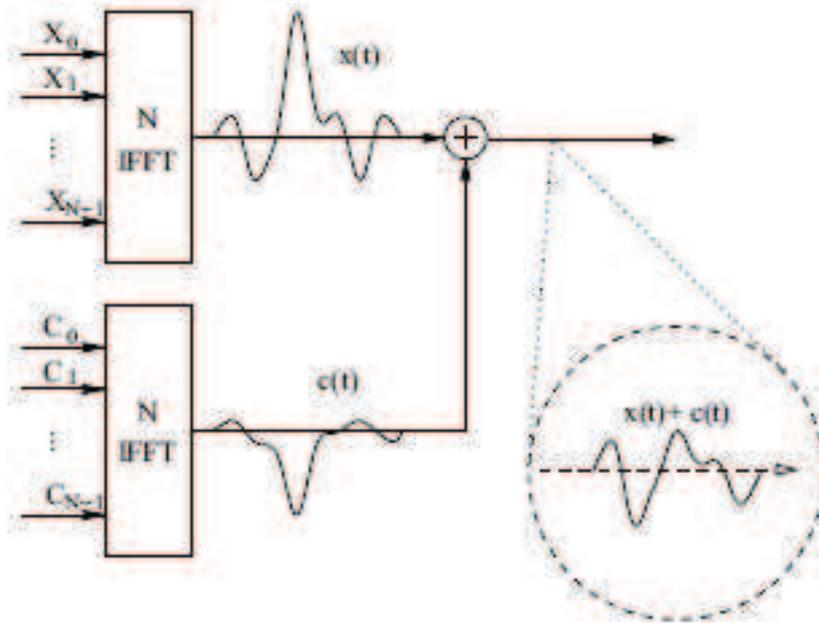


Figure 2.3: Schéma du principe de la Tone Reservation.

Dans cette méthode qui est décrite par la Figure 2.3, l'émetteur et le récepteur s'accordent sur le nombre et les positions des sous-porteuses qui sont réservées pour porter le signal correcteur susceptible de diminuer le PAPR d'où l'appellation de la méthode : *tone reservation*. De façon générale, le principe de la *tone reservation* est comme suit:

Soit $X = [X_0, \dots, X_{N-1}]$ le vecteur des symboles de données à partir duquel est généré le signal OFDM et soient $C_i, i = 0, \dots, N_R$ les N_R symboles pilotes qui seront utilisés pour réduire le niveau de PAPR et avec $N_R < N$. Désignons pas $\mathcal{R} = \{i_0, \dots, N_R\}$ l'ensemble des positions des N_R symboles pilotes dans le symbole OFDM. Ces sous-porteuses non utilisées serviront à générer le signal de réduction du PAPR, comme le montre la Figure 2.3. Une manière particulière de réaliser la *tone reservation* qui a été développée par Zabre Sidkiéta dans sa thèse [13], consiste à utiliser les porteuses "nulles"; comme par exemple les sous-porteuses réservées pour la synchronisation ou l'égalisation ou éventuellement pour l'annulation du bruit impulsif [6], pour porter le "signal de réduction du PAPR" tout en respectant le gabarit d'émission du standard.

2.1.3 Tone Reservation et clipping

Dans la section précédente, nous avons introduit la notion de *clipping* ainsi que ses effets néfastes sur le signal. Notre objectif est de nous inspirer de cette technique de réduction

de PAPR, afin de proposer une autre basée sur un *clipping* "intelligent" : c'est à dire effectuer le *clipping* de sorte à n'avoir que ses effets positifs (réduction du PAPR). La manière de réaliser ce *clipping* sera décrite dans la présente section.

Mathématiquement l'opération de clipping correspond bien à un ajout de signal. Considérons par exemple le signal $s_1(t)$ de la Figure 2.4,

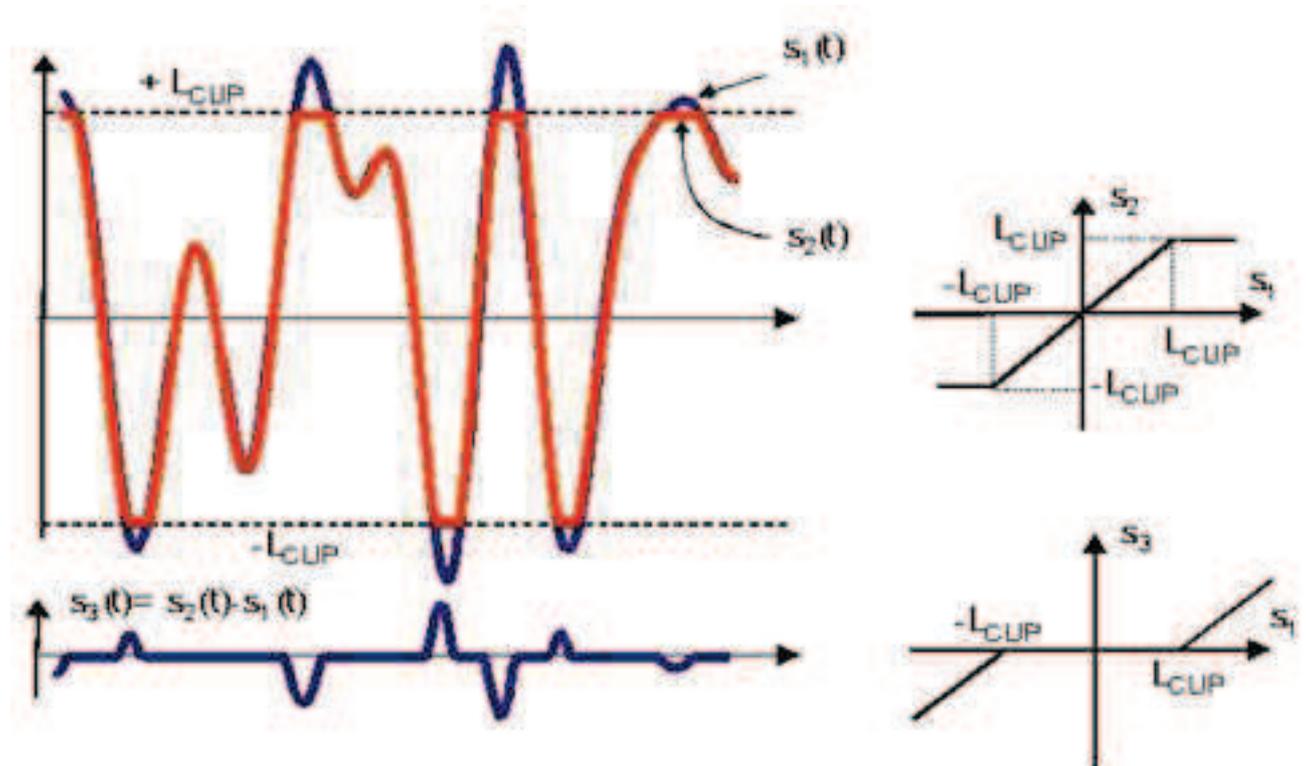


Figure 2.4: *Clipping au seuil L_{clip} .*

On peut remarquer que écrêter le signal $s_1(t)$, est équivalent à lui ajouter le signal $-s_3(t)$ (en bleu, sur la Figure 2.4).

Aussi dans le présent stage, l'objectif est d'ajouter le signal $-s_3(t)$ en gardant uniquement les composantes fréquentielles qui ne dégradent pas le signal d'origine. Ceci peut être réalisé par la technique *Tone Reservation* selon le principe suivant:

1. générer toutes les composantes fréquentielles de $-s_3(t)$.
2. filtrer dans ces composantes fréquentielles générées les fréquences qui dégradent le signal OFDM, c'est à dire les composantes fréquentielles qui coïncident aux emplacements des sous-porteuses de données d'une part. Et aussi filtrer les composantes OOB (out of band : les composantes fréquentielles hors bandes) qui

pourraient se trouver dans le spectre adjacent. Ceci revient à générer à nouveau le signal de clipping avec uniquement les fréquences de $-s_3(t)$ qui correspondent aux sous-porteuses libres.

En ajoutant le signal de clipping de façon orthogonale aux signaux de données, nous ne dégradons pas le signal OFDM d'origine, par exemple les performances en terme de TEB sont les mêmes que pour l'OFDM sans *clipping*.

En résumé, nous avons donc une méthode qui permet de réduire le PAPR et qui à priori n'impacte pas les performances du système (pas de dégradation de TEB). Aussi pour cette méthode nous constatons que le nombre de sous-porteuses d'ajout du signal de *clipping* n'est pas suffisant. Très souvent, les normes classiques prévoient un nombre réduit de symboles pilotes alors qu'avec la technique de *clipping* que nous venons de proposer, plus le nombre de pilotes est important, plus grand est le gain de réduction du PAPR.

La question clé est la suivante : comment peut-on obtenir plus de symboles pilotes tout en respectant les exigences de n'importe quelle norme en nombre de symboles pilotes et sans modifier cette contrainte ? Le dilemme ici réside dans le fait que si l'on accorde plus de sous-porteuses pour la réduction du PAPR ceci se fera au détriment du débit (diminution du débit de données utiles). Une solution possible est le codage duobinaire. Dans la Section 2.2, nous détaillerons comment à partir du codage duobinaire, il est obtenu un gain de spectre et donc une réduction plus efficace du PAPR.

2.2 Diminution du spectre réalisée par le codage duobinaire

2.2.1 Codes à réponse partielle : le duobinaire

Nous commençons cette partie par l'introduction du critère de Nyquist pour éliminer complètement l'IES en supposant un échantillonnage idéal.

$r(t)$, le canal global composé du filtre d'émission, du filtre de réception adapté au filtre d'émission, du canal physique, respecte le critère de Nyquist si aux instants d'échantillonnage, le terme IES dans le signal reçu est nul, i.e., $r(t) = 0$ pour $t = \pm T, \pm 2T, \pm 3T, \dots, \pm kT$, avec k un entier quelconque. $r(0)$ lui-même doit être non nul. Si le canal global $r(t)$ a un spectre $R(f)$ satisfaisant le critère de Nyquist ci-dessus, alors les échantillons du canal enregistrés à une cadence $\frac{1}{T}$ sont exemptés d'interférence entre symboles, d'où le critère de Nyquist:

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} R(f - \frac{n}{T}) = T \quad (\text{II.4})$$

où T est la période des symboles émis.

L'idée des codes à réponse partielle est d'introduire volontairement de l'Inter-Symbol

Interférence (ISI) (IES), de manière contrôlée, pour pouvoir l'interpréter correctement dans le récepteur. L'exemple le plus courant de codes à réponse partielle est le codage duobinaire qui est effectué de la manière suivante :

Considérons un code binaire a_k , c'est-à-dire $a_k \in \{0, 1\}$, nous effectuons le précodage des éléments binaires a_k pour obtenir d'autres éléments binaires b_k . Le précodage permet d'éviter la propagation des erreurs. Le précodage considéré permet de générer une séquence binaire b_k suivant l'équation suivante:

$$b_k = b_{k-1} \oplus a_k \quad (\text{II.5})$$

Ensuite les i_k sont obtenus par codage BPSK des b_k . Les éléments binaires i_k sont transmis à un rythme $\frac{1}{T}$. Ils sont transformés à la cadence $\frac{1}{T}$ en symboles c_k appartenant à $\{-2, 0, 2\}$ par le codage duobinaire dont le filtre de la transformée est $H(z) = 1 + z^{-1}$. Le codage duobinaire s'effectue par la transformation

$$c_k = i_k + i_{k-1}$$

. Le canal à réponse impulsionnelle résultant de ce codage duobinaire s'écrit :

$$h(t) = \delta(t) + \delta(t - T) \quad (\text{II.6})$$

Les différentes étapes qui permettent de générer les éléments duobinaires sont résumées dans la Figure 2.5.

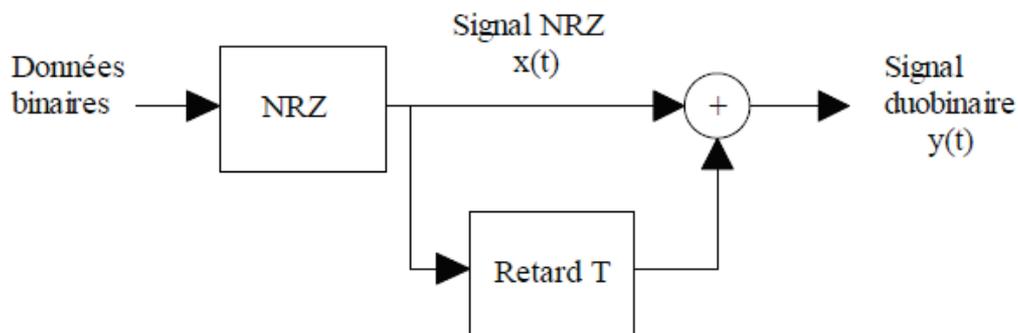


Figure 2.5: Génération des symboles duobinaires.

Le tableau 2.1 donne un exemple de la transmission d'une séquence duobinaire précodée et la séquence décodée.

Tableau 2.1: Exemple de codage duobinaire

Séquence binaire a_k	0	0	1	0	1	1	0
Séquence précodée b_k	1	1	1	0	0	1	0
Séquence BPSK i_k	+1	+1	+1	-1	-1	+1	-1
Séquence duobinaire d_k	2	2	0	-2	0	0	-2
Séquence duobinaire décodée r_k	0	0	1	0	1	1	0

L'opération de mise en forme est effectuée par un filtre rectangulaire $g(t)$ de largeur T . On obtient donc :

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_k (i_k + i_{k-1})g(t - kT) \\ g(t) &= \text{Rect}_{[0,T]}(t) \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

Ce signal est aussi égal dans le cas particulier d'un filtre de mise en forme rectangulaire à :

$$\begin{aligned} s(t) &= i_k p(t - kT) \\ p(t) &= \text{Rect}_{[0,2T]}(t) = g(t) + g(t - T) \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

Il est utile de remarquer ici que le filtre $p(t)$ ne vérifie pas le critère de Nyquist, ceci est voulu. En fait c'est l'étalement temporel de $2T$ qui engendre la compression de spectre. Avec le précodage, l'effet mémoire introduit par le codage duobinaire est supprimé et la détection à la réception est facilitée et se fait par simple seuillage :

$$r_k = \begin{cases} 1 & \text{si } |c_k| < 1 \\ 0 & \text{si } |c_k| > 1 \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

En l'absence de précodage, pour effectuer le décodage des symboles duobinaires, on doit prendre en compte les décisions passées comme le montre l'équation II.8.

$$r_k = \begin{cases} 1 & \text{si } c_k > 1 \\ 0 & \text{si } c_k < -1 \\ 1 & \text{si } |c_k| < 1 \text{ et } \widehat{r_{k-1}} = 0 \\ 0 & \text{si } |c_k| < 1 \text{ et } \widehat{r_{k-1}} = 1 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

$\widehat{r_{k-1}}$ étant la décision passée.

Densité spectrale de puissance Nous pouvons considérer notre système ainsi constitué comme étant le même qu'une cascade de deux structures de filtres h et g , avec p le canal global dont l'expression est la suivante :

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_k i_k p(t - kT) \\ p(t) &= \text{Rect}_{[0,2T]}(t) = g(t) + g(t - T) \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

où g est le filtre de mise en forme.

Ainsi en considérant la fonction de transfert de h qui s'écrit $H(f) = \frac{1}{2}(1 + e^{j2\pi fT})$, nous déduisons que l'expression analytique du spectre du signal duobinaire,

$$S(f) = \cos(\pi fT)^2 T \text{sinc}(\pi fT)^2 = T [\text{sinc}(2\pi fT)]^2 \quad (\text{II.12})$$

Nous nous rendons compte ici que le codage duobinaire réduit de moitié le spectre occupé pour un signal BPSK. L'idée alors est d'effectuer cette opération dans chacune des sous-porteuses de l'OFDM. Nous diminuons ainsi pour chacune des sous-porteuses l'occupation spectrale de moitié et on utilise cet espace pour ajouter le signal de réduction du PAPR.

2.3 La nouvelle forme d'onde

Considérons un système OFDM avec N sous-porteuses. Notons par $\mathbf{S}^{(k)} = [S_0^{(k)}, \dots, S_{N-1}^{(k)}]^t$ le $k^{\text{ème}}$ symbole OFDM (voir Figure 2.6):

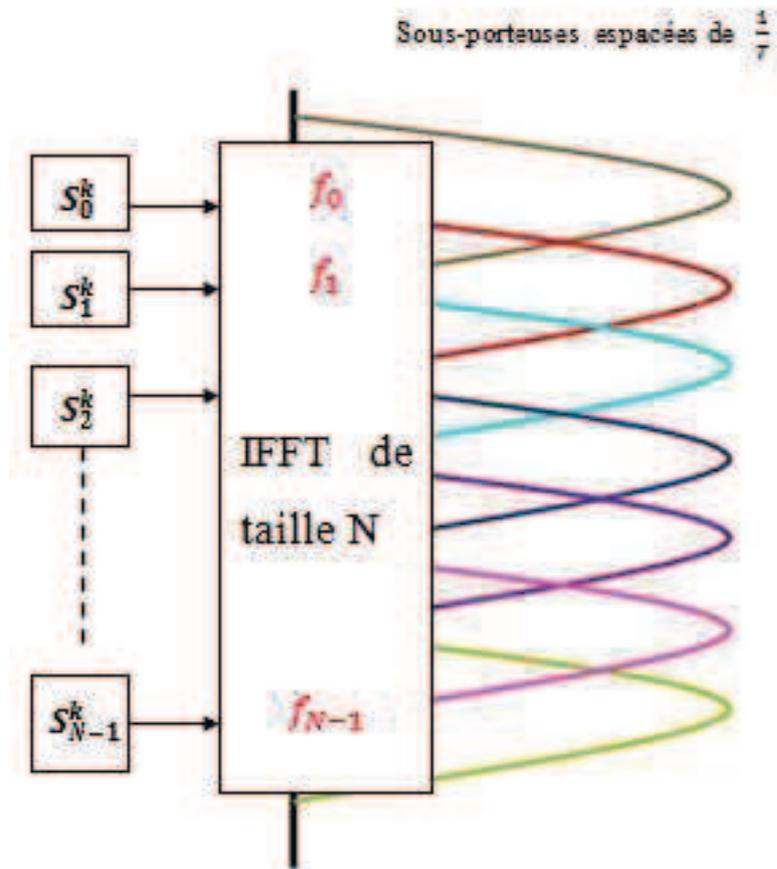


Figure 2.6: *Modulateur OFDM classique.*

Nous considérons une constellation BPSK, c'est à dire que les symboles $S_l^{(k)}$, $l = 0, \dots, N$ sont ± 1 . Quand l'on effectue du duobinaire sous-porteuse par sous-porteuse, on aboutit aux conclusions suivantes :

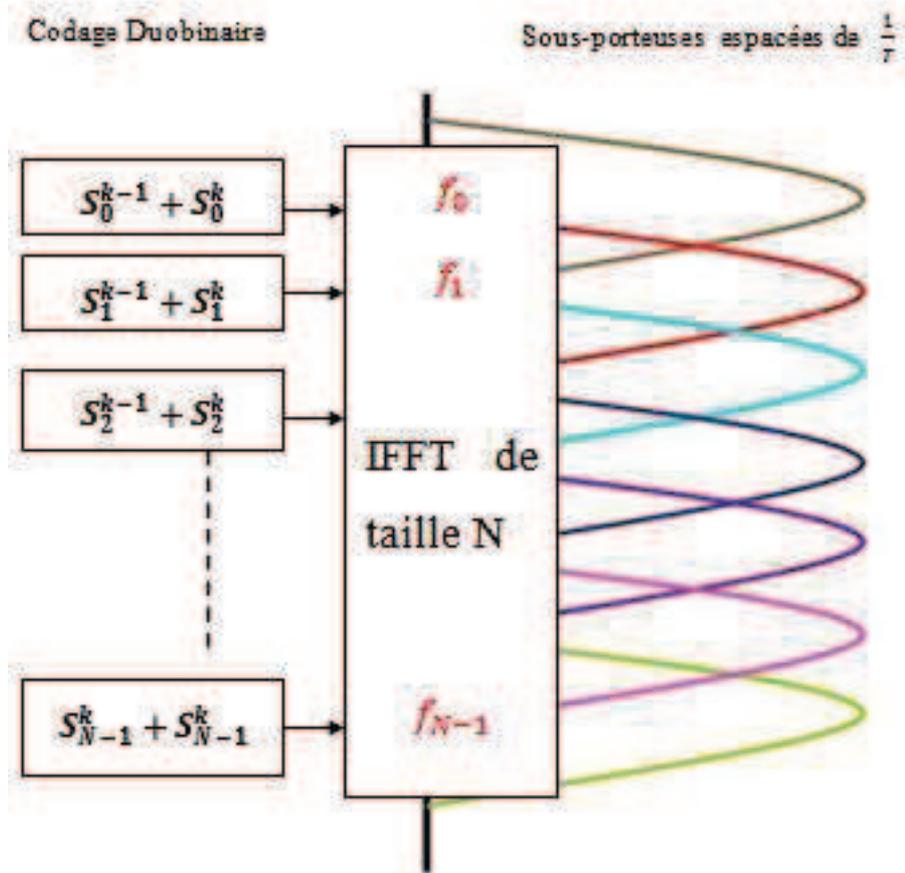


Figure 2.7: *Modulateur OFDM Duobinaire*

En faisant le duobinaire, on obtient à l'entrée du modulateur OFDM, à l'instant k les symboles $S_l^{(k)} + S_l^{(k-1)}$, $l = 0, \dots, N$, ceci revient à ajouter le symbole OFDM à l'instant $k - 1$ à celui de l'instant k (voir Figure 2.7). On garde le même modulateur OFDM à l'émission donc on peut se rendre compte qu'on a toujours d'un point de vue spectral les sinc (sinus cardinaux) qui s'entrecroisent mais qui demeurent orthogonaux. Pour se rendre compte de la réduction spectrale réalisée par le duobinaire, nous traçons les DSP des signaux Duobinaires et ceux binaires (voir Figure 2.8).

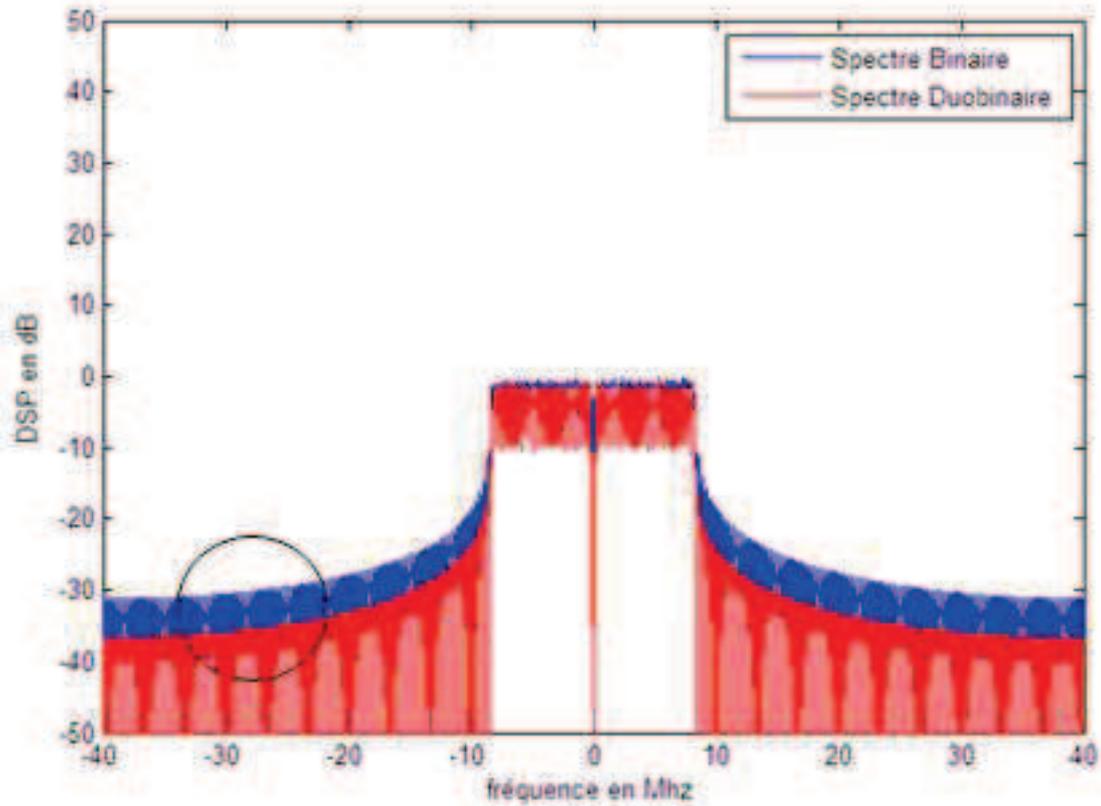


Figure 2.8: DSP binaire et Duobinaire pour $N=64$ sous-porteuses.

En effectuant un zoom au niveau de la Figure 2.8, on se rend compte que l'espace spectral occupé par chacune des sous-porteuse est réduite de moitié.

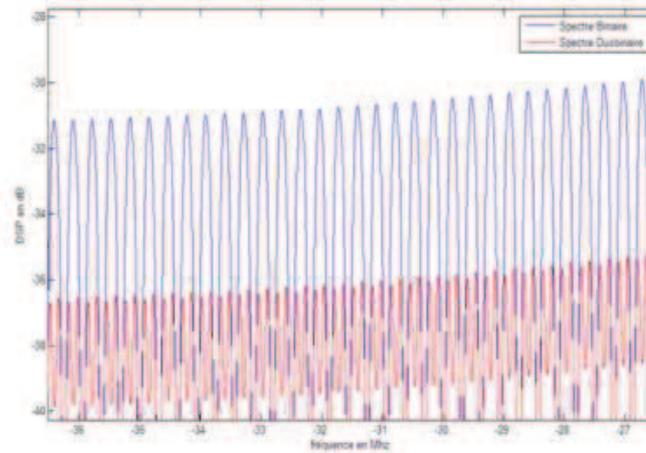


Figure 2.9: DSP binaire et Duobinaire pour $N= 64$ sous-porteuses zoom.

Alors la question qui nous vient à l'esprit est de savoir où s'effectue alors la réduction de spectre ? Nous allons apporter une réponse, dans la section suivante.

2.3.1 Réduction de spectre pour l'OFDM avec du duobinaire sous chaque sous-porteuse

Où s'effectue alors le gain de spectre ?

Considérons le schéma de modulation OFDM illustré par la Figure 2.7. Pour analyser comment se fait la réduction de spectre nous considérons une succession de quatre symboles OFDM. L'addition du duobinaire se faisant dans le domaine fréquentiel, que se passe-t-il alors en temporel ?

Tout d'abord, comme l'OFDM est un multiplex de porteuses orthogonales, alors sur 4 temps symboles (c'est-à-dire sur l'intervalle de temps $[(k-3)T, (k+1)T]$), le signal OFDM peut s'écrire comme :

$$s(t) = \sum_{l=k-2}^{l=k+1} (S_0^l + S_0^{l-1}) * g(t - kT) e^{2j\pi F_0 t} + \\ (S_1^l + S_1^{l-1}) * g(t - kT) e^{2j\pi f_1 t} + \dots + \\ (S_{N-1}^l + S_{N-1}^{l-1}) * g(t - kT) e^{2j\pi f_{N-1} t}$$

où

- T : période des symboles OFDM,

- N : nombre de sous-porteuses
- g est un filtre rectangulaire c'est-à-dire $g(t) = \text{rect}_T(t)$

Nous allons considérer alors le signal modulé par la sous-porteuse f_0 , puisque le duobinaire effectue la réduction de spectre sous-porteuse par sous-porteuse. Ce signal qui correspond à la sous-porteuse f_0 peut s'écrire pour 4 temps symboles :

$$s_{f_0}(t) = \sum_{l=k-2}^{l=k+1} (S_0^l + S_0^{l-1}) * g(t - kT) e^{2j\pi f_0 t} \quad (\text{II.14})$$

Posons $s_j^l = S_j^l e^{2j\pi f_0 t}$ sur l'intervalle de temps $[jT, (j+1)T]$. On peut réécrire le signal sur la sous-porteuse f_0 en temporel comme suit :

$$S_{f_0}(t) = \sum_{l=k-2}^{l=k+1} (S_0^l + S_0^{l-1}) * g(t - kT) e^{2j\pi f_0 t} = \sum_{l=k-2}^{l=k+1} (s_0^l + s_0^{l-1}) * g(t - kT) \quad (\text{II.15})$$

$$S_{f_0}(t) = \sum_{l=k-2}^{l=k+1} a_0^l * h(t - kT) \quad (\text{II.16})$$

où $h(t) = \text{rect}_{2T}(t)$. Pour plus de clarté, nous représentons l'évolution temporelle du signal envoyé sur la sous-porteuse f_0 .

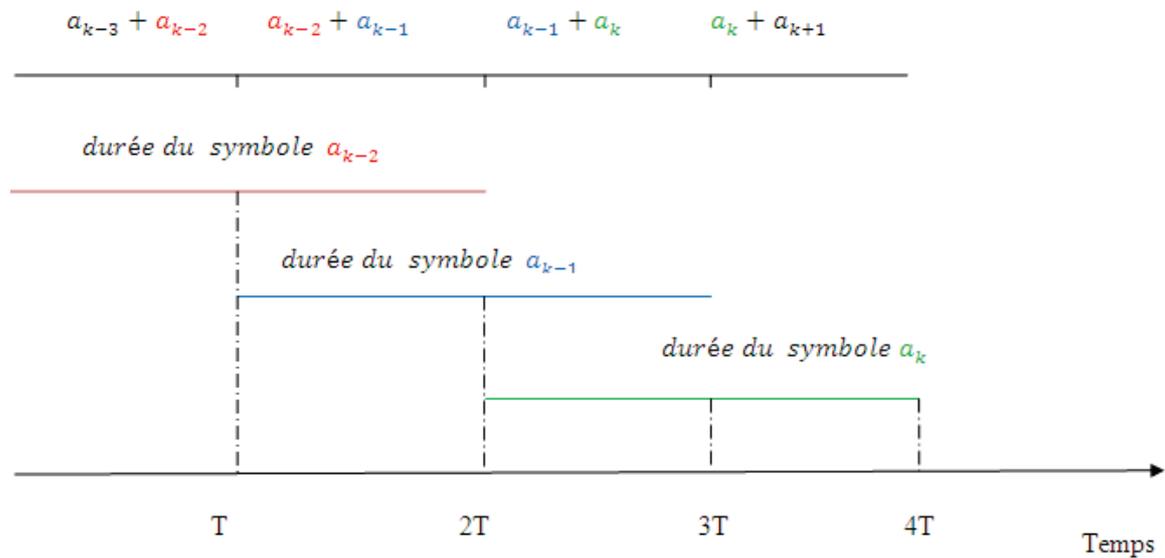


Figure 2.10: Evolution temporelle du signal sur une seule sous-porteuse

On se rend bien compte que :

- d'une part les symboles OFDM Duobinaires durent T mais ceux binaires durent $2T$.
- d'autre part sur un intervalle de temps $2T$, de l'interférence vient s'ajouter au symbole binaire, de l'interférence du symbole précédent et celui du symbole suivant (nous détaillerons ce point dans le chapitre 3).

En conclusion nous obtenons des symboles binaires qui durent $2T$ (une porte rectangulaire de durée $2T$) d'où la compression spectrale.

Conclusion

Somme toute, dans la présente partie, nous avons détaillé les concepts sous jacents à cette nouvelle forme d'onde. Nous avons étudié les notions utilisées pour la nouvelle forme d'onde, c'est-à-dire essentiellement les techniques d'ajout de signal comme le *clipping* et la *tone reservation*, le codage duobinaire réalisé sur chacune des sous-porteuses l'OFDM et qui permet de réduire le spectre de moitié. Ensuite, il a été question d'expliquer la nouvelle forme d'onde qui réalise la combinaison intelligente de ces différentes techniques, de donner les bases théoriques de cette nouvelle forme d'onde. Le prochain chapitre illustrera les résultats de simulation issus de la technique duobinaire que nous avons présenté dans ce chapitre.

CHAPITRE 3

PERFORMANCES DE LA NOUVELLE FORME D'ONDE

Introduction

Dans le chapitre 2, nous avons proposé une nouvelle technique de réduction du niveau de PAPR. Nous avons expliqué les bases et les fondements de la nouvelle forme d'onde, nous avons apporté des justifications théoriques de la viabilité de la nouvelle forme d'onde qui est sensée avoir un PAPR très faible.

Le présent chapitre sera consacré à l'étude des performances de cette nouvelle forme d'onde. Les performances de cette solution seront évaluées analytiquement et par simulations.

- Dans une première section, nous présenterons les performances de cette forme d'onde selon plusieurs critères notamment le gain en réduction du PAPR, l'ACPR.
- Ensuite, nous étudierons la mise en oeuvre de la nouvelle forme d'onde au niveau de l'émetteur et au niveau du récepteur c.à.d proposer un critère adéquat et fiable pour la décision. Nous donnerons à la fin de cette partie un schéma d'optimisation de la nouvelle forme d'onde.

3.1 Performances de la nouvelle forme d'onde

Dans la présente section, nous avons simulé un certain nombre de critères, de paramètres qui permettent d'évaluer ou de comparer les techniques de réduction du PAPR. Les

simulations réalisées ont été faites pour un système OFDM avec 64 sous-porteuses et modulées avec des symboles BPSK selon le mapping suivant :

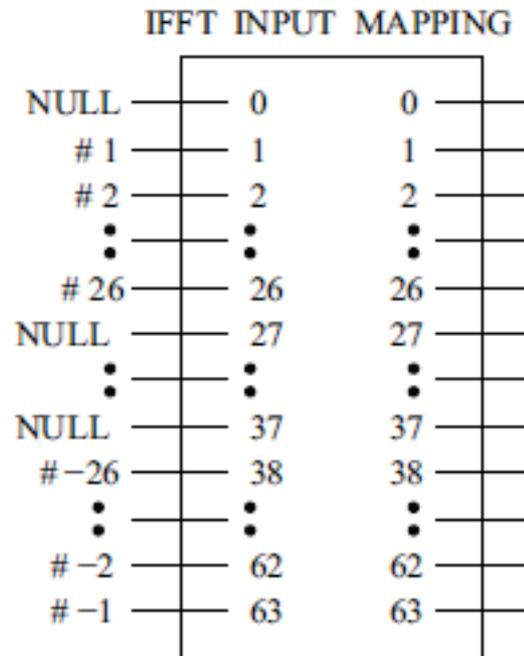


Figure 3.1: Mapping des sous-porteuses à l'entrée de l'IFFT

la Figure 3.1, correspond au mapping de la couche physique de la norme 802.11, couramment appelée "Wifi" [1], le tableau 3.1 résume les paramètres de simulation utilisés pour les différentes simulations.

Tableau 3.1: Paramètres de simulation

Type de Modulation	BPSK / Duobinaire
Nombre de sous-porteuses	64
sous-porteuses de données	58
Nombre de pilots	4
Facteur de sur-échantillonnage	1 4
Type de canal	AWGN

3.1.1 Taux d'erreur binaire

Pour certaines techniques, la réduction du PAPR peut s'accompagner de la génération de distorsions aussi bien à l'extérieur qu'à l'intérieur de la bande utile du signal; c'est le cas par exemple des techniques de *clipping*. Dans le chapitre II, nous avons modéliser le *clipping* par une transformation polynomiale ce qui met en évidence les termes d'intermodulation et les harmoniques générés.

Comme la détection des symboles OFDM se fait dans le domaine fréquentiel, il vient alors que ces distorsions en particulier celles qui sont à l'intérieur de la bande utile du signal vont dégrader le TEB s'il s'agit d'une technique de *clipping and filtering* simple. Par contre le clipping effectué dans la nouvelle technique de réduction du PAPR n'entraîne pas de dégradation du TEB. La Figure 3.2 illustre la disposition du spectre "instantané" du système OFDM après le codage duobinaire, c'est-à-dire après le gain spectral du codage duobinaire.

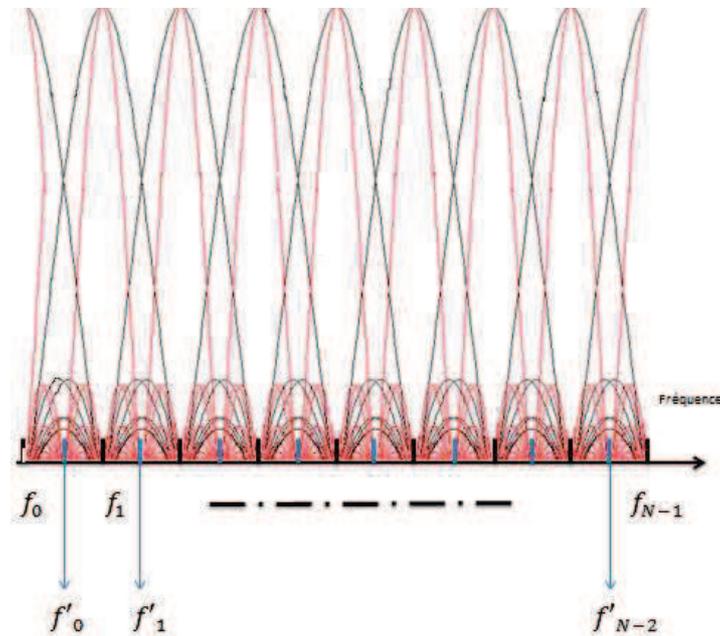


Figure 3.2: Gain de spectre dans chaque sous-porteuse

On obtient un jeu de sous-porteuses (en rouge sur le schéma) qui ne se chevauchent pas comme pour le schéma classique de l'OFDM. En effet il existe des sous-porteuses "virtuelles", qui correspondent à des trous spectraux, aux fréquences $f'_0, f'_1, \dots, f'_{N-1}$ comme le montre la Figure 3.2. C'est sur ces fréquences que se fera l'ajout du signal de *clipping*. Ceci constitue un résultat assez important; d'après nos connaissances il s'agit là d'une nouvelle et attrayante contribution.

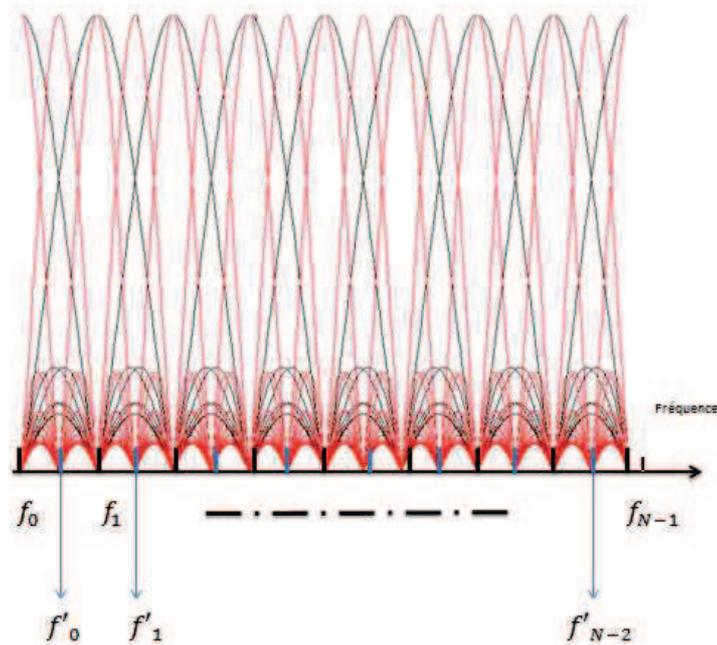


Figure 3.3: *Sous-porteuses additionnelles pour le signal de réduction du PAPR*

Le système illustré dans la Figure 3.3 correspond au spectre réduit de l'OFDM duobinaire avec l'ajout de nouvelles sous-porteuses orthogonales à celles de l'OFDM duobinaire.

On obtient l'équivalent de l'OFDM traditionnel mais avec une fenêtre temporelle deux fois plus grande et donc un espacement fréquentiel entre les sous-porteuses plus réduit. Les sous-porteuses f'_i utilisées par le signal de réduction du PAPR et les sous-porteuses f_i initialement utilisées pour générer les symboles OFDM sont orthogonales. C'est cette orthogonalité qui assure un décodage des symboles à la réception. Nous détaillerons dans la Section 3.2.1, le processus de décodage de la nouvelle forme d'onde à la réception.

3.1.2 Performances en termes de réduction du PAPR

Ce critère est immédiat et constitue le critère de mérite essentiel des techniques de réduction du PAPR. Pour deux techniques de réduction du PAPR X et Y , avec des signaux de sorties respectifs $x(t)$ et $y(t)$, les PAPR de $x(t)$ et $y(t)$ sont définis comme

suit :

$$\begin{aligned}
 PAPR_{[x]}(\phi) &= Pr\left[\frac{\max_{0 \leq n \leq T_s} |x_n|^2}{P_x} \geq \phi\right] \\
 PAPR_{[y]}(\phi) &= Pr\left[\frac{\max_{0 \leq n \leq T_s} |y_n|^2}{P_y} \geq \phi\right]
 \end{aligned}
 \tag{III.1}$$

où T_s désigne la durée d'un symbole OFDM et P_x et P_y représentent respectivement les puissances moyennes des signaux $x(t)$ et $y(t)$. Le PAPR est une variable aléatoire qui peut être caractérisée par sa CCDF définie par:

$$CCDF(PAPR_0) = Pr(PAPR \geq PAPR_0) \tag{III.2}$$

Les $PAPR_{[x]}$ et $PAPR_{[y]}$ définis par l'équation III.1, sont des variables aléatoires dont les CCDFs sont représentés sur la Figure 3.4. Pour un niveau de CCDF donné, $CCDF = \phi$, on définit le gain en réduction de PAPR $\Delta PAPR(\phi)$ par :

$$\Delta PAPR(\phi) = PAPR_{[x]}(\phi) - PAPR_{[y]}(\phi), [dB] \tag{III.3}$$

où $PAPR_{[x]}$ et $PAPR_{[y]}$ sont les valeurs du PAPR des signaux $x(t)$ et $y(t)$ à $CCDF = \phi$.

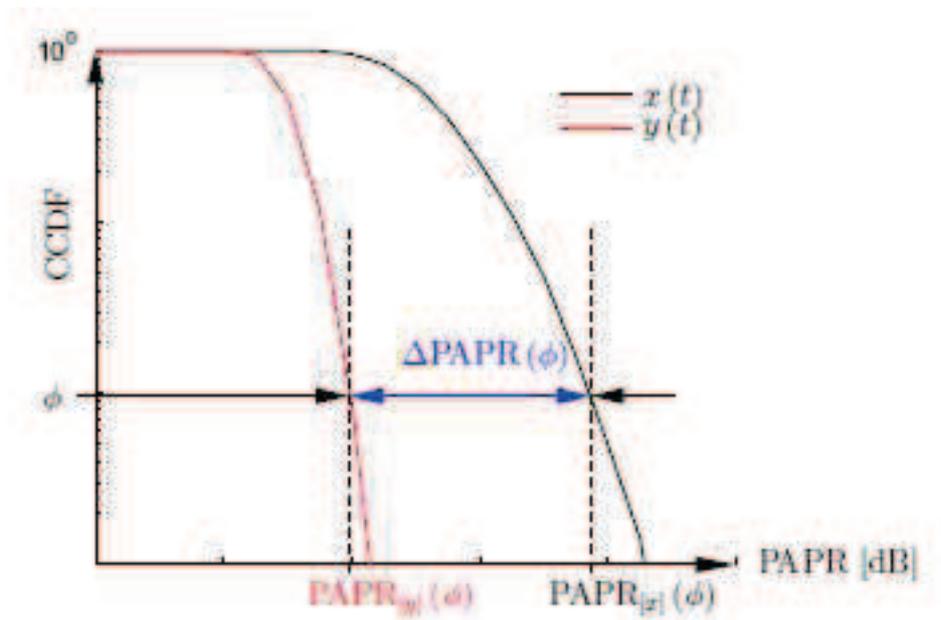


Figure 3.4: Calcul du gain en réduction du PAPR à une valeur particulière de la CCDF

C'est sur la base de la CCDF que se fera les mesures de performances en terme de gain en PAPR.

Courbes générales du PAPR

Dans la littérature et comme abordé dans le chapitre 1, plusieurs formules permettent d'approximer le PAPR des signaux OFDM. Aussi il convient d'étudier ces différentes approximations par rapport à la distribution de l'OFDM BPSK simulé selon les paramètres du tableau 3.1.

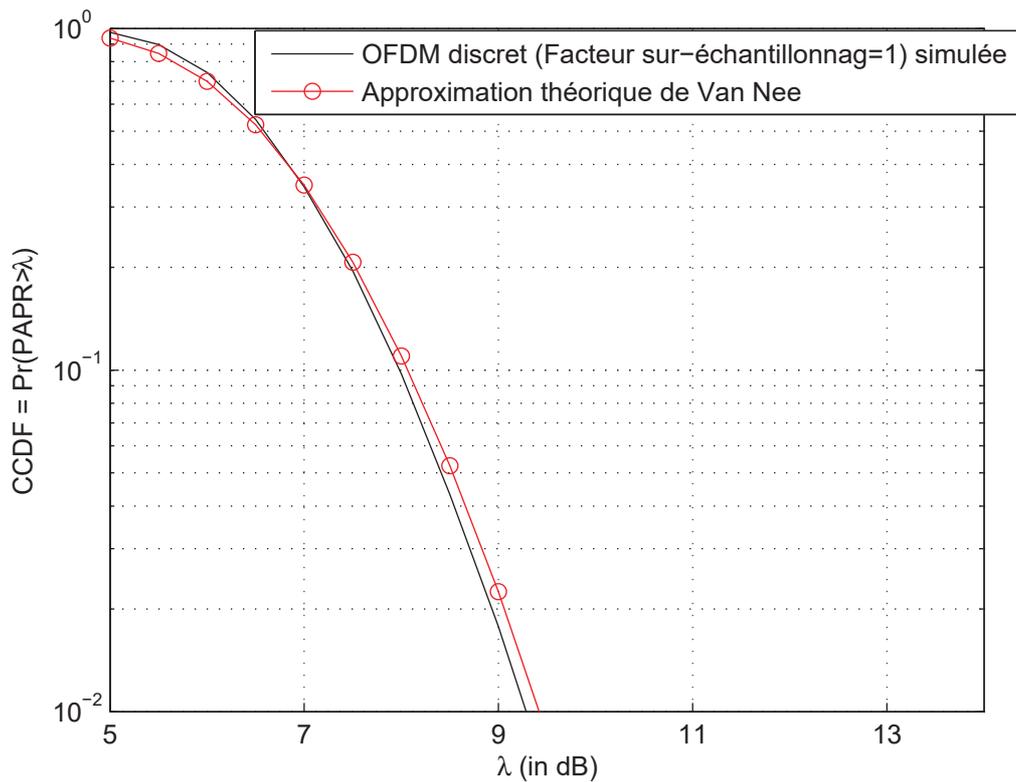


Figure 3.5: Distribution du PAPR théorique et simulé dans le cas d'une constellation BPSK

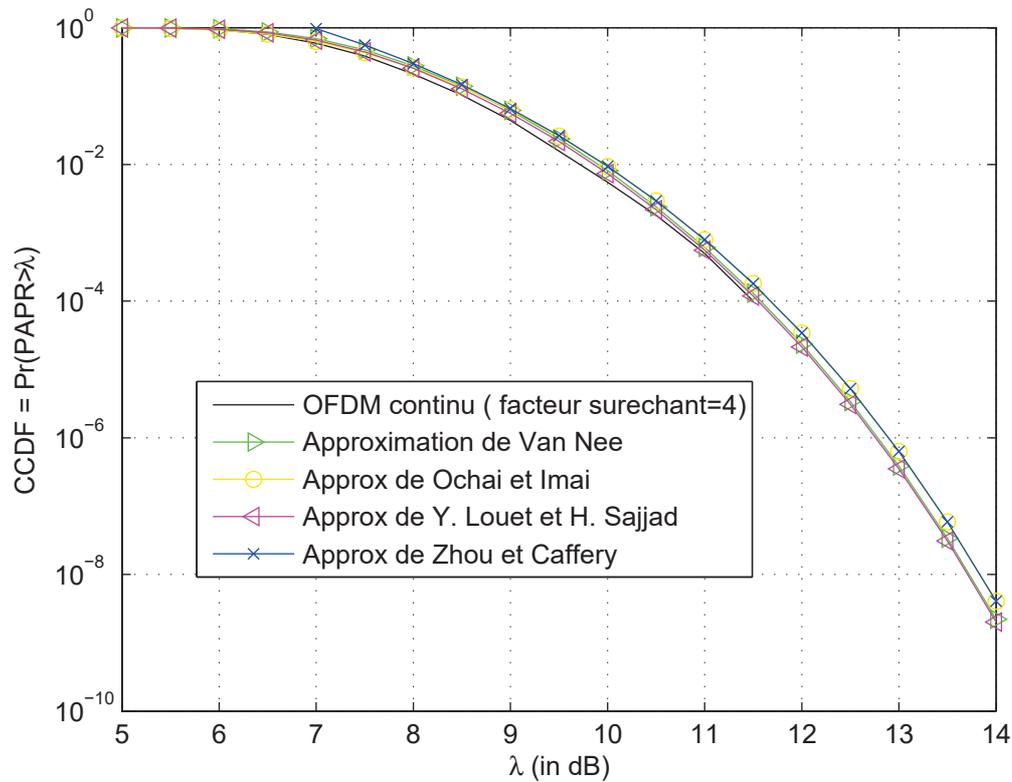


Figure 3.6: *Distribution du PAPR théorique et simulé pour l'OFDM continu dans le cas d'une constellation BPSK*

La comparaison entre les courbes théoriques et simulées est faite sur les Figures 3.5 pour le PAPR du signal OFDM discret, et 3.6 pour le PAPR du signal OFDM continu. Les courbes théoriques et simulées sont très proches, ce qui nous indique la haute précision et la fiabilité des différentes approximations du PAPR rencontrées dans la littérature.

La Figure 3.7 présente la CCDF du signal OFDM pour $N = 64$ et pour différentes valeurs du facteur de sur-échantillonnage.

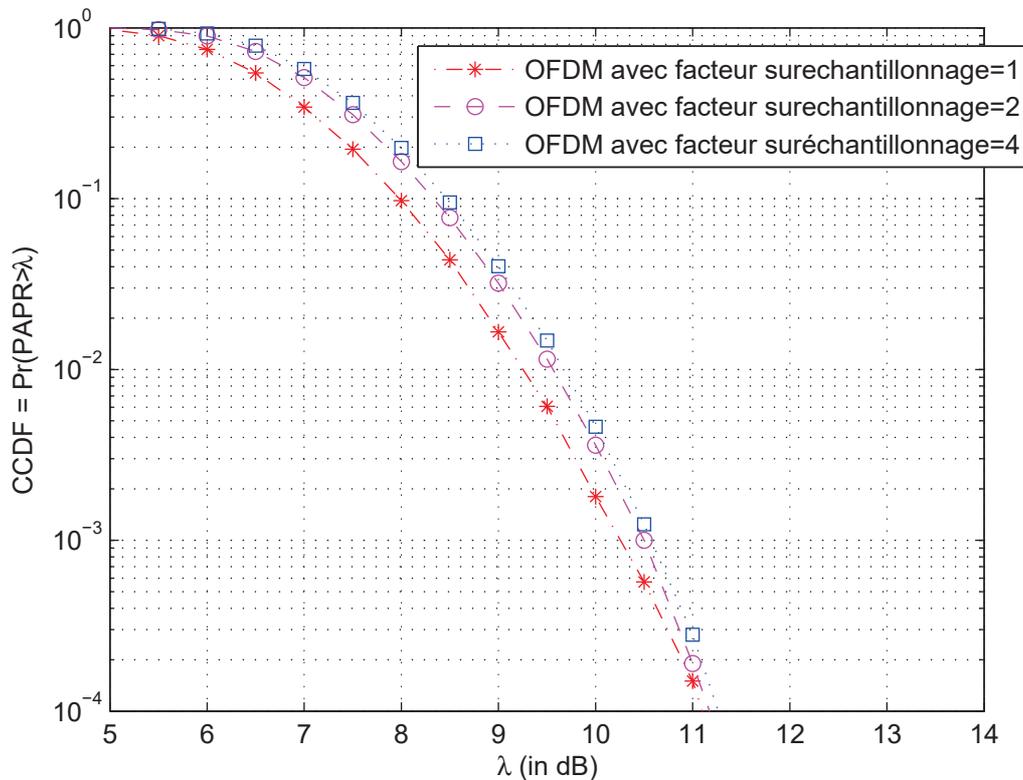


Figure 3.7: Effet du suréchantillonnage sur le PAPR

Nous remarquons, d'après la Figure 3.7, que plus le facteur de sur-échantillonnage est élevé, plus l'on approche le comportement d'un signal OFDM continu. Les plus grandes variations de la CCDF se produisent quand le facteur de sur-échantillonnage passe de $L = 1$ à $L = 2$; on n'a pas une variation significative de la CCDF pour $L > 4$.

Interprétation: En augmentant le facteur de sur-échantillonnage, on augmente la précision d'échantillonnage du signal OFDM, ce qui permet de gagner en précision sur les valeurs du signal OFDM continu. Ainsi, on calcule mieux les valeurs crêtes du signal OFDM et cela influe sur le PAPR. Cependant pour $L > 4$, il n'y a plus d'augmentation significative de la CCDF, c'est pourquoi on se limitera à un facteur de sur-échantillonnage de 4 pour calculer le PAPR du signal OFDM continu.

La nouvelle forme d'onde étant essentiellement basée sur le codage duobinaire, il nous faut vérifier avant tout que le codage duobinaire en lui-même n'augmente pas le PAPR. Dans la Figure 3.8 nous effectuons la comparaison entre la courbe de la CCDF obtenue pour des systèmes OFDM modulés avec du BPSK et celle obtenue par le codage duobinaire sur chacune des sous-porteuses. Comme on peut le constater, les deux courbes

sont très proches. Ceci revient à dire que même après le gain de spectre, on obtient les mêmes performances en terme de CCDF, d'où la pertinence d'un tel résultat !

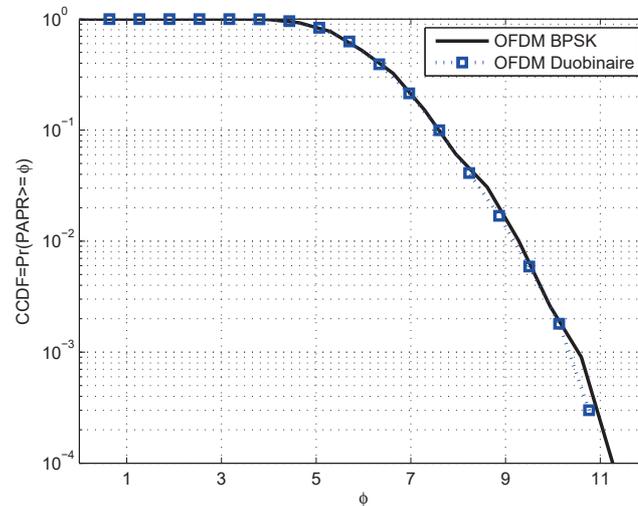


Figure 3.8: Le codage duobinaire n'augmente pas le PAPR.

Gain de PAPR de la nouvelle forme d'onde

Dans cette section, nous mettons en œuvre la nouvelle forme d'onde et nous étudions la diminution du PAPR obtenue. Dans une première partie nous décrivons l'algorithme d'ajout du signal après codage duobinaire; puis nous présenterons les gains de PAPR obtenus.

L'algorithme d'ajout de signal se fait de la façon suivante : *Étape 1* :

- *Considérer les symboles OFDM duobinaires temporels par paire, parce que chaque symbole OFDM s'étale à présent sur $2T$ temporels, comme on peut le voir sur la Figure 3.9, T étant la durée symbole OFDM d'origine.*

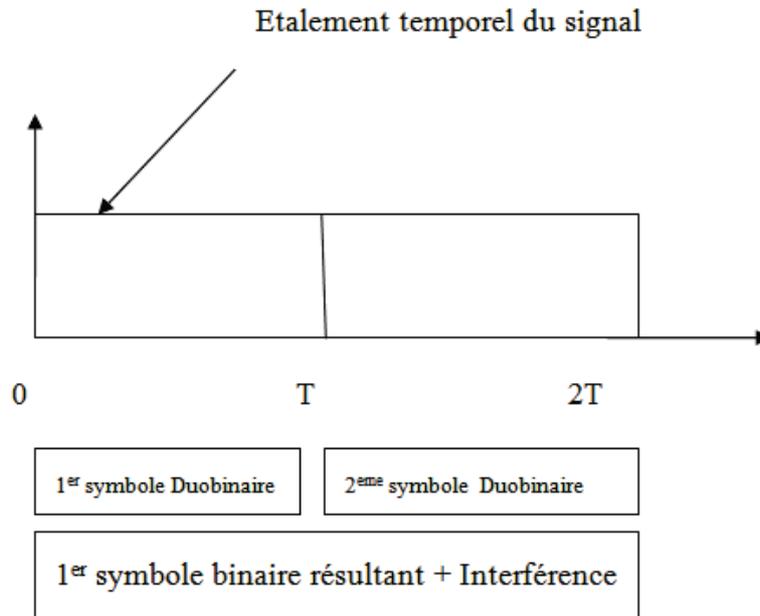


Figure 3.9: Étalement temporel des symboles OFDM

Étape 2:

- Générer ici le signal d'"ajout" :

$$c(t) = -(s(t) - s_{clip}(t)) \quad (\text{III.4})$$

où $s(t)$ est le signal OFDM duobinaire, et $s_{clip}(t)$ est le signal OFDM duobinaire échantillonné à un seuil $Clip_{seuil}$.

On effectue un filtrage (FFT/IFFT) du signal $c(t)$ qui consiste à faire une FFT de taille $2N$ sur le signal de clipping et à filtrer les composantes fréquentielles OOB, et celles correspondant aux fréquences $f = f_0, f = f_0 + \frac{1}{T}, \dots, f = f_0 + \frac{N-1}{T}$ car ces fréquences sont utilisées pour l'envoi des données.

Étape 3

- Générer à nouveau le signal d'ajout filtré dans le domaine temporel, on notera ce signal par $c_1(t)$.

Étape 4

- Le signal final qui correspond à la nouvelle forme d'onde s'écrit : $\hat{s}(t) = c_1(t) + s(t)$.

Pour les simulations, nous testons les performances de notre algorithme pour plusieurs valeurs de seuil de *clipping* et nous aboutissons aux constatations suivantes.

Dans la Figure 3.10, où nous comparons le PAPR de la forme d'onde avec le PAPR de la technique de *clipping and filtering* pour un seuil de *clipping* de $10dB$

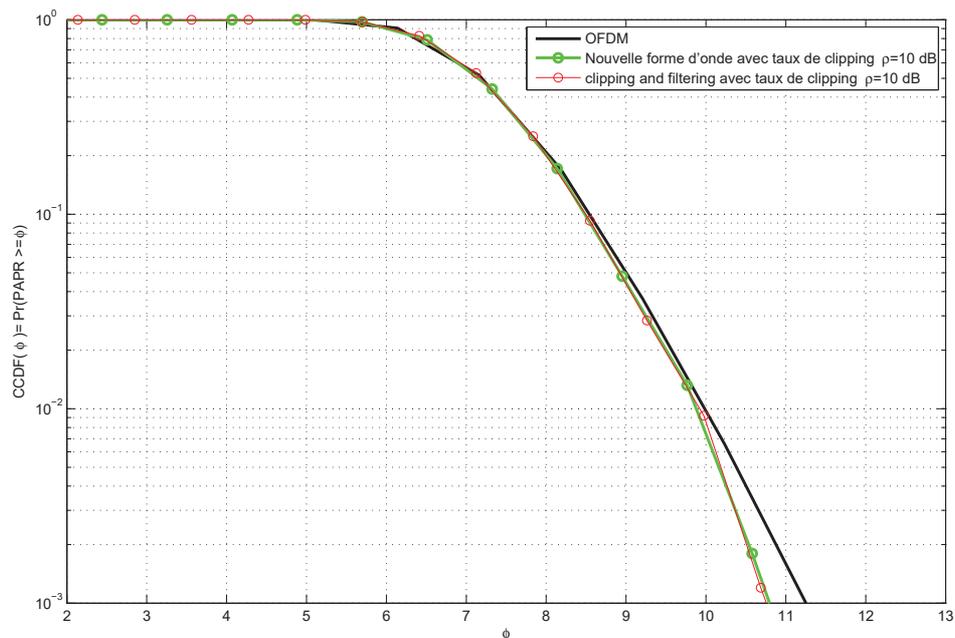


Figure 3.10: *PAPR pour un clipping à 10 dB*

On constate qu'on n'a pratiquement pas de diminution du PAPR, en effet pour de grandes valeurs du "seuil d'écrêtage", les crêtes du signal en entrée du *clipping* n'atteignent plus le "seuil d'écrêtage"; dans ce cas il n'y a plus d'écrêtage (et donc il n'y a pas de réduction de PAPR). Le signal à la sortie de "clipping" est égal au signal à l'entrée.

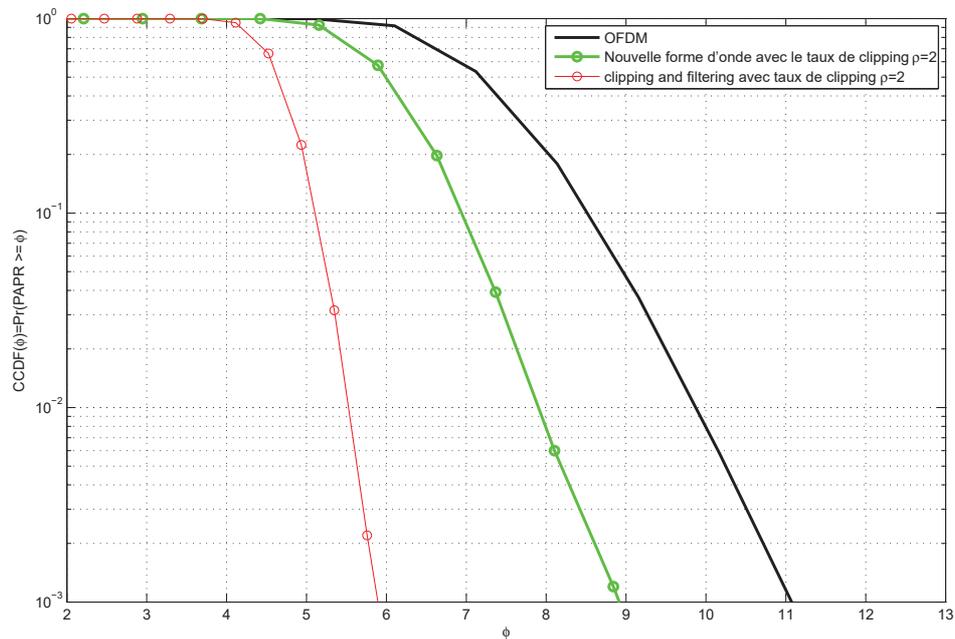


Figure 3.11: *PAPR pour un clipping à 2 dB*

La Figure 3.11 illustre la comparaison entre la technique de *clipping filtering* traditionnelle pour un seuil de 2 dB avec la mise en œuvre de la nouvelle forme d'onde pour le même seuil. On remarque une diminution du PAPR de la nouvelle forme d'onde, mais ce gain de PAPR n'atteint pas celui de la technique traditionnelle de *clipping* car la nouvelle forme d'onde n'utilise pas toutes les fréquences pour générer le signal de clipping.

Pour cette technique, plus le niveau de *clipping* est élevé, plus grand sera la diminution du PAPR. Les signaux additionnelle de clipping et les signaux OFDM duobinaires sont orthogonaux donc n'interfèrent pas, il est donc possible de faire un écrêtage plus rude (avec un seuil très bas ou avec d'autres techniques de *clipping* comme le *deep clipping*).

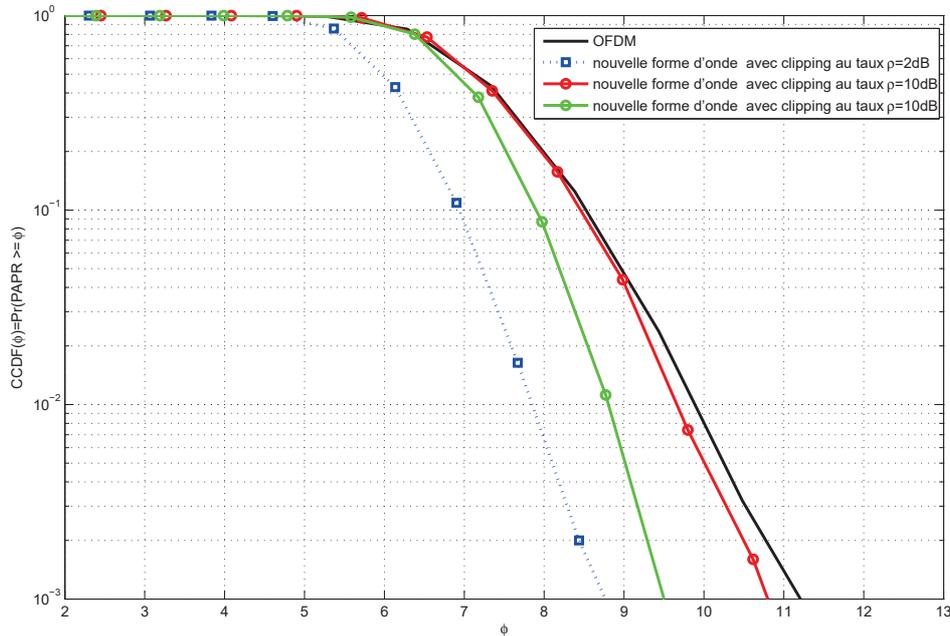


Figure 3.12: Gain de PAPR de la nouvelle forme pour plusieurs taux de clipping.

La Figure 3.12 illustre le gain de PAPR de la nouvelle forme d'onde pour plusieurs valeurs du taux de clipping qui varient de 0 à 10. Plus le seuil de clipping augmente, plus le PAPR diminue et tant que le signal de clipping n'impacte pas les performances en terme de TEB ou d'ACPR de la nouvelle forme d'onde on pourrait effectuer le clipping selon n'importe quel seuil.

Le PAPR devient "paramétrable" en changeant le taux de clipping : c'est dire toute l'efficacité de cette nouvelle forme d'onde, car dépendamment de la norme et pour des applications qui exigent un niveau de PAPR très faible, notre technique permet d'avoir un gain considérable comparé à l'OFDM classique en paramétrant le seuil de clipping.

3.1.3 Diminution de l'ACPR

L'Adjacent Channel Power Ratio (ACPR) mesure le rapport entre le niveau de puissance dans la bande de fréquence utile par rapport à celui dans la bande adjacente, on parle d'ACPR droite et d'ACPR gauche suivant le côté de la bande adjacente prise en compte. L'ACPR est donnée par la relation III.5:

$$ACPR = \frac{\int_{B_{deUtile}} DSP(f)df}{\int_{B_{deAdjacente}} DSP(f)df} \quad (III.5)$$

L'ACPR est déterminant dans l'implémentation de n'importe quelle norme radio mobile. En effet les organismes de régulation du spectre imposent un masque pour les spectres des différents réseaux radio-mobile, enfin de répartir au mieux l'espace de spectre entre les différents usages.

Certaines techniques de réduction du PAPR peuvent entraîner une augmentation de l'ACPR, par exemple le *clipping* engendre une remontée des lobes secondaires et donc une augmentation de l'ACPR.

Dans la mise en oeuvre de la nouvelle forme d'onde, nous effectuons un filtrage OOB du signal de *clipping*, c'est-à-dire une élimination du signal qui se trouve dans le spectre adjacent au spectre utile. Ainsi, une possible augmentation de l'ACPR ne peut provenir que du codage duobinaire. Le codage duobinaire tel qu'il est effectué dans l'OFDM n'augmente pas l'ACPR. Les simulations des spectres de l'OFDM duobinaire présentées dans le chapitre 2 dans la partie 2.2, montrent une diminution du niveau des lobes secondaires des sinc(sinus cardinal) qui forment le spectre du signal OFDM duobinaire; ce qui implique une diminution du niveau des composantes OOB et donc de l'ACPR. Tous ces éléments, nous permettent de conclure que la nouvelle forme d'onde permet d'avoir un ACPR plus faible que celui d'un système OFDM classique.

3.1.4 Variation de la puissance moyenne

Pour certaines techniques, la réduction du PAPR s'accompagne d'une diminution ou d'une augmentation de la puissance moyenne du signal à transmettre. Par exemple, dans le cas de l'utilisation de la technique de *clipping*, la puissance moyenne du signal à transmettre est réduite tandis que dans un contexte de *Tone Reservation*, la puissance moyenne du signal à transmettre est augmentée parce qu'on ajoute du signal additionnel dans les sous-porteuses libres. La variation de la puissance moyenne du signal à transmettre s'écrit :

$$E(\rho) = P_y - P_x [dB] \quad (III.6)$$

avec,

- P_x est la puissance moyenne du signal OFDM duobinaire sans l'ajout du signal de réduction du PAPR.
- P_y est la puissance moyenne du signal OFDM duobinaire après l'ajout du signal de réduction du PAPR.
- $\rho = \frac{Clip_{Seuil}}{P_x}$ est le taux de clipping.

La Figure 3.13 illustre la variation du rapport $\frac{P_y}{P_x}$ en fonction du taux de clipping $\rho = \frac{Clip_{Seuil}}{P_x}$. Où $Clip_{Seuil}$ étant le seuil de *clipping* défini à partir du taux de clipping ρ .

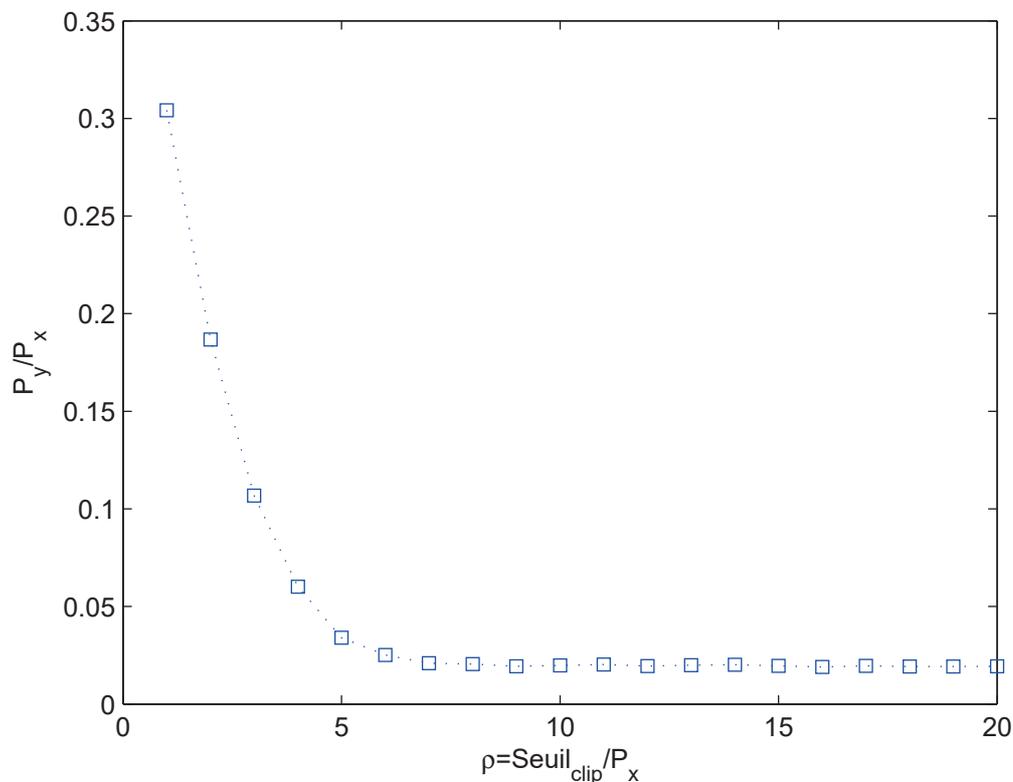


Figure 3.13: Variation du rapport $\frac{P_y}{P_x}$ en fonction du niveau de clipping.

On se rend compte, à travers la Figure 3.13 que plus le seuil de clipping diminue, plus grand est le rapport $\frac{P_y}{P_x}$, alors que $\frac{P_y}{P_x}$ croît avec la puissance totale transmise. Il faut donc faire un compromis entre la réduction du PAPR et l'augmentation de l'énergie totale à transmettre.

3.2 Implémentation et processus de réception

3.2.1 Complexité

Si une méthode est très performante en terme de réduction du PAPR mais nécessite de fortes ressources de calcul, ceci peut devenir rédhibitoire pour certaines applications pratiques de type "temps réel". La complexité des algorithmes mis en oeuvre doit alors être étudiée. Dans cette section, nous évaluerons la complexité de la nouvelle forme d'onde et son processus de décodage. Dans le processus de décodage il faut considérer

les symboles par paire comme il a été fait à l'émission. Donc on considère le signal OFDM duobinaire sur une durée temporelle de $2T$, ce qui correspond à 2 symboles OFDM consécutifs. En faisant une transformée de Fourier sur chaque paire de symboles OFDM, on décode à l'instant kT et sur la sous-porteuse i :

- le symbole binaire actuel $2S_i^k$
- le symbole précédent S_i^{k-1}
- le symbole suivant S_{i+1}^k

Ainsi on reçoit :

$$R_k = 2S_i^k + S_i^{k-1} + S_{i+1}^k \quad (\text{III.6})$$

En supposant que les données traitées par l'algorithme qui génère la nouvelle forme d'onde sont de taille NL (où nous supposons que les signaux multiporteuses sont L fois sur-échantillonnés).

- Le calcul du signal c_k , le signal de clipping a une complexité linéaire, c'est-à-dire, de l'ordre de $O(NL)$.
- La complexité de calcul du signal c'_k , le signal d'ajout filtré, est un $O(NL \log_2 NL)$ car on utilise un filtrage basé sur les opérations de FFT/IFFT.
- Ayant récupéré R_k , on cherche à en déduire S_k , le symbole émis. R_k correspond à une sorte de codage convolutif avec une longueur de contrainte de deux. Les symboles reçus correspondent à une transformation selon le système suivant:

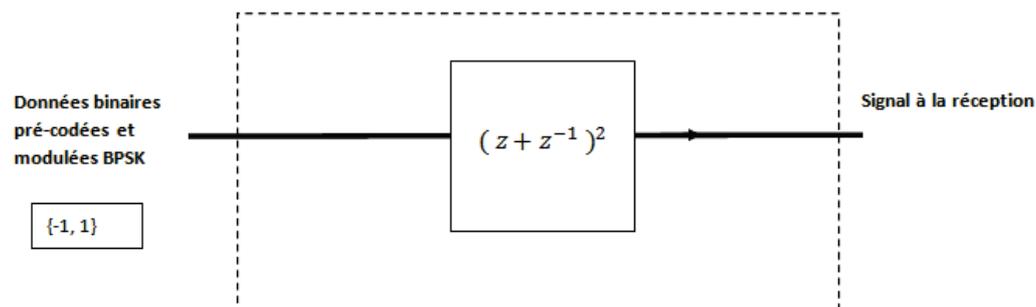


Figure 3.14: Système équivalent à la nouvelle forme d'onde à la réception

où, on peut récupérer les symboles s_i^k au moyen d'une égalisation en deux étapes dont la complexité est linéaire en fonction de N .

Optimisation de la nouvelle forme d'onde Afin de réduire autant que possible le PAPR, l'algorithme de génération du signal additionnel doit être répété plusieurs fois selon le processus suivant :

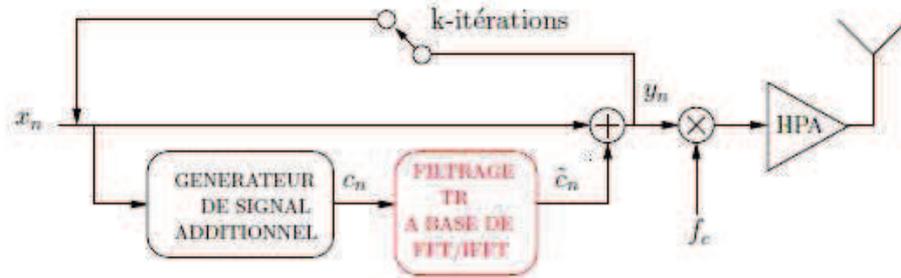


Figure 3.15: Génération du signal d'ajout.

1. *Initialisation* : considerer le signal OFDM temporel s_n . Initialiser $s_k^{(i)} = s_n$ et fixer $i = 0$.
2. Calculer le "signal de réduction du PAPR" $c_k^{(i)}$ en effectuant le clipping de s_k^i à s_k^i , aussi $c_k^i = -(s_k^i - s_k^i)$. Effectuer un filtrage FFT/IFFT pour generer le signal c_k^i .
3. Mettre à jour l'algorithme, c'est-à-dire : $s_k^{i+1} = c_k^i + s_k^i$.
4. Effectuer une autre itération, si le seuil de PAPR désiré n'est pas obtenu ou si le nombre d'itération maximal n'est pas atteint.

Avec cette optimisation, on obtient un énorme gain en PAPR. Les courbes représentées sur la Figure 3.16 montrent que le gain de la nouvelle forme d'onde pour 5 itérations, un taux de clipping = 3dB et celui de la technique de *clipping and filtering* classique sont assez proches.

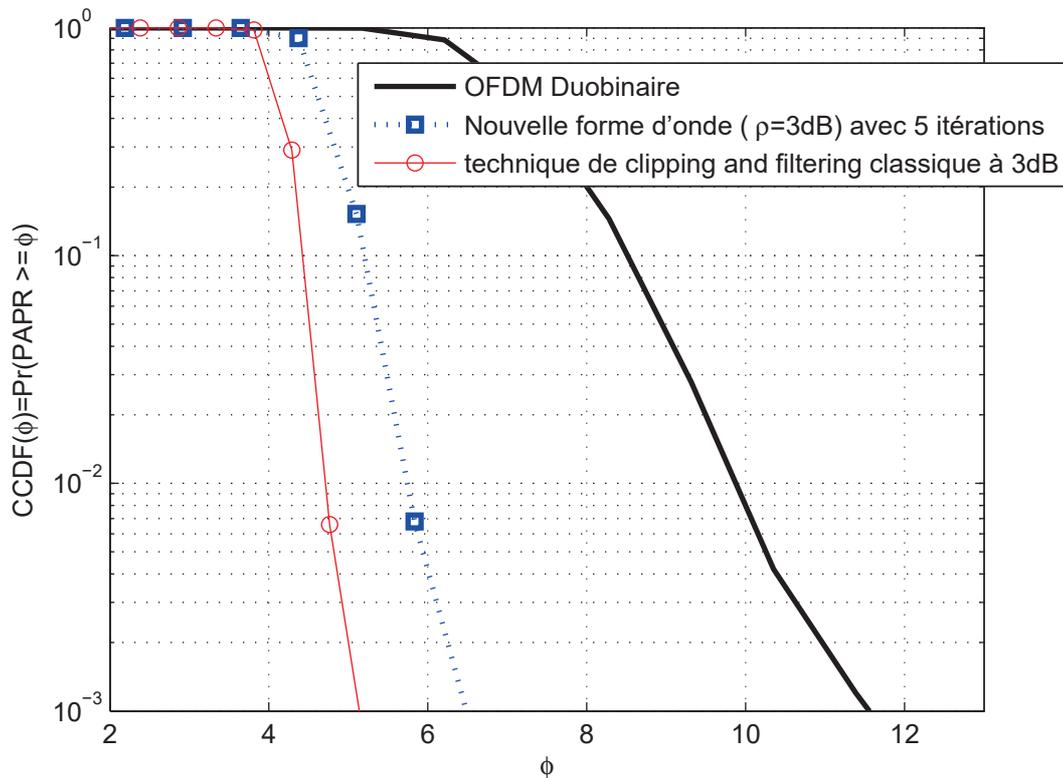


Figure 3.16: Nouvelle forme d'onde avec un seuil de clipping à 3dB et 5 itérations.

Conclusion

Somme toute, nous avons pu évaluer les performances de la nouvelle forme d'onde suivant plusieurs critères: gain de PAPR, ACPR, variation d'énergie, complexité et processus de réception. Cette forme d'onde s'est révélée être très avantageuse, elle permet d'avoir un niveau de PAPR très faible, son ACPR est plus bas que celui de l'OFDM classique et elle réalise un bon compromis entre gain de PAPR et augmentation de l'énergie envoyée. Enfin elle a une complexité qui n'est pas "dramatique", vu la puissance des processeurs actuels et comparée à d'autres techniques classiques.

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

La future norme 5G est déjà d'actualité où l'OFDM constitue un candidat sérieux pour être la modulation qui sera utilisée dans sa couche physique. Malheureusement malgré ses nombreux avantages : une égalisation numérique et un décodage simple, une robustesse face au bruit impulsif, une utilisation efficace des ressources fréquentielles, une implémentation facilitée par les opérations IFFT/FFT, l'OFDM possède deux inconvénients majeurs qui sont les problèmes de synchronisation et son fort PAPR. Le PAPR est une métrique qui mesure la dynamique d'un signal. Cette propriété de grande dynamique qui caractérise les signaux OFDM les rend sensibles aux non-linéarités des composants analogiques, en particulier celles des amplificateurs de puissance. En effet pour un rendement élevé et un signal à fort PAPR, l'amplificateur de puissance fonctionne dans une zone non-linéaire entraînant des distorsions des signaux à transmettre. Dans ce projet de fin d'études, nous avons étudié une forme d'onde qui aurait tous les avantages de l'OFDM sans avoir le problème du PAPR.

Le présent travail fut amorcé, comme nous l'avons annoncé dans l'introduction par un premier chapitre, portant sur la problématique et l'ambition de ce stage c'est à dire une réduction de l'empreinte carbone des télécoms et un gain dans les dépenses énergétiques pour les industriels. Nous avons décrit les signaux OFDM et leur PAPR, et aussi l'incompatibilité entre les signaux OFDM à fort PAPR et l'amplificateur de puissance fonctionnant avec un rendement optimal.

Nous avons aussi étudié quelques techniques de réduction du PAPR qui sont essentiellement des techniques d'ajout de signal, ensuite nous avons étudié le codage duobinaire qui permet de réduire l'occupation spectrale par sous-porteuse. La nouvelle forme d'onde consiste en une combinaison intelligente de ces différentes techniques et permet de générer un signal OFDM à très faible PAPR.

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Enfin, nous avons étudié les performances de la solution proposée en terme de gain en PAPR, de réduction du spectre par sous-porteuse, de diminution de l'ACPR, de compromis entre gain de PAPR et énergie transmise. Il a fallu aussi détailler le processus de réception et la complexité de cette forme d'onde.

Ce stage m'a permis de travailler sur un sujet passionnant et dont la portée et le besoin sont réels.

Comme perspectives et extension à ce travail, nous envisageons l'étude d'autres codes à réponse partielle d'ordre élevé, une mise en oeuvre d'autres techniques de clipping et l'étude du gain de PAPR résultant. Enfin, il serait intéressant d'implémenter la nouvelle forme d'onde et d'étudier son comportement en transmission réelle.

ANNEXE: DÉCODAGE DU SIGNAL RÉÇU

Considérons une suite un systèmes OFDM, modulé par les symboles duobinaire d_i^k qui module la fréquence f_i à l'instant kT , comme illustré sur la figure 3.17

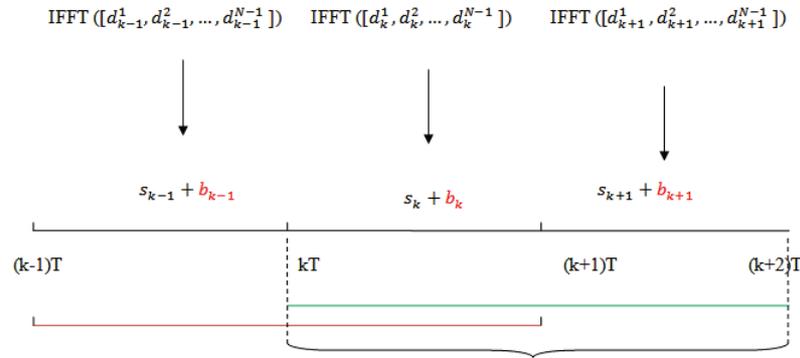


Figure 3.17: Suite de symboles OFDM duobinaire

On note par b_k le bruit qui s'ajoute au symbole s_i^k

$$y_k = \begin{cases} s_k + b_k & \text{sur } [kT, (k+1)T] \\ s_{k+1} + b_{k+1} & \text{sur } [(k+1)T, (k+2)T] \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

où b_k est un bruit BBAG. Notons par y_k est la concaténation sur une durée de $2T = [kT, (k+2)T]$ des symboles OFDM Duobinaire reçus. Détaillons l'opération de la FFT effectué à la reception.

$$R_k = FFT_{2N}(y_k) = FFT_{2N}([s_k + b_k, s_{k+1} + b_{k+1}]) \quad (\text{IV.2})$$

Ainsi on obtient :

$$R_k = FFT_{2N}([s_k, \text{zeros}(1, N)]) + FFT_{2N}([\text{zeros}(1, N), s_{k+1}]) + FFT_{2N}([b_k, \text{zeros}(1, N)]) + FFT_{2N}([\text{zeros}(1, N), b_{(k+1)}]) \quad (IV.3)$$

Ainsi sur la sous porteuse n_0 nous décodons :

$$R_{n_0}^k = d_{n_0}^{k-1} + d_{n_0}^k + d_{n_0}^k + d_{n_0}^{k+1} + b_{n_0}^k + b_{n_0}^{k+1} \quad (IV.4)$$

ainsi on a :

$$R_{n_0}^k = d_{n_0}^{k-1} + 2 * d_{n_0}^k + d_{n_0}^{k+1} + c_{n_0}^k \quad (IV.5)$$

$$\text{Avec } c_{n_0}^k = b_{n_0}^k + b_{n_0}^{k+1}$$

c'est dire que le bruit qui était au départ un bruit BBAG se transforme en un bruit coloré . Le processus de décodage va consister à décolorer ce bruit par l'opération suivante :

$$z_{n_0}^k = R_{n_0}^{k+1} - R_{n_0}^k \quad (IV.6)$$

après cette opération on obtient un bruit blanc. Les symboles $z_{n_0}^k$ qui correspondent à une transformation duobinaire $1 + D$ des symboles $d_{n_0}^k$, peuvent être décodés à partir de l'algorithme de Viterbi.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications high-speed physical layer in the 5 ghz band, 1999.
- [2] General Assembly Resolution 42/187. Report of the world commission on environment and development. Technical report, United Nations, Apr. 2007.
- [3] Laurent ALAUS. *Architecture Reconfigurable pour un Equipement Radio Multi-standard*. PhD thesis, SCEE-SUPELEC/IETR, May 2010. pp. 54.
- [4] Oliver Blume, Dietrich Zeller, and Ulrich Barth. Approaches to energy efficient wireless access networks. In *Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP) 2010 4th International Symposium on*, mar. 2010.
- [5] Mérouan DEBAH. Ofdm. Technical report, Eurecom, Apr. 2006.
- [6] P. Duhamel F. Abdelkefi and F. Alberge. Impulse noise cancellation in multicarrier transmission. *IEEE Transactions on Communications*, 53, Jan. 2005.
- [7] D. Guel. *Etude de nouvelles techniques de réduction du « facteur de crête » à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuses*. PhD thesis, SUP-ELEC/IETR, 2009.
- [8] Sajjad HUSSAIN. *Peak to Average Power Ratio Analysis and Reduction of Cognitive Radio Signals*. PhD thesis, SCEE-SUPELEC/IETR, Oct. 2009. pp. 11-12.
- [9] P. Kenington. *High Linearity RF Amplifier Design*. Artech House, October 2000.
- [10] H. Ochiai and H. Imai. Reducing the peak-to-average power ratio of ofdm. *WPMC*, 3:247252, May 1998.

- [11] J. Palicot and Y. Louet. Power ratio definitions and analysis in single carrier modulation. In *13th European Signal Processing Conference*, Sept. 2005.
- [12] R. van Nee and A. de Wild. Reducing the peak-to-average power ratio of ofdm. *48th IEEE Vehicular Technology Conference VTC 98*, 3:20722076, May 1998.
- [13] S. Zabre. *Amplification non-linéaire d'un multiplex de porteuses modulées à fort Facteur de crête*. PhD thesis, SUPELEC/IETR, 2007.
- [14] X. Zhou and J. J. Caffery. A new distribution bound and reduction scheme for ofdm papr. In *5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, Oct. 2010.