



HAL
open science

Impacts des non-linéarités dans les systèmes multi-porteuses de type FBMC-OQAM

Hanen Bouhadda

► **To cite this version:**

Hanen Bouhadda. Impacts des non-linéarités dans les systèmes multi-porteuses de type FBMC-OQAM. Réseau de neurones [cs.NE]. Conservatoire national des arts et métiers - CNAM; École supérieure des communications de Tunis (Tunisie), 2016. Français. NNT: 2016CNAM1115 . tel-01635877

HAL Id: tel-01635877

<https://theses.hal.science/tel-01635877>

Submitted on 15 Nov 2017

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

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

École Doctorale Informatique, Télécommunication et Électronique
Centre d'étude et de recherche en informatique et communications
École Doctorale en Technologies de l'Information et de la Communication
Laboratoire Innov'Com

THÈSE DE DOCTORAT

présentée par : **Hanen BOUHADDA**

soutenue le : **22 Mars 2016**

pour obtenir le grade de : **Docteur du Conservatoire National des Arts et Métiers**

Discipline / Spécialité : **Sciences de l'information et de la communication
/Radiocommunications**

Impacts des non-linéarités dans les systèmes multi-porteuses de type FBMC/OQAM

THÈSE DIRIGÉE PAR

M. ROVIRAS Daniel	<i>Professeur, CNAM</i>
M. SHAIEK Hmaied	<i>Maître de conférence, CNAM</i>
M. BOUALLEGUE Ridha	<i>Professeur, SupCom</i>
M. ZAYANI Rafik	<i>Maître assistant, ISI Tunis</i>

RAPPORTEURS

M. HAMDI Nouredine	<i>Professeur, INSAT-Tunis</i>
M. KOSAI Raouf	<i>Professeur, GIPSA-Maine</i>

EXAMINATEURS

M. BOUDOIN Geneviève	<i>Président du jury, Professeur, ESYCOM-Paris12</i>
M. BOUALLEGUE Ammar	<i>Professeur, ENIT-Tunis</i>

"citation"
Auteur

Remerciements

Avant tout, je tiens à exprimer ma reconnaissance la plus sincère à Monsieur Daniel ROVIRAS et Monsieur Ridha BOUALLEGUE, mes directeurs de thèse. Aussi, à Monsieur Hmaied SHAIK et Monsieur Rafik ZAYANI, mes encadrants de thèse. Je tiens à leur exprimer toute ma gratitude concernant le soutien et les diverses aides qu'ils m'ont apportés durant toute la période de la thèse. En plus de leurs grandes qualités pédagogiques et scientifiques dont ils m'ont fait profiter, leurs qualités humaines ont largement contribué au bon déroulement de cette thèse.

Je remercie chaleureusement les membres du jury qui ont tous sans hésiter accepté de participer à cette soutenance : merci tout d'abord à Madame Geneviève BAUDOIN, Professeur à l'Université ESIEE Noisy-le-Grand, pour avoir accepté de présider celui-ci. Merci à Monsieur Ammar BOUALLEGUE Professeur à ENIT Tunis-Tunisie d'avoir accepté d'examiner ce travail. Merci à Monsieur Raouf KOSAI et Monsieur Noureddine HAMDI respectivement Professeur de l'ENSIM de Mans et Professeur de l'INSAT Tunisie, pour avoir accepté la lourde tâche de rapporter sur ma thèse.

Naturellement, je souhaite remercier toute les membres de l'équipe LAETITIA pour leurs accueil sympathique sans oublier tous mes collègues du groupe InnovCom. Ces remerciements s'adressent également à mes parents et mon mari qui m'ont soutenu moralement et m'ont encouragé tout au long de ce travail, mes amis qui m'ont supporté, encouragé et conseillé.

Résumé

Les systèmes de 4ème génération (4G, LTE Advanced) sont basés principalement sur les techniques des modulations multi-porteuses de type OFDM. D'autres modulations multi-porteuses à base de banc de filtres (FBMC/OQAM, Filter Bank Multi Carrier/Offset Quadrature Amplitude Modulation) présentent des alternatives à l'OFDM vu leurs divers avantages. Ces signaux OFDM ou FBMC/OQAM possèdent un PAPR élevé (Peak to Average Power Ratio). Les terminaux portables fonctionnant sur batterie, l'autonomie et la consommation sont des facteurs clés de conception. Ainsi, afin d'augmenter le rendement énergétique, les amplificateurs de puissance (AP) embarqués sont généralement opérés proche de la saturation. La conjonction d'un PAPR élevé et d'AP travaillant dans un domaine proche de la saturation va générer un impact important sur les performances du système de communication en termes de TEB, de capacité et d'interférences sur les porteuses voisines. Cette thèse consiste à étudier les impacts des non-linéarités dans les systèmes multi porteuses (FBMC/OQAM) et de proposer des solutions permettant de réduire les effets non-linéaires. Dans un premier temps, en se basant sur la modélisation du signal amplifié en un gain complexe et un bruit additif, nous avons développé des expressions analytiques des différents paramètres de la non-linéarité suite à une approximation polynomial du n'importe quel modèle d'amplificateur. Ensuite, nous avons étudié les performances en termes de TEB dans le cas d'un canal BBAG (Bruit Blanc Additif Gaussien) et dans le cas d'un canal de Rayleigh à évanouissement plat. Aussi, nous avons montré la sensibilité des modulations FBMC/OQAM aux effets de la rotation de phase. Dans un deuxième temps, nous avons proposé une nouvelle structure de pré-distorsion adaptative pour la linéarisation d'amplificateur de puissance. Nous avons utilisé un réseau de neurone de type Perceptron Multi-couche (PMC) associé avec le Levenberg-Marquardt comme

algorithme d'apprentissage.

Finalement, nous avons proposé deux techniques de correction des non-linéarités au niveau récepteur. La première technique consiste en un récepteur itératif qui calcule et corrige itérativement la distorsion non-linéaire. La deuxième technique permet de détecter et corriger en une seule itération les distorsions introduites par l'amplificateur. Dans les deux cas, une parfaite connaissance du modèle d'AP au niveau récepteur est exigée.

Mots clés : FBMC/OQAM, OFDM, Non-linéarité, AP, TEB

Abstract

FBMC/OQAM (Filter Bank Multicarrier modulation/Offset QAM) modulations are potential promising candidates for next generation systems. Then, this new techniques replaces the conventional technique using the Cyclic Prefix (CP) based on OFDM that induce a loss of the spectral efficiency. Indeed, the good frequency localization of the prototype filters used in FBMC/OQAM offers to this latter the robustness to several impairments such as the timing misalignment between users. Moreover, this technique present very low side lobes in its Power Spectral Density (PSD) compared to OFDM.

It is well-known that multicarrier signals are constructed by a sum of N independent streams transmitted over N orthogonal subcarriers. Considering high values of N and according to the central limit theorem , the superposition of these independent streams, leads to a complex Gaussian multicarrier signal. For this reason OFDM and FBMC/OQAM exhibit a large Peak-to-Average Power Ratios (PAPR), i.e. large fluctuations in their signals envelope making both modulations very sensitive to NLD caused by HPA.

As a first work we investigate the impact of NLD on BER performance in the case of Additive White Gaussian Noise (AWGN) and a Rayleigh fading channels. In this investigation we have just considered a memoryless nonlinear HPA which present both AM/AM and AM/PM conversion, but we confirm that this technique can be generalized to any HPA model. Then, we have proposed a polynomial technique which compute the NLD parameters for any memoryless HPA. Finally, we confirm that OFDM and FBMC/OQAM modulations show the same performances, in terms of BER, when just amplitude distortion is induced by the HPA. However, FBMC system is more sensitive to phase distortions when no correction is adopted at the receiver. This behavior can be explained by the difference

between the probability distribution of the intrinsic interference presented in both OFDM and FBMC/OQAM modulations.

In the second time, and in order to compensate the NLD generated by the HPA we proposed as a first approach a technique based on Neural Network Predistortion (NNPD). This technique consist on a nonlinear device inserted between the input signal and the power amplifier in order to correct the HPA distortion after a phase of learning and a phase of algorithm adaptation. As we have said, FBMC/OQAM is more sensitive to phase than OFDM so by applying a DPD which approximate simultaneously the inverse transfer functions of the nonlinear HPA, FBMC/OQAM system presents bad performance compared to OFDM one. Then we have proposed another DPD scheme which consist to compensate separately amplitude and phase distortion with two independent predistortion functions. Finally, we have proposed two other techniques of NLD compensation that can be implemented at the receiver side. The first technique called Power Amplifier Nonlinearities Cancellation "PANC" assumes a perfect acknowledgment of the HPA model at the receiver in order to substruct iteratively the contrubution of NL noise which is estimated from the original one. Then, the second methode consist on rewriting the received signal in matrix form in order to locate the distorted symbols and then by solving an equation system we correct them.

Keywords : FBMC/OQAM, OFDM, HPA, non-linearity, BER

Table des matières

Introduction	23
0.1 Contexte et motivation	23
0.2 Objectifs de la thèse	24
0.3 Plan de la thèse	24
0.4 Liste des publications	26
1 Les modulations multi-porteuse et les amplificateurs de puissance	27
1.1 Introduction	27
1.2 Les modulations multi-porteuse	27
1.2.1 La modulation OFDM	27
1.2.2 Les formes d'onde post OFDM	30
1.2.3 La modulation FBMC/OQAM	30
1.3 Les amplificateurs de puissance	35
1.3.1 Introduction aux amplificateurs de puissance	35
1.3.2 Modèle d'AP sans mémoire	37
1.3.3 Modèle d'amplificateur de puissance avec mémoire	40
1.3.4 Effets engendrés par les amplificateurs de puissance	41
1.4 Correction et réduction des effets non-linéaires induits par l'AP	44
1.4.1 Les techniques de linéarisation de l'AP	44

TABLE DES MATIÈRES

1.4.2	Les techniques de réduction de PAPR	45
1.4.3	Compensation des non-linéarités au niveau du récepteur	45
1.5	Conclusion	46
2	Performance du système FBMC/OQAM en présence d'un AP sans mémoire	47
2.1	Introduction	47
2.2	Modélisation d'un AP sans mémoire	47
2.3	Calcul Analytique de K et σ_d^2	50
2.3.1	K et σ_d^2 pour un amplificateur de type SEL	50
2.3.2	K et σ_d^2 pour autre modèle d'AP	50
2.3.3	Méthode Proposée	51
2.4	Calcul de Performance du système FBMC/OQAM en terme de TEB	56
2.4.1	Étude de performance en présence d'une erreur de phase liée au gain K	57
2.4.2	Étude de performance en terme de TEB avec correction de la rotation de phase	65
2.5	Conclusion	70
3	Linéarisation d'AP avec Pré-distorsion Neuronale	71
3.1	Introduction	71
3.2	Les techniques de linéarisation d'AP par pré-distorsion	71
3.2.1	Principe de la pré-distorsion	71
3.2.2	État de l'art des techniques de pré-distorsions	72
3.3	Les Réseaux de Neurones	74
3.3.1	Définition	74
3.3.2	Définition d'un neurone formel	74

TABLE DES MATIÈRES

3.3.3	Le perceptron multicouche	75
3.3.4	Apprentissage des réseaux de neurones	76
3.3.5	Les algorithmes d'apprentissage	76
3.4	Pré-distorsion Adaptative pour un système FBMC/OQAM	77
3.4.1	Pré-distorsion adaptative standard	80
3.4.2	Pré-distorsion adaptative modifiée	83
3.5	Conclusion	85
4	Correction des effets de NL au niveau du récepteur	87
4.1	Introduction	87
4.2	Récepteur itératif pour un système FBMC/OQAM ,''PANC'' (Power Amplifier Nonlinearities Cancellation)	87
4.3	Performance du PANC en présence d'un codeur canal	92
4.4	Correction des non-linéarités basés sur l'estimation des positions des symboles erronés	96
4.4.1	Principe de la nouvelle technique	97
4.5	Conclusion	105
5	Conclusion et Perspectives	107
	Conclusion	107
5.1	Conclusion	107
5.2	Perspectives	108
	Bibliographie	108
	Glossaire	115

TABLE DES MATIÈRES

Liste des tableaux

1.1	Table d'interférence FBMC.	34
1.2	Table de décision OQAM.	34
2.1	Comparaison des valeurs expérimentales de K et σ_d^2 pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM en présence d'AP de Saleh.	49
2.2	Comparaison entre les valeurs numériques et analytiques de $\mathbb{E}[\rho^n]$	53
2.3	Impact de l'ordre du polynôme sur l'estimation de K et σ_d^2	55
2.4	Comparaison entre les résultats de simulation et ceux obtenus théoriquement de K et σ_d^2	56

LISTE DES TABLEAUX

Table des figures

1.1	Schéma générale du Modulateur/Démodulateur OFDM.	29
1.2	Répartition des symboles OFDM et FBMC/OQAM selon les sous-porteuses	31
1.3	Réponse impulsionnelle du filtre prototype, 64 sous-porteuse et $l = 4$	33
1.4	Trans-multiplexeur FBMC/OQAM.	35
1.5	Densité Spectrale de puissance des systèmes OFDM et FBMC/OQAM, 64 sous-porteuses, 16-QAM, TWTA, $\varphi_0 = \pi/3$, IBO=8dB.	36
1.6	Caractéristique AM/AM, compromis entre linéarité et rendement d'un amplificateur de puissance.	37
1.7	Émetteur simplifié.	38
1.8	Caractéristiques AM/AM et AM/PM des différents modèles d'AP, $\varphi_0 = \pi/3$.	40
1.9	TEB en fonction de E_b/N_0 pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM, 64 sous-porteuses, 16-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, IBO=8dB, canal BBAG.	42
1.10	Constellation OFDM sans AP, 16-QAM, $E_b/N_0 = 30$	42
1.11	Constellation OFDM avec AP, 16-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, IBO = 8dB, $E_b/N_0 = 30$	42
1.12	Constellation FBMC/OQAM avant démodulation OQAM, 16-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, IBO = 8dB, $E_b/N_0 = 30dB$	43
1.13	Constellation FBMC/OQAM après démodulation OQAM, 16-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, IBO = 8dB, $E_b/N_0 = 30dB$	43

TABLE DES FIGURES

1.14	Spectres des systèmes OFDM et FBMC/OQAM avant et après AP, 4-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$	43
2.1	Chaîne de transmission FBMC/OFDM en présence d'AP.	48
2.2	Caractéristiques AM/AM et AM/PM et leurs approximations polynomiales pour un AP modèle de Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$	52
2.3	Impact de la rotation de phase sur la constellation OFDM, IBO=6dB, $\varphi_0=\pi/3$	58
2.4	Constellations d'un système FBMC/OQAM pour $a_{m_0,n_0} = 1$	59
2.5	Impact de la rotation de phase sur la constellation FBMC/OQAM, AP-Saleh, IBO=6dB, $\varphi_0=\pi/3$	61
2.6	Les distributions de $u_{m,n}$ et $a_{m,n}^Q$	63
2.7	Comparaison des performances des systèmes OFDM et FBMC/OQAM, 4-QAM, 64 sous-porteuses, AP-Saleh, canal BBAG.	63
2.8	Comparaison des performance OFDM et FBMC/OQAM, 16-QAM, 64 sous-porteuses, AP-Saleh, canal BBAG.	64
2.9	Comparaison des performances des systèmes OFDM et FBMC/OQAM, 16-QAM, 64 sous-porteuses, SEL, canal BBAG.	66
2.10	Comparaison des performances des systèmes OFDM et FBMC/OQAM, 16-QAM, 64 sous-porteuses, AP-Saleh, canal BBAG.	66
2.11	Comparaison des performances des systèmes OFDM et FBMC/OQAM, 16-QAM, 64 sous-porteuses, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/6$, canal BBAG.	67
2.12	TEB en fonction de E_b/N_0 pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM, 64 sous-porteuse, 16-QAM, TWTA, $\varphi_0 = \pi/3$, IBO=6dB, canal de Rayleigh.	70
3.1	Structure générale d'une pré-distorsion	72
3.2	Structure de neurone artificiel	74
3.3	Architecture du perceptron multicouche PMC	76
3.4	Chaîne de transmission FBMC/OQAM en présence d'une pré-distorsion. . .	78

TABLE DES FIGURES

3.5	Apprentissage et généralisation de la pré-distorsion	79
3.6	Structure de pré-distorsion adaptative	80
3.7	Pré-distorsion adaptative Standard	81
3.8	TEB en fonction de E_b/N_0 pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM avec la PDN standard, 64 sous-porteuses, 16-QAM, AP-Saleh, IBO=6dB, $\varphi_0 = \pi/6$, canal BBAG.	82
3.9	Pré-distorsion adaptative modifiée	83
3.10	TEB en fonction de E_b/N_0 pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM avec la nouvelle structure de PDN, 64 sous-porteuses, 16-QAM, AP-Saleh, IBO=6dB, $\varphi_0 = \pi/6$, canal BBAG.	84
4.1	Récepteur FBMC/OQAM	88
4.2	Génération du bruit estimé $\hat{d}(t)$	90
4.3	Chaîne de correction	91
4.4	Schéma général de la technique PANC pour la modulation FBMC/OQAM .	91
4.5	TEB en fonction de E_b/N_0 pour un système FBMC/OQAM, 64 sous-porteuses, 4-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, IBO=6dB, BBAG	93
4.6	TEB en fonction de E_b/N_0 pour un système FBMC/OQAM, 64 sous-porteuses, 16-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, IBO=6dB, BBAG	94
4.7	Chaîne de transmission FBMC/OQAM en présence d'un codeur canal . . .	94
4.8	Récepteur PANC pour la modulation FBMC/OQAM en présence d'un co- deur canal	95
4.9	TEB en fonction de E_b/N_0 pour un système FBMC/OQAM avec codage canal, 64 sous-porteuse, 16-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, IBO=6dB, canal constant.	96
4.10	Définition des échantillons appartenant aux deux classes u^t et u^f	97
4.11	TEB en fonction de E_b/N_0 pour un système OFDM, 256 sous-porteuse, 16-QAM, AP-Saleh, BBAG.	101

TABLE DES FIGURES

4.12	TEB en fonction de E_b/N_0 pour un système FBMC/OQAM, 64 sous-porteuses, 16-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, canal BBAG.	104
4.13	TEB en fonction de E_b/N_0 pour un système FBMC/OQAM, 64 sous-porteuses, 16-QAM, AP-Saleh, IBO=6dB, $\varphi_0 = \pi/6$, canal BBAG.	104

Introduction

0.1 Contexte et motivation

De nos jours, les systèmes de communication numérique ont suivi une croissance spectaculaire en termes de nombre d'utilisateurs, de débits offerts et du nombre d'applications développées. Ainsi, les demandes d'utilisateurs en terme de nouvelles applications et de débit de téléchargement augmentent avec le développement de nouveaux standards et de nouvelles technologies de communication. Pour répondre à tous ces besoins, des techniques de modulation multi-porteuses ont été proposées afin d'améliorer les capacités réseaux. Parmi ces techniques, on trouve l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui représente la technique adoptée par les standards 4G vu sa robustesse vis à vis des effets du canal ainsi que sa simplicité d'implémentation par simple FFT. Cette technique utilise la modulation QAM et une forme d'onde rectangulaire. Malgré que la modulation OFDM présente plusieurs avantages, cette technique présente l'inconvénient des remontées spectrales hors bande et des pertes au niveau de la bande passante introduite par le préfixe cyclique. En plus, l'OFDM est très sensible aux effets de synchronisation.

Ces inconvénients, ont poussé les chercheurs à développer de nouvelles techniques de transmission à base de banc de filtre afin de combattre ces limites. L'FBMC/OQAM (Filter Banc Multicarrier Modulation/ Offset Quadrature Amplitude Modulation) vient remplacer les modulations OFDM grâce à sa réponse impulsionnelle bien localisé en fréquence. Ainsi, cette technique offre une meilleure efficacité spectrale puisque aucun intervalle de garde n'est introduit. En outre, les formes d'ondes à banc de filtre présentent des remontés spectrale hors bande faible par rapport à l'OFDM.

Cependant, le majeur inconvénient lié aux modulations multi-porteuses concerne le fort

facteur de crête (PAPR, Peak to Average Power Ratio) du signal modulé. Le PAPR est défini comme étant le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne du signal. Il caractérise les fluctuations du signal qui peuvent être importantes. Cet aspect s'aggrave avec l'amplification du signal temporel. En effet, l'amplificateur de puissance, dernier élément de la chaîne d'émission avant l'antenne, est généralement non-linéaire.

Les effets non-linéaires de l'amplificateur de puissance conduit à des distorsions en phase (AM/PM) et en amplitude (AM/AM) du signal transmis ce qui génère des accroissements spectrales en dehors de la bande utile du signal et des déformations au niveau des constellations des signaux modulés, engendrant ainsi des dégradations des performances du système.

La conjonction d'un PAPR élevé et d'AP travaillant dans un domaine proche de la saturation va générer un impact important sur les performances du système de communication en termes de TEB, d'efficacité spectrale et d'interférences avec les porteuses voisines.

0.2 Objectifs de la thèse

L'objectif de cette thèse est d'étudier l'impact des non-linéarités dans les systèmes multi-porteuses de type FBMC/OQAM et de proposer des solutions permettant de réduire ces imperfections. La thèse comportera deux volets principaux :

- Étude théorique de l'impact des non-linéarités (NL) sur les performances (TEB) dans des systèmes de type FBMC/OQAM et OFDM.
- Correction de l'impact des NL par pré-distorsion neuronale au niveau de l'émetteur et par des algorithmes itératifs au niveau du récepteur.

0.3 Plan de la thèse

Le présent manuscrit est organisé comme suit

Chapitre-1 État de l'art

Dans le premier chapitre nous allons présenter dans un premier temps les différentes techniques de modulation multi-porteuse ainsi que leurs avantages et inconvénients. Dans un

deuxième temps, nous présenterons les différents modèles d'amplificateurs de puissance sans mémoire.

Chapitre-2 Performance des modulations multi-porteuse en présence d'amplificateur de puissance

Dans le chapitre 2, en se basant sur la modélisation du signal amplifié par un gain complexe multiplié par le signal d'entrée plus un bruit additif, nous avons développé des expressions analytiques des paramètres de la non-linéarité suite à une approximation polynomiale du n'importe quel modèle d'amplificateur sans mémoire. Ensuite, nous avons étudié les performances en terme de TEB dans le cas d'un canal BBAG (Bruit Blanc Additif Gaussien) et dans le cas d'un canal de Rayleigh à évanouissement plat. Ainsi, nous avons montré la sensibilité des modulations FBMC/OQAM aux effets de la rotation de phase.

Chapitre-3 Linéarisation de l'amplificateur de puissance par pré-distorsion Adaptive Neuronale

Le chapitre 3 présente une technique de linéarisation d'amplificateur de puissance par pré-distorsion adaptative. Dans un premier temps, une étude bibliographique sur les techniques de linéarisation par pré-distorsion est présentée. Ensuite, nous avons adapté un schéma de pré-distorsion déjà proposé pour un système OFDM à un système FBMC/OQAM. Les résultats obtenus avec ce schéma ne sont pas identiques avec une dégradation des performances de FBMC/OQAM par rapport à OFDM d'où un nouveau schéma de pré-distorsion est proposé pour la technique FBMC/OQAM et qui nous permet d'obtenir les mêmes performances.

Chapitre-4 Correction de non-linéarités au niveau du récepteur

Dans ce dernier chapitre, deux techniques de correction des non-linéarités au niveau du récepteur sont proposées. La première technique se base sur un récepteur itératif, qui à chaque itération il calcule la distorsion NL et la corrige. La deuxième technique permet de corriger en une seule itération les distorsions introduites par l'amplificateur.

Chapitre-5 Conclusion et perspectives

Ce chapitre résume les principales contributions de cette thèse et donne quelques perspectives pour des futurs travaux.

0.4 Liste des publications

Revue internationale avec comité de lecture

H.Bouhadda, H.Shaiek, D.Roviras, R.Zayani, Y.Medjahdi, R.Bouallegue, "Theoretical analysis of BER performance of non-linearly amplified FBMC/OQAM and OFDM signals", EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, pp.1-16, 2014, (doi :10.1186 /1687-6180-2014-60)

Conférence internationale avec comité de lecture

H.Bouhadda, R.Zayani, H.Shaiek, D.Roviras, R.Bouallegue, "Iterative receiver cancellation of nonlinear power amplifier distortion in FBMC/OQAM system", IEEE Wimob,, ABU DHABI, EAU, October 2015.

H.Bouhadda, R.Zayani, H.Shaiek, D.Roviras, R.Bouallegue, "Receiver Technique for Detection and Correction of Nonlinear High Power Amplifier Distortion Errors in OFDM systems", IEEE VTC-Spring, Glasgow, Scotland, May 2015.

H.Bouhadda, H.Shaiek, R.Zayani, Y.Medjahdi, D.Roviras, R.Bouallegue, "Sensitivity analysis of FBMC signals to Non Linear phase distortion", IEEE ICC, NSW, Sydney, Australia, June 2014.

R.Zayani, Y.Medjahdi, H.Bouhadda, H.Shaiek, D.Roviras, R.Bouallegue "Adaptive Predistortion techniques for non-linearly amplified FBMC-OQAM signals", IEEE VTC-Spring, KOREA, May 2014.

H.Bouhadda, R.Zayani, D.Roviras, and R.Bouallegue, "Mimetic-Crossover Neural Network Predistortion for the compensation of the joint effects of frequency selective crosstalk and HPA nonlinearity for MIMO-OFDM systems", IPWIS, Tunisia, , March 2012.

Chapitre 1

Les modulations multi-porteuse et les amplificateurs de puissance

1.1 Introduction

Ce premier chapitre présente les principales notions qui vont être utilisées dans cette thèse. Dans le premier paragraphe, nous présenterons les modulations OFDM et FBMC/OQAM. Dans le deuxième paragraphe, nous présenterons les amplificateurs de puissance. Ensuite, nous aborderons, l'influence des AP sur les systèmes multi-porteuses et les solutions proposées dans la littérature pour réduire ou éliminer ces distorsions.

1.2 Les modulations multi-porteuse

Dans des canaux RF multi-trajets, les communications mono-porteuse nécessitent une égalisation complexe au niveau du récepteur. Face à ces contraintes, des systèmes de communication multi-porteuses viennent remplacer les systèmes mono-porteuse tout en offrant une transmission simultanée sur plusieurs porteuses. Dans cette thèse, nous concéderons deux systèmes multi-porteuses, que nous détaillerons dans les paragraphes 1.2.1 et 1.2.2.

1.2.1 La modulation OFDM

La technique de modulation OFDM est très utilisée dans les systèmes où le canal de propagation est fortement sélectif en fréquence sur la bande considérée. En outre, l'OFDM utilise un préfixe cyclique (CP) pour combattre les interférences entre symboles. Nous

notons aussi, que le modulateur et le démodulateur OFDM sont conçus à base de transformée de fourrier inverse (IFFT) et directe (FFT) respectivement. En plus, cette modulation est désormais intégrée dans de nombreux standards de télécommunication. On peut citer l'Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL), le DAB, DVB-T, IEEE 802.11, IEEE 802.16 ou encore LTE (Long Term Evolution) comme standards utilisant aujourd'hui l'OFDM.

1.2.1.1 Principe

Le signal OFDM transmis en bande de base est donné par l'expression suivante :

$$i(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n} f(t - mT) e^{j \frac{2\pi}{T} nt} \quad (1.1)$$

avec

- N est le nombre de sous porteuses,
- T est la durée d'un symbole OFDM,
- $a_{m,n}$ est le symbole transmis sur la $n^{\text{ème}}$ sous porteuse à l'instant mT . Résultant d'une modulation de type M-QAM,
- $f(t)$ est le filtre rectangulaire de longueur T qui est donné par :

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} & t \in [0, T] \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (1.2)$$

Au niveau du récepteur le symbole reçu sur la sous-porteuse (n_0) à l'instant m_0T est donné par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} y_{m_0, n_0} &= \langle i(t), f(t - m_0T) e^{j \frac{2\pi}{T} n_0 t} \rangle \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} i(t) f(t - m_0T) e^{-j \frac{2\pi}{T} n_0 t} dt \\ &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{+\infty} a_{m,n} f(t - mT) f(t - m_0T) e^{j \frac{2\pi}{T} (n - n_0) t} dt = \hat{a}_{m_0, n_0} \end{aligned} \quad (1.3)$$

avec

- $\langle ., . \rangle$ représente l'opérateur produit scalaire.

La figure 1.1 présente le schéma général d'un modulateur démodulateur OFDM.

avec, $i(t)$ est le signal modulé, $z(t)$ le signal à l'entrée du récepteur et \hat{a}_{m_0, n_0} le symbole reçu à l'instant m_0T sur la porteuse n_0 .

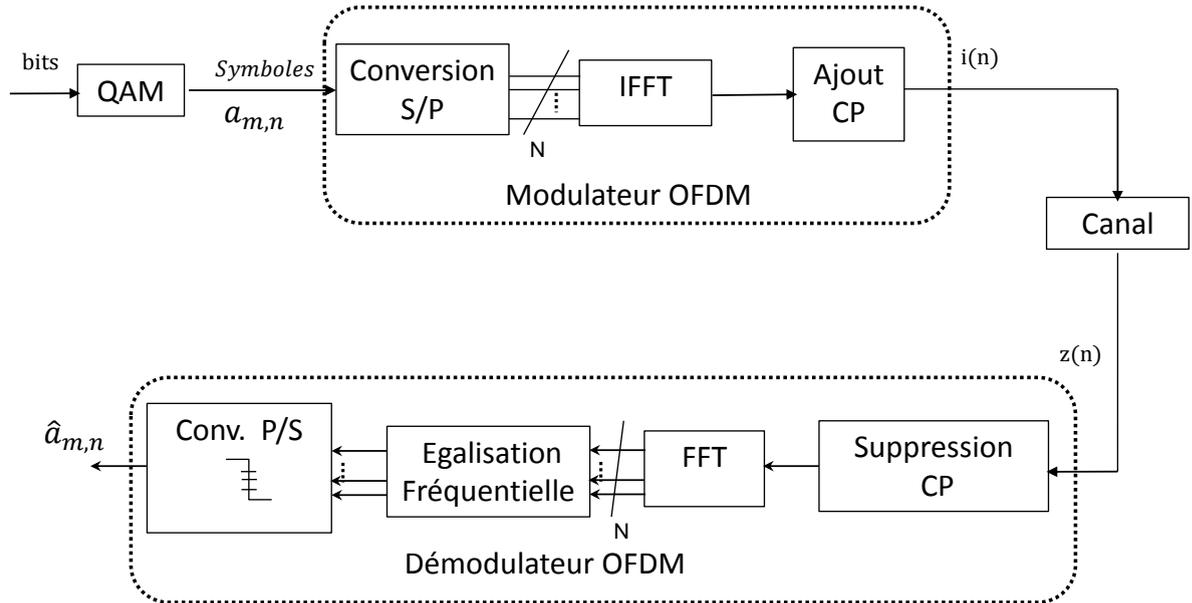


FIGURE 1.1 – Schéma générale du Modulateur/Démodulateur OFDM.

1.2.1.2 Avantages et inconvénients de l'OFDM

Comme toute technique de modulation l'OFDM présente des avantages et des inconvénients que nous allons citer. Parmi les avantages des systèmes de l'OFDM nous notons :

- L'utilisation optimale de la bande de fréquences allouée grâce à l'orthogonalité entre les porteuses,
- Un coût faible, dû au fait que la modulation/démodulation utilise un algorithme peu complexe qui est la FFT/IFFT,
- Une égalisation simple et optimale grâce à l'ajout du CP,
- Une bonne résistance à l'étalement des canaux multi-trajets.

Cependant, les inconvénients de l'OFDM sont :

- Des phénomènes de déphasage sur les symboles reçus pouvant intervenir et dégrader les performances du système en causant des erreurs de synchronisation temporelle,
- Le désaccord en fréquence entre les oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur, appelé (Offset Frequency), engendre des interférences entre les porteuses, impliquant

ainsi une perte d'orthogonalité entre ces dernières,

- La vulnérabilité aux distorsions non-linéaires causées par l'amplificateur de puissance à l'émission.
- Les remontés hors bande de la densité spectrale de puissance (DSP) dues à l'utilisation d'un filtre rectangulaire, pour la mise en forme des symboles à transmettre.

1.2.2 Les formes d'onde post OFDM

Comme nous l'avons déjà dit, parmi les inconvénients des modulations OFDM nous notons l'utilisation du préfixe cyclique qui réduit l'efficacité spectrale. En plus, l'OFDM présente des lobes secondaires très élevés au niveau de la PSD. Afin de combattre ces problèmes d'autres formes d'ondes ont été proposées. Ces formes d'ondes répondent aux exigences imposées par l'augmentation du nombre d'utilisateurs, des débits de téléchargement et d'accès à l'information tout en tenant compte de l'ergonomie des équipements utilisés. Les nouvelles techniques de modulation sont à base de banc de filtre à savoir les modulations FMT (Filtred Multitone Modulation) [1], FBMC/OQAM [2], GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing) [3], UFMC (Universal Filtred Multicarrier) [4] et les modulation BFDM (Bi-orthogonal Frequency Division Multiplexing) [5].

Dans cette thèse, on propose une étude des performances en terme de taux d'erreurs binaires (TEB) du système multi-porteuses de type FBMC/OQAM en présence d'AP, en le comparant à l'OFDM. La technique de modulation FBMC/OQAM sera présentée dans le paragraphe 1.2.3.

1.2.3 La modulation FBMC/OQAM

La modulation FBMC/OQAM se positionne comme une alternative à la modulation OFDM classique dans les systèmes 5G. FBMC/OQAM offre une meilleure efficacité spectrale par rapport au système OFDM qui est due à la non-utilisation du préfixe cyclique en plus, elle présente des remontées spectrales faibles au niveau de la DSP.

1.2.3.1 Principe de la modulation FBMC/OQAM

L'OQAM consiste à introduire un décalage temporel d'une demi période $T/2$ entre la partie réelle et la partie imaginaire du symbole QAM transmis sur une sous-porteuse donnée. Ce qui permet d'éliminer les interférences entre symboles. Les figures 1.2-(a) et (b) présentent la répartition des symboles selon les sous-porteuses pour les modulations OFDM et FBMC/OQAM.

Le signal FBMC/OQAM transmis en bande de base peut s'écrire sous la forme suivante

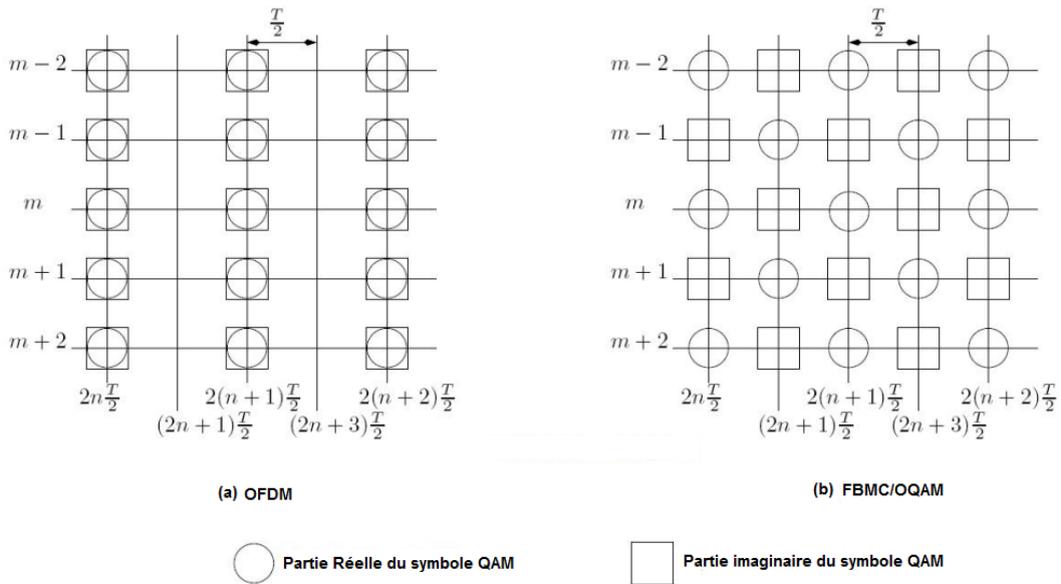


FIGURE 1.2 – Répartition des symboles OFDM et FBMC/OQAM selon les sous-porteuses

[6] :

$$i(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n} h(t - mT/2) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\varphi_{m,n}} \quad (1.4)$$

avec :

- $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre prototype,
- $a_{m,n}$ représente la partie réelle ou imaginaire du symbole transmis.
- $\varphi_{m,n}$ est un terme de phase, donné par :

$$\varphi_{m,n} = \frac{\pi}{2}(m + n) - \pi mn \quad (1.5)$$

Considérant, la version décalée de $h(t)$ en temps et en fréquence :

$$\gamma_{m,n}(t) = h(t - mT/2)e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\varphi_{m,n}} \quad (1.6)$$

Une re-écriture de l'équation (1.4) donne,

$$i(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n} \gamma_{m,n}(t) \quad (1.7)$$

A la réception, le signal en sortie du démodulateur FBMC/OQAM à l'instant m_0 et sur la sous-porteuse n_0 est donné par :

$$\begin{aligned} y_{m_0,n_0} &= \langle i(t), \gamma_{m_0,n_0}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} i(t) \gamma_{m_0,n_0}^*(t) dt \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{N-1} a_{m,n} \int_{-\infty}^{+\infty} \gamma_{m,n}(t) \gamma_{m_0,n_0}^*(t) dt \\ &= \hat{a}_{m_0,n_0} + \sum_{m,n \neq m_0,n_0} a_{m,n} \int_{-\infty}^{+\infty} \gamma_{m,n}(t) \gamma_{m_0,n_0}^*(t) dt \end{aligned} \quad (1.8)$$

avec :

- $\gamma_{m_0,n_0}^*(t)$ est le complexe conjugué de $\gamma_{m_0,n_0}(t)$,

Dans [2], le filtre prototype est conçu de sorte que le terme d'interférence intrinsèque, u_{m_0,n_0} , soit orthogonal au symbole utile c.à.d. qu'il est purement imaginaire.

$$u_{m_0,n_0} = \sum_{m,n \neq m_0,n_0} a_{m,n} \underbrace{\int_{-\infty}^{+\infty} \gamma_{m,n}(t) \gamma_{m_0,n_0}^*(t) dt}_{\Psi_{\Delta m, \Delta n} \subset R} \quad (1.9)$$

Le filtre prototype est conçu de sorte qu'il soit bien localisé dans le domaine temps-fréquence. Dans cette thèse nous avons considéré le filtre prototype PHYDIAS proposé dans [2]. La longueur du filtre considéré est donnée par :

$$L_p = lN \quad (1.10)$$

avec l est un entier positif fixé à 4. La réponse impulsionnelle du filtre prototype PHYDIAS est donnée par l'équation (4.4.1.2), [7], et est représentée par la figure 1.3.

1.2. LES MODULATIONS MULTI-PORTEUSE

$$h(t) = 1 + 2 \sum H_l \cos\left(\pi l \frac{t}{2T}\right), |t| \leq 4T \quad (1.11)$$

où, H_l sont des coefficients choisis pour satisfaire le critère de Nyquist. Ces coefficients sont donnés par :

$$\begin{cases} H_0 = 1 & H_1 = 0.971960 \\ H_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} & H_3 = \sqrt{1 - H_1^2} = 0.235147 \\ H_l = 0 & \text{pour } l > 3 \\ H_l = H_{-l} & \text{pour } l < 0 \text{ (pour obtenir des valeurs filtrés réelles)} \end{cases} \quad (1.12)$$

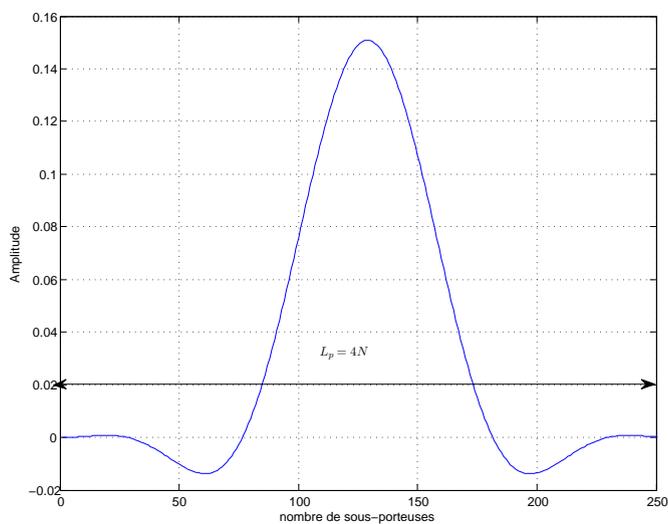


FIGURE 1.3 – Réponse impulsionnelle du filtre prototype, 64 sous-porteuse et $l = 4$

1.2. LES MODULATIONS MULTI-PORTEUSE

Les coefficients $\Psi_{\Delta m, \Delta n}$ de l'équation (1.9) sont donnés par la table 1.1.

TABLE 1.1 – Table d'interférence FBMC.

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

Pour une reconstruction parfaite de la partie réelle du symbole transmis a_{m_0, n_0} , nous prenons la partie réelle (décision OQAM) du signal démodulé y_{m_0, n_0} comme illustré le tableau 1.2.

Il est clair, à partir de le tableau 1.2, que les interférences entre symboles (IES) et les

TABLE 1.2 – Table de décision OQAM.

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

interférences entre porteuses (IEP) sont totalement éliminées après décision OQAM sur les symbole reçu y_{m_0, n_0} .

L'implémentation numérique d'un système FBMC/OQAM est assurée par une représentation polyphasée du filtre prototype. Le Banc de Filtre de Synthèse (BFS) est composé d'une IFFT en cascade avec un réseau polyphasé et inversement pour le Banc de Filtre d'Analyse (BFA), nous avons le réseau polyphasé suivi d'une FFT. La figure 1.4 synthétise le modulateur/démodulateur FBMC/OQAM.

Sachant que $\uparrow N$ et $\downarrow N$ sont respectivement la fonction de sur-échantillonnage et sous-échantillonnage d'un facteur N .

1.2.3.2 Avantages et inconvénients de FBMC/OQAM

La technique de modulation FBMC/OQAM offre plusieurs avantages par rapport à la modulation OFDM. Parmi ces avantages, nous pouvons citer :

1. Elle ne fait pas appel au préfixe cyclique et donne une meilleure efficacité spectrale

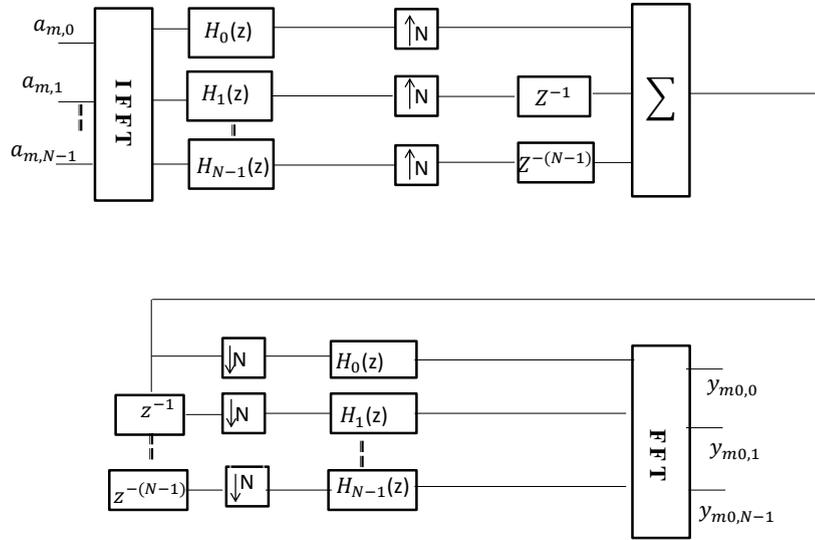


FIGURE 1.4 – Trans-multiplexeur FBMC/OQAM.

par rapport à l'OFDM,

2. Le filtre prototype est bien localisé en fréquence. Ainsi, l'FBMC/OQAM offre des remontées spectrales hors bande beaucoup plus faible que celles de la modulation OFDM. Une comparaison entre les densités spectrales de puissance (DSP) des deux systèmes est représentée par la figure 1.5,

Parmi les inconvénients de l'FBMC/OQAM, nous pouvons citer :

1. L'utilisation des bancs de filtres polyphasés, induit un retard supérieur à celui de l'OFDM en plus d'un chevauchement entre les symboles transmis,
2. FBMC/OQAM présente une complexité d'implémentation supérieure à celle de l'OFDM.

1.3 Les amplificateurs de puissance

1.3.1 Introduction aux amplificateurs de puissance

Dans une chaîne de transmission, l'amplification du signal à transmettre est nécessaire afin de pouvoir le propager sur le canal de propagation. Dans toute chaîne de transmission, il est souhaitable d'avoir un amplificateur de puissance à rendement maximal. Sauf que cette condition implique que ce dernier doit fonctionner proche de la zone non-linéaire.

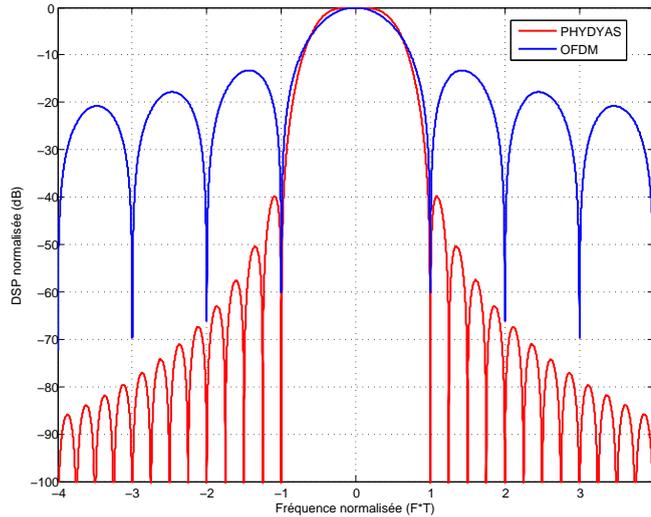


FIGURE 1.5 – Densité Spectrale de puissance des systèmes OFDM et FBMC/OQAM, 64 sous-porteuses, 16-QAM, TWTA, $\varphi_0 = \pi/3$, IBO=8dB.

Ainsi, l'amplificateur de puissance est sensé opérer dans une région proche de sa zone de saturation, afin d'optimiser son efficacité énergétique et obtenir le maximum de puissance. La figure 1.6 montre que le rendement maximal est obtenu lorsque l'amplificateur fonctionne près de sa zone de saturation (non-linéaire). Cependant, dans cette région la linéarité est fortement dégradée.

Généralement, les amplificateurs utilisés dans la pratique ont des caractéristiques non-linéaires et ils sont caractérisés par des compressions en amplitude (AM/AM) et par des déphasages non-linéaire au niveau des signaux à la sortie de l'amplificateur (AM/PM). En fait, la variation de l'amplitude de sortie en fonction de celle d'entrée est appelée conversion AM/AM. D'autre part, le déphasage entre le signal de sortie et celui de l'entrée est dit conversion AM/PM.

On définit aussi, la notion du recul d'entrée ou encore le Input Back-Off (IBO) qui est le rapport entre la puissance de saturation à l'entrée de l'AP et la puissance moyenne du signal a l'entrée de l'AP. L'IBO est donné par l'équation (1.13)

$$IBO[dB] = 10 \log_{10} \frac{P_{sat}}{P_e} \quad (1.13)$$

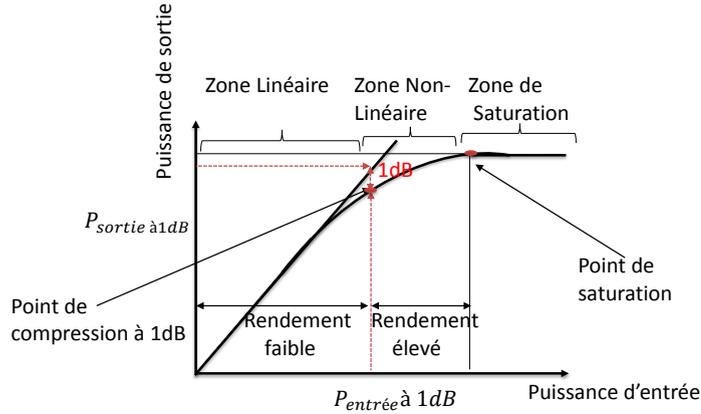


FIGURE 1.6 – Caractéristique AM/AM, compromis entre linéarité et rendement d’un amplificateur de puissance.

Avec, P_{sat} est la puissance de saturation à 1dB de compression et P_e est la puissance moyenne du signal à l’entrée de l’AP.

Un autre paramètre qui caractérise l’amplificateur de puissance est son rendement, qui est le rapport entre la puissance de sortie et la puissance consommée par l’amplificateur. Le rendement est donné par l’équation (1.14).

$$\eta[\%] = \frac{P_s}{P_c} \quad (1.14)$$

Où, P_s est la puissance moyenne de sortie et P_c est la puissance moyenne consommée par l’amplificateur.

1.3.2 Modèle d’AP sans mémoire

L’émetteur simplifié d’une chaîne de transmission en présence d’un amplificateur de puissance est donné par la figure 1.7.

Le signal en sortie du modulateur peut s’écrire sous la forme :

$$i(t) = \rho(t)e^{j\varphi(t)} \quad (1.15)$$

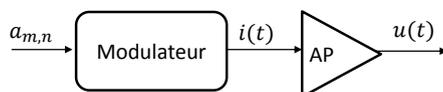


FIGURE 1.7 – Émetteur simplifié.

avec, $\rho(t)$ et $\varphi(t)$ sont le module et la phase du signal d'entré respectivement.

En sortie de l'AP, le signal $u(t)$ est donné par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} u(t) &= F_a(\rho(t)) \exp(jF_p(\rho(t))) \exp(j\varphi(t)) \\ &= S(\rho(t)) \exp(j\varphi(t)) \end{aligned} \quad (1.16)$$

Avec, $F_a(\rho(t))$, $F_p(\rho(t))$ sont respectivement les caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'AP et $S(\rho(t)) = F_a(\rho(t)) \exp(jF_p(\rho(t)))$ représente l'enveloppe complexe du signal amplifié $u(t)$. Afin de simplifier l'écriture de F_a , de F_p et donc de S , nous allons supprimer, dans la suite de ce mémoire, la dépendance temporelle de ces expressions.

1.3.2.1 Amplificateur modèle SEL

Ce modèle d'amplificateur est considéré comme le résultat d'une pré-distorsion idéale qui écrête le signal d'entrée selon l'amplitude de saturation. Ce type d'amplificateur présente les caractéristiques de conversion suivantes.

$$\begin{aligned} F_a(\rho) &= \begin{cases} \rho, & \rho \leq A_{sat} \\ A_{sat}, & \rho > A_{sat} \end{cases} \\ F_p(\rho) &= 0 \end{aligned} \quad (1.17)$$

- A_{sat} est l'amplitude de saturation de l'AP,
- Nous notons que pour ce modèle, la distorsion de phase $F_p(\rho)$ est nulle.

1.3.2.2 Amplificateur modèle de Rapp

Rapp à proposé un modèle pour les amplificateurs à base de semi-conducteurs (SSPA pour Solid State Power Amplifier) et qui sont utilisés dans les systèmes radio-mobiles. Pour ce modèle, les caractéristiques AM/AM et AM/PM sont données par l'équation (1.18), [8].

$$\begin{aligned} F_a(\rho) &= \frac{\rho}{(1+(\frac{\rho}{A_{sat}})^{2v})^{\frac{1}{2v}}} \\ F_p(\rho) &= 0 \end{aligned} \quad (1.18)$$

Les paramètres de base pour ce modèle sont l'amplitude de saturation A_{sat} et le facteur de la non-linéarité v . Pour des faibles valeurs de v , $F_a(\rho)$ est assez non-linéaire. Quand $u \rightarrow +\infty$ ce modèle tend vers le modèle SEL du paragraphe 1.3.2.1. Ce modèle n'induit qu'une non-linéarité d'amplitude.

1.3.2.3 Amplificateur modèle de Saleh

Ce modèle a été proposé pour les amplificateurs à Tube à Onde Progressive TOP ou encore TWTA (Traveling Wave Tube Amplifiers) et qui sont utilisés dans les systèmes de communications par satellite. Les équations suivantes donnent les caractéristiques de conversion AM/AM et AM/PM de ce modèle.

$$\begin{aligned} F_a(\rho) &= A_{sat}^2 \frac{\rho}{\rho(t)^2 + A_{sat}^2} \\ F_p(\rho) &= \varphi_0 \frac{\rho^2}{\rho^2 + A_{sat}^2} \end{aligned} \quad (1.19)$$

avec, φ_0 le paramètre qui contrôle la distorsion de phase introduite par l'AP. Les fonctions AM/AM et AM/PM de ces différents modèles d'amplificateurs sont présentées dans les deux figures suivantes :

1.3.2.4 Le modèle polynomial

C'est un modèle générique exprimant le signal de sortie $u(t)$ sous la forme.

$$u(t) = \sum_{n=1}^L a_n i(t) |i(t)|^{n-1} \quad (1.20)$$

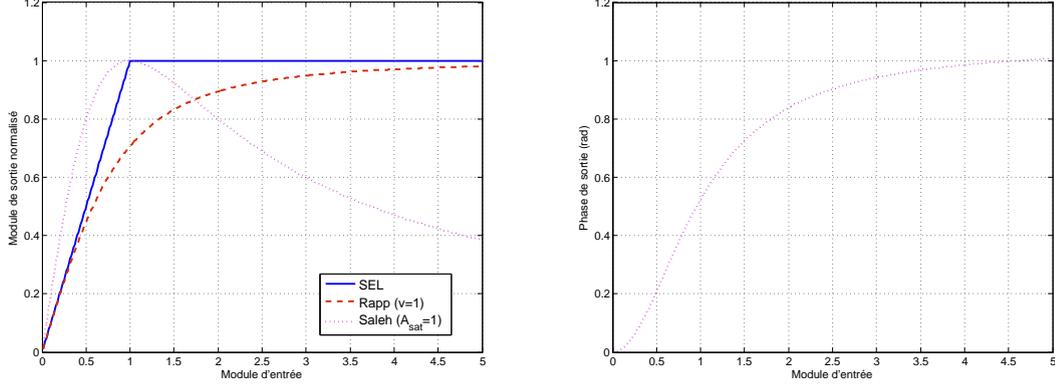


FIGURE 1.8 – Caractéristiques AM/AM et AM/PM des différents modèles d'AP, $\varphi_0 = \pi/3$.

avec

- L l'ordre du polynôme,
- a_n les coefficients complexes du polynôme.

Les fonctions $F_a(\rho)$ et $F_p(\rho)$ sont données par les équations (1.21) et (1.22) respectivement.

$$F_a(\rho) = \left| \sum_{n=1}^L a_n |i(t)|^n \right| \quad (1.21)$$

$$F_p(\rho) = \arctan \frac{\sum_{n=1}^L |i(t)|^n \Im(a_n)}{\sum_{n=1}^L |i(t)|^n \Re(a_n)} \quad (1.22)$$

où $\Re(\cdot)$ et $\Im(\cdot)$ représentent respectivement la partie réelle et la partie imaginaire.

1.3.3 Modèle d'amplificateur de puissance avec mémoire

L'effet mémoire veut dire que la sortie de l'AP à l'instant n ne dépend pas que du signal d'entrée à l'instant n mais aussi des entrées aux instants précédents. Parmi les modèle d'AP avec mémoire on trouve le modèle de Winer dont la fonction d'amplification est précédée par un filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF). Aussi, il y a le modèle de Hammerstein où l'amplificateur est suivi d'un filtre RIF.

Dans cette thèse, nous nous intéressons uniquement aux amplificateurs de puissance sans mémoire. Dans le paragraphe qui suit, nous présenterons les effets introduits par les

AP sur les systèmes OFDM et FBMC/OQAM.

1.3.4 Effets engendrés par les amplificateurs de puissance

Dans les systèmes multi-porteuse, l'AP cause des distorsions non-linéaires en amplitude (AM/AM) et en phase (AM/PM) au niveau du signal de sortie. Ces distorsions se traduisent par des effets dans la bande, qui affectent la qualité du signal et dégradent la récupération de l'information à la réception. Ainsi que des effets hors bande qui impactent les canaux adjacents et engendrent des interférences entre les utilisateurs.

1.3.4.1 Impact de l'AP dans la bande du signal transmis

La qualité d'une transmission peut être évaluée par le calcul du Taux d'Erreurs Binaire (TEB) afin de pouvoir juger les dégradations subies par le signal transmis. Ces dégradations dépendent du canal de propagation et des imperfections de la chaîne de transmission et aussi des distorsions causées par les non-linéarités des amplificateurs de puissance. Dans la figure 1.9, nous montrons les performances des systèmes OFDM et FBMC/OQAM en présence d'un amplificateur, modèle de Saleh, présentant une distorsion de phase nominale égale à $\varphi_0 = \pi/3$ et un IBO=8dB pour un canal à Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG).

On rappelle que E_b/N_0 est le rapport Énergie binaire par la densité spectrale du bruit. D'après la figure 1.9, on observe les dégradations causées par l'AP sur les TEB des deux systèmes. En outre, on observe une sensibilité plus importante de la modulation FBMC/OQAM aux distorsions causées par l'AP en la comparant avec la modulation OFDM. Nous reviendrons sur l'explication de cette différence dans le paragraphe 2.4.1.1

Toujours, en ce qui concerne les distorsions dans la bande du signal, nous constatons à partir des figures 1.11 et 1.12 que les constellations des signaux OFDM et FBMC/OQAM sont très affectées par les caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'AP. Ceci s'explique par le fait que les échantillons du signal OFDM, qui présente une enveloppe non constante à l'entrée de l'amplificateur, vont être amplifiés par des gains différents. De plus, le déphasage variera selon l'amplitude du signal d'entrée. De ce fait, le signal à la sortie de l'amplificateur présente une déformation non-linéaire et qui n'est pas négligeable. En bande de base,

1.3. LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

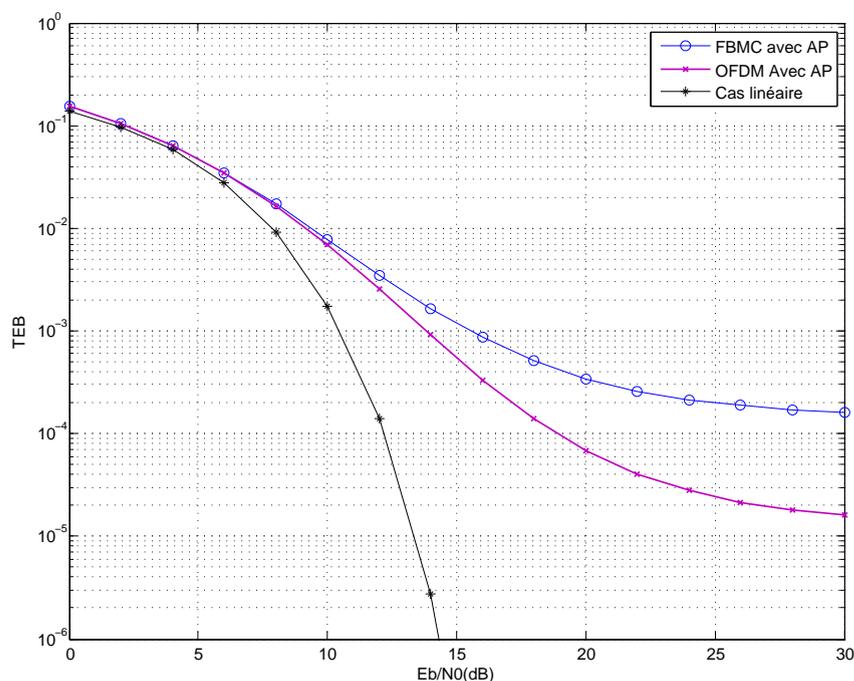


FIGURE 1.9 – TEB en fonction de E_b/N_0 pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM, 64 sous-porteuses, 16-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, $IBO=8\text{dB}$, canal BBAG.

le signal se caractérise par un embrouillement et une rotation moyenne de la constellation causés par les distorsions apportées au signal.

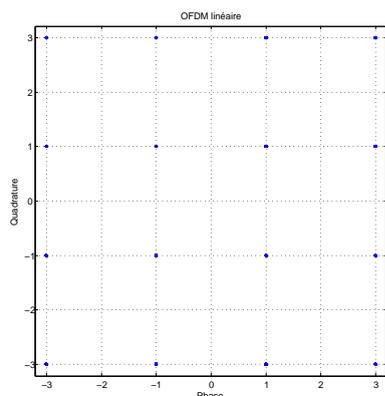


FIGURE 1.10 – Constellation OFDM sans AP, 16-QAM, $E_b/N_0 = 30$

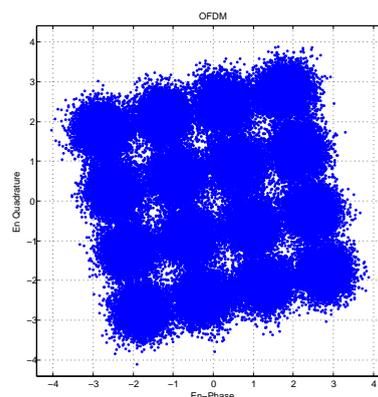


FIGURE 1.11 – Constellation OFDM avec AP, 16-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, $IBO = 8\text{dB}$, $E_b/N_0 = 30$

Les constellations des figures 1.10, 1.12 et 1.13 sont obtenus dans le cas de systèmes OFDM et FBMC/OQAM transmettant des symboles 16QAM et amplifiés par un AP modèle de Saleh avec $A_{sat} = 1$ et $\varphi_0 = \pi/3$.

1.3. LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

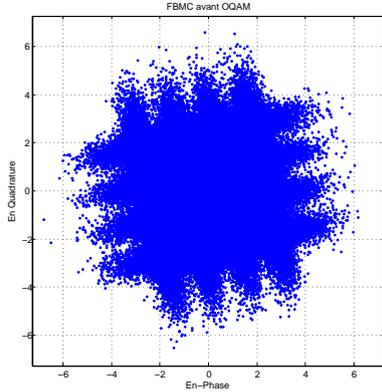


FIGURE 1.12 – Constellation FBMC/OQAM avant démodulation OQAM, 16-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, $IBO = 8dB$, $Eb/N0 = 30dB$

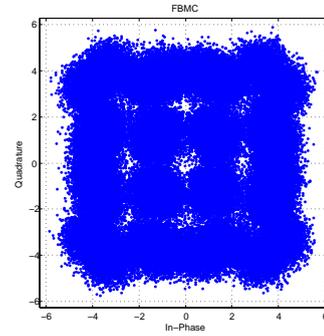


FIGURE 1.13 – Constellation FBMC/OQAM après démodulation OQAM, 16-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, $IBO = 8dB$, $Eb/N0 = 30dB$

1.3.4.2 Impact de l'AP, en dehors de la bande du signal transmis

Les amplificateurs de puissance non-linéaires génèrent des produits d'intermodulation qui vont causer la remontée des lobes secondaires du spectre du signal en sortie de l'AP.

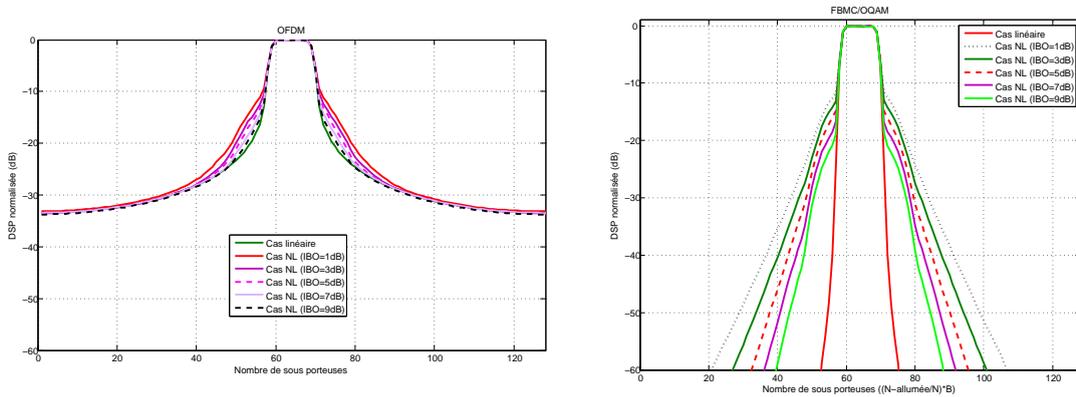


FIGURE 1.14 – Spectres des systèmes OFDM et FBMC/OQAM avant et après AP, 4-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$.

D'après la figure, 1.14, nous observons l'effet engendré par l'AP sur le spectre. Plus l'IBO est faible plus les remontées spectrales sont importantes.

Dans la suite de cette thèse, nous allons nous intéresser à l'impact de l'AP sur la bande du

signal transmis. Cet impact sera évalué en termes de TEB.

1.4 Correction et réduction des effets non-linéaires induits par l'AP

Les techniques de modulation multi-porteuses présentent des fluctuations dans leurs enveloppes. Cela mène à un fort facteur de crête ou encore Peak to Average Power Ratio PAPR. En outre, afin de garantir un rendement énergétique élevé, les amplificateurs de puissance doivent fonctionner à des IBO faibles. L'amplification NL d'un signal qui présente un PAPR élevé, induit en sortie un signal fortement distordu. Deux approches se présentent pour réduire ou corriger les effets non-linéaires de l'AP. La première approche se base sur la réduction du PAPR et ne sera pas traitée dans le cadre de cette thèse. Alors que la deuxième approche tend à linéariser au mieux les caractéristiques de conversions de l'AP.

1.4.1 Les techniques de linéarisation de l'AP

Les techniques de linéarisation peuvent être classées en deux catégories. Pour la première catégorie, la linéarisation est effectuée au niveau des circuits sur les équipements non-linéaires. L'autre catégorie est implémentée au niveau système en analogique ou en numérique.

Du point de vue coût et dimension, la première catégorie est implémentée au niveau des équipement utilisateurs par contre la deuxième catégorie est utilisée dans les stations de base, [9].

Pour les techniques de linéarisation au niveau circuit, on distingue plusieurs approches. Parmi ces approches, on trouve la technique de suppression d'harmonique [10], la technique d'injection d'harmonique, [11]. On trouve aussi, l'approche de compensation de gain de transconductance, [12], l'approche de compensation thermique [13]. Pour les techniques de linéarisation au niveau système, on distingue plusieurs approches. Tout d'abord, on peut citer la technique des puissances de back-off (Power back-off), [14]. Il existe, des techniques de linéarisation dites Feedback et dont on distingue plusieurs topologies à savoir la topologie RF-feedback, la topologie feedback par boucle polaire et la topologie feedback par boucle cartésienne, [15]. Une autre technique de linéarisation au niveau système est la

technique d'élimination d'enveloppe et restauration (EER Envelope Elimination and Restoration), [16]. Cette technique consiste à séparer la caractéristique d'amplitude de celle de phase, ensuite chacune passe par un circuit limiteur pour subir les transformations nécessaires. Une autre approche de linéarisation est la technique de linéarisation feed forward qui évalue le signal d'erreur, pour le soustraire du signal en sortie de l'AP, [17]. Finalement une autre technique de linéarisation se base sur la pré-distorsion et sera détaillée dans le chapitre 3.

1.4.2 Les techniques de réduction de PAPR

Dans la littérature, plusieurs techniques de réduction de PAPR ont été proposées pour les systèmes OFDM . Parmi les techniques de réduction de PAPR on trouve les techniques à compatibilité descendante tel que la technique d'écrêtage et d'ajout de signal [18]. La notion de compatibilité descendante signifie que le récepteur n'a aucune information sur le traitement déjà fait au niveau émetteur. On trouve aussi, d'autres techniques de réduction de PAPR pour les quelles le principe de la compatibilité descendante n'est plus respecté. Parmi ces techniques, il y a la technique de selective mapping [19] qui a l'avantage de garantir une bonne réduction du PAPR pour n'importe quel nombre de sous-porteuses. On trouve aussi, la technique de codage Reed-Muller [20]. Une autre technique de réduction de PAPR, est la technique tone reservation, [21] qui utilise quelques porteuses pour ajouter un signal réduisant les pics du signal multi-porteuses.

Comme annoncé précédemment toutes ces techniques ont été implémentées pour des systèmes OFDM, certaines ont été adaptées aux systèmes FBMC/OQAM. Parmi ces travaux nous citons, [22], [23], [24] et [25].

1.4.3 Compensation des non-linéarités au niveau du récepteur

En plus des techniques de correction des non-linéarités au niveau de l'émetteur, des techniques de correction au niveau du récepteur ont été proposées dans la littérature pour le système OFDM. Parmi ces techniques, il y a les méthodes post-distorsion [26]. Outre ces techniques, on trouve les techniques à base de récepteur itératif qui, en se basant sur la connaissance du modèle de l'AP, recalcule la distorsion et la soustrait de manière itérative

tel que dans [27; 28; 29; 30].

Dans le chapitre 4 nous allons présenter deux techniques de correction des distorsions non-linéaires au niveau des récepteurs OFDM ou FBMC/OQAM.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons introduits les modulations OFDM et FBMC/OQAM qui vont être considérées dans la suite de cette thèse. Nous avons également introduit le modèle d'AP, sans mémoire les plus couramment utilisés dans la littérature et les impacts qu'ils peuvent avoir sur une transmission OFDM ou FBMC/OQAM en termes de TEB ou de remontées spectrales. Les techniques permettant de réduire ces effets ont été, également, brièvement introduites.

Dans le chapitre 2, nous allons développer des expressions analytiques du TEB des systèmes OFDM et FBMC/OQAM en présence de différents modèles d'AP sans mémoire, pour une transmission *MQAM* symboles sur canaux à BBAG et de Rayleigh.

Chapitre 2

Performance du système FBMC/OQAM en présence d'un AP sans mémoire

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter une étude de performance en terme de TEB pour le système FBMC/OQAM en présence d'un amplificateur de puissance sans mémoire.

2.2 Modélisation d'un AP sans mémoire

Soit la chaîne de transmission donnée par la figure 2.1 dont on considère un modulateur FBMC/OQAM ou OFDM, un amplificateur de puissance et un démodulateur FBMC/OQAM ou OFDM.

Considérant un grand nombre de sous-porteuses, N très grand, en appliquant le théorème de la limite centrale, le signal d'entrée $i(t)$ est un processus aléatoire Gaussien [31]. En suite d'après le théorème de Bussgang [32; 33; 34] le signal à la sortie de l'AP peut être écrit comme étant un gain complexe multiplié par le signal $i(t)$ plus un bruit additif, tel que donné par l'équation suivante :

$$u(t) = K(t)i(t) + d(t) \quad (2.1)$$

avec,

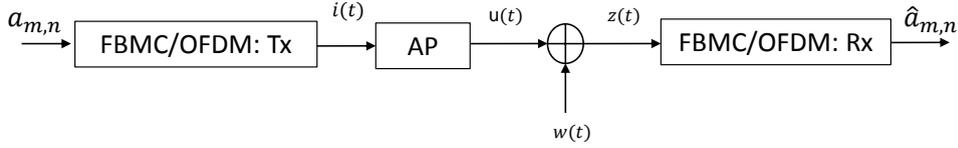


FIGURE 2.1 – Chaîne de transmission FBMC/OFDM en présence d'AP.

- $d(t)$ est un bruit additif à moyenne nulle et de variance σ_d^2 . $d(t)$ est non corrélé avec $i(t)$.
- $K(t)$ est un gain complexe de module $|K(t)|$ et de phase $\phi_K(t)$.

Nous pouvons démontrer, [35], que le gain complexe $K(t)$ peut être modélisé comme une série de Fourier qui s'écrit

$$K(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} k_i e^{j2\pi it/T} \quad (2.2)$$

Où k_i est le i ème coefficients de la série de Fourier donné par :

$$k_i = \int_{-T/2}^{T/2} K(t) e^{-j2\pi it/T} \quad (2.3)$$

Sur cette base, la ré-écriture de l'équation (2.1) donne

$$u(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} i(t) k_i e^{j2\pi it/T} + d(t) \quad (2.4)$$

Nous pouvons montrer, [35], que pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM si $i \neq 0$, $k_i = 0$ et donc l'équation (2.1) devient

$$u(t) = k_0 i(t) + d(t) = K i(t) + d(t) \quad (2.5)$$

Dans [35], les auteurs ont proposé des expressions analytiques pour le gain K_0 et la variance σ_d^2 de la distorsion NL $d(t)$. Pour le gain, nous avons

$$K = K_0 = \frac{1}{2} \mathbb{E} \left[\frac{\partial S(\rho)}{\partial \rho} + \frac{S(\rho)}{\rho} \right] \quad (2.6)$$

2.2. MODÉLISATION D'UN AP SANS MÉMOIRE

La variance σ_d^2 est donnée par :

$$\sigma_d^2 = \mathbb{E}(|d(t)|^2) = \mathbb{E}(|S(\rho)|^2) - |K|^2 \mathbb{E}(\rho^2) \quad (2.7)$$

Le tableau 2.1, donne une comparaison des valeurs obtenues à partir des équations (2.6) et (2.7) pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM en présence d'AP de type de Saleh avec $\varphi_0 = \pi/6$, $A_{sat} = 1$ et pour deux valeurs d'IBO (4dB et 8dB). Pour les résultats présentées dans le tableau 2.1, nous avons simulé un système de 10^6 symboles modulés en 4QAM et pour différents valeurs de nombre de sous-porteuses N .

TABLE 2.1 – Comparaison des valeurs expérimentales de K et σ_d^2 pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM en présence d'AP de Saleh.

N	OFDM		FBMC/OQAM		Erreur	
	K	$\sigma_d^2 \times 10^3$	K	$\sigma_d^2 \times 10^3$	K	σ_d^2
IBO=4dB						
4	0.579 + 0.113j	16.39	0.579 + 0.113j	16.27	1×10^{-7}	1×10^{-7}
64	0.591 + 0.110j	11.33	0.591 + 0.110j	11.33	3×10^{-7}	1×10^{-12}
1024	0.591 + 0.110j	11.33	0.592 + 0.110j	11.33	5×10^{-7}	0.0
IBO=8dB						
4	0.766 + 0.086j	7.087	0.767 + 0.085j	6.963	3×10^{-7}	1×10^{-8}
64	0.772 + 0.083j	2.424	0.772 + 0.083j	2.425	1×10^{-8}	4×10^{-13}
1024	0.772 + 0.083j	2.425	0.772 + 0.083j	2	1×10^{-8}	4×10^{-14}

L'erreur est obtenue en calculant la valeur absolue de la différence entre la valeur obtenue pour l'OFDM et celle obtenue dans le cas FBMC/OQAM. D'après les résultats présentés dans le tableau 2.1, nous confirmons que pour un nombre de sous-porteuse suffisamment grand, $N \geq 64$, les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM présentent les mêmes valeurs de K et σ_d^2 pour le modèle d'AP considéré.

2.3 Calcul Analytique de K et σ_d^2

Le calcul analytique des paramètres de la non-linéarité K et σ_d^2 dépend principalement de la complexité de l'expression de l'enveloppe complexe $S(\rho)$. Dans cette section, nous allons présenter les calculs analytiques de ces paramètres pour différents modèles d'amplificateurs sans mémoire.

2.3.1 K et σ_d^2 pour un amplificateur de type SEL

Dans [35], les auteurs ont proposé des expressions analytiques de K et σ_d^2 pour un amplificateur SEL en se basant sur les expressions (2.6) et (2.7). Ces expressions sont données par les deux équations suivantes :

$$K = (1 - e^{-\frac{A_{sat}^2}{\sigma^2}}) + \frac{1}{2} \sqrt{\pi \frac{A_{sat}^2}{\sigma^2}} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A_{sat}^2}{\sigma^2}} \right) \quad (2.8)$$

$$\sigma_d^2 = \sigma^2 (1 - e^{-\frac{A_{sat}^2}{\sigma^2}} - K^2) \quad (2.9)$$

2.3.2 K et σ_d^2 pour autre modèle d'AP

Contrairement au modèle d'amplificateur de type SEL, les autres modèles d'amplificateur à savoir le modèle de Rapp et le modèle de Saleh ont des enveloppes complexe $S(\rho)$ dont les expressions sont beaucoup plus complexe (1.19) et (1.18). Si on considère un AP de type Saleh, $S(\rho)$ est de la forme :

$$\begin{aligned} S(\rho) &= F_a(\rho) \exp(jF_p(\rho)) \\ &= A_{sat}^2 \frac{\rho}{\rho^2 + A_{sat}^2} \exp(j(\varphi_0 \frac{\rho^2}{\rho^2 + A_{sat}^2})) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Et pour le cas d'un modèle de Rapp, $S(\rho)$ est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} S(\rho) &= F_a(\rho) \exp(jF_p(\rho)) \\ &= \frac{\rho}{(1 + (\frac{\rho}{A_{sat}})^{2v})^{\frac{1}{2v}}} \end{aligned} \quad (2.11)$$

D'après les deux équations (2.10) et (2.11), l'obtention d'expressions théoriques de K et σ_d^2 est très compliquées, vu qu'on se retrouve face au calcul des espérances des fonctions

complexes. En outre, dans [35], les auteurs n'ont pas présenté des expressions théorique pour K et σ_d^2 pour les deux modèles Rapp et Saleh. Dans le but de pouvoir simplifier le calcul analytique de K et σ_d^2 , nous proposerons dans ce qui suit, une méthode par approximation polynomiale de $S(\rho)$ qui va nous simplifier le calcul analytique des paramètres de la non-linéarité des équations (2.6) et (2.7) pour n'importe quel modèle d'AP.

2.3.3 Méthode Proposée

Notre approche consiste à une approximation polynomiale du modèle de l'AP [36], dont la sortie est donnée par :

$$u(t) = \sum_{n=1}^L a_n i(t) |i(t)|^{n-1} \quad (2.12)$$

avec,

- L décrit l'ordre du polynôme,
- a_n représentent les coefficients complexes de l'approximation polynomiale.

Pour les modèles polynomiaux existants dans la littérature, seules les coefficients impairs sont utilisés afin d'approximer la caractéristique AM/AM de l'AP [37]. Dans le but d'avoir une meilleur approximation de l'enveloppe complexe du signal amplifié $S(\rho)$, nous avons choisi de considérer les ordres pairs et les ordres impairs des coefficients du polynôme. En utilisant l'approximation polynomiale de l'équation (2.12), on peut écrire la sortie d'AP comme suit :

$$u(t) = e^{j\varphi} \sum_{n=1}^L a_n \rho^n = e^{j\varphi} S(\rho) \quad (2.13)$$

La nouvelle expression de $S(\rho)$ est comme suit

$$S(\rho) = \sum_{n=1}^L a_n \rho^n \quad (2.14)$$

Nous notos que pour obtenir les valeurs complexes des coefficients a_n , $n = 1..L$, nous utilisons l'algorithme des moindres carrés (Least Square LS), tel que présenté dans [38]. Les caractéristiques AM/AM et AM/PM et leurs approximations polynomiales pour un AP de Saleh sont représentées dans la figure 2.2 et ce pour $L = 10$.

Pour pouvoir écrire analytiquement les paramètres de la non-linéarité, nous devons calculer l'espérance de la variable aléatoire $\mathbb{E}[\rho^n]$.

2.3. CALCUL ANALYTIQUE DE K ET σ_D^2

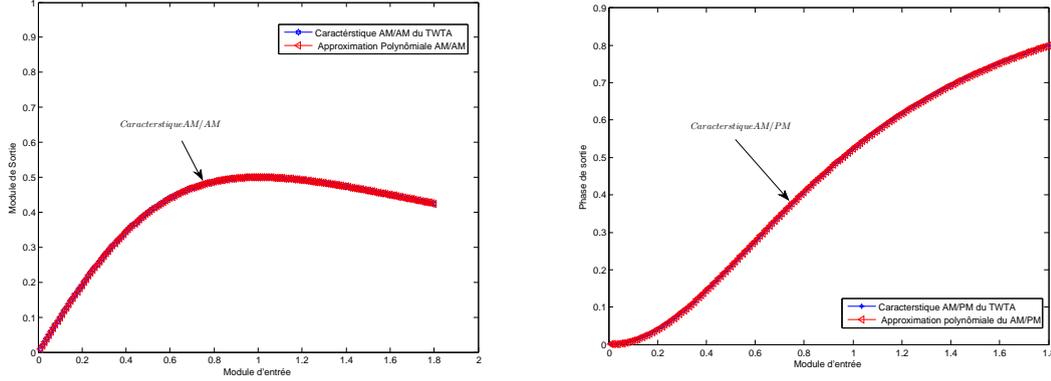


FIGURE 2.2 – Caractéristiques AM/AM et AM/PM et leurs approximations polynomiales pour un AP modèle de Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$.

2.3.3.1 Calcul analytique de $\mathbb{E}[\rho^n]$

Le calcul de $\mathbb{E}[\rho^n]$ revient à calculer la dérivée n^{me} de la fonction génératrice des moments ou encore Moment-Generating Function (MGF). Dans ce cas, $\mathbb{E}[\rho^n]$ est donnée par l'expression suivante :

$$\mathbb{E}[\rho^n] = \left. \frac{\partial^n M(t)}{\partial t^n} \right|_{t=0} \quad (2.15)$$

avec

- n est un entier positif,
- $M(t)$ est la fonction MGF qui est égale à

$$M(t) = \mathbb{E}[e^{\rho t}] \quad (2.16)$$

Les auteurs dans [38] ont proposé des expressions génériques pour le calcul de $\mathbb{E}[\rho^n]$. Les expressions pour les ordres impairs et pairs sont données par les équations (2.17) et (2.18).

- Pour les ordres impairs on a

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\rho^n] &= \left. \frac{\partial^n M(t)}{\partial t^n} \right|_{t=0} \\ &= \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma^n \prod_{i=0}^{\frac{n-1}{2}} (2i+1) \end{aligned} \quad (2.17)$$

2.3. CALCUL ANALYTIQUE DE K ET σ_D^2

Où, σ^2 est la variance du processus Gaussien dont le module est égal à ρ .

– Pour les ordres pairs, on a

$$\begin{aligned}\mathbb{E}[\rho^n] &= \left. \frac{\partial^n M(t)}{\partial t^n} \right|_{t=0} \\ &= (\sqrt{2}\sigma)^n \left(\frac{n}{2}\right)!\end{aligned}\tag{2.18}$$

avec ! représente la fonction factorielle.

Le tableau, 2.2, présente les résultats de comparaison entre les valeurs obtenues par simulations et celles obtenues analytiquement de $\mathbb{E}[\rho^n]$ en fonction de l'ordre, n , du polynôme. Ces résultats sont obtenus par un système OFDM ou FBMC-OQAM modulant 10^6 4-QAM symboles avec 64 sous-porteuses.

TABLE 2.2 – Comparaison entre les valeurs numériques et analytiques de $\mathbb{E}[\rho^n]$

	Numérique	Analytique
n	$\mathbb{E}[\rho^n]$	$\mathbb{E}[\rho_{theo}^n]$
1	0.4442	0.4442
2	0.2512	0.2512
3	0.1674	0.1674
4	0.1263	0.1262
5	0.1052	0.1051
6	0.0952	0.0951
7	0.0925	0.0924
8	0.0956	0.0956
9	0.1045	0.1045
10	0.1200	0.1201

Les résultats du tableau montrent bien que les résultats obtenus analytiquement et ceux par simulation sont conformes.

2.3.3.2 Expressions analytiques de K et σ_d^2

En remplaçant l'équation (2.14) dans (2.6), nous obtenons pour le gain K

$$K = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^L (n+1) a_n \mathbb{E}[\rho^{n-1}]\tag{2.19}$$

2.3. CALCUL ANALYTIQUE DE K ET σ_d^2

Pour la variance σ_d^2 , nous obtenons

$$\sigma_d^2 = \sum_{n=1}^L |a_n|^2 \mathbb{E} [\rho^{2n}] + 2 \sum_{n,l=1, n \neq l}^L \Re[a_n a_l] \mathbb{E} [\rho^{n+l}] - |K|^2 \mathbb{E} [\rho^2] \quad (2.20)$$

En remplaçant (2.17) et (2.18) dans (2.19), nous obtenons pour K :

$$\begin{aligned} K = & a_1 + \sqrt{\frac{\pi}{8}} \sum_{n=2, n \text{ even}}^L (n+1) a_n \sigma^{n-1} \prod_{i=0}^{\frac{n-2}{2}} (2i+1) \\ & + \frac{1}{2} \sum_{n=3, n \text{ odd}}^L (n+1) a_n (\sqrt{2}\sigma)^{n-1} \left(\frac{n-1}{2}\right)! \end{aligned} \quad (2.21)$$

La variance σ_d^2 du bruit NL $d(t)$ est obtenue en remplaçant dans (2.20) les expressions (2.17) et (2.18)

$$\begin{aligned} \sigma_d^2 = & \sum_{n=2, n \text{ even}}^L |a_n|^2 2^n \sigma^{2n} n! - 4 |K|^2 \sigma^2 \\ & + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sum_{n=1, (n) \text{ odd}}^L |a_n|^2 \sigma^{2n} \prod_{i=0}^{\frac{2n-1}{2}} (2i+1) \\ & + \sqrt{\frac{4\pi}{2}} \sum_{n,l=1, n \neq l, (n) \text{ odd}}^L \Re[a_n a_l] (\sigma)^{n+l} \prod_{i=0}^{\frac{n+l-1}{2}} (2i+1) \\ & + 2 \sum_{n,l=1, n \neq l, (n) \text{ even}}^L \Re[a_n a_l] (\sqrt{2}\sigma)^{n+l} \left(\frac{n+l}{2}\right)! \end{aligned} \quad (2.22)$$

Nous notons bien que les deux composantes K et σ_d^2 sont en fonction de l'*IBO* du signal.

2.3.3.3 Impact de l'ordre du polynôme

Dans la tableau 2.3, nous comparons les paramètres de la non-linéarité donner par les équations (2.21) et (2.22) pour différents ordre du polynôme (2.12). Nous considérons un AP de Saleh avec les paramètres suivants : $\varphi_0 = \pi/6$, $A_{sat} = 1V$ et un *IBO* = 8dB. L'erreur est égale à la valeur absolue de la différence entre la valeur obtenue par simulation et celle obtenue par approximation polynomial.

D'après les résultats du tableau 2.3, nous déduisons que l'erreur d'estimation de K et σ_d^2 est assez faible à partir d'un ordre de polynôme $L = 10$. Dans la suite de ce chapitre

2.3. CALCUL ANALYTIQUE DE K ET σ_d^2

TABLE 2.3 – Impact de l'ordre du polynôme sur l'estimation de K et σ_d^2 .

L	K	σ_d^2	Erreur	
			K	σ_d^2
5	$0.7976 + 0.1570j$	3.1941×10^{-3}	6×10^{-3}	5×10^{-7}
7	$0.8248 + 0.0713j$	3.8676×10^{-3}	2×10^{-3}	2×10^{-6}
10	$0.7728 + 0.0830j$	2.4345×10^{-3}	3×10^{-5}	2×10^{-10}
15	$0.7728 + 0.0830j$	2.4345×10^{-3}	3×10^{-5}	2×10^{-10}
20	$0.7728 + 0.0830j$	2.4345×10^{-3}	3×10^{-5}	2×10^{-10}
30	$0.7728 + 0.0830j$	2.4345×10^{-3}	3.5527×10^{-5}	2×10^{-10}
100	$0.7728 + 0.0830j$	2.4345×10^{-3}	3×10^{-5}	2×10^{-10}
Modèle				
de	$0.7728 + 0.0830j$	2.4345×10^{-3}		
Saleh				

nous considérons un ordre de polynôme égale à 10 par l'approximation polynomiale de l'équation (2.12).

Les valeurs théoriques de K et σ_d^2 données par les équations (2.21) et (2.22) restent stable et correspondent bien aux valeurs obtenues par simulation ((2.6) et (2.7)). Cette méthode de calcul de K et σ_d^2 reste valable pour n'importe quel modèle d'AP. Il suffit, pour un modèle donné, de calculer les coefficients de la décomposition polynomiale est d'évaluer les equations (2.21) et (2.22).

2.3.3.4 Validation des expressions de K et σ_d^2

Dans ce paragraphe, nous allons valider les expressions théoriques de K et σ_d^2 données respectivement par les équations (2.21) et (2.22). Dans le tableau 2.4, nous présentons une comparaison entre les résultats de simulation et les résultats théoriques des paramètres de la non-linéarité. Dans un premier temps, les résultats de simulation de K et σ_d^2 donnés par les équations (2.6) et (2.7) pour les deux modèles d'AP (Raap et Saleh) sont présentés. Dans un deuxième temps, nous avons présenté les valeurs de ces paramètres obtenues suite à l'approximation polynomiale (polynôme d'ordre $L = 10$) à partir des équations (2.21) et (2.22). Les résultats présentés dans le tableau 2.4 sont réalisés pour un système simulant 10^6 symboles 4QAM avec 64 sous-porteuses. Nous rappelons que l'amplitude de saturation de l'amplificateur modèle de Saleh est $A_{sat} = 1V$ et pour l'AP modèle de Raap v est fixé à 1.

2.4. CALCUL DE PERFORMANCE DU SYSTÈME FBMC/OQAM EN TERME DE TEB

TABLE 2.4 – Comparaison entre les résultats de simulation et ceux obtenus théoriquement de K et σ_d^2 .

		Simulation		Théorique		Erreur	
IBO(dB)	φ_0	K (2.6)	$\sigma_d^2 \times 10^{-4}$ (2.7)	K (2.21)	$\sigma_d^2 \times 10^{-4}$ (2.22)	K	σ_d^2
SSPA							
4	-	0.769	44.75	0.769	44.43	6×10^{-7}	9×10^{-10}
6	-	0.830	18.95	0.829	18.72	1×10^{-6}	7×10^{-11}
8	-	0.879	7.074	0.878	7.058	1×10^{-6}	1×10^{-12}
TWTA							
4	0	0.604	103.3	0.603	103.1	1×10^{-7}	1×10^{-8}
6	0	0.697	49.58	0.696	49.65	4×10^{-7}	1×10^{-9}
8	0	0.778	21.22	0.777	21.03	7×10^{-7}	1×10^{-12}
4	$\pi/6$	$0.591 + 0.110j$	113.3	$0.590 + 0.106j$	112.7	1×10^{-5}	5×10^{-9}
6	$\pi/6$	$0.688 + 0.099j$	55.90	$0.687 + 0.094j$	55.81	2×10^{-5}	2×10^{-10}
8	$\pi/6$	$0.772 + 0.083j$	24.19	$0.772 + 0.083j$	24.34	3×10^{-5}	2×10^{-10}

Nous Rappelons que l'erreur est la valeur absolue de la différence entre la valeur théorique et la valeur de simulation. D'après les résultats présentés dans le tableau 2.4, nous notons un bon accord entre les résultats théoriques et ceux obtenus par simulation pour un polynôme d'ordre $L = 10$.

2.4 Calcul de Performance du système FBMC/OQAM en terme de TEB

Dans ce paragraphe, nous allons étudier les performances des systèmes OFDM et FBMC/OQAM pour un canal parfaitement estimé dans un premier temps. Ensuite dans le cas d'une erreur d'estimation de la phase.

Nous rappelons que le signal à l'entrée de démodulateur est de la forme :

$$z(t) = h_c(t) * u(t) + w(t) \quad (2.23)$$

avec

- $h_c(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal,
- $*$ représente le produit de convolution.

2.4. CALCUL DE PERFORMANCE DU SYSTÈME FBMC/OQAM EN TERME DE TEB

En remplaçant $u(t)$ de l'équation (2.23) par l'expression de l'équation (2.1) on obtient

$$z(t) = i(t) * [Kh_c(t)] + d(t) * h_c(t) + w(t) \quad (2.24)$$

D'après cette équation, nous remarquons que le gain K doit être pris en considération au moment de l'égalisation du canal à la réception. En pratique, une estimation conjointe est réalisée pour le facteur K et la réponse impulsionnelle $h_c(t)$ du canal.

2.4.1 Étude de performance en présence d'une erreur de phase liée au gain K

Afin de souligner l'effet d'une erreur de phase sur les performances des systèmes OFDM et FBMC/OQAM, nous allons présenter un calcul de TEB pour un canal BBAG sans faire la correction du facteur de la non-linéarité K . Ensuite, une étude théorique du TEB avec correction de phase sera présentée.

2.4.1.1 Impact de la rotation de phase sur les systèmes OFDM et FBMC/OQAM

Notre étude est menée pour un système modulé 4-QAM. L'extension de cette étude pour des systèmes M-QAM avec $M > 4$ est réalisable.

Impact de la rotation de phase sur un système OFDM : La constellation du signal OFDM amplifié en sortie du démodulateur est donnée par la figure 2.3. Nous notons que $\varphi_0 = \pi/3$ et $IBO = 6dB$. La distance de décision d est fonction de l'AP. Cette distance correspond à la distance, projetée sur l'axe des réels, des symboles reçus et affecter par la rotation de phase. Cette distance est calculée comme suit :

$$d_{OFDM} = \text{Re}((a_{m,n}^I + ja_{m,n}^Q)|K| \exp(j\phi_k)) \quad (2.25)$$

avec $a_{m,n}^I$ et $a_{m,n}^Q$ représentent respectivement les composantes en phase et en quadrature du symbole MQAM transmis.

Ainsi, selon le signe de $a_{m,n}^Q$, la distance de décision est égale à d_{OFDM}^1 ($a_{m,n}^Q > 0$) ou bien d_{OFDM}^2 ($a_{m,n}^Q < 0$).

2.4. CALCUL DE PERFORMANCE DU SYSTÈME FBMC/OQAM EN TERME DE TEB

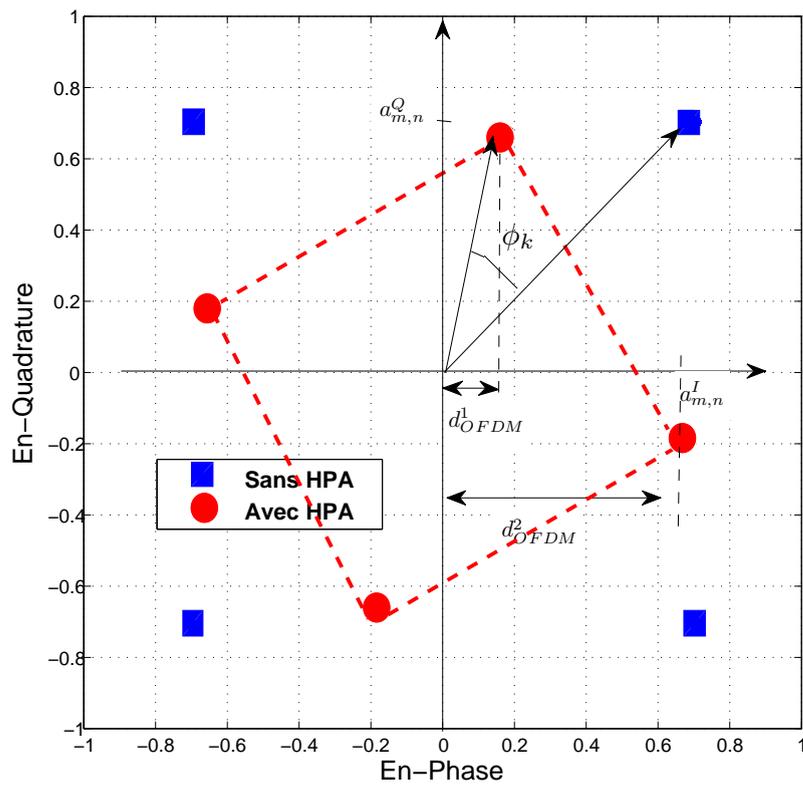


FIGURE 2.3 – Impact de la rotation de phase sur la constellation OFDM, IBO=6dB, $\varphi_0=\pi/3$

Impact de la rotation de phase sur un système FBMC/OQAM : Dans le cas de la modulation FBMC/OQAM, la transmission d'un symbole réel sur la sous-porteuse m génère une interférence intrinsèque purement imaginaire u_{m_0, n_0} , tel que montré par le tableau 2.1. Cependant, en présence d'une erreur de phase ϕ_k , le terme d'interférence n'est plus imaginaire. Par conséquent, en prenant la partie réelle du signal reçu, nous obtenons une partie du signal utile alternée par le signal d'interférence u_{m_0, n_0} . Dans la figure 2.4-(a) nous montrons la constellation, que nous recevons après transmission d'un symbole réel $a_{m_0, n_0} = 1$ en absence de rotation de phase. Dans ce cas, les différents points de la ligne verticale correspondant à la partie imaginaire nommée u_{m_0, n_0} et qui correspond à toutes les valeurs possibles des symboles adjacents (dans les deux domaines fréquence et temps) tel que montré par la figure 2.4. Aussi, l'expression de u_{m_0, n_0} est donnée par l'équation (1.9).

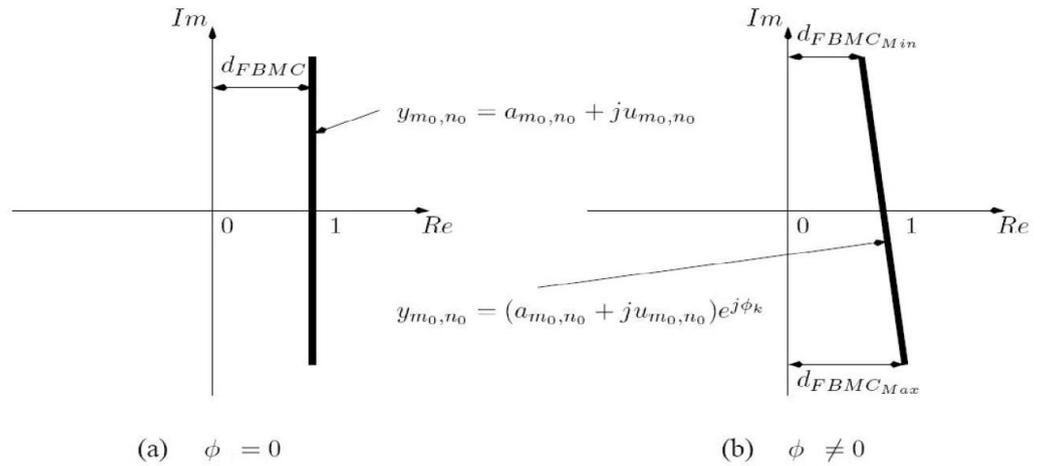


FIGURE 2.4 – Constellations d'un système FBMC/OQAM pour $a_{m_0, n_0} = 1$

En absence d'une rotation de phase, en prenant la partie réelle du signal reçu y_{m_0, n_0} nous obtenons le symbole purement réel a_{m_0, n_0} . Par contre, dans le cas où le canal ou l'AP introduiraient une rotation de phase $\phi_K \neq 0$, nous obtenons la constellation telle que celle de la figure 2.4-(b). Par conséquent, le terme d'interférence u_{m_0, n_0} va influencer la prise de décision sur le signal y_{m_0, n_0} .

2.4. CALCUL DE PERFORMANCE DU SYSTÈME FBMC/OQAM EN TERME DE TEB

La constellation d'un système FBMC/OQAM affecté par une rotation de phase constante $\phi_K \neq 0$ est donnée par la figure 2.5. On note bien que cette constellation est prise avant la décision OQAM.

2.4. CALCUL DE PERFORMANCE DU SYSTÈME FBMC/OQAM EN TERME DE TEB

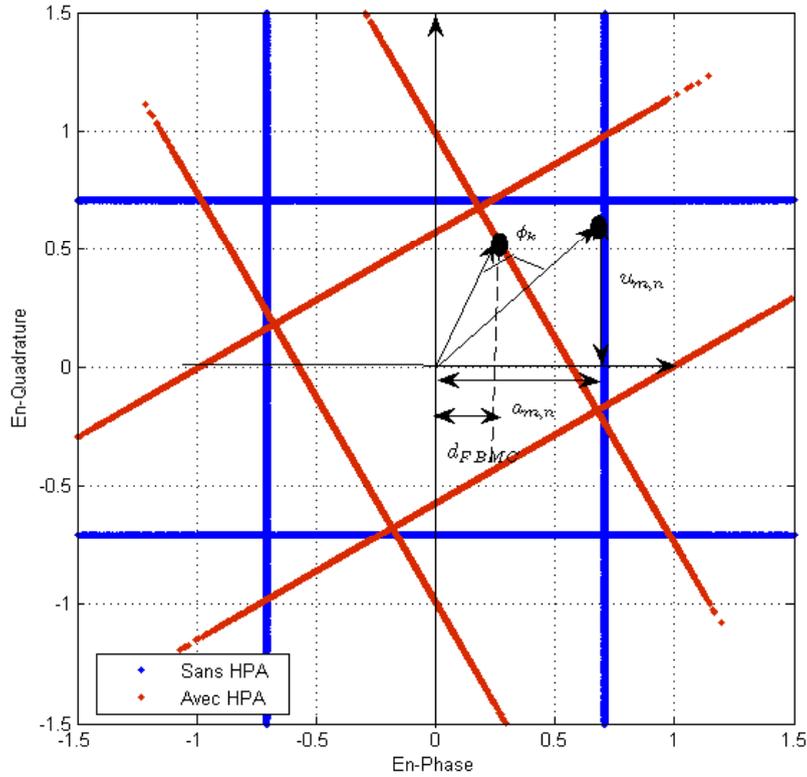


FIGURE 2.5 – Impact de la rotation de phase sur la constellation FBMC/OQAM, AP-Saleh, IBO=6dB, $\varphi_0=\pi/3$

La distance de décision FBMC/OQAM noté d_{FBMC} est donnée par l'expression suivante :

$$d_{FBMC} = |K|(a_{m,n} \cos(\phi_k) - u_{m,n} \sin(\phi_k)) \quad (2.26)$$

2.4.1.2 Étude de performance pour un canal BBAG

Pour pouvoir évaluer les performances en terme de TEB, nous devons connaître la (pdf) du bruit non-linéaire $d(t)$. Comme nous l'avons déjà dit, le bruit $d(t)$ à une moyenne nulle et il est non-corrélé avec $i(t)$. Sa distribution n'est pas forcément Gaussienne. Toutefois, une fois démodulé ce bruit représente la somme de N variable aléatoire identiquement distribué. Considérant un grand nombre de sous-porteuse et en se basant sur le théorème de la limite central on peut considéré le bruit avant le bloc de décision comme étant une variable aléatoire Gaussienne [35].

2.4. CALCUL DE PERFORMANCE DU SYSTÈME FBMC/OQAM EN TERME DE TEB

Sans correction du gain complexe K à la réception, le TEB pour un système 4-QAM et pour un canal BBAG est donnée par l'expression suivante [39]

$$TEB_{4QAM}^{BBAG, \text{ sans corr de } K} = \frac{1}{2} \int_0^{+\infty} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\left(\frac{u^2}{4N_0} \right)} \right) pdf(u) du \quad (2.27)$$

avec

- $u = \sqrt{T} \frac{d_{min}}{2}$, d_{min} est la distance minimale,
- $pdf(u)$ est la densité de probabilité de u ,
- $N_0/2$ est la densité spectrale de puissance du bruit additif.

La densité spectrale de puissance N_0 est donnée par

$$N_0 = (\sigma_w^2 + \sigma_d^2)2T \quad (2.28)$$

sachant que

- σ_w^2 est la variance du BBAG,
- σ_d^2 est la variance du bruit $d(t)$,
- T est la durée symbole.

La figure 2.6, schématise la distribution de la pdf de l'interférence intrinsèque du système FBMC/OQAM, avec une modulation 4QAM et en utilisant le filtre prototype de PHY-DIAS, [2].

D'après cette figure, nous montrons que dans le cas OFDM, nous avons deux termes d'interférences avec une probabilité de 1/2 pour chaque terme. Cependant, dans le cas FBMC/OQAM nous avons une somme d'interférence multiples comme nous l'avons montré dans le paragraphe 2.4.1.1. L'équation (2.27) peut se ré-écrire :

$$TEB_{4QAM}^{BBAG, \text{ sans corr de } K} = \frac{1}{2} \int_0^{+\infty} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\left(\frac{u^2}{2T(\sigma_w^2 + \sigma_d^2)} \right)} \right) pdf(u) du \quad (2.29)$$

L'impact de la rotation de phase sur le TEB des deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM est présenté dans la figure 2.7

En absence de la distorsion de phase $\varphi_0 = 0$, les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM présentent les mêmes performances, ce qui est en accord avec les résultats du paragraphe

2.4. CALCUL DE PERFORMANCE DU SYSTÈME FBMC/OQAM EN TERME DE TEB

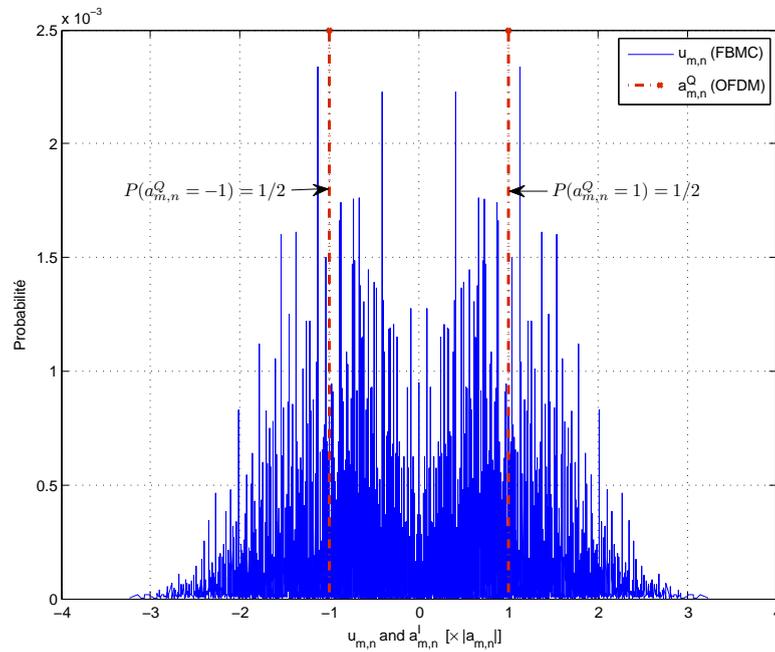


FIGURE 2.6 – Les distributions de $u_{m,n}$ et $a_{m,n}^Q$.

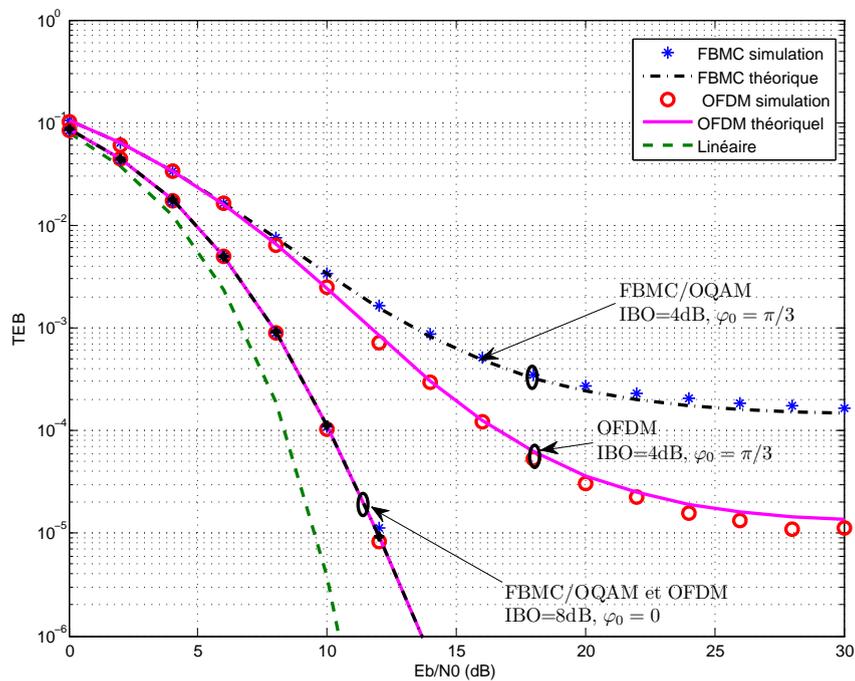


FIGURE 2.7 – Comparaison des performances des systèmes OFDM et FBMC/OQAM, 4-QAM, 64 sous-porteuses, AP-Saleh, canal BBAG.

2.4. CALCUL DE PERFORMANCE DU SYSTÈME FBMC/OQAM EN TERME DE TEB

2.4.1. L'introduction d'une distorsion de phase $\varphi_0 = \pi/3$ induit un écart en terme de TEB très important entre les deux systèmes. Cette différence est due aux interférences intrinsèques à la modulation FBMC/OQAM. Par exemple, pour un $IBO = 4dB$, $\varphi_0 = \pi/3$ et un $TEB = 5 \times 10^{-4}$, la technique FBMC/OQAM présente une perte de $\approx 3dB$ en terme d'RSB comparé au système OFDM. La figure 2.8, présente une comparaison des performances des deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM pour une modulation 16-QAM. D'après cette figure nous confirmons la sensibilité à la rotation de phase du système FBMC/OQAM par rapport au système OFDM. Avec cette modulation, 16QAM, les performances se sont nettement dégradées par rapport au cas 4QAM. Dans ce cas, il est nécessaire d'opérer l'AP à une valeur plus importante d'IBO pour pouvoir espérer des performances acceptables en terme de TEB. Aussi l'écart entre les deux systèmes est observable si la rotation de phase n'est pas corrigée.

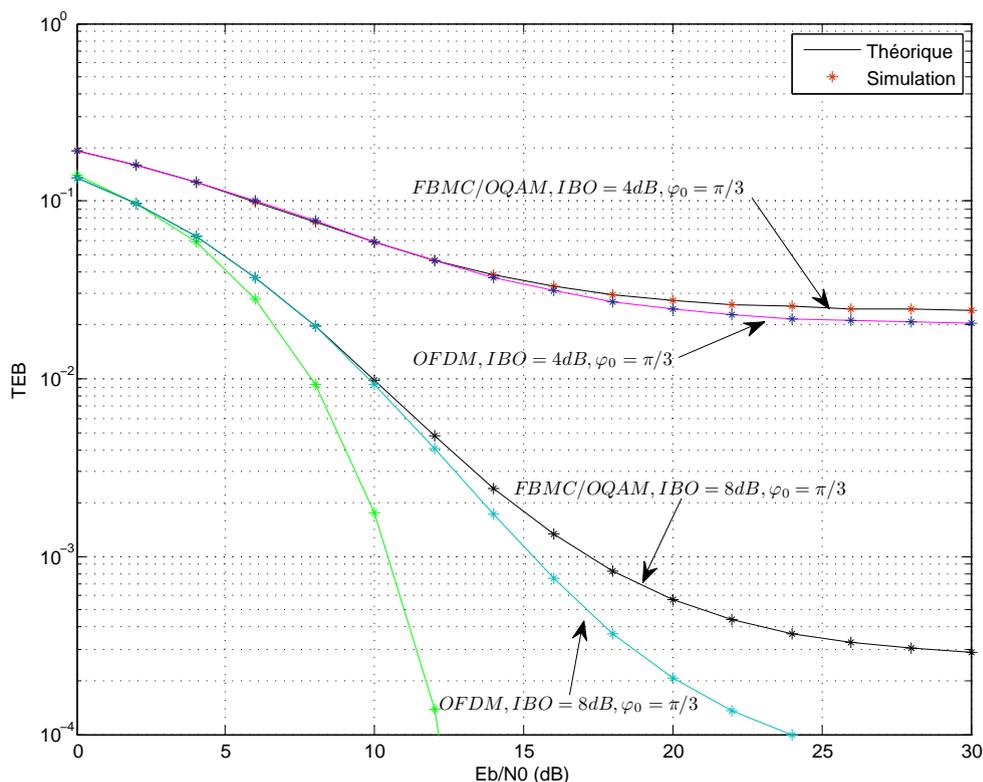


FIGURE 2.8 – Comparaison des performances OFDM et FBMC/OQAM, 16-QAM, 64 sous-porteuses, AP-Saleh, canal BBAG.

2.4.2 Étude de performance en terme de TEB avec correction de la rotation de phase

2.4.2.1 Cas d'un canal BBAG

Dans le cas où on assume une estimation parfaite du gain complexe K , le signal reçu et après correction de ce facteur K est

$$z(t) = i(t) + (d(t) + w(t))\frac{1}{K} \quad (2.30)$$

Pour un système utilisant une modulation M-QAM, le TEB après correction du gain K est de la forme, [39] :

$$TEB_{MQAM}^{BBAG, \text{ Avec corr de } K} = \frac{2(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M}\log_2(M)} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\left(\frac{3\log_2(M)E_{bavg}}{2(M-1)N_0} \right)} \right) \quad (2.31)$$

avec

– $E_{bavg} = (\log_2(M)^2 - 1)/3$ est l'énergie moyen par bit.

D'après l'équation (2.30), la densité spectrale de puissance N_0 , après correction du gain K est égale à

$$N_0 = \frac{(\sigma_w^2 + \sigma_d^2)}{|K|^2} 2T \quad (2.32)$$

Finalement, la ré-écriture de l'équation (2.31) donne

$$TEB_{MQAM}^{BBAG, \text{ Avec corr } K} = \frac{2(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M}\log_2(M)} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\left(\frac{3\log_2(M)|K|^2}{4(M-1)T(\sigma_w^2 + \sigma_d^2)} \right)} \right) \quad (2.33)$$

En utilisant l'équation (2.33), on présente dans la figure 2.9, les performance des deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM pour une modulation 16-QAM en présence d'un amplificateur SEL après correction du gain complexe K .

On observe une bonne correspondance entre les résultats théoriques et ceux obtenus par simulation. Ainsi après correction du gain complexe K , les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM présentent les même performances.

Dans la figure 2.10, les performance des deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM en présence d'un AP modèle de Saleh avec $\varphi_0 = \pi/3$, sont présentés.

2.4. CALCUL DE PERFORMANCE DU SYSTÈME FBMC/OQAM EN TERME DE TEB

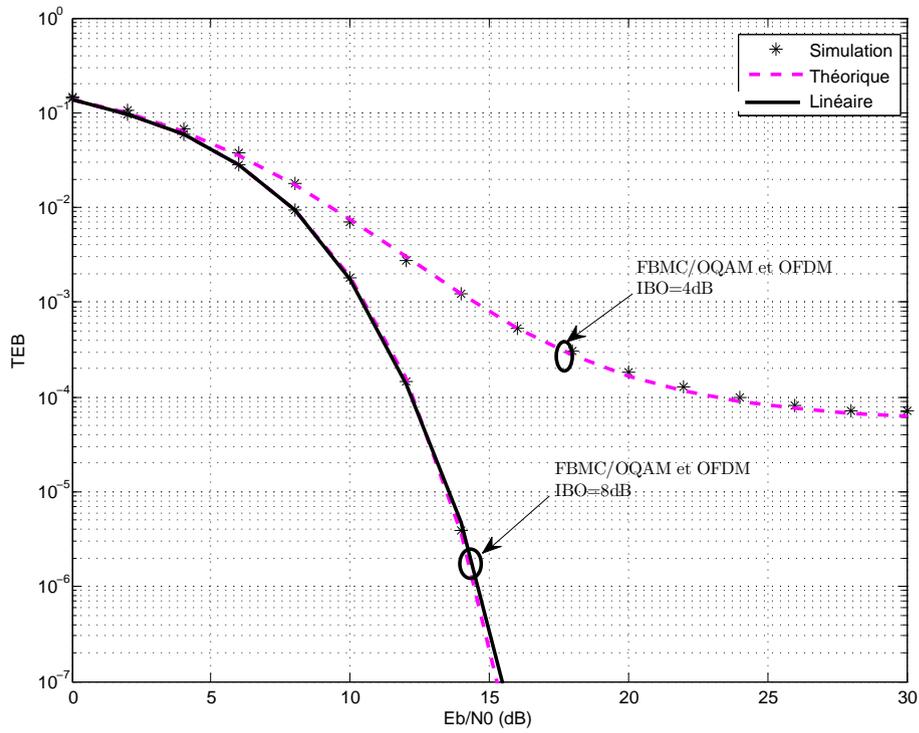


FIGURE 2.9 – Comparaison des performances des systèmes OFDM et FBMC/OQAM, 16-QAM, 64 sous-porteuses, SEL, canal BBAG.

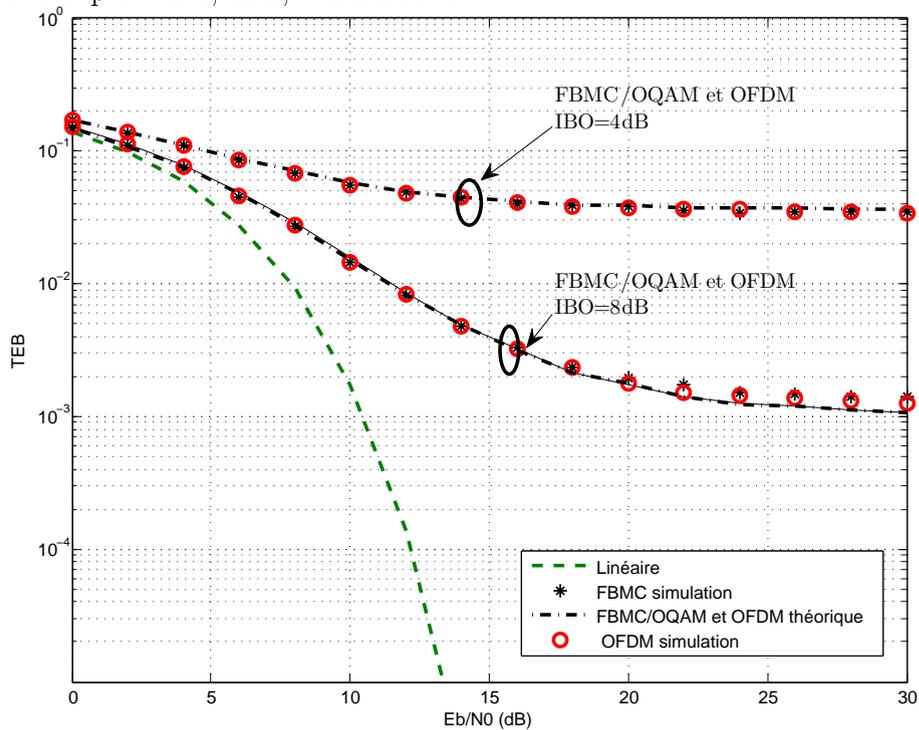


FIGURE 2.10 – Comparaison des performances des systèmes OFDM et FBMC/OQAM, 16-QAM, 64 sous-porteuses, AP-Saleh, canal BBAG.

2.4. CALCUL DE PERFORMANCE DU SYSTÈME FBMC/OQAM EN TERME DE TEB

Comme dans le cas d'un SEL les performances des deux systèmes, en absence de distorsion de phase, sont les mêmes. Nous constatons également l'impact de l'IBO sur les performances des systèmes. La figure 2.11 présente les performances des systèmes OFDM et FBMC/OQAM en présence d'un AP modèle de Saleh présentant les deux distorsions AM/AM et AM/PM avec $\varphi_0 = \pi/6$.

Nous confirmons que les résultats théoriques et ceux obtenus par simulation sont conformes.

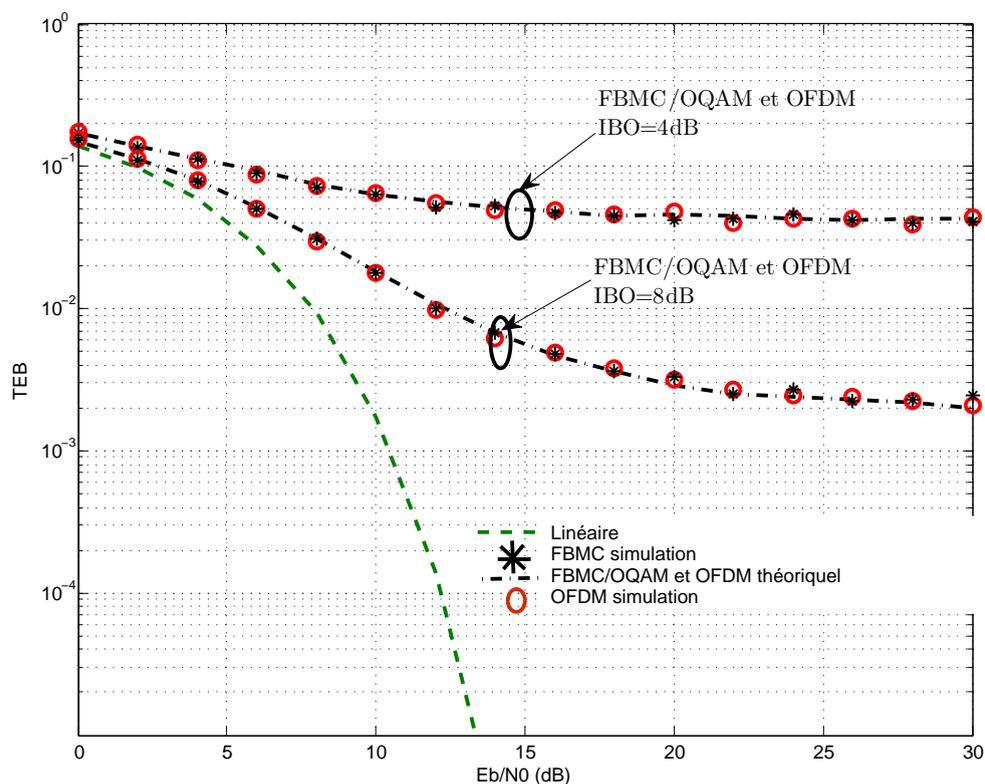


FIGURE 2.11 – Comparaison des performances des systèmes OFDM et FBMC/OQAM, 16-QAM, 64 sous-porteuses, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/6$, canal BBAG.

On note aussi, que ces résultats sont obtenus par approximation polynomiale d'ordre $L = 10$ du modèle de Saleh. Ainsi, une parfaite compensation du facteur K , qui est toujours le cas en pratique, implique des performances identiques des deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM lors d'une transmission sur un canal à BBAG.

2.4.2.2 Cas d'un canal de Rayleigh

On considère un canal de Rayleigh à évanouissement constant en faisant l'hypothèse que le temps de cohérence, T_{coh} , est très grand par rapport à la durée symbole T .

La densité de probabilité (pdf) du module de Rayleigh α est donc égal à :

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{\alpha}{\Omega} e^{-\alpha^2/\Omega} \quad (2.34)$$

avec $\Omega = \mathbb{E}[\alpha^2]$ est la puissance moyenne. L'amplitude α^2 suit une loi exponentielle et la pdf est égal à

$$p_{\alpha^2}(\alpha) = \frac{1}{\Omega} e^{-\alpha/\Omega} \quad (2.35)$$

Le signal reçu avec égalisation et correction du gain K est de la forme :

$$\frac{h_c^*}{|h_c|^2 K} z(t) = i(t) + \frac{d(t)}{K} + \frac{h_c^*}{|h_c|^2 K} w(t) \quad (2.36)$$

Le rapport signal sur bruit (RSB) instantané du signal à l'entrée du démodulateur est donné par :

$$\gamma = \gamma_c \frac{\alpha^2}{\alpha^2 \sigma_d^2 + \sigma_w^2} \quad (2.37)$$

avec $\gamma_c = |K|^2 E_b$ et E_b est l'énergie par bit.

Calcul de la pdf de γ

Lemme 1 :

Soit $X = \alpha^2$, une variable aléatoire qui suit la loi exponentielle, le RSB peut s'écrire comme

$$\gamma = \gamma_c \frac{X}{X \sigma_d^2 + \sigma_w^2} = h(X) \quad (2.38)$$

$h(X)$ est une fonction différentiable, strictement croissante et admet pour fonction réciproque g tel que $X = g(\gamma)$. La densité de probabilité de $\gamma = h(X)$ est donnée par l'équation (2.39), [40].

$$p_\gamma(\gamma) = p_X(g(\gamma)) g'(\gamma) \quad (2.39)$$

sachant que $g(\gamma) = \sigma_w^2 \gamma / (\gamma_c - \sigma_d^2 \gamma)$.

2.4. CALCUL DE PERFORMANCE DU SYSTÈME FBMC/OQAM EN TERME DE TEB

Alors

$$p_\gamma(\gamma) = \begin{cases} \frac{\sigma_w^2 \gamma_c}{\Omega(\gamma_c - \sigma_d^2 \gamma)^2} e^{-\frac{\sigma_w^2 \gamma}{\Omega(\gamma_c - \sigma_d^2 \gamma)}}, & \text{if } 0 \leq \gamma < \frac{\gamma_c}{\sigma_d^2} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (2.40)$$

Le TEB moyen peut être calculé en moyennant le TEB pour le RSB instantané durant la distribution donnée par (2.40). Pour une modulation MQAM, le TEB moyen est donné par l'expression suivante :

$$TEB = \int_0^{\frac{\gamma_c}{\sigma_d^2}} TEB(\gamma) p_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (2.41)$$

En substituant le pdf $p_\gamma(\gamma)$ de l'équation (2.40) dans l'intégral de l'équation (2.41) nous obtenons l'expression finale du TEB

$$TEB_{MQAM}^{Rayleigh} = \int_0^{\frac{\gamma_c}{\sigma_d^2}} \frac{2(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M} \log_2(M)} \times \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\left(\frac{3 \log_2(M) \gamma}{(M-1)} \right)} \right) \frac{\sigma_w^2 \gamma_c}{\Omega(\gamma_c - \sigma_d^2 \gamma)^2} e^{-\frac{\sigma_w^2 \gamma}{\Omega(\gamma_c - \sigma_d^2 \gamma)}} d\gamma \quad (2.42)$$

Afin de bien illustrer l'impact des non-linéarités induite par l'AP dans le cas d'un canal de Rayleigh à évanouissement plat, les performance en terme de TEB pour un système FBMC/OQAM et pour une modulation 16-QAM en présence d'un AP modèle de Saleh et pour un $IBO = 6dB$ sont présentées dans la figure 2.12.

En observant les courbes de la figure 2.12 nous remarquons que pour les faibles valeurs de E_b/N_0 i.e. $E_b/\sigma_w^2 < 2dB$, le TEB est très proche de celui du cas de l'AP linéaire. Ceci s'explique par le fait que les distorsions introduites par l'AP sont négligeable par rapport au BBAG i.e. $\sigma_d^2 \ll \sigma_w^2$. Toutefois pour les grandes valeurs de E_b/N_0 i.e. $E_b/\sigma_w^2 > 30dB$ la variance du bruit BBAG σ_w est négligeable par rapport aux effets des non-linéarités et le RSB tend vers une constante $\gamma \rightarrow \frac{E_b}{\sigma_d^2}$ qui explique la planché du TEB comme le montre la figure 2.12

2.5. CONCLUSION

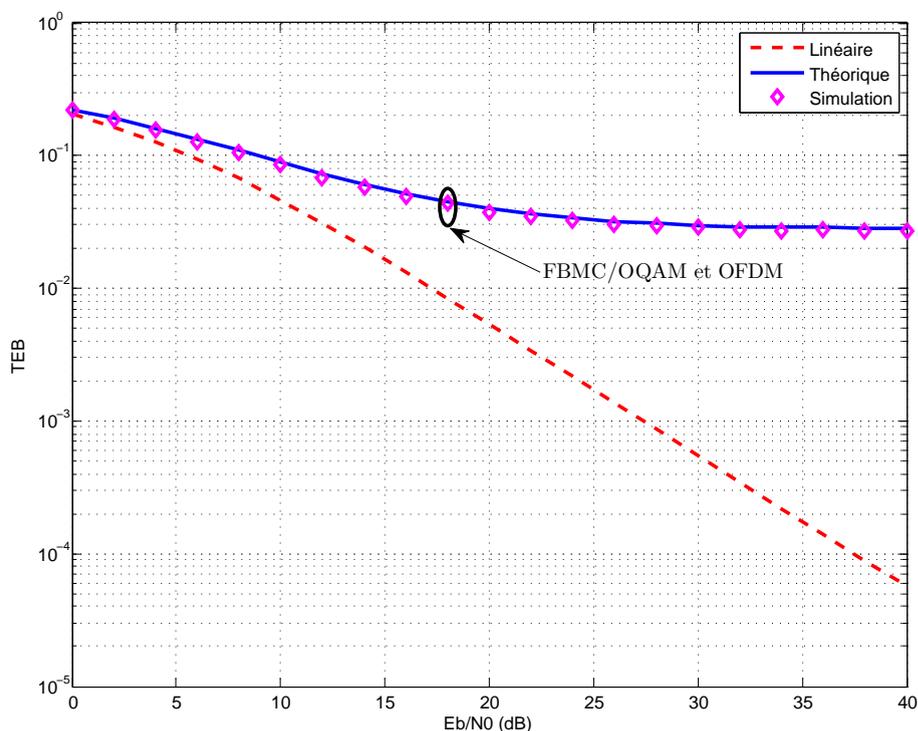


FIGURE 2.12 – TEB en fonction de E_b/N_0 pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM, 64 sous-porteuse, 16-QAM, TWTA, $\varphi_0 = \pi/3$, IBO=6dB, canal de Rayleigh.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'impact des distorsions induites par différents modèles d'AP sans mémoire pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM. Ainsi, une approche théorique a été présentée qui nous a permis d'évaluer les performances théoriques en terme de TEB. L'approche proposée repose sur une approximation polynomiale de tout modèle d'AP et d'une modélisation des distorsions non-linéaires par un gain complexe et un bruit additif. En outre, en absence de la correction du gain complexe, nous avons montré la sensibilité de la technique FBMC/OQAM à une rotation de phase comparée à celle de la technique OFDM. Après une parfaite compensation de ce gain, les deux techniques de modulations présentent les mêmes performance. Cette sensibilité, ne peut pas être vu comme une limitation de la modulation FBMC/OQAM vu que les erreurs de phase sont généralement prises en compte lors de l'estimation du canal de transmission.

Chapitre 3

Linéarisation d'AP avec Pré-distorsion Neuronale

3.1 Introduction

Comme a été mentionné dans le chapitre 1, plusieurs techniques de linéarisation d'AP ont été proposées dans la littérature. Dans cette thèse, nous avons choisi de travailler avec la technique de linéarisation par pré-distorsion neuronale. Dans ce chapitre, nous présenterons les réseaux de neurones et leurs différentes spécifications. Dans un deuxième temps, une étude bibliographique de l'état de l'art des travaux effectués sur les techniques de pré-distorsion pour les systèmes OFDM sera présentés. Finalement, nous proposerons un schéma de pré-distorsion neuronale pour un système FBMC/OQAM.

3.2 Les techniques de linéarisation d'AP par pré-distorsion

3.2.1 Principe de la pré-distorsion

La fonction de pré-distorsion consiste à pré-compenser les distorsions causées par l'AP. Cette compensation est adaptative aux conditions de fonctionnement de l'amplificateur. En plus, la pré-distorsion consiste en une implémentation d'un bloc non-linéaire en amont du bloc AP. La structure générale d'une pré-distorsion est donnée par la figure 3.1 Avec $F_{a_{PD}}$, $F_{p_{PD}}$, $F_a(\rho)$ et $F_p(\rho)$ sont les fonctions d'amplitude et de phase (AM/AM et AM/PM) de la pré-distorsion et de l'amplificateur respectivement.

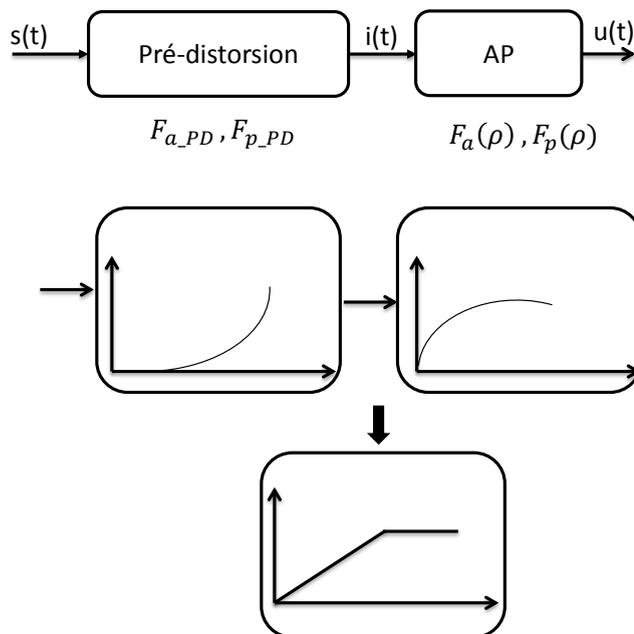


FIGURE 3.1 – Structure générale d'une pré-distorsion

3.2.2 État de l'art des techniques de pré-distorsions

Plusieurs méthodes ont été proposées afin d'implémenter les algorithmes de pré-distorsion. On distingue les pré-distorsions analogiques implémentées au niveau du signal RF et les pré-distorsions numériques implémentées en bande de base. Ainsi, en fonction de son emplacement au niveau émetteur on parle de pré-distorsion RF, IF ou en bande de base.

3.2.2.1 Pré-distorsion analogique

On distingue différentes manières pour implémenter ce type de pré-distorsion, à savoir des pré-distorsion à base de circuit électronique basique telle que les diodes et les transistors, [41]. En outre, en fonction des spécifications du système, la pré-distorsion analogique peut être adaptative ou stationnaire. Dans les systèmes de communication modernes le niveau de non-linéarités est très élevé, ce qui exige des systèmes de pré-distorsion adaptative afin de pouvoir suivre les changement du système. Nous notons que l'implémentation d'une pré-distorsion RF adaptative est un peu plus complexe, [42].

3.2.2.2 Pré-distorsion Numérique

Contrairement à la PD analogique, la PD numérique est de plus en plus adoptée dans les systèmes de communication numérique. Cette méthode offre des performances dans le cas des signaux multi-porteuse, [43]. La première implémentation de ce type de PD est proposée par Saleh en 1983, [44]. Ensuite, basé sur cette étude plusieurs travaux de recherche ont été proposées, [45]. D'une manière générale, cette PD est faite à base de Look-Up-Table (LUT) ou par des fonctions polaires (amplitude/phase) ou des fonctions polaires (I/Q).

Méthode par LUT : Dans ce cas, on utilise les amplitudes des échantillons reçus pour adresser la mémoire contenant les entrées du LUT. Ensuite, chaque échantillon est multiplié par la valeur d'entrée de la mémoire afin d'être utilisé comme entrée du Convertisseur Numérique Analogique (CNA). Le signal analogique est converti en un signal RF qui va être injecté à l'entrée de l'AP. En fait, les entrées du LUT représentent l'inverse de la fonction de transfert de l'AP. Ces valeurs sont obtenues par un algorithme d'optimisation où toutes les valeurs de départ sont mises à zéro. En suite, par le moyen d'un algorithme récursif, une des sorties est comparée à une valeur de référence dans le but de retrouver les valeurs optimales. Cette opération se répète pour tous les échantillons jusqu'à la convergence des entrées du LUT. Nous notons que l'algorithme d'optimisation peut être relancé à tout moment d'où le nom de PD adaptatif.

PD en bande de base polynomiale : Dans ce cas, la fonction inverse de l'AP est estimée par des polynômes, [46]. Dans le cas d'un système OFDM, un polynôme d'ordre élevé est exigé.

Des techniques de pré-distorsions à base de réseau de neurone ont été proposées par [47], [48] et [49] pour des systèmes OFDM.

3.3 Les Réseaux de Neurones

3.3.1 Définition

Un réseau de neurone est un ensemble de neurones artificiels interconnectés les un aux autres. La première définition de neurone formel (artificiel), revient à l'année 1945 par Mac-Culloch et Pitts. En 1958, Windrow et Hoff ont proposés le premier modèle de perceptron simple. A partir de 1980, on a marqué l'apparition du perceptron multi-couche où le mécanisme d'apprentissage est beaucoup plus performant.

3.3.2 Définition d'un neurone formel

Un neurone formel correspond a une modélisation simplifiée d'un neurone biologique [50]. en effet, un neurone est modélisé en tant que fonction algébrique qui présente des entrées, une sortie, une fonction d'agrégation et une fonction d'activation. La structure générale d'un neurone formel est présenté dans la figure 3.2.

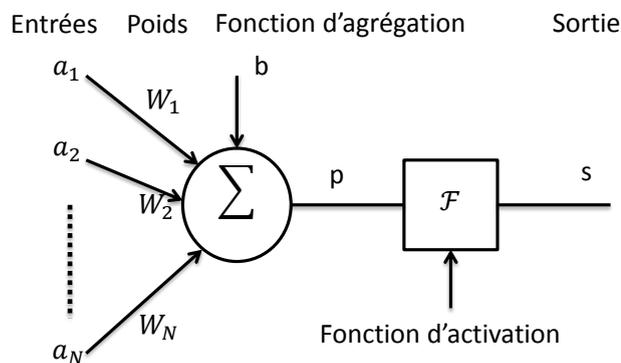


FIGURE 3.2 – Structure de neurone artificiel

La sortie du neurone est une somme pondérée de ses entrées plus une fonction d'agrégation multipliée par une fonction d'activation. La sortie d'un neurone est donnée par la

formule (3.2) :

$$p = \sum_{j=1}^N W_j a_j + b \quad (3.1)$$

et

$$s = F(p) \quad (3.2)$$

avec, a_j correspond à la valeur de la j^{me} entrée du neurone, W_j est le poids synaptique correspondant au neurone j , b désigne la fonction d'agrégation et $F(.)$ la fonction d'activation.

La fonction d'activation peut être linéaire, sigmoïde, tangente hyperbolique, etc. Une fois le neurone est créé, il nous suffit de rassembler plusieurs pour former un réseau de neurone. Selon cette interconnexion, nous définissons plusieurs types de réseaux. Parmi ces architectures de réseau de neurones nous citons, les réseaux multicouches feed-forward, les réseaux compétitifs, les réseaux Jordan, etc. En fait, l'architecture du réseau de neurones dépend du problème à résoudre.

3.3.3 Le perceptron multicouche

L'architecture du réseau multicouche PMC (Multi-Layer Perceptron) est basée sur l'idée de grouper des neurones dans une couche, ensuite plusieurs couches sont placées bout à bout. Les neurones d'une couche sont connectés aux neurones de la couche en aval. En effet, les neurones de la première couche reçoivent le vecteur d'entrée. Les couches intermédiaires n'ont aucun contact physique avec le vecteur d'entrée et le vecteur de sortie. Ainsi, ces couches sont dites couches cachées. La couche extérieure est dite couche de sortie. Le traitement des informations se fait de la couche d'entrée vers la couche de sortie. L'architecture de ce réseau est donnée par la figure 3.3.

D'une manière générale, les couches cachées sont non-linéaires alors que l'unité de sortie est linéaire. On note aussi, que le filtrage non-linéaire du PMC dépend du nombre de couches cachées. En plus avec une seule couche cachée un réseau de neurones peut modéliser n'importe quelle fonction à condition d'augmenter le nombre de neurone. Cependant, trop de couches cachées compliquera l'apprentissage et augmentera le coût de calcul de la structure.

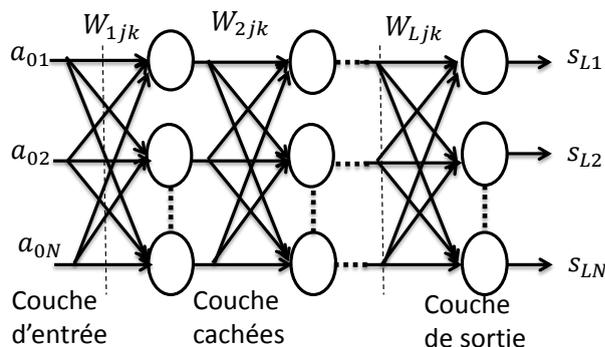


FIGURE 3.3 – Architecture du perceptron multicouche PMC

3.3.4 Apprentissage des réseaux de neurones

L'apprentissage est une propriété très intéressante des réseaux de neurones. Durant cette phase, les caractéristiques du réseau sont modifiées jusqu'à ce que le comportement désiré soit obtenu. Ces modifications se font à travers les poids en fonction d'un jeu de données présentées en entrée. Au cours de la phase d'apprentissage on aura besoin d'une base d'apprentissage qui contient des exemples représentatifs du comportement de la fonction à modéliser. Trois modes d'apprentissage existent, l'apprentissage supervisé où les coefficients sont évalués en réduisant l'erreur en présence d'une base d'apprentissage. On a aussi, l'apprentissage non supervisé où les coefficients sont déterminés via des critères spécifiques et dans ce cas aucune base d'apprentissage n'est présentée. Finalement, on trouve le sur-apprentissage dit aussi l'apprentissage par coeur où l'erreur est minimisée sur la base d'apprentissage mais elle est augmentée au niveau de la base d'essai [49].

3.3.5 Les algorithmes d'apprentissage

Plusieurs algorithmes d'apprentissage ont été proposés dans la littérature. Parmi ces algorithmes, on trouve l'algorithme de rétro-propagation standard qui est très utilisé dans l'apprentissage des réseaux de neurone multi-couche. Le principe de base de cette technique consiste à minimiser l'erreur entre la sortie calculée et celle désirée. Cet ajustement se fait en

agissant directement sur les poids du réseau. Ensuite, une amélioration de cet algorithme a été proposée et elle s'appelle Momentum. Le nouveau algorithme, consiste à ajouter un terme d'inertie qui permet de filtrer les oscillations dans la trajectoire de la descente du gradient. Cette méthode permet de stabiliser les oscillations et accélère le temps de convergence. On trouve aussi l'algorithme d'apprentissage par la méthode de Newton qui se présente en tant qu'une approximation par série de Taylor de premier ou de second ordre. Cette méthode a l'avantage de converger rapidement. Il y a aussi, l'algorithme du gradient conjugué qui présente les avantages de la méthode de Newton avec l'avantage de ne pas avoir à calculer, ni inverser la matrice du Hessien.

L'algorithme de Levenberg-Marquardt (LM) est aussi un algorithme d'apprentissage qui offre l'avantage de diminuer le nombre d'itération lors de l'apprentissage sans faire le calcul de la matrice Hessienne. Généralement le LM est utilisé dans le cas où la fonction coût est une erreur quadratique moyenne (EQM). Dans [51], l'auteur a présenté une étude comparative des différents algorithmes d'apprentissage. Ainsi, l'auteur a pu montrer que le LM est le meilleur parmi les autres algorithmes en terme de rapidité de convergence, performance et complexité et qu'il converge vers l'erreur la plus faible.

3.4 Pré-distorsion Adaptative pour un système FBMC/OQAM

La chaîne de transmission considérée dans cette partie est donnée par la figure 3.4. Dans ce travail, le modèle d'AP considéré est celui de Saleh. Ainsi, nous allons trouver les fonctions de transfert inverses pour cet amplificateur en utilisant le perceptron multicouche (PMC) de type feed-forward.

3.4.0.1 Calcul de la fonction de pré-distorsion

À la sortie du pré-distorreur, le signal $i(t)$ de la figure 3.3 s'écrit en fonction de celui de l'entrée $s(t)$ [49] :

$$s(t) = \rho e^{j\varphi} \quad (3.3)$$

$$i(t) = PD(s(t)) = F_{a_{PD}}(\rho) \exp(jF_{p_{PD}}(\rho) + j\varphi) \quad (3.4)$$

$$u(t) = PD(s(t)) = F_a(s(t)) \exp(j(F_p(s(t)) + jF_{p_{PD}}(\rho) + j\varphi)) \quad (3.5)$$

3.4. PRÉ-DISTORSION ADAPTATIVE POUR UN SYSTÈME FBMC/OQAM

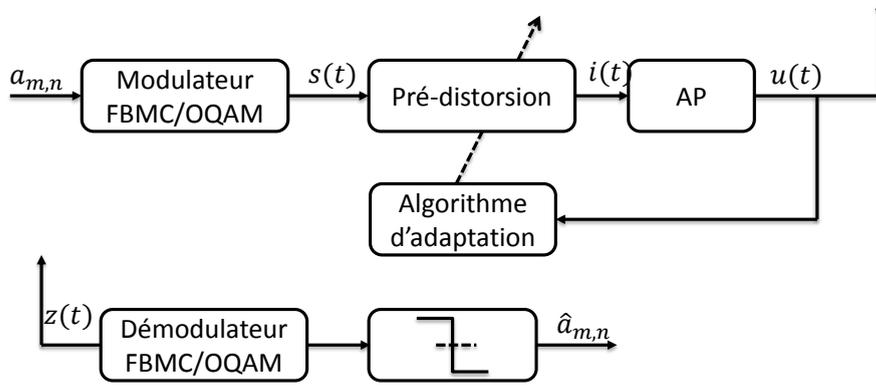


FIGURE 3.4 – Chaîne de transmission FBMC/OQAM en présence d’une pré-distorsion.

Ensuite, il faut que la fonction de transfert globale $PD + AP$ soit donnée par :

$$F_a(F_{a_{PD}}(\rho)) = \rho \quad (3.6)$$

Cependant, la pré-distorsion de phase est beaucoup plus simple que celle d’amplitude et elle consiste à avoir un déphasage nul de la cascade (PD+AP), ce qui satisfait la condition suivante :

$$F_{p_{PD}}(\rho) = -F_p(F_{a_{PD}}(\rho)) \quad (3.7)$$

L’implémentation de ces modèles se base sur une connaissance parfaite des paramètres de l’amplificateur de puissance. Dans la pratique, il est nécessaire de déterminer un modèle plus pratique capable de parfaire la fonction de pré-distorsion.

Durant la phase d’apprentissage, nous avons utilisé un système FBMC/OQAM comportant un PA non-linéaire. Pour chaque symbole FBMC/OQAM simulé, nous stockons, dans une base d’apprentissage, les symboles avant et après amplification. Les symboles amplifiés vont servir comme entrées pour le réseau de neurones durant la phase d’apprentissage comme le montre la figure 3.5 (a) et l’entrée d’AP servira comme réponse désirée. L’erreur calculée sera envoyée à l’algorithme d’apprentissage qui agit sur les coefficients du réseau de neurone (RN). A la fin de la phase d’apprentissage, ces coefficients vont être recopiés

sur la pré-distorsion neuronale (PDN) qui va achever la fonction de pré-distorsion comme dans la figure 3.5 (b).

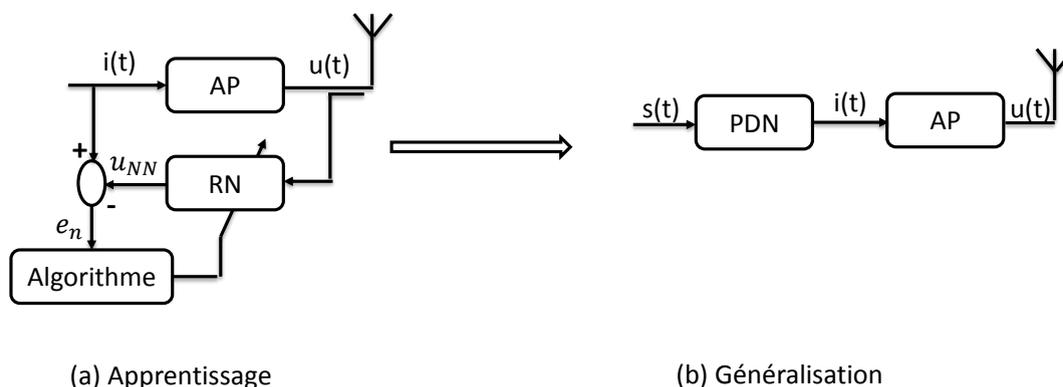


FIGURE 3.5 – Apprentissage et généralisation de la pré-distorsion

Durant la phase d'apprentissage, nous devons tenir compte essentiellement des paramètres du système OFDM ou FBMC/OQAM. Parmi ces paramètres nous citons le recul d'entrée et le modèle de l'amplificateur. En effet, cette pré-distorsion doit être capable de suivre les changements des caractéristiques de l'AP.

En fait, le but principal de cette fonction est de calculer un système de post-distorsion que nous appliquerons dans la pré-distorsion et ceci par l'initialisation du pré-distordeur avec une phase d'apprentissage, comme dans la figure 3.5, et puis d'adapter simultanément les coefficients du réseau de neurone et de la pré-distorsion neuronale tel que présenté par la figure 3.6. La structure de la pré-distorsion adaptative est donnée par la figure 3.6

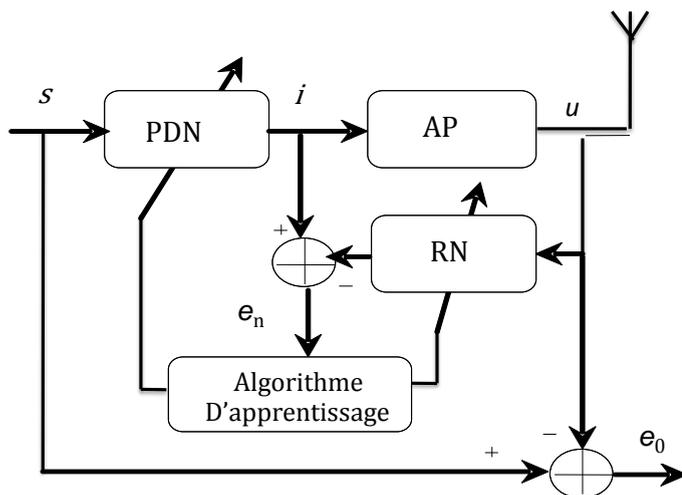


FIGURE 3.6 – Structure de pré-distorsion adaptative

Deux schémas de pré-distorsion adaptative ont été proposés.

3.4.1 Pré-distorsion adaptative standard

En se basant sur les structures déjà proposées par [49] pour les systèmes OFDM, nous avons utilisé la même architecture pour le système FBMC/OQAM. Cette structure que nous avons appelé standard est donnée par la figure 3.7 :

Cette architecture utilise deux fonctions de pré-distorsion la première pour la fonction d'apprentissage et la deuxième pour la correction et l'inversion de la fonction d'AP. Les coefficients du réseau de neurones représentent une copie des coefficients de la fonction d'apprentissage qui est connecté en tant que post-distorsion à l'amplificateur. Les coefficients du RN de la PD d'apprentissage sont adaptés d'une manière itérative en utilisant le signal d'erreur e_n et l'algorithme d'apprentissage.

Le réseau de neurones adopté est un PMC qui comporte deux entrées, une couche cachée constitué de neuf neurones et une couche de sortie de deux neurones. Les fonctions d'activa-

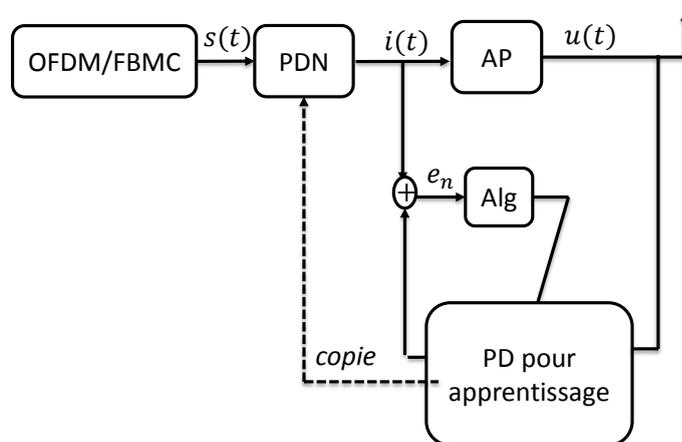


FIGURE 3.7 – Pré-distorsion adaptative Standard

tion des neurones cachés sont des tangentes hyperboliques et celles de sortie sont linéaires. Cette pré-distorsion se base sur un algorithme adaptatif permettant le calcul itératif des coefficients du réseau de neurones pour chaque symbole OFDM ou FBMC/OQAM transmis.

L'algorithme utilisé est celui de Levenberg-Marquard (LM). Ainsi, la présente structure consiste à réduire simultanément les distorsions d'amplitude et de phase (AM/AM et AM/PM). Les performances en terme de TEB de la présente méthode sont présentées dans la figure 3.8 pour un AP de Saleh avec un $IBO = 6dB$ et une distorsion de phase nominale $\varphi_0 = \pi/6$.

3.4. PRÉ-DISTORSION ADAPTATIVE POUR UN SYSTÈME FBMC/OQAM

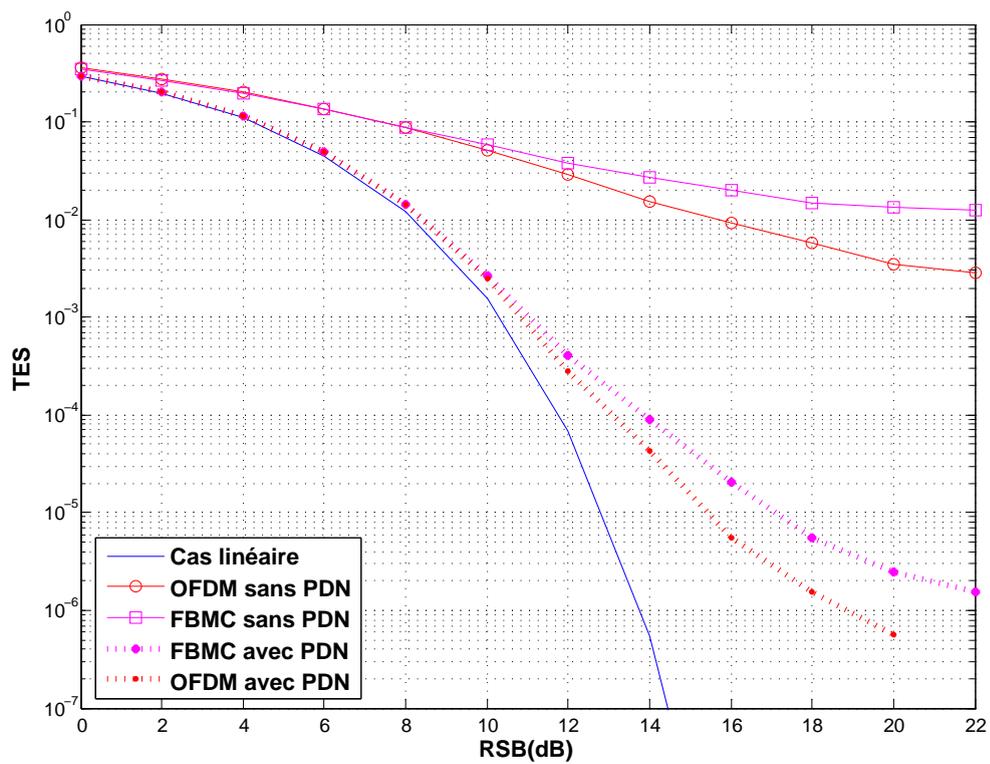


FIGURE 3.8 – TEB en fonction de E_b/N_0 pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM avec la PDN standard, 64 sous-porteuses, 16-QAM, AP-Saleh, IBO=6dB, $\varphi_0 = \pi/6$, canal BBAG.

3.4. PRÉ-DISTORSION ADAPTATIVE POUR UN SYSTÈME FBMC/OQAM

D'après ces résultats, on remarque bien que la technique FBMC/OQAM est plus sensible aux distorsions induites par l'AP comparée au système OFDM. La différence en terme de performance entre les deux systèmes s'explique par la sensibilité de l'FBMC/OQAM à la distorsion de phase comme nous l'avons déjà démontré dans le paragraphe 2.4.1. Malgré l'écart qui existe entre les deux systèmes, la présente technique arrive à réduire considérablement les distorsions d'amplitude et de phase et améliore les performances des deux systèmes. Finalement, on peut conclure que la présente technique n'arrive pas à corriger parfaitement l'erreur de phase d'où l'idée de proposer une nouvelle structure.

3.4.2 Pré-distorsion adaptative modifiée

Suite aux résultats obtenus par le premier schéma de pré-distorsion nous avons pensé à proposer une nouvelle structure qui permet d'améliorer les performances du système FBMC/OQAM. Le nouveau schéma consiste à corriger séparément les distorsions d'amplitude et de phase avec deux fonctions de pré-distorsion indépendantes. La nouvelle structure est schématisée par la figure 3.9.

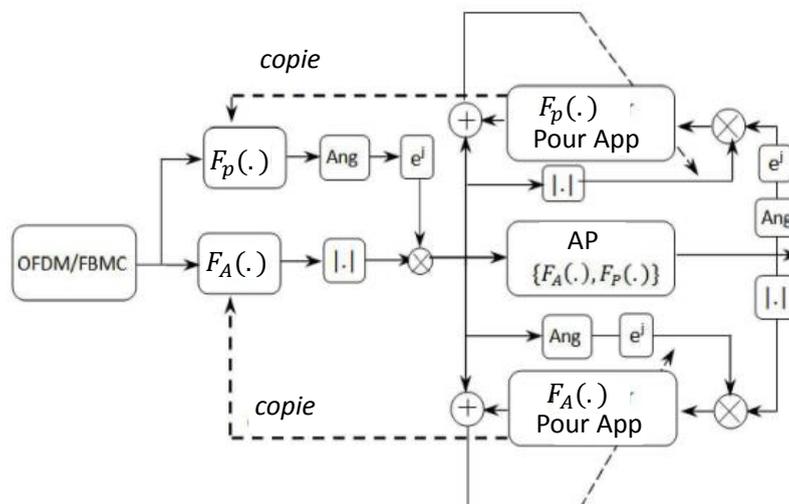


FIGURE 3.9 – Pré-distorsion adaptative modifiée

3.4. PRÉ-DISTORSION ADAPTATIVE POUR UN SYSTÈME FBMC/OQAM

Sachant que chaque pré-distorsion a la même structure neuronale du premier schéma c.à.d deux entrées, une couche cachée de neuf neurones et une couche de sortie de deux sorties. Les performances de cette nouvelle structure sont présentées par la figure 3.10 :

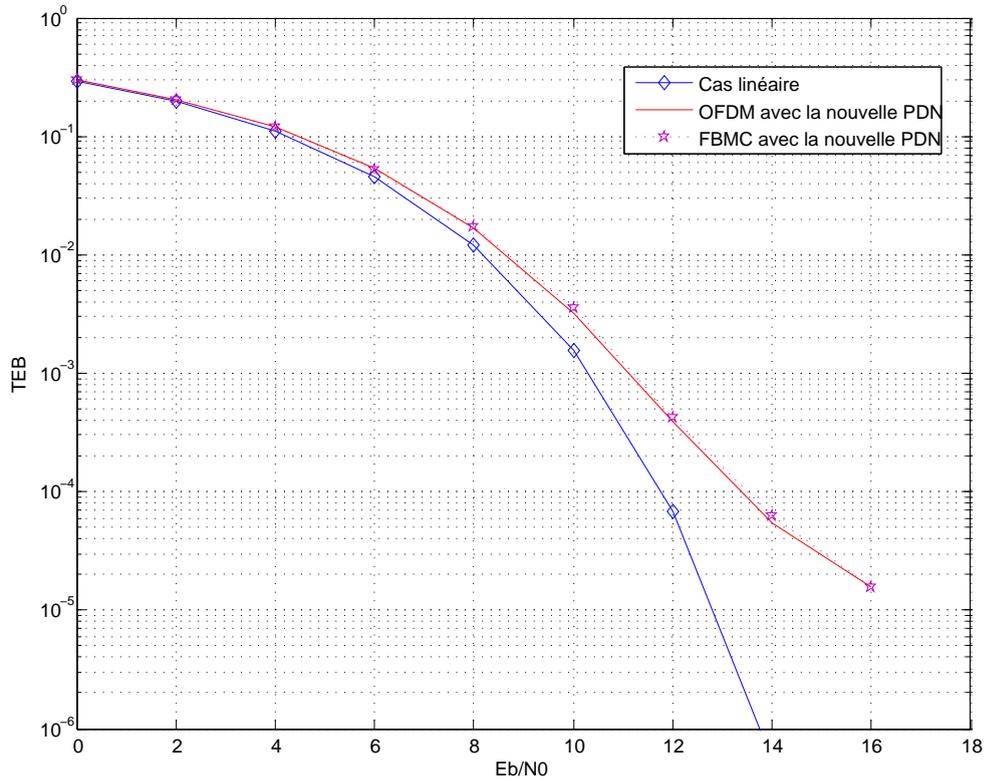


FIGURE 3.10 – TEB en fonction de E_b/N_0 pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM avec la nouvelle structure de PDN, 64 sous-porteuses, 16-QAM, AP-Saleh, IBO=6dB, $\varphi_0 = \pi/6$, canal BBAG.

En observant ces résultats, nous remarquons bien que la nouvelle structure nous offre des résultats identiques pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM. Ainsi, la PDN modifiée est capable de corriger efficacement la rotation de phase introduite par l'amplificateur pour un système FBMC/OQAM.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les réseaux de neurones ainsi que les systèmes à pré-distorsion numérique. Dans un premier temps, nous avons présenté les performances en terme de TEB pour les deux systèmes OFDM et FBMC/OQAM en présence de pré-distorsion adaptative, sachant que la structure standard été déjà proposée pour OFDM dans un travail précédent. Les résultats obtenus par ce schéma montrent une dégradation des performances du système FBMC/OQAM par rapport au système OFDM, vu la sensibilité de l'FBMC/OQAM au distorsions de phase induites par l'amplificateur de puissance. Ensuite, nous avons proposé une nouvelle structure de pré-distorsion neuronale adaptée au système FBMC/OQAM et qui fonctionne de la même manière qu'avec un système OFDM.

3.5. CONCLUSION

Chapitre 4

Correction des effets de NL au niveau du récepteur

4.1 Introduction

Comme déjà mentionné, les modulations multi-porteuse sont très sensibles aux effets non-linéaires induites par l'AP. De ce fait, plusieurs techniques de linéarisation et de compensation de ces effets ont été proposées dans la littérature pour les modulations OFDM. Dans ce chapitre nous allons présenter deux techniques de compensation des NL au niveau du récepteur. La première technique consiste à adapter une solution déjà proposée pour l'OFDM au système FBMC/OQAM. La deuxième technique se présente en tant qu'une nouvelle architecture de récepteur pour les modulation OFDM et FBMC/OQAM.

4.2 Récepteur itératif pour un système FBMC/OQAM, "PANC" (Power Amplifier Nonlinearities Cancellation)

Dans [52] les auteurs ont proposé une technique itérative pour la compensation des effets non-linéaires de l'AP au niveau récepteur. Cette technique exige une parfaite connaissance du modèle de l'amplificateur au niveau du récepteur et sur cette base, l'estimation de la distorsion se fait d'une manière itérative jusqu'à la convergence de l'algorithme. Nous rappelons que le signal en sortie de l'AP est donné par l'équation suivante :

$$u(t) = Ki(t) + d(t) \tag{4.1}$$

4.2. RÉCEPTEUR ITÉRATIF POUR UN SYSTÈME FBMC/OQAM , "PANC" (POWER AMPLIFIER NONLINEARITIES CONCELLATION)

Dans un premier temps nous ferons l'hypothèse que le canal est idéal (BBAG). Le récepteur FBMC/OQAM est donné par la figure 4.1. Le signal reçu est donné par :

$$z(t) = Ki(t) + d(t) + w(t) \quad (4.2)$$

Où $w(t)$ est le bruit blanc Gaussien introduit par le canal idéal.

Les vecteurs Y_m , \hat{X}_m et \hat{S}_m s'écrivent comme suit :

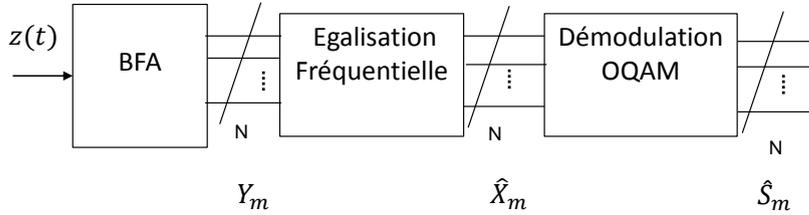


FIGURE 4.1 – Récepteur FBMC/OQAM

$$Y_m = [y_{m,0}, y_{m,1}, \dots, y_{m,N-1}]^T \quad (4.3)$$

$$\hat{X}_m = [x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}]^T \quad (4.4)$$

$$\hat{S}_m = [s_{m,0}, s_{m,1}, \dots, s_{m,N-1}]^T \quad (4.5)$$

Le signal $z(t)$ est échantillonné et présenté en entrée du filtre d'analyse donné sur la figure 4.1. Le banc de filtre d'analyse (BFA) est constitué d'un réseau de filtres polyphasés suivi d'une FFT. En sortie de l'FFT nous avons N signaux ($y_{m,k}, k = 0, \dots, N - 1$) qui comportent l'information utile ainsi que l'interférence. Interférence et signal utile sont respectivement réelles et imaginaires ou vice versa.

Au niveau de chacune des sorties du BFA opérera une égalisation, si un canal sélectif est

4.2. RÉCEPTEUR ITÉRATIF POUR UN SYSTÈME FBMC/OQAM , "PANC" (POWER AMPLIFIER NONLINEARITIES CONCELLATION)

présent. Après égalisation fréquentielle le vecteur \widehat{X} de taille N est traité par le bloc de démodulation OQAM. Ce dernier bloc conserve la partie réelle ou imaginaire des composantes de \widehat{X} selon le numéro de porteuse et le numéro de symbole FBMC/OQAM. Il regroupe de même les parties réelles et imaginaires afin d'obtenir des symboles complexes. La sortie du bloc "Démodulation OQAM" est un vecteur de taille N contenant les symboles estimés en réception.

En observant l'équation (4.2) nous remarquons que le signal $z(t)$ contient le signal utile ($Ki(t)$) ainsi que deux termes de bruit ; $d(t)$ et $w(t)$. Il est impossible de soustraire le bruit $w(t)$, néanmoins, au vu de l'équation (4.1) il est possible d'obtenir une estimée du bruit $d(t)$. Cette estimée peut être obtenue comme suit :

a : A partir des vecteurs reçu \widehat{S}_m , fabriquer le signal FBMC/OQAM correspondant : $\widehat{i}(t)$ à l'aide du banc de filtre de synthèse (BFS). Le signal $\widehat{i}(t)$ est différent du signal émis $i(t)$, car des erreurs sur les symboles sont présentes dans les vecteurs \widehat{S}_m .

b : Ayant obtenu $\widehat{i}(t)$ nous l'amplifions par un modèle d'amplificateur de puissance identique à celui de l'émission. Cela impose aussi que le récepteur dispose du modèle AM/AM et AM/AP de l'AP de l'émetteur. En sortie de l'AP, on dispose d'un signal $\widehat{u}(t)$ qui peut s'écrire :

$$\widehat{u}(t) = K\widehat{i}(t) + \widehat{d}(t) \quad (4.6)$$

c : A l'issue de l'étape précédente nous disposons d'une estimée, $\widehat{d}(t)$, du bruit introduit par l'AP. Pour cela il suffit de soustraire $K\widehat{i}(t)$ à $\widehat{u}(t)$.

Ce bruit estimé, devra être soustrait au signal $z(t)$ de l'équation (4.2)

d : Soustraire directement $\widehat{d}(t)$ à $z(t)$ est possible si le canal est idéal. Néanmoins, dans le cas d'un canal sélectif en fréquence de réponse impulsionnelle $h(t)$ l'équation (4.2) devient :

$$z(t) = Ki(t) * h(t) + d(t) * h(t) + w(t) \quad (4.7)$$

4.2. RÉCEPTEUR ITÉRATIF POUR UN SYSTÈME FBMC/OQAM , "PANC" (POWER AMPLIFIER NONLINEARITIES CANCELLATION)

La soustraction de $\hat{d}(t)$ dans le domaine temporel impose le calcul de la convolution $\hat{d}(t) * h(t)$. Une autre possibilité consiste à soustraire le bruit estimé, $\hat{d}(t)$ dans le domaine fréquentiel après égalisation. Pour cela nous sommes amenés à moduler $\hat{d}(t)$ avec un modulateur FBMC/OQAM, diviser le résultat par la constante K pour tenir compte de la relation (4.1) et soustraire le vecteur aussi obtenu au vecteur \hat{X}_m . Le vecteur soustrait sera appelé \hat{D}_m .

La figure 4.2 explicite la chaîne permettant de générer l'estimation $\hat{d}(t)$ du bruit.

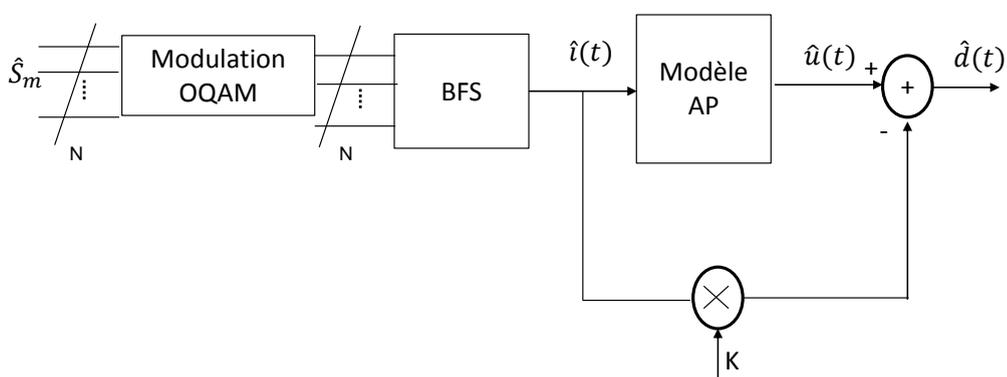


FIGURE 4.2 – Génération du bruit estimé $\hat{d}(t)$

La figure 4.3 présente la chaîne de correction, du bruit NL, dans le domaine fréquentiel. Afin d'alléger les notations, l'indice m de la figure 4.1 a été omis.

Il est bien sûr possible de réaliser plusieurs itérations du système présenté à la figure 4.3. Nous aurons alors le système de la figure 4.4 où l'indice i représente l'indice de l'itération.

4.2. RÉCEPTEUR ITÉRATIF POUR UN SYSTÈME FBMC/OQAM , "PANC"
 (POWER AMPLIFIER NONLINEARITIES CANCELLATION)

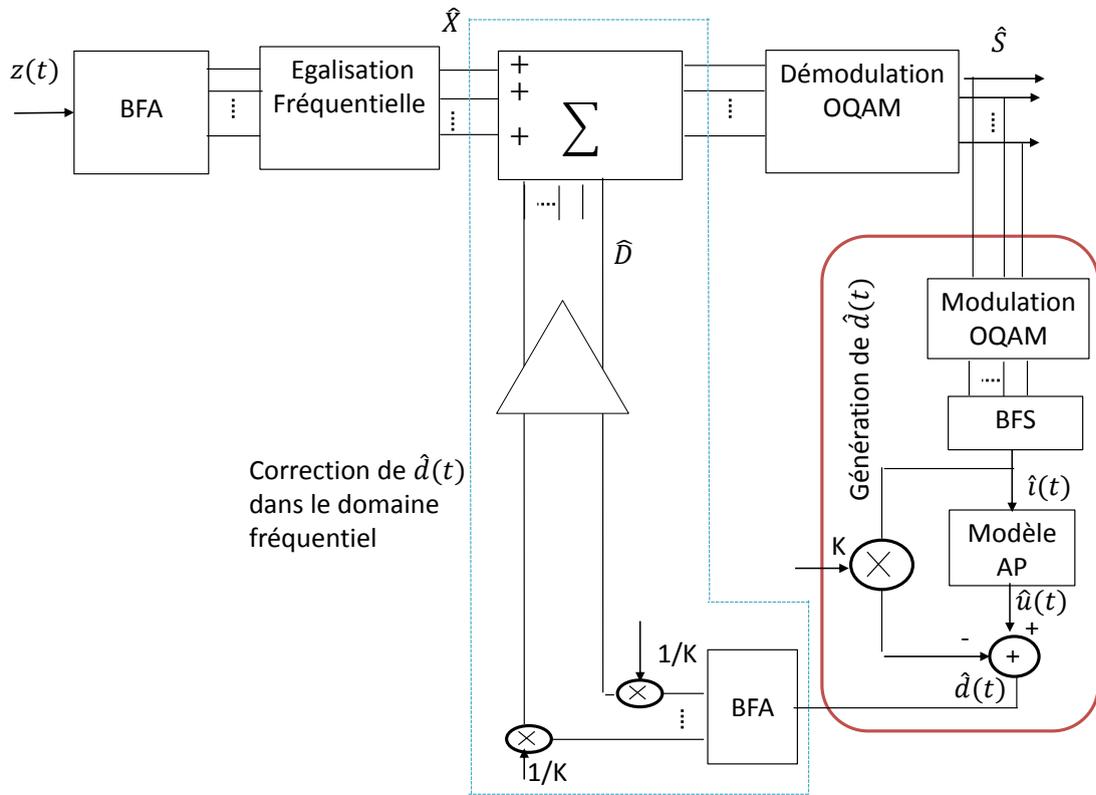


FIGURE 4.3 – Chaîne de correction

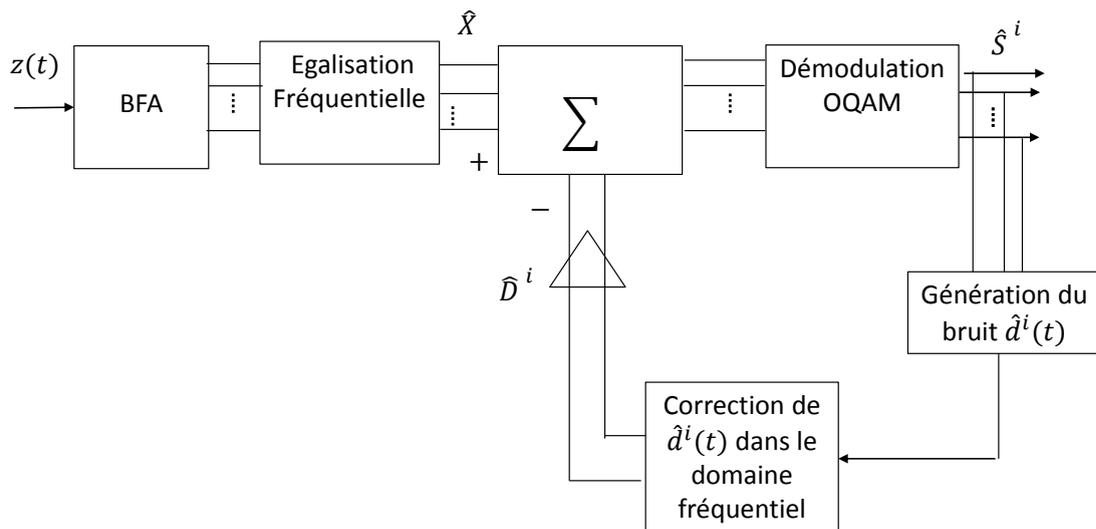


FIGURE 4.4 – Schéma général de la technique PANC pour la modulation FBMC/OQAM

Les différents étapes de l'algorithme proposé sont organisées comme suit :

Étape 0 : Au départ nous avons $\hat{i}^0(t) = 0$ et $\hat{d}^0(t) = 0$

Étape 1 : A la première itération nous avons $\hat{D}^0 = 0$ et nous calculons \hat{D}^1 à partir de $(\hat{X} - \hat{D}^0)$

Étape suivante : \hat{D}^{i+1} est calculé à partir de $(\hat{X} - \hat{D}^i)$

Les résultats obtenus pour un système FBMC/OQAM en présence d'un amplificateur de Saleh dans le cas d'un canal BBAG, pour les deux schémas de modulation 4QAM et 16QAM, sont présentés par les deux figures 4.5 et 4.6 respectivement.

Nous remarquons que la technique proposée permet de corriger considérablement la distorsion induite par l'amplificateur pour les deux schémas de modulation. Nous observons aussi que, pour les modulations 4QAM, les performances sont très proche à celles du cas linéaire. Cependant, quand on augmente l'ordre de modulation, on remarque l'existence d'un plancher de bruit qui persiste.

4.3 Performance du PANC en présence d'un codeur canal

Dans ce paragraphe, nous avons proposons d'intégrer un codeur canal dans le récepteur itératif PANC décrit au paragraphe précédent. Le schéma générale de la chaîne de transmission FBMC/OQAM, en présence d'un codeur/décodeur du canal, est donné par la figure 4.7.

Dans le but de minimiser les dégradations introduites par le canal, nous avons utilisé un codeur canal avec un rendement de code égale à 1/2. En outre, afin de lutter contre le

4.3. PERFORMANCE DU PANC EN PRÉSENCE D'UN CODEUR CANAL

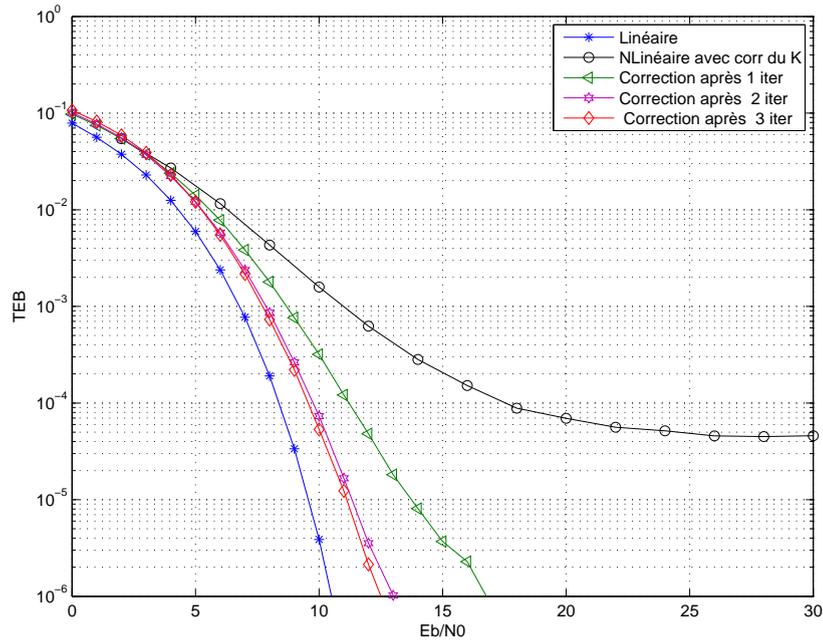


FIGURE 4.5 – TEB en fonction de E_b/N_0 pour un système FBMC/OQAM, 64 sous-porteuses, 4-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, IBO=6dB, BBAG

regroupement des erreurs, nous avons utilisé avec le codeur canal un entrelaceur de code. Le récepteur FBMC/OQAM en présence du PANC et du codeur entrelaceur est donné par la figure 4.8 :

4.3. PERFORMANCE DU PANC EN PRÉSENCE D'UN CODEUR CANAL

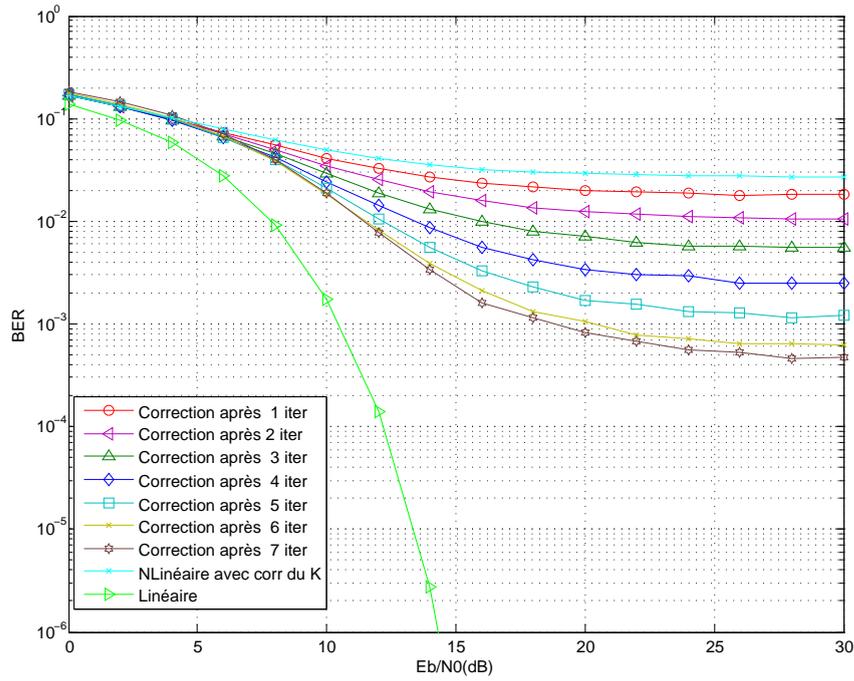


FIGURE 4.6 – TEB en fonction de E_b/N_0 pour un système FBMC/OQAM, 64 sous-porteuses, 16-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, IBO=6dB, BBAG

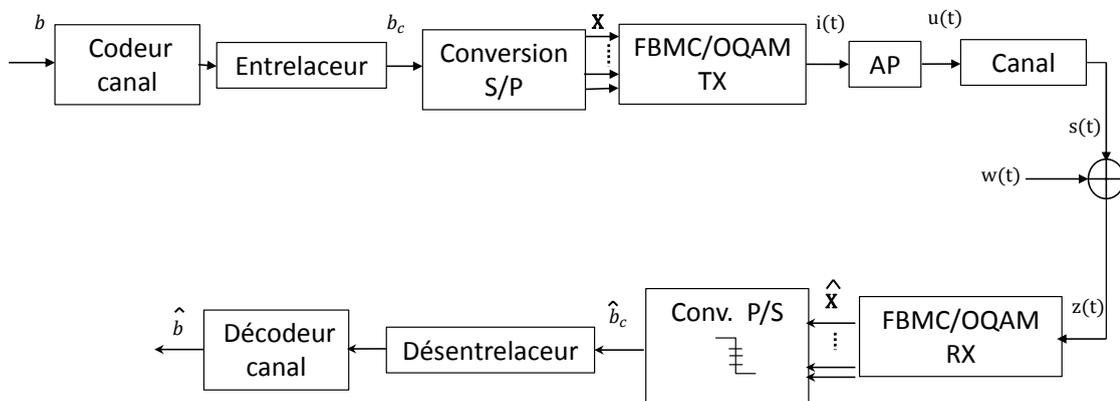


FIGURE 4.7 – Chaîne de transmission FBMC/OQAM en présence d'un codeur canal

4.3. PERFORMANCE DU PANC EN PRÉSENCE D'UN CODEUR CANAL

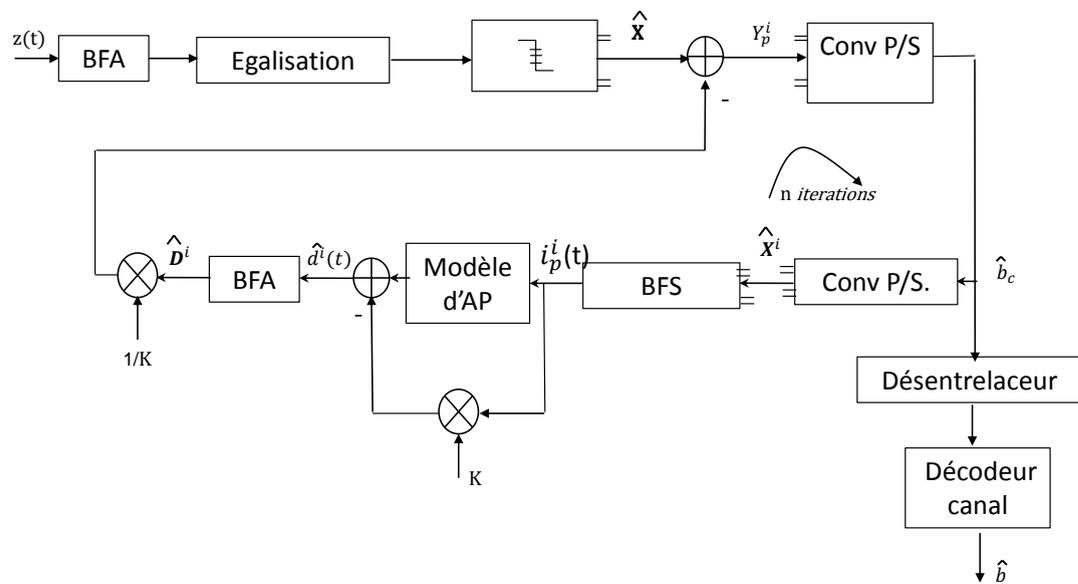


FIGURE 4.8 – Récepteur PANC pour la modulation FBMC/OQAM en présence d'un codeur canal

4.4. CORRECTION DES NON-LINÉARITÉS BASÉS SUR L'ESTIMATION DES POSITIONS DES SYMBOLES ERRONÉS

Les résultats des simulations pour la modulation 16-QAM en présence d'un AP modèle de Saleh, pour une valeur d'IBO égale à 6dB et un déphasage nominale $\varphi_0 = \pi/3$ sont donnés par la figure 4.9.

D'après ces résultats, nous confirmons que le codeur canal, conjointement à la technique

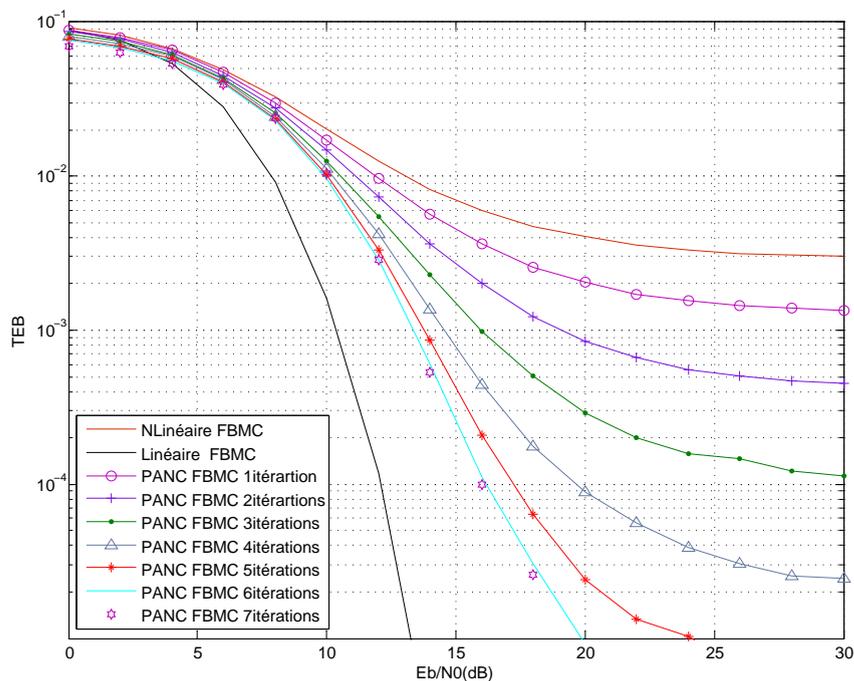


FIGURE 4.9 – TEB en fonction de E_b/N_0 pour un système FBMC/OQAM avec codage canal, 64 sous-porteuse, 16-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, IBO=6dB, canal constant.

PANC, améliorent les performances du système FBMC/OQAM en présence d'AP par rapport au cas sans codage, déjà décrit dans le paragraphe précédent 4.2. En prenant l'exemple d'un $IBO = 6dB$, les performances du système sont très proche du cas linéaire après 7 itérations de l'algorithme PANC.

4.4 Correction des non-linéarités basés sur l'estimation des positions des symboles erronés

Nous proposons dans ce paragraphe une nouvelle technique de détection et de correction de la non-linéarité au niveau du récepteur.

4.4.1 Principe de la nouvelle technique

Le signal temporel en sortie de l'amplificateur est affecté par différents niveaux de distorsion. Soit les échantillons temporels qui subissent une légère déformation (dans la zone linéaire) sont appelés u_t et les échantillons temporels qui ont subis une forte déformation (dans la zone non-linéaire) seront nommés u_f . Le réarrangement du vecteur u , nous donne l'équation (4.8) :

$$u = \begin{bmatrix} u_f \\ u_t \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

La figure 4.10 illustre le constat énoncé au paragraphe précédent.

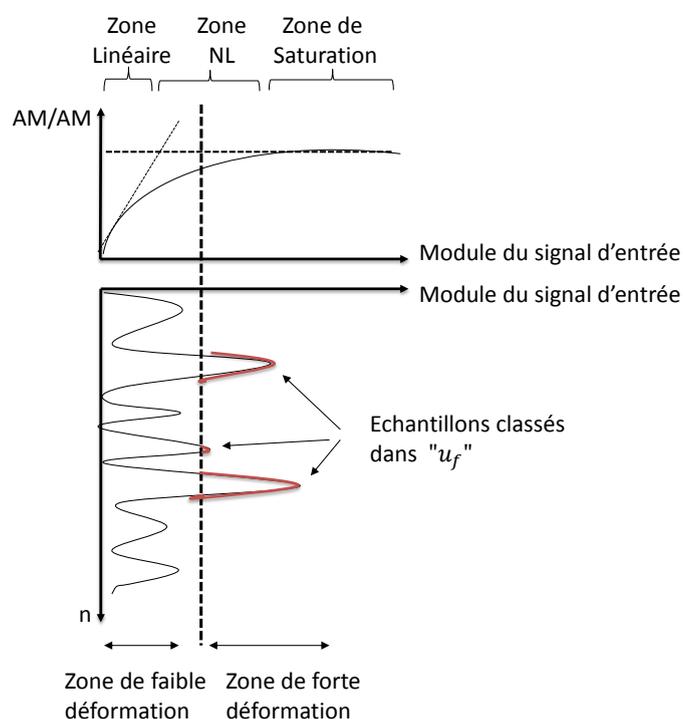


FIGURE 4.10 – Définition des échantillons appartenant aux deux classes u^t et u^f

4.4.1.1 Cas OFDM

A la réception, le signal temporel subi une FFT pour être converti dans le domaine fréquentiel. Le signal en sortie du démodulateur OFDM peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$X_{est} = FFT(u) = \mathbf{W}.u \quad (4.9)$$

4.4. CORRECTION DES NON-LINÉARITÉS BASÉS SUR L'ESTIMATION DES POSITIONS DES SYMBOLES ERRONÉS

Avec X_{est} et u sont de même taille, soit $N \times 1$. W est la matrice FFT de taille $N \times N$ dont l'élément de la n^{me} ligne ($n = 1..N$), k^{eme} colonne ($k = 1..N$) est donné par :

$$w_{n,k} = e^{-j2\pi kn/N} \quad (4.10)$$

En se basant sur le principe que X_{est} contient des éléments estimés sans erreurs, X_{est}^t , et d'autres estimés avec erreurs X_{est}^f , nous pouvons ré-écrire l'équation (4.9) comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_{est}^t \\ X_{est}^f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{F} \\ \mathbf{E} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_f \\ u_t \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

où \mathbf{G} , \mathbf{F} , \mathbf{D} et \mathbf{E} sont des sous matrices de W .

Au niveau du récepteur, les échantillons de la classe u_t sont connus : ce sont les échantillons temporels dont le module est suffisamment faible pour ne pas avoir subi de déformation liée à la non-linéarité de l'AP. Nous pouvons considérer qu'ils sont égaux aux échantillons émis. Par contre, les échantillons de la classe u_f correspondent à des échantillons émis qui ne sont pas connus car ayant subi la non-linéarité de l'AP.

L'idée de la technique de correction que nous proposons ici est de pouvoir calculer les échantillons du signal émis correspondant à la classe u_f . A partir de l'équation 4.11, nous pouvons écrire que :

$$X_{est}^t = \mathbf{G}.u_f + \mathbf{F}.u_t \quad (4.12)$$

Cela permet d'exprimer u_f sous la forme suivante :

$$u_f = \mathbf{G}^{-1} (X_{est}^t - \mathbf{F}.u_t) \quad (4.13)$$

Dans l'équation (4.13) les échantillons u_t sont connus au niveau du récepteur. Il faut néanmoins satisfaire les deux conditions suivantes pour pouvoir résoudre l'équation (4.13) :

a : X_{est}^t doit être estimé dans le récepteur,

b : Le nombre inconnus (taille de u_f) doit être inférieur ou égal au nombre d'équations de l'expression (4.13) soit inférieur ou égal au nombre de symboles estimés sans erreur

4.4. CORRECTION DES NON-LINÉARITÉS BASÉS SUR L'ESTIMATION DES POSITIONS DES SYMBOLES ERRONÉS

(taille de X_{est}^t). *Estimation des symboles X_{est}^t dans le récepteur :*

Soit $z(t)$ le signal reçu en entrée du démodulateur OFDM, on a :

$$z(t) = Ki(t) + d(t) + w(t) \quad (4.14)$$

Nous rappelons que, $w(t)$ est le bruit blanc introduit par le canal, K et $d(t)$ sont le gain complexe et le bruit introduits par l'AP à l'émission.

Le signal $z(t)$ peut être démodulé afin de retrouver une estimation des symboles émis : X_{est} .

A partir de X_{est} , nous pouvons obtenir, par modulation, un signal $i_h(t)$. $i_h(t)$ est différent de $i(t)$ car des erreurs de transmission existant au sein du vecteur X_{est} . Connaissant le modèle de l'AP au niveau du récepteur, nous pouvons calculer le signal $u_h(t)$ qui est le signal $i_h(t)$ amplifié. Nous avons la relation suivante :

$$u_h(t) = Ki_h(t) + d_k(t) \quad (4.15)$$

où $d_h(t)$ est le bruit introduit par l'AP après application du signal $i_h(t)$ à l'entrée de celui-ci.

La FFT de la différence $u(t) - u_h(t)$ donne :

$$\begin{aligned} FFT(u(t) - u_h(t)) &= FFT((Ki(t) + d(t)) - (Ki_h(t) + d_h(t))) \\ &= FFT(K \times IFFT(X - X_{est}) + d(t) - d_k(t)) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Par simulation, nous avons vérifié que $IFFT(X - X_{est})$ était voisin, à une constante près, de $d(t) - d_h(t)$. Nous avons aussi :

$$IFFT(X - X_{est}) = \frac{1}{\alpha}(d(t) - d_h(t)) \quad (4.17)$$

Ce qui, combiné à (4.16) nous donne :

$$FFT(u(t) - u_h(t)) \approx (K + \alpha)[X - X_{est}] \quad (4.18)$$

L'équation (4.18) permet, dans le récepteur, de savoir si un symbole estimé est égal au symbole émis ou s'il y a eu une erreur de transmission. Cela va nous permettre de satisfaire la contrainte (a) et aussi permettre la connaissance des ensembles X_{est}^f et X_{est}^t . A partir de l'équation (4.18), nous pouvons interpréter que si $FFT(u(t) - u_h(t))$ est très proche de zéro, les symboles X_{est} sont correctes. Dans le cas contraire, les symboles estimés sont erronés. Les étapes, ci-dessous, résument le calcul de X_{est}^f

4.4. CORRECTION DES NON-LINÉARITÉS BASÉS SUR L'ESTIMATION DES POSITIONS DES SYMBOLES ERRONÉS

- Calcul de X_{est} à partir du signal $u(t)$,
- Calcul de $u_h(t)$ à partir de X_{est} ,
- Identification des X_{est}^t à partir de la $FFT(u(t) - u_h(t))$ (4.18),
- Localisation des u_t à faible puissance,
- A partir de l'équation (4.13), nous calculons u_f ,
- Nous calculons le nouveau u_{new} qui contient les u_t et les nouveaux u_f mis à jours,
- Nous calculons une FFT de u_{new} , nous obtenons une estimation des symboles une diminution des erreurs.

La figure 4.11 donne les performances du récepteur proposé pour un système OFDM avec une modulation 16-QAM en présence d'un amplificateur modèle de Saleh.

D'après la figure 4.11, nous avons testé les performances du système OFDM pour deux configurations d'AP, dans le premier cas on considère un $IBO = 6dB$ et une rotation de phase $\varphi_0 = \pi/3$ et dans le deuxième cas un $IBO = 8dB$ et une variation de phase $\varphi_0 = \pi/12$. Dans les deux cas, le schéma proposés arrivent à corriger les effets de l'amplificateur. Ainsi, nous pouvons observer que le récepteur est plus performant pour les grandes valeurs de $Eb/N0$ car pour les valeurs d' $Eb/N0$ qui sont faibles, le bruit du canal BBAG devient plus important que le bruit engendré par l'amplificateur.

4.4.1.2 Cas FBMC/OQAM

A la réception, le signal en sortie du démodulateur FBMC/OQAM peut être écrit sous la forme matricielle suivante :

$$X_{est} = \mathbf{W}.A.u \quad (4.19)$$

4.4. CORRECTION DES NON-LINÉARITÉS BASÉS SUR L'ESTIMATION DES POSITIONS DES SYMBOLES ERRONÉS

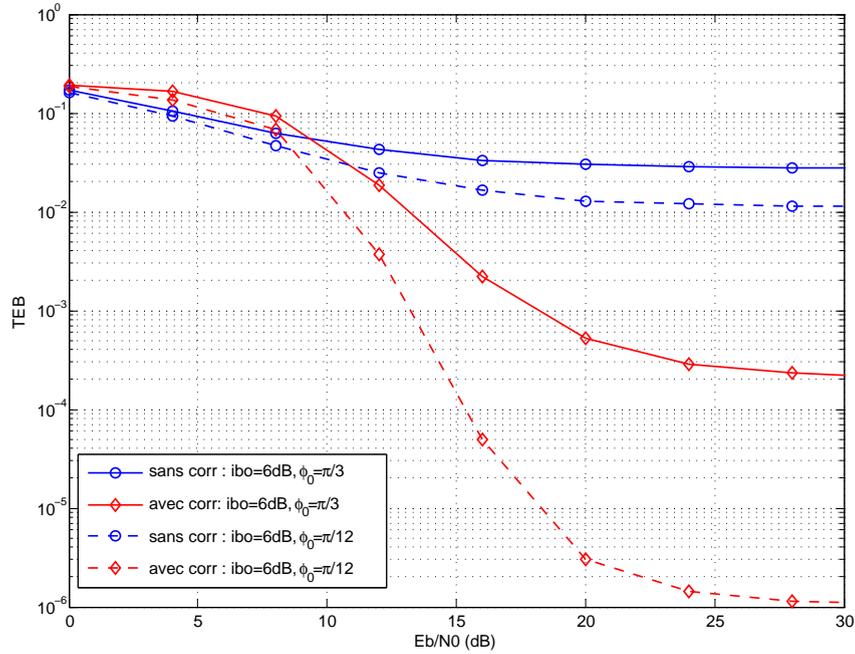


FIGURE 4.11 – TEB en fonction de E_b/N_0 pour un système OFDM, 256 sous-porteuse, 16-QAM, AP-Saleh, BBAG.

Avec \mathbf{u} est un vecteur de taille $4N \times 1$ ($4N$ relatif à la taille du filtre prototype), X_{est} est le signal démodulé de taille $N \times 1$, W est la matrice FFT de taille $N \times N$ donnée par l'équation (4.10). A est la matrice du BFA, de taille $N \times 4N$, qui est donnée par :

$$\mathcal{A} = \begin{bmatrix} h(1) & h(1+N) & h(1+2N) & h(1+3N) & \dots & \dots & 0 \\ 0 & h(2) & h(2+N) & h(2+2N) & h(2+3N) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & h(N) & h(2N) & h(3N) & h(4N) \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

où $h(n)$, $n = 1..4N$, sont les coefficients de la réponse impulsionnelle du filtre prototype PHYDYAS et qui sont donnés par l'équation .

Soit la matrice Q la matrice WA

Pour simplifier le calcul et tenir compte de la spécificité de la modulation OQAM, nous avons exprimé la matrice Q en fonction des parties réelles et imaginaires. De cette manière,

4.4. CORRECTION DES NON-LINÉARITÉS BASÉS SUR L'ESTIMATION DES POSITIONS DES SYMBOLES ERRONÉS

les tailles vont se doubler et ré-écriture de cette matrice donne :

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} Re(q_{1,1}) & -Im(q_{1,1}) & \cdots & -Im(q_{1,8N}) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ Re(q_{N,1}) & -Im(q_{N,1}) & \cdots & -Im(q_{N,8N}) \\ Im(q_{N+1,1}) & Re(q_{N+1,1}) & \cdots & Re(q_{N+1,8N}) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ Im(q_{2N,1}) & Re(q_{2N,1}) & \cdots & Re(q_{2N,8N}) \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

La nouvelle taille de la matrice \mathbf{Q} est de $2N \times 8N$.

Aussi, les deux vecteurs \mathbf{X}_{est} et \mathbf{u} , se réécrivent en fonction des parties réelles et imaginaires, et donnent les équations suivantes :

$$\mathbf{u}^T = [Re(u_1) \quad Im(u_1) \quad Re(u_2) \quad \cdots \quad Re(u_{8N}) \quad Im(u_{8N})] \quad (4.22)$$

$$\mathbf{X}_{est} = \begin{bmatrix} Re(X_{est}(1)) \\ Re(X_{est}(3)) \\ \vdots \\ Re(X_{est}(N/2)) \\ Im(X_{est}(2)) \\ Im(X_{est}(4)) \\ \vdots \\ Im(X_{est}(N)) \\ Re(X_{est}(2)) \\ Re(X_{est}(4)) \\ \vdots \\ Re(X_{est}(N)) \\ Im(X_{est}(1)) \\ Im(X_{est}(3)) \\ \vdots \\ Im(X_{est}(N/2)) \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Les tailles de ces vecteurs sont donc doublées c.à.d. \mathbf{u} est de taille $8N \times 1$ et \mathbf{X}_{est} a une taille égale à $2N \times 1$. Comme déjà expliqué dans le premier chapitre 1.2.3.1, si nous transmettons un réel pur, un terme d'interférence se rajoute au signal utile, la même chose se passe, si on envoi un symbole imaginaire. Sur cette base, nous avons réarrangé le vecteur \mathbf{X}_{est} en partie réelle et partie imaginaire utile (Les N premiers éléments) et le reste des éléments sont des

4.4. CORRECTION DES NON-LINÉARITÉS BASÉS SUR L'ESTIMATION DES POSITIONS DES SYMBOLES ERRONÉS

interférences (N éléments). En outre, dans la partie utile du signal il y a des éléments qui sont estimés sans erreur appelés (\mathbf{X}_{est}^t), d'autres qui sont erronés (\mathbf{X}_{est}^f). Comme dans le cas OFDM, le ré-arrangement du vecteur \mathbf{X}_{est} est donné par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} X_{est}^t \\ X_{est}^f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}' & \mathbf{F}' \\ \mathbf{E}' & \mathbf{D}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_f \\ u_t \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$(4.25)$$

avec, \mathbf{G}' , \mathbf{F}' , \mathbf{D}' , et \mathbf{E}' sont des sous-matrices de la matrice Q . Ensuite, pour calculer les valeurs de X_{est}^f , la même démarche, utilisée dans le cas OFDM, est adoptée tenant compte des changements au niveau des tailles des vecteurs. Le problème revient à résoudre le système d'équation suivant :

$$X_{est}^t = \mathbf{G}' \cdot u_f + \mathbf{F}' \cdot u_t \quad (4.26)$$

Ainsi, pour calculer u_f , on doit résoudre l'équation suivante :

$$u_f = \mathbf{G}'^{-1} (X_{est}^t - \mathbf{F}' \cdot u_t) \quad (4.27)$$

Les étapes de l'algorithme sont les mêmes que dans le cas OFDM, sauf que nous remplaçons les fonctions FFT et IFFT de l'OFDM par l'émetteur et le récepteur FBMC/OQAM. Finalement, le nouveau signal calculé u_{new} sera injecté dans le récepteur FBMC/OQAM pour établir la décision sur les symboles présentant le moins d'erreurs. Les figures 4.12 et 4.13, présentent les performances du récepteur proposé pour la technique FBMC/OQAM en présence d'un amplificateur de Saleh pour différents valeurs d'IBO.

D'après les deux figures 4.12 et 4.13, nous pouvons affirmer que le récepteur proposé permet de corriger considérablement les distorsions de l'amplificateur.

4.4. CORRECTION DES NON-LINÉARITÉS BASÉS SUR L'ESTIMATION DES POSITIONS DES SYMBOLES ERRONÉS

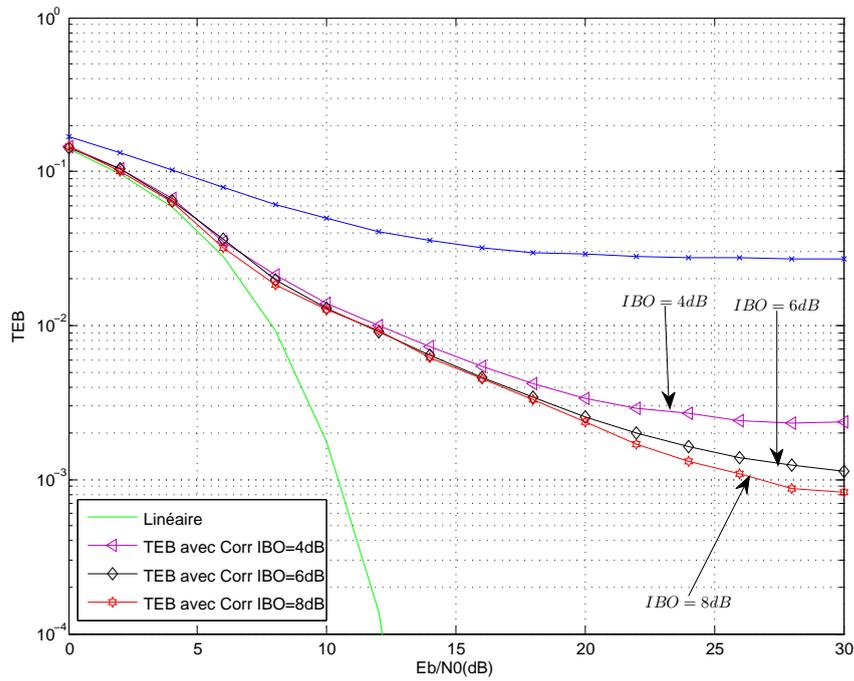


FIGURE 4.12 – TEB en fonction de E_b/N_0 pour un système FBMC/OQAM, 64 sous-porteuses, 16-QAM, AP-Saleh, $\varphi_0 = \pi/3$, canal BBAG.

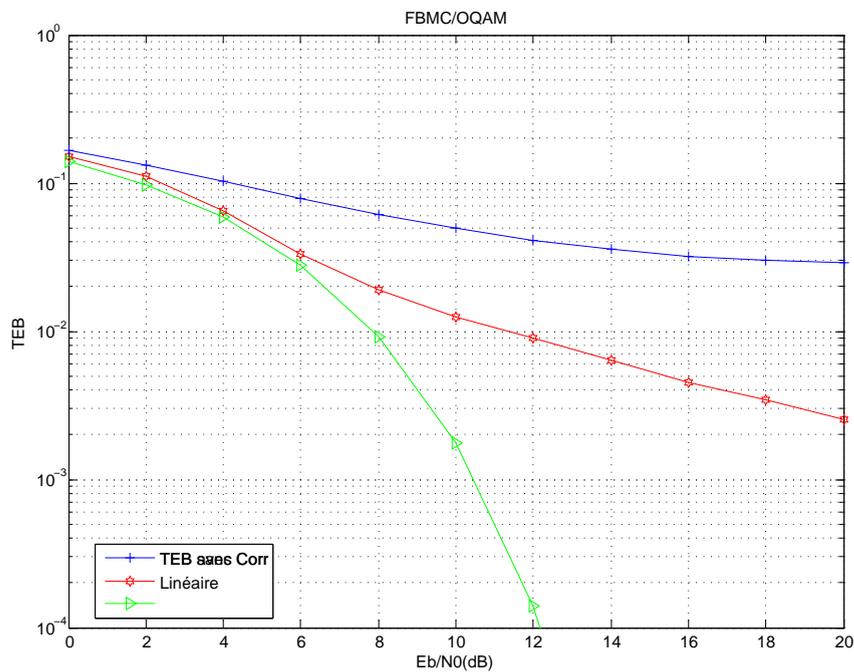


FIGURE 4.13 – TEB en fonction de E_b/N_0 pour un système FBMC/OQAM, 64 sous-porteuses, 16-QAM, AP-Saleh, IBO=6dB, $\varphi_0 = \pi/6$, canal BBAG.

4.5 Conclusion

Deux récepteurs OFDM et FBMC/OQAM modifiés ont été proposés et testés dans ce chapitre pour corriger les effets non-linéaires induites par l'AP. En se basant sur la modélisation du signal en sortie de l'AP par un gain complexe et un bruit additif non corrélé avec le signal d'entrée et en supposant la connaissance parfaite du modèle de l'AP à la réception, nous avons pu corriger itérativement les distorsions induites par l'amplificateur de puissance. Ensuite, nous avons proposé une technique de détection et de correction des erreurs introduites par l'AP. Cette technique utilise des ré-écritures des matrices des modulations OFDM et FBMC/OQAM pour détecter et corriger les échantillons temporels distordus par l'AP. Aussi, le deuxième schéma présente des performances plus efficaces que le premier schéma, en terme de TEB, en plus il est beaucoup plus simple et moins complexe que le premier du point de vue de l'implémentation. Les deux techniques proposées peuvent être appliquées pour n'importe quel modèle d'amplificateur de puissance sans mémoire.

4.5. CONCLUSION

Chapitre 5

Conclusion et Perspectives

5.1 Conclusion

Dans ce travail de thèse nous nous sommes intéressés à l'étude de l'impact des non-linéarités introduites par les amplificateurs de puissance sur les systèmes multi-porteuses de type OFDM et FBMC/OQAM. Après une étude de l'état de l'art présentant les techniques de modulation multi-porteuses, à savoir les modulations OFDM et FBMC/OQAM, nous avons présenté différents modèles d'amplificateurs de puissance sans mémoire. L'amplification, qui est une fonction nécessaire dans les communications radio-mobile, introduit des distorsions en amplitude et en phase sur le signal à transmettre. Ainsi, une approche théorique est présentée qui nous permet d'évaluer les performances théoriques en terme de TEB. Cette approche repose sur une approximation polynomiale du n'importe quel modèle d'AP tout en modélisant les distorsions par un gain complexe et un bruit additif. Des expressions analytiques des différentes composantes de la non-linéarité ont été proposées. Cette étude a permis de mettre en évidence la sensibilité de l'FBMC/OQAM aux distorsions de phase par rapport à l'OFDM.

Dans le chapitre 3, nous avons présenté des techniques de linéarisation d'amplificateur de puissance utilisant une pré-distorsion adaptative. Dans un premier temps, nous avons adapté un schéma de pré-distorsion proposé pour l'OFDM au système FBMC/OQAM. Les résultats obtenus ont démontré une différence au niveau des performances en termes de BER entre l'OFDM et l'FBMC/OQAM. Suite à ces résultats nous avons proposé une nouvelle structure de pré-distorsion adaptée au système FBMC/OQAM et qui nous offre

des performances identiques, pour les deux systèmes, tenant compte de la sensibilité du système FBMC/OQAM à la rotation de phase.

Finalement dans le chapitre 4, nous avons présenté deux techniques de correction des non-linéarités induites par l'AP au niveau du récepteur. La première technique consiste à calculer itérativement la distorsion non-linéaire et la soustraire du signal démodulé. Ensuite, nous avons proposé une deuxième technique qui permet de réduire en une seule itération la distorsion non-linéaire. Dans les deux cas nous nous sommes basés sur la modélisation du signal en sortie de l'amplificateur par un gain complexe et un bruit non-linéaire indépendant du signal à l'entrée de l'AP. Les deux techniques proposées nécessitent une connaissance parfaite du modèle d'AP au niveau du récepteur.

5.2 Perspectives

Dans le chapitre 2 les performances en terme de TEB ont été proposées dans le cadre d'un amplificateur sans mémoire. Une perspective intéressante serait d'étendre les résultats théoriques obtenus à des modèles d'amplificateurs avec mémoire.

Pour ce qui concerne le chapitre 4, les techniques proposées supposent que le modèle de l'amplificateur de puissance est parfaitement connu au niveau du récepteur. Il serait intéressant d'étudier la sensibilité des performances à une estimation biaisée des modèles AM/AM et AM/PM de l'amplificateur.

Enfin, la méthode de calcul de performance développée dans le chapitre 2 s'applique à tout signal modulé où l'hypothèse de parties réelles et imaginaires Gaussiennes est applicable. Étant donné que toute les modulations multi-porteuses vérifient cette hypothèse lorsque le nombre de sous-porteuses est supérieur à quelques dizaines, il serait intéressant de transposer les résultats du chapitre 2 à d'autres modulations multi-porteuses filtrées.

Bibliographie

- [1] G. Cherubini, E. Eleftheriou, and S. Olcer, “Filtered multitone modulation for vdsl,” *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 2, pp. 1139–1144, 1999. 30
- [2] M.G.Bellanger, “Spicification and design of prototype filter for filter bank based multi-carrier transmission,” in *IEEE International Confrence on Acoustic, Speech and Signal Processing*, May 2001, pp. 2417–2420. 30, 32, 62
- [3] G.Fettweis, M.Kroundof, and S.Bittner, “Generalized frequency division multiplexing,” in *IEEE VTC Spring*, April 2009, pp. 1–4. 30
- [4] A.M.Tonello and F.Pecile, “Efficient architectures for multiuser fmt systems and application to power line communications,” *IEEE Transaction on Communications*, vol. 57, pp. 1275–1279, 2009. 30
- [5] K. Martin, W. Gerhard, J. Peter, and M. Dick, “Bi-orthogonal waveforms for 5g random access with short message support,” in *European Wireless Conference*, May 2014, pp. 1–6. 30
- [6] P.Siohan, C.Siclet, and N.Lacaille, “Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filter bank theory,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, pp. 1170–1183, May 2002. 31
- [7] R.Zakarya, “Conception d’émetteur et récepteur pour l’élimination des interférences intrinsèques dans les systèmes multiporteuses à base de bancs de ?ltres et à antennes multiples,” Ph.D. dissertation, CNAM, Paris, Adresse, 2014. 32
- [8] C.Rapp, “Effects of HPA nonlinearity on 4-DPSK-OFDM signal for digital sound broadcasting systems,” in *Second European Conf. on Sat. Comm.*, October 1991. 39

- [9] P.B.Kenington, "High-linearity rf amplifier design," Artech House, Tech. Rep., 2000. 44
- [10] P.Colantonio, F.Giannini, G.Leuzzi, and E.Limiti, "Imd performance of harmonic tuned microwave power amplifiers," in *IEEE European Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium, GAAS*, October 2000, pp. 1–5. 44
- [11] C.W.Fan and K.Cheng, "Theoretical and experimental study of amplifier linearization based on harmonic and baseband signal injection technique," *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol. 50, pp. 1801–1806, July 2002. 44
- [12] T.W.Kim, B.Kim, and K.Lee, "Highly linear rf cmos amplifier and mixer adopting mosfet transconductance linearization by multiple gated transistors," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, RFIC*, June 2003, pp. 107–110. 44
- [13] J.H.Kim, Y.S.Noh, and C.S.Park, "Mmic power amplifier adaptively linearized with rf coupled active bias circuit for w-cdma mobile terminals applications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 2003, pp. 2209–2212. 44
- [14] J.L.Dawson and T.H.Lee, *Feedback Linearization of RF Power Amplifiers*. Adresse : Springer, 2004. 44
- [15] S.Mann, M.Beach, P.Warr, and J.McGeehan, "Increasing talk-time with efficient linear pas," in *Seminar on TETRA Market and Technology Developments*, February 2000. 44
- [16] L.Kahn, "Single-sided transmission by envelope elimination and restoration," *IRE*, vol. 40, pp. 803–806, July 1952. 45
- [17] H.S.Black, "Inventing the negative feedback amplifier," *IEEE Spectrum*, vol. 14, pp. 55–60, December 1977. 45
- [18] X.Li and L.J.Cimini, "Effects of clipping and filtering on the performance of ofdm," *IEEE Communications Letters*, vol. 2, pp. 131 – 133, May 1998. 45
- [19] S.Muller and B.Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for ofdm," in *IEEE Global Telecommunication Conferenc*, November 1997, pp. 1–5. 45

- [20] J.A.Davis and J.Jedwab, "Peak-to-mean power control in ofdm, golay complementary sequences and reed-muller codes," *IEEE Transaction On Information Theory*, vol. 45, pp. 2397–2417, November 1999. 45
- [21] J.Téllado-Mourello, "Peak to average power reduction for multicarrier modulation," Ph.D. dissertation, Université de Stanford, Adresse, 1999. 45
- [22] M.Laabidi, R.Zayani, and R.Bouallegue, "A new tone reservation scheme for papr reduction in fbmc/oqam systems," in *International Wireless Communications and Mobile Computing Conference, IWCMC*, 2015, pp. 862–867. 45
- [23] N. der Neut, B.T.Maharaj, F. Lange, G.Gonzalez, F.Gregorio, and J.Cousseau, "Papr reduction in fbmc systems using a smart gradient-project active constellation extension method," in *International Conference on Telecommunications, ICT*, 2014, pp. 134–139. 45
- [24] K.bulusu, H.shaiek, and D.roviras, "Reduction of papr of fbmc-oqam signals by dispersive tone reservation technique," in *IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems, ISWCS*, August 2015, pp. 1–5. 45
- [25] K.Bulusu, H.Shaiek, and D.Roviras, "Potency of trellis-based slm over symbol-by-symbol approach in reducing papr for fbmc-oqam signals," in *ICC*, june 2015, pp. 4757 – 4762. 45
- [26] M. Mabrouk, G.Ferre, E.Grivel, and N.Deltimple, "A new baseband post-distortion technique for power amplifiers in ofdm-based cognitive radio systems," in *ISCAS*, May 2015, pp. 1486–1489. 45
- [27] S.Zhidkov, "Receiver synthesis for nonlinearly amplified ofdm signal," in *IEEE Workshop on Signal Processing Systems*, August 2003, p. 387392. 46
- [28] D.Kim and G.L.Stuber, "Clipping noise mitigation for ofdm by decision-aided reconstruction," *IEEE Communication Letters*, vol. 3, no. 1, pp. 4–6, January 1999. 46
- [29] J.Tellado, L.Hoo, and J.Cioffi, "Maximum-likelihood detection of nonlinearly distorted

- multicarrier symbols by iterative decoding,” *IEEE Transactions on Communication*, vol. 51, pp. 218–228, February 1999. 46
- [30] F.Gregorio, S.Werner, T.I.Laakso, and J.Cousseau, “Receiver cancellation technique for nonlinear power amplifier distortion in sdmaofdm systems,” *IEEE Transactions on vehicular technologie*, vol. 56, September 2007. 46
- [31] B.Imre and V.Van, “Central limit theorems for gaussian polytopes,” *Annals of Probability*, vol. 35, p. 15931621, 2007. 47
- [32] H.E.Rowe, “Memoryless nonlinearity with gaussian inputs : Elementary results,” *The BELL system technical Journal*, vol. 61, no. 7, January 1982. 47
- [33] A.Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Process*. 3rd ed. New York Polytechnic institute, 1991. 47
- [34] J.J.Bussgang, *Crosscorrelation functions of amplitude-distorted gaussian signals*. Research laboratory of electronics, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge. Technical Report 216, March 1952. 47
- [35] D.Dardari, V.Tralli, and A.Vaccari, “A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in OFDM systems,” *IEEE transactions on Communications*, vol. 48, no. 10, pp. 1755–1764, October 2000. 48, 50, 51, 61
- [36] S.C.Cripps, *RF power amplifier for wireless communications*. Norwood, MA : Artech House, 1999. 51
- [37] G.T.Zhou, “Predicting spectral regrowth of nonlinear power amplifiers,” *IEEE Transaction on Communications*, vol. 50, pp. 718–722, May 2002. 51
- [38] R.Raich, H.Qian, and G.T.Zhou, “Orthogonal polynomials for power amplifier modeling and predistorter design,” *IEEE transactions on Vehicular Technologies*, vol. 53, pp. 1468–1479, September 2004. 51, 52
- [39] J.G.Proakis, *Digital Communications*. 4th ed. New York :McGrawHill, 2001. 62, 65

- [40] A.Leon-Garcia, *Probability and Random Processes for Electrical Engineering*. Addison-Welsey, 1994. 68
- [41] G.Hau, T.Nishimura, and N.Iwata, "A highly efficient linearized wide-band cdma handset power amplifier based on predistortion under various bias conditions," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, June 2001. 72
- [42] F.H.Raab, P.Asbeck, S.Cripps, P.B.Kenington, Z.B.Popovic, N.Pothecary, J.F.Sevic, and N.O.Sokal, "Power amplifiers and transmitters for rf and microwave," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, March 2002. 72
- [43] F.Javier, G.Serrano, J.José, M.Fuentes, and A.A.Rodriguez, "Gmac-based predistortion for digital modulations," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, September 2001. 73
- [44] A.A.M.Saleh and J.Salz, "Adaptive linearization of power amplifiers in digital radio systems," *Bell System Technical Journal*, vol. 62, pp. 1019–1033, April 1983. 73
- [45] W.G.Jeon, K.H.Chang, and Y.S.Cho, "An adaptive data predistorter for compensation of nonlinear distortion in ofdm systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, October 1997. 73
- [46] J.T.Stonick, V.L.Stonick, and J.M.F.Moura, "Multi-stage adaptive predistortion of pa saturation effects for digital television transmission," in *IEEE Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP*, june 1999, pp. 1480–1484. 73
- [47] M.Ibnkahla, "Adaptive predistortion techniques for satellite channel equalization," in *IEEE Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP*, june 2000, pp. 1–5. 73
- [48] R.Zayani, R.Bouallegue, and D.Roviras, "An adaptive neural network pre-distorter for non stationary hpa in ofdm systems," in *EUSIPCO*, September 2007. 73
- [49] R.zayani, R.bouallegue, and D.roviras, "Adaptative pre-distortions based on neural networks associated with levenberg-marquardt algorithm fo satellite down links,"

EURASIP Journal on wireless communications and networking, pp. 1–15, December 2008. 73, 76, 77, 80

- [50] G.Dreyfus, J.Martinez, M.Samuelides, M.Gordon, F.Badran, S.Thiria, and L.Herault, *Réseaux de neurones, méthodologie et applications*. Adresse : Eyrolles, 2004. 74
- [51] Z.Rafik, “Pré-distorsion adaptative des non-linéarités hpa dans un système ofdm à l’aide des réseaux de neurones,” Ph.D. dissertation, Innov’Com, supcom, Km 3.5 route de raoued, cité la gazelle, 2083-Ariana, Tunisie, 2009. 77
- [52] J.Sterba and D.Kocur, “Evaluation of channel estimation error inflicted by nonlinear amplification and its recovery by the means of iterative algorithm,” in *International Conference Radio Electronica*, April 2010. 87

Glossaire

- *ADSL* : Asymmetric Digital Subscriber Line
- *AM/AM* : Amplitude Modulation/Amplitude Modulation
- *AM/PM* : Amplitude Modulation/Phase Modulation
- *BFDM* : Bi-orthogonal Frequency Division Multiplexing
- *BBAG* : Bruit Blanc Additif Gaussien
- *CNAM* : Conservatoire National des Arts et Métiers
- *CP* : Cyclic Prefix
- *DAB* : Digital Audio Broadcasting
- *DVB – T* : Digital Video Broadcasting-Terrestrial
- *EQM* : Erreur Quadratique Moyenne
- *FFT* : Fast Fourier Transform
- *FBMC/OQAM* : Filter Banc Milticarrier Modulation/ Offset Quadrature Amplitude Modulation
- *FMT* : Filtred Multitone Modulation
- *GFDM* : Generalized Frequency Division Multiplexing
- *HPA* : High Power Amplifier
- *IES* : Interférence Entre Symbole
- *ICI* : Inter Carrier Interference
- *ISI* : Inter Symbol Interference
- *IFFT* : Inverse FFT
- *IBO* : Input Back-Off
- *LS* : Least Square
- *LM* : Levenberg-Marquardt

- *LOS* : Line Of Sight
- *LTE* : Long Term Evolution
- *LUT* : Look Up Table
- *MGF* : Moment-Generating Function
- *MLP* : Multi Layer Perceptron
- *NN* : Neural Network
- *NNPD* : Neural Network Predistortion
- *NL* : Non-Linéarité
- *NLD* : Non-Linear Distortion
- *OF* : Offset Frequency
- *OFDM* : Orthogonal Frequency Division Multiplexing
- *PTS* : Partial Transmit Sequences
- *PSK* : Phase Shift Keying
- *PAPR* : Peak to Average Power Ratio
- *PD* : Pre-distorsion
- *QAM* : Quadrature Amplitude Modulation
- *RF* : Radio Frequency
- *SLM* : Selective Mapping
- *SNR* : Signal to Noise Ratio
- *SC – CP* : Single Carrier with Cyclic Prefix
- *SSPA* : Solid State Power Amplifier
- *SEL* : Soft Envelope Limiteur
- *TWTA* : Traveling Wave Tube Amplifiers
- *TOP* : Tube à Onde Progressive
- *UFMC* : Universal Filtered Multicarrier
- *4G* : Quatrième Génération
- *5G* : Cinquième Génération

Résumé :

Dans cette thèse une étude des performances des systèmes OFDM et FBMC/OQAM en présence d'amplificateur de puissance sans mémoire en terme de TEB est présentée. Ensuite, nous avons proposé une technique de linéarisation d'AP par pré-distorsion adaptative neuronale. Aussi, nous avons proposé deux techniques de correction des non-linéarités au niveau du récepteur.

Mots clés :

FBMC/OQAM, OFDM, AP, NL, TEB.

Abstract :

In our work, we have studied the impact of in-band non linear distortions caused by PA on both OFDM and FBMC/OQAM systems. A theoretical approach was proposed to evaluate the BER performance for the two systems. This approach is based on modeling the in-band non-linear distortion with a complex gain and an uncorrelated additive white Gaussian noise, given by the Bussgang theorem. Then, we have proposed different techniques to compensate this NLD either on the transmitter or the receiver sides.

Keywords :

FBMC/OQAM, OFDM, PA, NL, BER.