

# **THESE**

pour l'obtention du Grade de  
**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE POITIERS**  
(Faculté des Sciences Fondamentales et Appliquées)  
(Diplôme National - Arrêté du 7 août 2006)

*Ecole Doctorale ED 521* : **Sciences et Ingénierie pour l'Information,  
Mathématiques**

*Secteur de Recherche* : **Optoélectronique, micro-ondes**

Présentée par :  
**Badreddin KOUSSA**

## **OPTIMISATION DES PERFORMANCES D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION MULTIMEDIA SANS FIL BASE SUR LA REDUCTION DU PAPR DANS DES CONFIGURATIONS REALISTES**

Directeur de Thèse : Rodolphe VAUZELLE

Soutenance prévue le 18 Avril 2014 devant la Commission d'Examen composée de

Geneviève BAUDOIN, Professeur, ESYCOM, ESIEE.....	... Rapporteur
Yves LOUET, Professeur, IETR, Supelec Rennes .....	Rapporteur
Francis HUIN, Docteur, Entreprise ACCO-semiconductor.....	Examinateur
Kosai RAOOF, Professeur, LAUM, Université du Mans.....	Examinateur
Smail BACHIR, Maître de Conférences, XLIM-SIC, Université de Poitiers .....	Co-encadrant
Claude DUVANAUD, Maître de Conférences HDR, XLIM-SIC, Université de Poitiers.....	Co-encadrant
Clency PERRINE, Maître de Conférences, XLIM-SIC, Université de Poitiers.....	Co-encadrant
Rodolphe VAUZELLE, Professeur, XLIM-SIC, Université de Poitiers.....	Directeur de thèse



---

---

## Table des matières

---

<b>Acronymes et abréviations .....</b>	<b>vii</b>
<b>Liste des figures .....</b>	<b>ix</b>
<b>Liste des tableaux .....</b>	<b>xiii</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
<b>1- ELEMENTS DE BASE D'UNE CHAINE DE TRANSMISSION RADIO ET PHENOMENES DE DISTORSION .....</b>	<b>5</b>
1.1    Introduction .....	6
1.2    Chaîne de transmission.....	6
1.2.1    Codage de source .....	7
1.2.2    Codage de canal .....	8
1.2.3    Modulateur numérique .....	8
1.2.4    La modulation OFDM .....	10
1.2.5    Traitement analogique (Front end RF).....	14
1.2.6    Canal de transmission.....	19
1.2.7    Réception.....	22
1.2.8    Introduction aux systèmes MIMO.....	23
1.3    Les sources de distorsion dans la partie analogique.....	24
1.3.1    Etude du comportement non-linéaire .....	24
1.3.2    Les modèles non-linéaires .....	30
1.3.3    Effet de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité de transmission.....	34
1.4    Etat de l'art sur le traitement de la non-linéarité de l'amplificateur .....	39
1.4.1    Techniques agissant sur la fonction d'amplification.....	40
1.4.2    Techniques de réduction du PAPR.....	42
1.5    Positionnement de la thèse .....	44
1.6    Conclusion.....	46
1.7    Bibliographie .....	47
<b>2- OPTIMISATION DES PERFORMANCES DE LA METHODE TR .....</b>	<b>55</b>
2.1    Introduction .....	56
2.2    Présentation des Méthodes de réduction du PAPR .....	56
2.2.1    La méthode de Clipping .....	56
2.2.2    La méthode ACE (Active Constellation Extension) .....	57
2.2.3    La méthode TR (Tone Reservation).....	59
2.3    Analyse et étude de la méthode TR.....	60
2.3.1    Principe général.....	60
2.3.2    Formulation du problème d'optimisation .....	62
2.3.3    Algorithmes d'optimisation.....	63

---

2.3.4	Optimisation de la méthode TR .....	69
2.4	Résultats d'évaluation des différents algorithmes .....	73
2.4.1	Optimisation du seuil d'écrêtage A .....	74
2.4.2	Evaluation de la rapidité de convergence .....	80
2.4.3	Gain en réduction du PAPR .....	84
2.4.4	Impact de la méthode TR sur le spectre .....	86
2.5	Conclusion.....	87
2.6	Bibliographie .....	88
<b>3-</b>	<b>IMPACT DE LA METHODE TR SUR LA QUALITE DE TRANSMISSION D'UNE CHAINE SISO REALISTE .....</b>	<b>93</b>
3.1	Introduction .....	94
3.2	Evaluation expérimentale de la méthode TR .....	95
3.2.1	Description du banc de mesures .....	95
3.2.2	Etapes de l'évaluation expérimentale.....	98
3.2.3	Résultats de mesures .....	103
3.3	Résultats de simulation avec le modèle réaliste de l'amplificateur de puissance ..	108
3.3.1	Méthode d'identification utilisée .....	108
3.3.2	Résultats de simulation et de comparaison .....	113
3.4	Vers une chaîne de simulation réaliste .....	117
3.4.1	Evaluation de la méthode TR avec un canal Gaussien.....	117
3.4.2	Evaluation de la méthode TR avec un canal réaliste .....	118
3.5	Conclusion.....	125
3.6	Bibliographie .....	127
<b>4-</b>	<b>EXTENSION DE LA METHODE TR A UN CONTEXTE MIMO-OFDM DE TRANSMISSION D'IMAGES.....</b>	<b>129</b>
4.1	Introduction .....	130
4.2	Systèmes MIMO .....	131
4.2.1	Systèmes MIMO en boucle ouverte .....	131
4.2.2	Systèmes MIMO en boucle fermée .....	132
4.3	La méthode TR dans un système MIMO-OFDM précodé.....	136
4.3.1	Système MIMO-OFDM .....	136
4.3.2	Définition du PAPR des systèmes MIMO-OFDM .....	136
4.3.3	Implémentation de la méthode TR .....	136
4.4	Stratégie de transmission d'images dans un système MIMO-OFDM précodé .....	137
4.4.1	Le codeur JPWL.....	137
4.4.2	Précodeur CBP .....	138
4.4.3	Schéma de transmission .....	139
4.4.4	Performances du schéma de transmission .....	140
4.5	Amélioration de la qualité de transmission .....	147
4.5.1	Impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité de transmission ...	147

TABLE DES MATIERES

---

4.5.2 Impact de la réduction du PAPR par la méthode TR sur la qualité de transmission.....	152
4.5.3 Analyse visuelle .....	157
4.6 Conclusion.....	161
4.7 Bibliographie.....	162
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....</b>	<b>165</b>
<b>Annexe .....</b>	<b>171</b>
<b>Liste des publications .....</b>	<b>175</b>



---

---

## Acronymes et abréviations

---

ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
bpp	bit par pixel
CBP	Content-Based Precoder
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CCE	Code Correcteur d'Erreurs
CSI	Channel State Information
CST	Codage Spatio-Temporel
dB	Decibel
DC	Direct Components
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial
EEP	Equal Error Protection
EPA	Equal Power Allocation
EPB	Error Protection Block
EVM	Error Vector Magnitude
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
JPEG	Joint Photographic Expert Group
JPWL	JPEG Wireless
LAR	Ligne A Retard
LOS	Line Of Sight
LTE	Long Term Evolution
MAQ	Modulation d'Amplitude en Quadrature
MBER	Minimum Bit Error Rate
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
NLOS	Non Line Of Sight
NMSE	Normalized Mean Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PSNR	Peak Signal to Noise Ratio
QoS	Quality of Service
RI	Réponse Impulsionnelle
RS	Reed-Solomon
RSB	Rapport Signal sur Bruit
Rx-CSI	CSI disponible en réception
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio

STBC	Space-Time Block Code
SVD	Singular Value Decomposition
Tx-CSI	CSI disponible à l'émission
UEP	Unequal Error Protection
UPA	Unequal Power Allocation
WF	Water-Filling
WSS	Wide Sense Stationarity
XLIM-SIC	Département Signal Image Communication de l'institut XLIM

---

---

## Liste des figures

---

<b>Figure 1.1.</b> Schéma synoptique d'une chaîne de transmission .....	7
<b>Figure 1.2.</b> Schéma d'un modulateur I/Q à conversion directe .....	9
<b>Figure 1.3.</b> Exemple d'une constellation de la modulation 16-QAM .....	10
<b>Figure 1.4.</b> Forme du spectre d'un symbole OFDM .....	11
<b>Figure 1.5.</b> Schéma de principe d'un modulateur OFDM.....	11
<b>Figure 1.6.</b> Modulateur OFDM basé sur l'IFFT .....	12
<b>Figure 1.7.</b> Représentation d'un signal mono-porteuse (haut) et d'un signal multi-porteuses (bas) .....	13
<b>Figure 1.8.</b> Définition du PAPR .....	14
<b>Figure 1.9.</b> Schéma d'une conversion numérique analogique.....	14
<b>Figure 1.10.</b> Caractéristique idéal d'un CNA à 3 bits .....	15
<b>Figure 1.11.</b> Spectres du signal avant et après transposition en fréquence .....	16
<b>Figure 1.12.</b> Caractéristiques AM/AM (à gauche) et AM/PM (à droite) d'un amplificateur de puissance .....	17
<b>Figure 1.13.</b> Zones de fonctionnement de l'amplificateur .....	18
<b>Figure 1.14.</b> Bilan énergétique de l'amplificateur de puissance .....	18
<b>Figure 1.15.</b> Relation entre la puissance d'entrée et le rendement de l'amplificateur .....	19
<b>Figure 1.16.</b> Différents types d'atténuations produits par un canal de transmission [55].....	20
<b>Figure 1.17.</b> Phénomènes de propagation du signal sur le canal de transmission [21] .....	21
<b>Figure 1.18.</b> Schéma d'un système MIMO .....	24
<b>Figure 1.19.</b> Caractéristiques d'un système linéaire et non-linéaire. ....	25
<b>Figure 1.20.</b> Générations des composantes harmoniques à la sortie d'un dispositif non-linéaire d'ordre 3. ....	26
<b>Figure 1.21.</b> Effet de produit d'intermodulation sur la sortie d'un dispositif non-linéaire d'ordre 3 [30]. .....	28
<b>Figure 1.22.</b> Illustration de l'ACPR à la sortie d'un amplificateur de puissance [30] .....	29
<b>Figure 1.23.</b> Illustration des effets non-linéaires d'un amplificateur de puissance sur une constellation 4-QAM.....	29
<b>Figure 1.24.</b> Calcul d'EVM sur un symbole d'une constellation.....	30
<b>Figure 1.25.</b> Impact des effets mémoire sur la caractéristique AM/AM de l'amplificateur ...	32
<b>Figure 1.26.</b> Synoptique du modèle de Wiener .....	33
<b>Figure 1.27.</b> Synoptique du modèle de Hammerstein .....	34
<b>Figure 1.28.</b> Schéma synoptique de la chaîne de transmission .....	35
<b>Figure 1.29.</b> Caractéristique non-linéaire de l'amplificateur utilisé.....	35
<b>Figure 1.30.</b> Impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la constellation.....	36
<b>Figure 1.31.</b> Impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité de transmission .....	36
<b>Figure 1.32.</b> Impact du recul en puissance sur la réduction de la non-linéarité de l'amplificateur .....	37
<b>Figure 1.33.</b> Illustration du phénomène de saturation de l'amplificateur.....	38
<b>Figure 1.34.</b> Classification générale des techniques de traitement de la non-linéarité à l'émission .....	40
<b>Figure 1.35.</b> Schéma principe de la technique de prédistorsion .....	41
<b>Figure 1.36.</b> Schéma de principe de la technique de feedback.....	41
<b>Figure 2.1.</b> Principe de la méthode Clipping .....	57

---

<b>Figure 2.2.</b> Définition du concept des régions admissibles .....	58
<b>Figure 2.3.</b> Principe de la méthode TR .....	59
<b>Figure 2.4.</b> Illustration du principe de placement des sous-porteuses de réduction du PAPR pour la méthode TR .....	61
<b>Figure 2.5.</b> Exemple d'une allure de la fonction $f$ .....	63
<b>Figure 2.6.</b> Exemple de comparaison entre les trois algorithmes étudiés .....	68
<b>Figure 2.7.</b> Courbes iso-critères de la fonction $f(x,y)$ à minimiser .....	69
<b>Figure 2.8.</b> Exemple d'un signal OFDM avec le seuil d'écrêtage .....	70
<b>Figure 2.9.</b> Répartition de l'ensemble des sous-porteuses d'un symbole OFDM dans le standard IEEE 802.11a .....	73
<b>Figure 2.10.</b> Schéma de simulation de la méthode TR .....	74
<b>Figure 2.11.</b> Allure d'un signal OFDM .....	75
<b>Figure 2.12.</b> Allure d'un signal OFDM à puissance normalisée .....	75
<b>Figure 2.13.</b> Illustration de la valeur optimale du seuil d'écrêtage .....	77
<b>Figure 2.14.</b> CCDF pour plusieurs trois valeurs du seuil d'écrêtage .....	78
<b>Figure 2.15.</b> La recherche de la valeur optimale de seuil d'écrêtage A .....	80
<b>Figure 2.16.</b> Évaluation de la vitesse de convergence des 4 algorithmes étudiés .....	81
<b>Figure 2.17.</b> Effet de réduction du PAPR sur le signal OFDM .....	82
<b>Figure 2.18.</b> Constellation d'un symbole OFDM avant et après la méthode TR .....	83
<b>Figure 2.19.</b> Symbole OFDM avant et après optimisation .....	84
<b>Figure 2.20.</b> CCDF du PAPR après 10 itérations .....	85
<b>Figure 2.21.</b> Comparaison de la réduction du PAPR entre l'algorithme du gradient et le gradient conjugué après 5, 10 et 20 itérations .....	85
<b>Figure 2.22.</b> Impact de la méthode TR sur le spectre du standard IEEE 802.11a .....	86
<b>Figure 3.1.</b> Illustration de l'impact des effets mémoires sur la constellation .....	94
<b>Figure 3.2.</b> Le banc de mesures .....	96
<b>Figure 3.3.</b> Caractéristique statique AM/AM mesurée de l'amplificateur de puissance .....	97
<b>Figure 3.4.</b> Caractéristique dynamique AM/AM mesurée de l'amplificateur de puissance .....	97
<b>Figure 3.5.</b> Schéma de la génération des signaux (sans et avec TR) en bande de base sur le PC de contrôle .....	98
<b>Figure 3.6.</b> Formes des signaux (sans et avec la méthode TR) en bande de base .....	99
<b>Figure 3.7.</b> Zone de synchronisation des signaux .....	100
<b>Figure 3.8.</b> Capture d'image de l'oscilloscope pendant les mesures .....	101
<b>Figure 3.9.</b> Forme des signaux démodulés par l'oscilloscope .....	101
<b>Figure 3.10.</b> Différentes opérations effectuées sur le PC de traitement .....	102
<b>Figure 3.11.</b> Forme du signal après synchronisation .....	102
<b>Figure 3.12.</b> Résultats de mesures en termes d'EVM .....	103
<b>Figure 3.13.</b> Constellation du signal sans et avec l'application de la méthode TR, après l'amplificateur ( $IBO = 0 \text{ dB}$ ) .....	104
<b>Figure 3.14.</b> Résultats de mesures en termes de TEB .....	104
<b>Figure 3.15.</b> Spectres mesurés à l'entrée de l'amplificateur .....	105
<b>Figure 3.16.</b> Spectres mesurés à la sortie de l'amplificateur à $IBO = 0 \text{ dB}$ .....	105
<b>Figure 3.17.</b> Spectres mesurés à la sortie de l'amplificateur à $IBO = -4 \text{ dB}$ .....	106
<b>Figure 3.18.</b> Le rendement de l'amplificateur mesuré en fonction de l' $IBO$ .....	107
<b>Figure 3.19.</b> Schéma synoptique du modèle de Hammerstein .....	109
<b>Figure 3.20.</b> Caractéristiques statiques des trois modèles de l'amplificateur .....	111
<b>Figure 3.21.</b> Caractéristiques dynamiques des trois modèles de l'amplificateur .....	112
<b>Figure 3.22.</b> Enveloppe des signaux mesurés et estimés après l'amplificateur .....	112
<b>Figure 3.23.</b> Synoptique de la chaîne de communication simulée .....	113

---

<b>Figure 3.24.</b> Différence entre le premier et le deuxième modèle de l'amplificateur sans égalisation.....	114
<b>Figure 3.25.</b> Résultats de simulation et de comparaison en termes d'EVM .....	115
<b>Figure 3.26.</b> Résultats de simulation et de comparaison en termes de TEB .....	116
<b>Figure 3.27.</b> Schéma synoptique d'une chaîne de communication simulée.....	117
<b>Figure 3.28.</b> Résultats de simulation en termes d'EVM et de TEB pour IBO = 0 dB .....	118
<b>Figure 3.29.</b> Interface de simulateur CRT .....	119
<b>Figure 3.30.</b> Environnement de transmission [12] .....	121
<b>Figure 3.31.</b> Gains et phases des 2 canaux pour un symbole OFDM.....	122
<b>Figure 3.32.</b> Schéma synoptique d'une chaîne de transmission réaliste .....	122
<b>Figure 3.33.</b> Résultats de simulation pour le premier canal .....	123
<b>Figure 3.34.</b> Résultats de simulation pour le deuxième canal .....	124
<b>Figure 4.1.</b> Exemple d'une architecture LST à deux antennes.....	131
<b>Figure 4.2.</b> Principe du code STBC.....	132
<b>Figure 4.3.</b> Système MIMO avec précodage [4] .....	133
<b>Figure 4.4.</b> Principe d'un précodage diagonal.....	134
<b>Figure 4.5.</b> Principe d'un précodage non-diagonal .....	135
<b>Figure 4.6.</b> Application de la méthode TR sur chaque voie dans un système MIMO-OFDM précodé .....	137
<b>Figure 4.7.</b> Décomposition hiérarchique en trois couches d'une image par le JPWL.....	138
<b>Figure 4.8.</b> Evolution des coefficients de précodage en fonction du RSB, de l'ordre de la modulation et du TEB cible [4].....	139
<b>Figure 4.9.</b> Principe de la stratégie de transmission proposée [4] .....	140
<b>Figure 4.10.</b> Images transmises d'une résolution $768 \times 512$ pixels. ....	141
<b>Figure 4.11.</b> Répartition des différentes couches JPWL sur les 4 sous-canaux SISO [4]....	141
<b>Figure 4.12.</b> Chaîne de transmission d'images JPWL sur un canal MIMO ( $4 \times 4$ ) précodé ..	142
<b>Figure 4.13.</b> Résultats de TEB moyen des différents algorithmes de précodage [4] .....	143
<b>Figure 4.14.</b> Evolution du TEB par sous-canal pour les différents précodeurs.....	144
<b>Figure 4.15.</b> (a). Environnement de transmission (b). Évolution du gain de canal MIMO [3] .....	145
<b>Figure 4.16.</b> Evolution du PSNR avec différents précodeurs sur un canal réaliste [4] .....	146
<b>Figure 4.17.</b> Transmission d'image JPWL en présence de l'amplificateur.....	148
<b>Figure 4.18.</b> Résultats de simulation en termes de TEB en présence de la non-linéarité de l'amplificateur .....	149
<b>Figure 4.19.</b> Illustration du fonctionnement du précodeur CBP avec l'amplificateur PA idéal1 .....	150
<b>Figure 4.20.</b> Résultats de simulation en termes de PSNR en présence de la non-linéarité de l'amplificateur .....	151
<b>Figure 4.21.</b> Application de la méthode TR pour la transmission d'image JPWL avec prise en compte de la non-linéarité de l'amplificateur.....	153
<b>Figure 4.22.</b> Impact de la méthode TR sur l'amélioration de TEB .....	154
<b>Figure 4.23.</b> Impact de la méthode TR sur l'amélioration du PSNR .....	156
<b>Figure 4.24.</b> Impact de l'amplificateur de puissance et la méthode TR sur la qualité visuelle de l'image Caps .....	158
<b>Figure 4.25.</b> Impact de l'amplificateur de puissance et la méthode TR sur la qualité visuelle de l'image Monarch .....	160



---

---

## Liste des tableaux

---

<b>Tableau.2.1.</b> Résultats en réduction du PAPR et augmentation de la puissance moyenne....	77
<b>Tableau 3.1.</b> Résultats de calculs de l'ACPR.....	106
<b>Tableau.3.2.</b> Coefficients des différents modèles identifiés.....	111



---

---

## Introduction générale

---

Ces dernières années, le monde des télécommunications a connu un grand essor notamment dans le domaine des communications sans fil. Ainsi, les services offerts aux usagers sont de plus en plus nombreux, permettant de transmettre de la voix, des données ou des contenus multimédias (images, vidéos, ...). Cette évolution spectaculaire a été accompagnée par une augmentation considérable du nombre d'usagers et de leurs exigences en termes de débit, notamment avec l'émergence des pays en voie de développement. De nos jours, un utilisateur ne se contente plus de parler avec son interlocuteur au téléphone, mais il exige d'autres services comme l'internet mobile ou des appels en visiophonie, le tout sur des supports miniaturisés et avec une bonne qualité de service QoS (Quality of Service).

Cependant, l'augmentation des besoins en débit se heurte à la disponibilité des ressources spectrales mais aussi à la nature des canaux eux-mêmes. En effet, les communications s'effectuent sur des bandes de fréquences de plus en plus limitées en raison du nombre élevé de standards. De plus, les communications sans fil se réalisent à travers la propagation d'une onde électromagnétique dans l'espace ; or, le canal est généralement de type multi-trajets, à cause de la présence des obstacles (bâtiment, arbres, voitures,...). En réception, le signal reçu est alors composé d'une combinaison de signaux provenant de directions différentes rendant le canal sélectif en fréquence et dont l'influence augmente avec le débit de transmission. Afin de faire face à ces problèmes, la modulation multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a été adoptée, permettant ainsi d'atteindre une bonne efficacité spectrale avec une bonne robustesse de la transmission. Récemment, cette technique a été étendu à la majorité des nouveaux standards haut débit des réseaux sans fil comme le WLAN IEEE 802.11a/n, le WiMax ou encore la LTE-4G. En outre, des débits historiques ont été atteints avec l'apparition des systèmes MIMO-OFDM (Multiple Input Multiple Output), permettant une meilleure exploitation de la diversité spatiale et la diversité fréquentielle offerte par cette technique de modulation.

En revanche, un des principaux inconvénients des systèmes basés sur la modulation OFDM est représenté par les fortes fluctuations en amplitude de l'enveloppe du signal modulé. Ces fluctuations peuvent être caractérisées par un PAPR (Peak to Average Power Ratio) élevé. Le PAPR est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal OFDM. La transmission de signaux à fort PAPR a une incidences sur les performances des dispositifs non-linéaires, en particulier l'amplificateur de puissance dont les non-linéarités d'amplitude et de phase déforment le signal transmis, ce qui engendre des produits d'intermodulation et des remontées spectrales dans les canaux adjacents.

Une première solution à ce problème consiste à utiliser l'amplificateur avec un recul en puissance afin d'éviter la zone de saturation. En revanche, cette solution détériore le rendement de l'amplificateur, car ce dernier est précisément optimal dans cette zone. De plus, l'amplificateur représente l'élément le plus consommateur d'énergie dans une chaîne de transmission. Pour les terminaux mobiles, il est nécessaire d'optimiser le rendement électrique de celui-ci tout en assurant la QoS requise, afin d'augmenter leur autonomie.

Une autre solution consiste à réduire le PAPR afin de s'approcher au mieux de la zone de saturation de l'amplificateur, tout en assurant un bon compromis entre la qualité de transmission et le rendement de l'amplificateur. Dans la littérature, il existe de nombreuses techniques pour la réduction du PAPR. Parmi elles, nous en avons choisi de travailler avec la méthode TR (Tone Reservation), appartenant à la classe dite « ajout du signal ». Ce choix a été fait en tenant compte de ses avantages en particulier le critère de compatibilité descendante. Cela signifie que l'implémentation de la méthode à l'émission n'engendre aucune modification au récepteur. Nous proposerons d'optimiser la méthode TR en rapidité de convergence et en réduction du PAPR avec l'utilisation de l'algorithme du gradient conjugué.

L'impact de la réduction du PAPR avec la méthode TR est généralement étudié par simulation en présence de modèles simples de l'amplificateur, sans considérer les distorsions de phase ou encore les effets mémoires. De plus, son impact sur l'amélioration de bilan énergétique de la chaîne de transmission n'a pas été étudié en détail. Dans notre travail, nous évaluons expérimentalement l'impact de la méthode TR sur la qualité de transmission et sur le bilan énergétique, en présence d'un amplificateur non-linéaire.

D'un point de vue système de communication, le problème de la non-linéarité de l'amplificateur ne peut pas être traité séparément. Il vient en outre s'additionner à d'autres contraintes propres au contenu et à celles apportées par le canal de transmission. Dans la littérature, plusieurs travaux s'intéressent à l'amélioration de la QoS, en se focalisant sur l'impact de la partie traitement numérique. Plusieurs solutions traitant conjointement des problèmes entre la source et le canal de transmission ont été proposées. Cependant, l'impact de la partie front-end RF en particulier l'amplificateur de puissance est plus rarement étudié. A titre d'exemple, les stratégies d'adaptation de lien dédiées à la transmission d'images JPWL\* qui exploitent conjointement la scalabilité de la source et la robustesse des systèmes MIMO-OFDM prennent rarement en considération l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur.

Afin de garantir une bonne QoS dans une chaîne de transmission, il est nécessaire de considérer l'ensemble des aspects suivants : contenu, circuits radiofréquences et canal, par une approche système. Toutefois, il est difficile de disposer de tous les moyens fondamentaux afin d'étudier simultanément ces aspects. La simulation constitue la solution la plus simple (en temps et en moyens) à utiliser pour étudier ce type de problématique. Dans ce cas et pour la fiabilité des résultats, il est nécessaire de se comparer aux mesures expérimentales. Cela signifie l'intégration de modèles réalistes pour la description d'un contexte de transmission réel.

Dans le département SIC (Signal Image Communication) de l'institut XLIM de l'Université de Poitiers, nous disposons de moyens pour effectuer des simulations proches de la réalité physique. Des travaux antérieurs ont permis l'élaboration d'un modèle réaliste du canal de transmission basé sur un simulateur 3D à tracé de rayons. De plus, une chaîne de simulation complète a été mise en place pour la transmission d'un contenu multimédia représenté par une image JPWL.

L'objectif global de ce travail de thèse consiste à optimiser les performances d'un système de transmission multimédia sans fil basé sur la réduction du PAPR dans des configurations réalistes SISO et MIMO en prenant en compte le contenu à transmettre, les non-linéarités statiques et dynamiques de l'amplificateur et les distorsions apportées par le canal. Pour ce faire, nous avons développé un modèle réaliste de l'amplificateur de puissance en bande de base en considérant ses non-linéarités ainsi que ses effets mémoires.

---

\* JPWL : est un standard pour coder les images à usage industriel ou scientifique, créé par le comité JPEG (Joint Photographic Experts Group)

Ces moyens réalistes permettront dans un premier temps, d'étudier l'impact de la méthode TR sur les performances en termes d'EVM et de TEB pour une chaîne SISO. Dans un second temps, l'étude s'élargira pour un système MIMO dédié à la transmission d'image JPWL où la QoS sera évaluée en termes de qualité visuelle selon le critère du PSNR.

Cette thèse est structurée en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous introduisons les notions de base nécessaires à la compréhension de ce document. Tout d'abord, nous décrirons les blocs composant une chaîne de transmission classique, à savoir la partie traitement du signal et la partie traitement analogique dite front end RF. Ensuite, nous nous intéresserons aux différentes sources de dégradation de la qualité de transmission telles que les non-linéarités de l'amplificateur et le canal de transmission. Nous nous intéresserons aussi aux différentes métriques et critères qui permettent de les quantifier. Nous terminerons ce chapitre par un inventaire des techniques de réduction du PAPR avec une classification des méthodes existantes et nous positionnerons notre travail par rapport à l'état de l'art.

Dans le deuxième chapitre, nous décrirons dans un premier temps quelques méthodes de réduction du PAPR qui répondent au critère de compatibilité descendante à savoir la méthode de Clipping, la méthode ACE (Active Constellation Extension) et la méthode TR. Nous énumérerons leurs avantages et inconvénients avant de se concentrer sur la méthode TR que l'on détaillera. Nous présenterons notre contribution pour l'amélioration des performances de la méthode TR, en termes de rapidité de convergence et en réduction du PAPR, avec l'utilisation de l'algorithme du gradient conjugué tout en respectant les spécifications fréquentielles du standard IEEE 802.11a.

Nous débuterons le troisième chapitre par une évaluation expérimentale de la méthode TR, en utilisant un banc de mesures comprenant un amplificateur commercial de référence SZP-2026Z. Nous évaluerons également l'apport énergétique apporté par l'application de la méthode TR en termes de rendement et de puissance consommée. Nous nous intéresserons par la suite à l'évaluation de la méthode TR par simulation en termes d'EVM et de TEB, en utilisant un modèle de l'amplificateur de puissance avec effets mémoires, sans considérer le canal de transmission. Afin de montrer l'importance de considérer les effets mémoires de l'amplificateur dans l'évaluation des méthodes de réduction du PAPR, les résultats des simulations seront confrontés à ceux obtenus expérimentalement. Enfin, nous évaluerons les performances de la méthode TR avec une chaîne de transmission réaliste SISO, comprenant, en plus du modèle avec effets mémoires de l'amplificateur, un modèle de canal de transmission réaliste.

Le quatrième chapitre propose d'appliquer la méthode TR dans une chaîne MIMO-OFDM en boucle fermée dédiée à la transmission de contenus multimédias scalables, en utilisant le standard IEEE 802.11n. Ce type de contenu à transmettre sera représenté par une image au format JPWL. Nous introduirons les systèmes MIMO-OFDM en boucle ouverte et en boucle fermée, en se focalisant sur les techniques de précodage. Ensuite, nous présenterons le schéma d'implémentation de la méthode TR dans un système MIMO-OFDM précodé. Nous rappellerons également les principes de la stratégie de transmission d'images utilisées dans un système MIMO-OFDM. Par la suite, nous étudierons l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance sur la qualité de transmission en termes de TEB mais également en termes de qualité visuelle. En fin du chapitre, nous présenterons l'amélioration de la qualité de transmission apportée par l'application de la méthode TR, en prenant en compte le contenu multimédia, la non-linéarité de l'amplificateur et les distorsions apportées par le canal.

Une conclusion générale et quelques perspectives clôtureront ce manuscrit.



# CHAPITRE 1

## ELEMENTS DE BASE D'UNE CHAINE DE TRANSMISSION RADIO ET PHENOMENES DE DISTORSION

### Sommaire

1.1	Introduction .....	6
1.2	Chaîne de transmission.....	6
1.2.1	Codage de source .....	7
1.2.2	Codage de canal .....	8
1.2.3	Modulateur numérique .....	8
1.2.4	La modulation OFDM.....	10
1.2.5	Traitemennt analogique (Front end RF).....	14
1.2.6	Canal de transmission.....	19
1.2.7	Réception.....	22
1.2.8	Introduction aux systèmes MIMO.....	23
1.3	Les sources de distorsion dans la partie analogique.....	24
1.3.1	Etude du comportement non-linéaire .....	24
1.3.2	Les modèles non-linéaires .....	30
1.3.3	Effet de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité de transmission.....	34
1.4	Etat de l'art sur le traitement de la non-linéarité de l'amplificateur .....	39
1.4.1	Techniques agissant sur la fonction d'amplification.....	40
1.4.2	Techniques de réduction du PAPR.....	42
1.5	Positionnement de la thèse .....	44
1.6	Conclusion.....	46
1.7	Bibliographie .....	47

## 1.1 Introduction

L'objectif principal d'un système de communication est de répondre aux demandes des utilisateurs en assurant généralement un débit élevé, une bonne robustesse, une mobilité et un coût faible. Afin de garantir une bonne qualité de service, le système de communication doit faire face aux différentes sources de distorsion rencontrées lors de l'émission, la propagation et la réception. Ces sources de distorsion peuvent être liées aux défauts intrinsèques des composants électroniques de la chaîne de communication et/ou aux erreurs introduites par le canal de transmission [1][2].

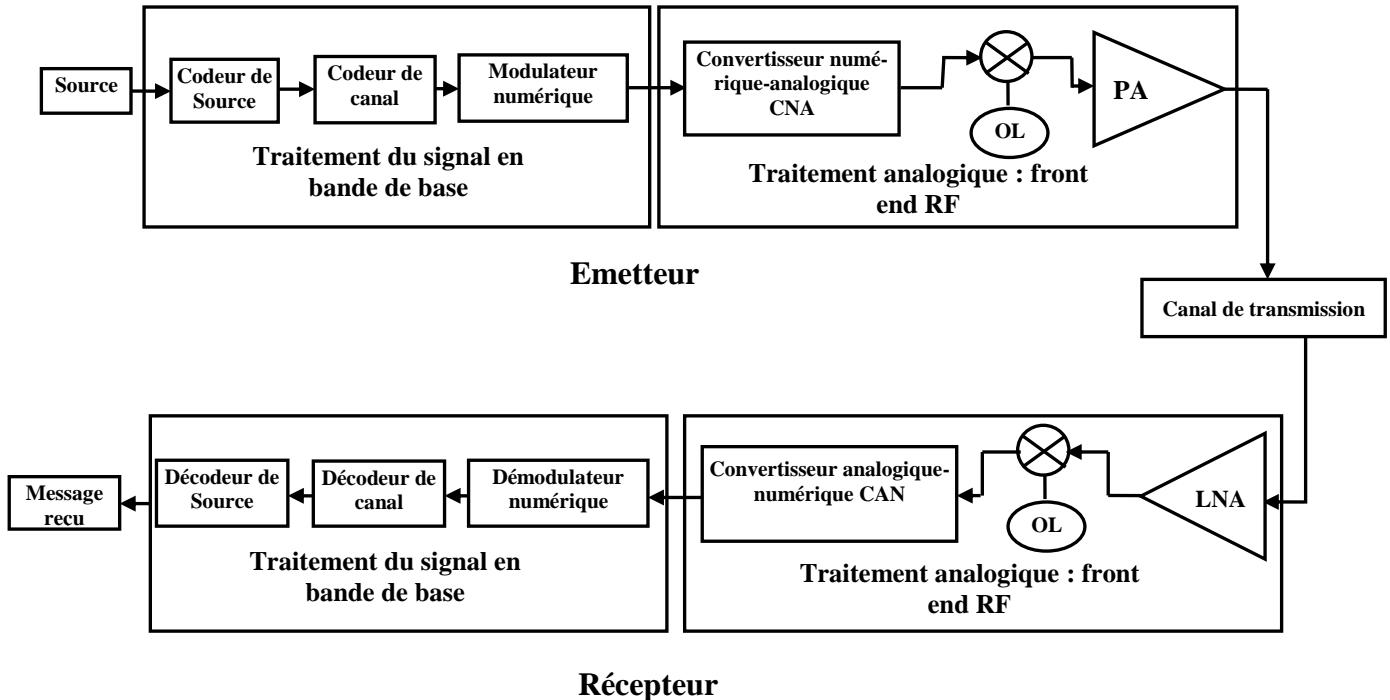
Parmi les solutions de transmission à travers les canaux sélectifs en fréquence, il existe la modulation multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Grâce à son efficacité spectrale et sa facilité d'implémentation, cette modulation a été adoptée par plusieurs standards, tels que WLAN, WiMax et LTE. Cependant, un des principaux inconvénients de ce type de modulation est représenté par les fortes fluctuations en amplitude du signal temporel. Ces fluctuations peuvent être caractérisées par un PAPR (Peak to Average Power Ratio) élevé. Cela a une conséquence directe sur les performances des dispositifs non-linéaires, en particulier l'amplificateur de puissance [3][10].

Dans ce chapitre, nous introduisons les éléments essentiels à la compréhension de ce manuscrit. Tout d'abord, nous décrirons les éléments composant une chaîne de transmission classique, à savoir la partie traitement du signal et la partie traitement analogique dite front end RF. Ensuite, nous nous intéresserons aux différentes sources de dégradation de la qualité de transmission. Nous nous focaliserons sur les composants électroniques constituant la chaîne. Cette étude préliminaire permettra d'évoluer progressivement jusqu'à l'amplificateur de puissance qui est l'un des éléments cruciaux des dispositifs non-linéaires. Nous présenterons ensuite un inventaire des techniques de réduction du PAPR avec une classification des méthodes existantes. A la fin de ce chapitre, nous positionnerons notre travail par rapport à l'état de l'art.

## 1.2 Chaîne de transmission

Le rôle d'une chaîne de transmission est de véhiculer de l'information (images, sons, vidéos) entre une source et une destination. L'acheminement de l'information est assuré via un support physique comme le câble, la fibre optique pour les communications filaires, ou encore la propagation sur un canal radiofréquence pour les communications sans fil. Le schéma synoptique général d'une chaîne de transmission est montré sur la figure (1.1).

En général, on distingue deux parties principales qui constituent une chaîne de communication au niveau de l'émetteur ou au niveau du récepteur. La première partie correspond au traitement numérique du signal en bande de base, et la seconde au traitement analogique, dite Front end RF [4][5].



**Figure 1.1.** Schéma synoptique d'une chaîne de transmission

Les opérations effectuées dans la partie numérique concernent le codage (codage de source et codage de canal) et la modulation numérique. Le signal y est traité sous un format numérique, souvent par des circuits programmables de type FPGA (Field Programmable Gate Array) ou par des processeurs de traitement du signal de type DSP (Digital Signal Processing). A la sortie de ce bloc de traitement, le signal est encore en bande de base, avec une puissance relativement faible. Le rôle de la partie de traitement analogique est de préparer le signal à l'émission à travers le canal de transmission. Les opérations effectuées dans cette partie concernent la conversion numérique analogique, la transposition en fréquence porteuse et l'amplification.

### 1.2.1 Codage de source

A l'origine, les données à transmettre sont représentées sous un format binaire, qui correspond à la conversion analogique-numérique de l'information de base (images, voix, vidéos...). Afin de diminuer la taille de la séquence, le codage de source intervient et compresse les données en supprimant la redondance des bits non significatifs. Cette suppression de la redondance doit être effectuée d'une façon contrôlée et ne doit pas endommager la qualité de l'information utile. L'intérêt de cette opération est de réduire la taille de la séquence de données pour optimiser l'utilisation des ressources du système et augmenter le débit utile de la transmission. La limite de compression a été définie par la loi du Shannon [6], qui établit la relation entre le débit binaire, la largeur de bande et le niveau de bruit. Il existe une multitude de codeurs de source, on peut citer à titre d'exemple le codeur JPEG et JPWL utilisés pour les images fixes ou H.264 utilisé pour la vidéo [7][8].

### 1.2.2 Codage de canal

Le codeur de source permet de gagner en débit de transmission par la suppression de la redondance dans la séquence de données. Cependant, cette suppression de la redondance rend les bits du flux binaire très sensibles aux erreurs du canal de transmission. Par conséquent, un codeur de canal sert à ajouter de la redondance d'une manière contrôlée afin de protéger les données et aussi de ne pas dégrader le débit utile. Cette redondance sert à détecter et corriger certaines erreurs de transmission au niveau du récepteur d'où l'appellation de Code Correcteur d'Erreurs (CCE). Un CCE est caractérisé par son rendement  $R$  qui est défini comme étant le rapport entre la taille de la séquence utile  $K$  et la taille de la séquence avec redondance  $N$ , avec  $K < N$ , tel que

$$R = \frac{K}{N} \quad (1.1)$$

La capacité de correction du CCE augmente avec la redondance rajoutée ce qui diminue la valeur de  $R$ . En général, l'émetteur et le récepteur utilisent le même codeur/décodeur tel que les turbo-codes [9].

### 1.2.3 Modulateur numérique

Le modulateur sert d'interface entre la sortie du codeur et le canal de transmission. Le principe est de faire varier un paramètre de l'onde porteuse en fonction du signal à transmettre (signal modulant). Le paramètre considéré spécifie le type de la modulation à savoir la modulation à déplacement d'amplitude (MDA), la modulation à déplacement de phase (MDP) ou encore la modulation à déplacement de fréquence (MDF).

Le signal modulé  $V_{eM}(t)$  peut être représenté sous la forme générale suivante :

$$V_{eM}(t) = A(t) \cos(w_c t + p(t)) \quad (1.2)$$

où  $A(t)$  et  $p(t)$  représentent respectivement la modulation d'amplitude et la modulation de phase et  $w_c = 2\pi f$  est la fréquence de la porteuse.

En développant l'expression du signal modulé défini par l'équation (1.2), nous obtenons l'équation suivante :

$$V_{eM}(t) = A(t) \cos(p(t)) \cos(w_c t) - A(t) \sin(p(t)) \cos\left(w_c t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (1.3)$$

Soit :

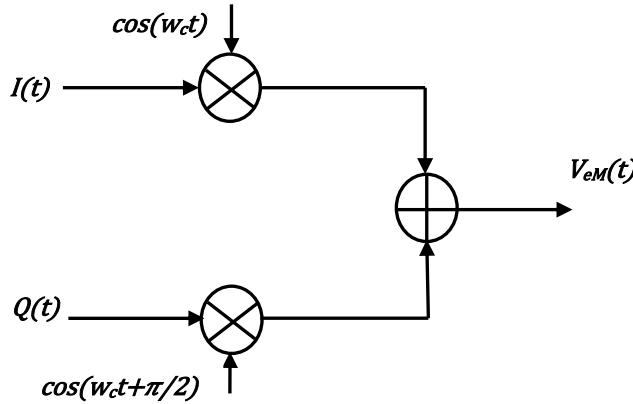
$$V_{eM}(t) = I(t) \cos(w_c t) - Q(t) \cos\left(w_c t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (1.4)$$

où  $I(t)$  et  $Q(t)$  représentent les composantes en phase et en quadrature du signal modulé, telles que :

$$I(t) = A(t) \cos(p(t)) \quad (1.5)$$

$$Q(t) = A(t) \sin(p(t)) \quad (1.6)$$

Le schéma du modulateur correspondant utilise deux voies modulées en quadrature nommées respectivement  $I$  et  $Q$ , comme le montre la figure (1.2).



**Figure 1.2.** Schéma d'un modulateur I/Q à conversion directe

Dans nos travaux, nous allons considérer la modulation d'amplitude en quadrature (QAM), qui combine les variations d'amplitude et de phase. Chaque ensemble de bits modulant la forme d'onde est appelé « symbole ». Grâce à son efficacité spectrale, cette modulation a connu une large utilisation dans le domaine des communications numériques tels que les réseaux sans fil WLAN ou la télévision numérique terrestre (TNT). La seule contrainte que nous considérons est que la puissance moyenne des symboles émis est unitaire.

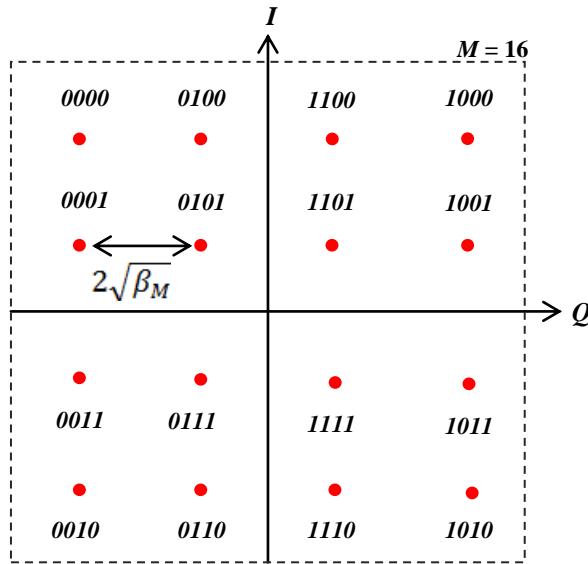
$$E[|s_i|] = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^M |s_i|^2 = 1 \quad s_i \in \ell \quad (1.7)$$

où  $E[\cdot]$  est l'espérance mathématique,  $M = 2^n$  représente l'ordre de la modulation qui définit le nombre de symboles de la constellation,  $s_i$  est un symbole complexe constitué de  $n$  bits qui appartient à l'ensemble  $\ell$ . La figure (1.3) présente un exemple de constellation de la modulation 16-QAM où tous les symboles sont répartis uniformément dans le plan complexe.

La distance entre un symbole de la constellation et l'origine est proportionnelle à la puissance qu'il faut fournir pour émettre celui-ci. Tandis que la distance séparant deux points consécutifs de la constellation correspond à  $2\sqrt{\beta_M}$  avec  $\beta_M$  défini par [21]:

$$\beta_M = \frac{3}{2(M-1)} \quad (1.8)$$

La quantité d'information perdue dans le cas d'un canal sélectif en fréquence peut être importante notamment à cause des interférences entre symboles (IES) dus aux retards causés par la propagation multi-trajets. Dans ce cas, il est possible de procéder à des techniques d'égalisation afin d'éviter ce problème. Cependant, ces techniques sont souvent complexes en implémentation et lentes en temps de calcul [10].



**Figure 1.3.** Exemple d'une constellation de la modulation 16-QAM

En revanche, il existe une solution alternative qui est la modulation multi-porteuses de type OFDM (Orthogonal Frequency Division Modulation OFDM Multplexing) [3]. La section suivante donne plus de détails sur ce type de modulation.

#### 1.2.4 La modulation OFDM

Comme nous l'avons mentionné ci-dessus, les techniques de modulation multi porteuses sont parmi les solutions les plus efficaces pour combattre les effets de distorsion causés par les canaux sélectifs en fréquence (voir section 1.2.6). Dans cette section, nous allons nous intéresser tout particulièrement à la modulation OFDM. Tout abord, nous détaillerons le principe d'un système basé sur la modulation OFDM. Ensuite, nous citerons quelques avantages et inconvénients de ce type de modulation.

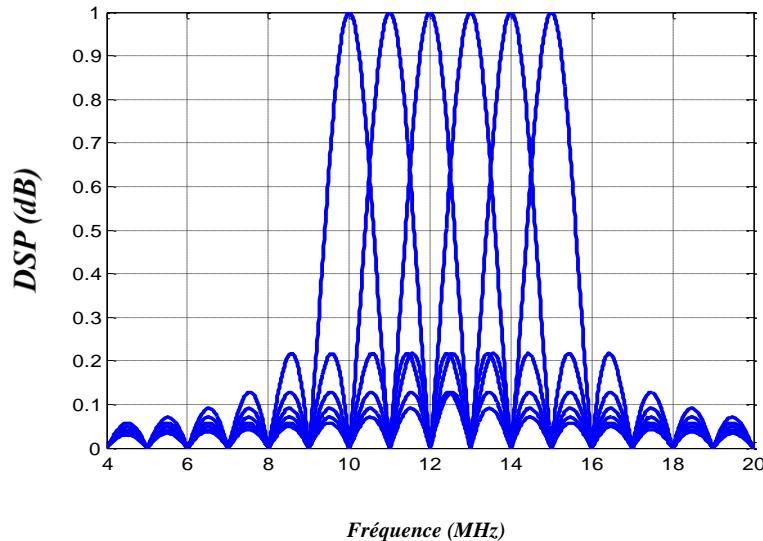
##### 1.2.4.1 Principe de la modulation OFDM

Contrairement à la modulation mono-porteuse qui consiste à transmettre en série les symboles sur toute la bande de fréquence disponible, la modulation multi-porteuses consiste à répartir les symboles des données sur un nombre de sous-porteuses prédéfini, ayant toutes la même largeur de bande de fréquence. Une séquence de  $N$  symboles  $S_k$  répartis sur  $N$  sous-porteuses constitue un symbole OFDM, où  $S_k$  sont des nombres complexes obtenus à partir de la séquence binaire après une modulation de type QAM à 4, 16, 64,  $2^n$  états. L'enveloppe complexe du signal  $s(t)$  est la représentation temporelle d'un symbole OFDM [3]:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{2j\pi f_k t}, t \in [0, T] \quad (1.9)$$

où  $T$  est la durée d'un symbole OFDM,  $f_k$  est la fréquence de la sous porteuse  $k$ . La condition d'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses doit être respectée afin d'augmenter l'efficacité spectrale. Cette condition d'orthogonalité permet d'éviter le problème des interfé-

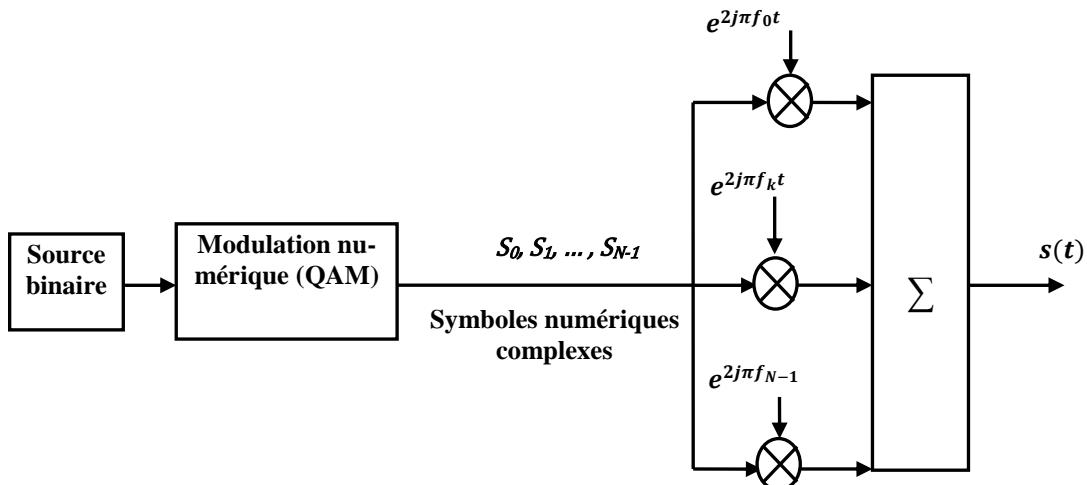
rences entre les différentes sous-porteuses. La figure (1.4) montre la forme du spectre d'un symbole OFDM.



**Figure 1.4.** Forme du spectre d'un symbole OFDM

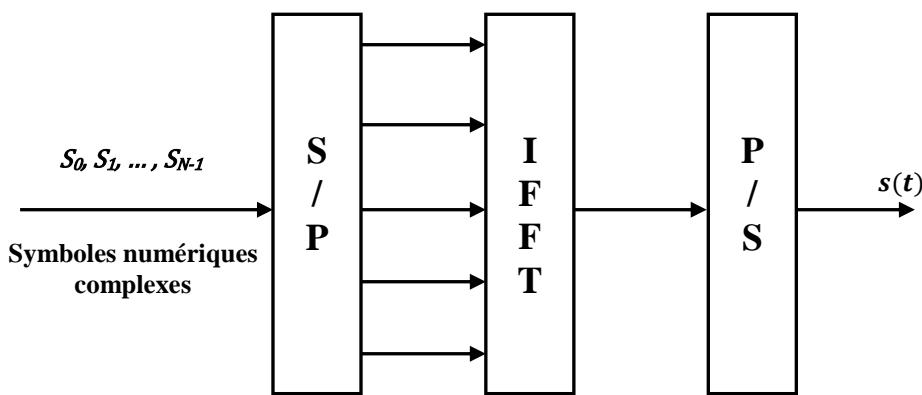
Le spectre global d'un signal OFDM est constitué à partir des spectres de chaque sous-porteuse espacées de  $\Delta f = \frac{1}{T}$ . La condition d'orthogonalité garantit une meilleure occupation spectrale, de telle sorte qu'à la fréquence centrale de chacune des sous bandes toutes les autres s'annulent.

Le principe d'un modulateur OFDM basé sur une modulation QAM à  $2^n$  états est illustré par la figure (1.5), où chaque symbole complexe  $c_k$  module un signal à la fréquence  $f_k$ .



**Figure 1.5.** Schéma de principe d'un modulateur OFDM

En revanche, l'écriture de l'équation (1.9) n'est que la transformée de Fourier inverse en version continue des symboles complexes  $S_k$ . L'implémentation de l'algorithme de calcul de l'IFFT a considérablement simplifié la réalisation du modulateur OFDM. Ce principe est illustré par la figure (1.6).



**Figure 1.6.** Modulateur OFDM basé sur l'IFFT

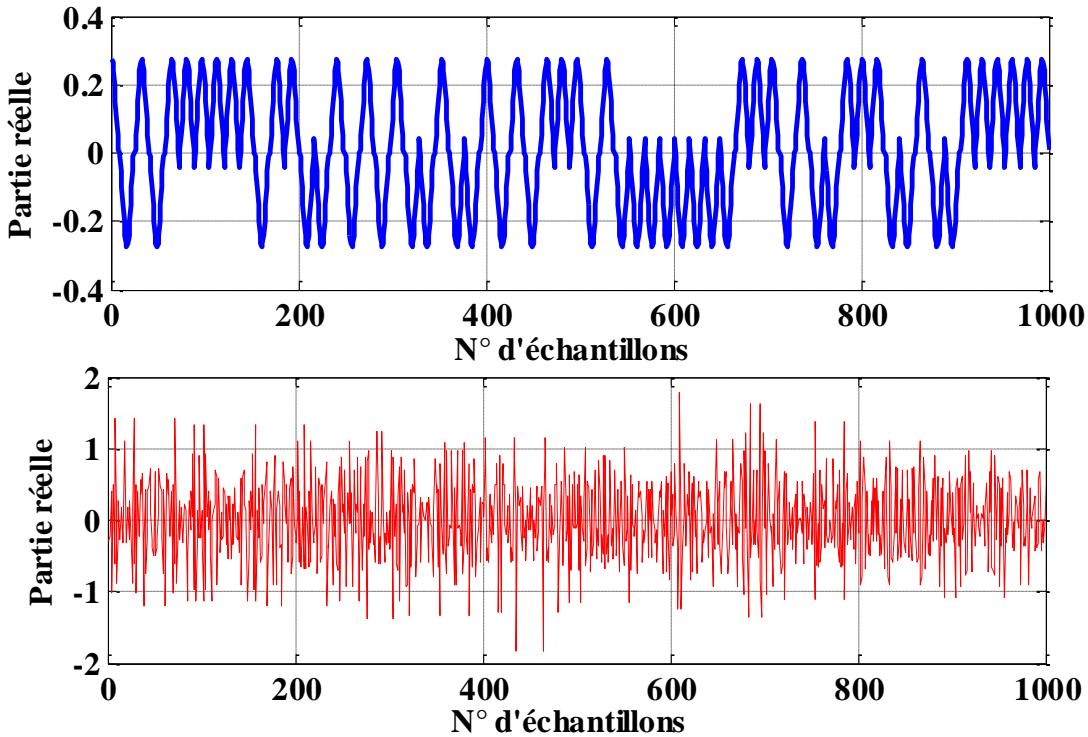
#### 1.2.4.2 Avantages de la modulation OFDM

La modulation OFDM a été considérée parmi les solutions les plus efficaces contre les canaux sélectifs en fréquence. L'idée de découper la bande totale de fréquence en sous canaux très étroits a permis de simplifier l'égalisation tout en considérant la réponse fréquentielle du sous canal comme étant constante. Ainsi, la répartition de l'information sur chaque sous canal améliore remarquablement le débit utile de transmission. L'orthogonalité entre les sous-porteuses permet une occupation optimale de la bande de fréquence allouée avec une meilleure efficacité spectrale. La réalisation du modulateur OFDM est devenue très simple grâce à l'implémentation de l'algorithme de l'IFFT.

#### 1.2.4.3 Inconvénients de la modulation OFDM

Malgré ses nombreux avantages, la modulation OFDM présente néanmoins quelques inconvénients. La condition d'orthogonalité est très difficile à assurer à cause du bruit de phase des oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur. Cette perte d'orthogonalité peut causer une dégradation des performances du système de transmission. Aussi, les systèmes basés sur la modulation OFDM sont très sensibles à la désynchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Ce problème peut générer des interférences entre les symboles OFDM [4][5].

Un autre inconvénient de la modulation OFDM est la forte dynamique de l'enveloppe du signal temporel [3]. Contrairement au signal issu d'une modulation mono-porteuse, le signal OFDM peut être vu comme une somme de plusieurs sinusoïdes, dont l'enveloppe est la combinaison constructive et destructive des différentes amplitudes fluctuantes de l'ensemble des sous-porteuses. Par conséquent, la dynamique d'amplitude augmente proportionnellement avec le nombre des sous-porteuses utilisées. La figure (1.7) montre la différence entre la partie réelle d'un signal en modulation mono-porteuse (modulation 4-QAM) et celle d'un signal OFDM en 64 sous-porteuses, modulées chacune avec une modulation 4-QAM.



**Figure 1.7.** Représentation d'un signal mono-porteuse (haut) et d'un signal multi-porteuses (bas)

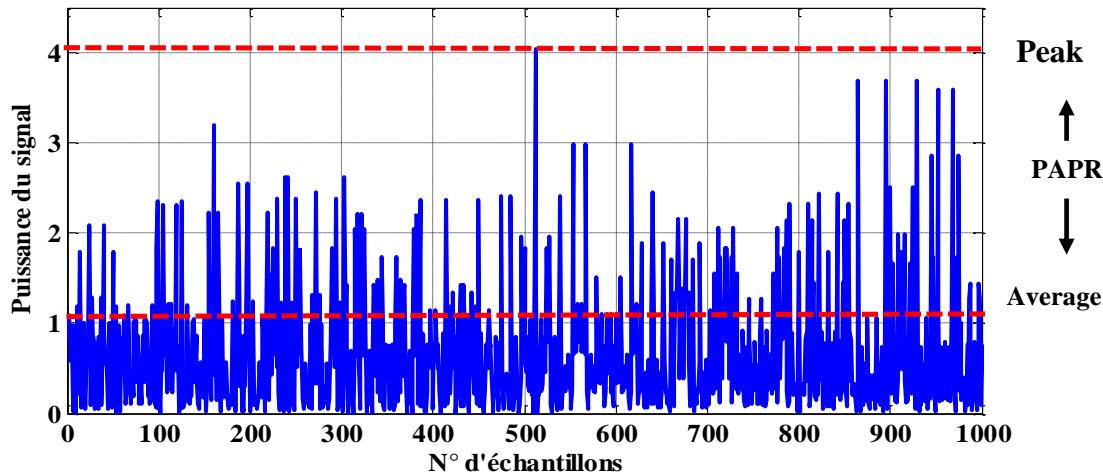
Il est évident que la dynamique du signal est beaucoup plus importante dans le cas du signal OFDM avec la présence de certains pics d'amplitude.

Afin de quantifier la dynamique du signal OFDM, plusieurs définitions ont été données dans la littérature [17]. Dans notre travail, nous allons employer la métrique PAPR (Peak to Average Power Ratio), définie comme étant le rapport entre la puissance maximum et la puissance moyenne du signal OFDM sur un intervalle de temps  $T$  (figure 1.8). Généralement, le PAPR, calculé en dB, est donné par :

$$PAPR_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\max_{0 < t \leq T} |x(t)|^2}{E\{x(t)^2\}} \quad (1.10)$$

Il faut noter que le PAPR d'un signal en bande de base est différent de celui d'un signal en radiofréquence. Cette différence est due à l'opération de transposition en fréquence porteuse RF. Ainsi, le PAPR du signal en bande de base ( $PAPR_{BB}$ ) est lié au PAPR du signal en RF ( $PAPR_{RF}$ ) par la relation suivante [18]:

$$PAPR_{RF}(dB) \leq PAPR_{BB}(dB) + 3dB \quad (1.11)$$



**Figure 1.8.** Définition du PAPR

Dans ce qui suit, nous allons considérer seulement le PAPR du signal en bande de base noté PAPR au lieu du  $\text{PAPR}_{\text{BB}}$  afin de simplifier l'écriture.

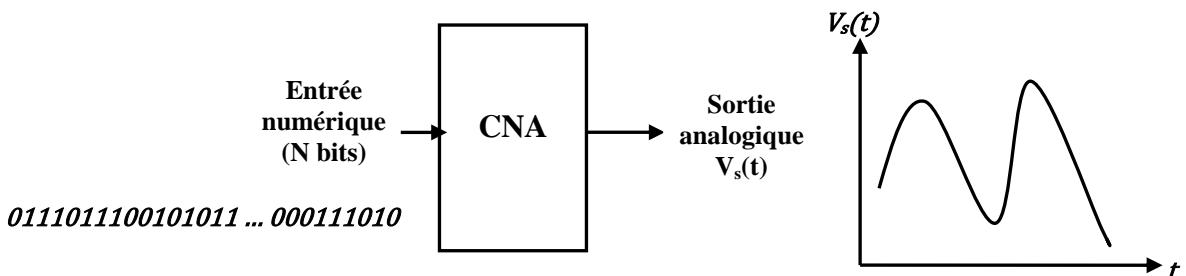
Un PAPR élevé signifie que le signal a une puissance maximum plus grande relativement à sa puissance moyenne. Autrement dit, le signal possède une forte dynamique de son enveloppe avec la présence de plusieurs pics. Cela a un impact direct sur le fonctionnement des dispositifs non-linéaires constituant la chaîne de transmission, en particulier l'amplificateur de puissance. Il en résultera la distorsion du signal avec une dégradation des performances du système de transmission OFDM. Dans notre travail, nous allons nous intéresser plus particulièrement à cet inconvénient.

### 1.2.5 Traitement analogique (Front end RF)

Le traitement de la partie numérique se termine par la création des symboles OFDM, ou encore un signal numérique en bande de base. L'étape suivante consiste à préparer le signal à l'émission. Cette étape est effectuée par la partie analogique qu'on appelle front-end RF. Les principaux traitements réalisés dans cette partie sont la conversion numérique analogique, la transposition en fréquence porteuse et l'amplification.

#### 1.2.5.1 Convertisseur numérique/analogique (CNA)

La première opération consiste à convertir le signal numérique discret en un signal analogique continu à l'aide d'un convertisseur numérique/analogique (CNA). Un CNA est en général un circuit intégré. Le schéma principe d'un CNA est illustré sur la figure (1.9).



**Figure 1.9.** Schéma d'une conversion numérique analogique

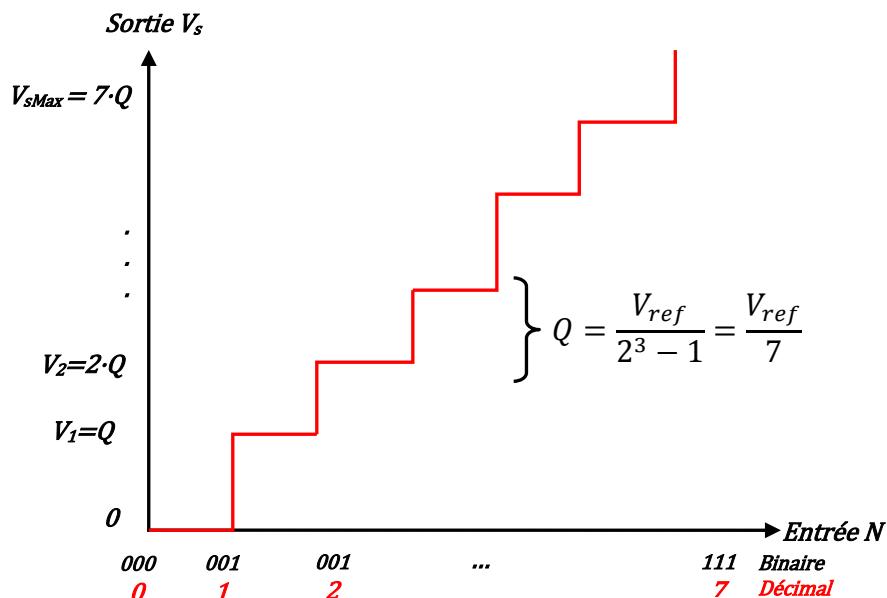
Chaque valeur  $2^N$  appliquée en entrée est associée à une amplitude du signal de sortie  $V_s(t)$ , où  $N$  est le nombre de bits du convertisseur défini par le constructeur. Par conséquent, l'amplitude du signal de sortie peut être exprimée en fonction de chaque valeur binaire  $n$  appliquée à l'entrée (associée généralement à une valeur décimale  $N_{10}$ ), par l'équation suivante :

$$V_s = N_{10} \times \frac{V_{ref}}{2^N - 1} \quad (1.12)$$

La résolution Q d'un CNA est définie par la petite variation s'ajoutant au signal de sortie, lorsque la valeur binaire d'entrée n est incrémentée par un bit. Dans ce cas, Q peut être exprimée par l'équation suivante [25][27] :

$$Q = \frac{V_{ref}}{2^N - 1} \quad (1.13)$$

où  $V_{ref}$  est la tension de référence nécessaire au fonctionnement du CNA. La figure (1.10) montre la caractéristique de fonctionnement d'un CNA idéal avec N égale à 3 bits.



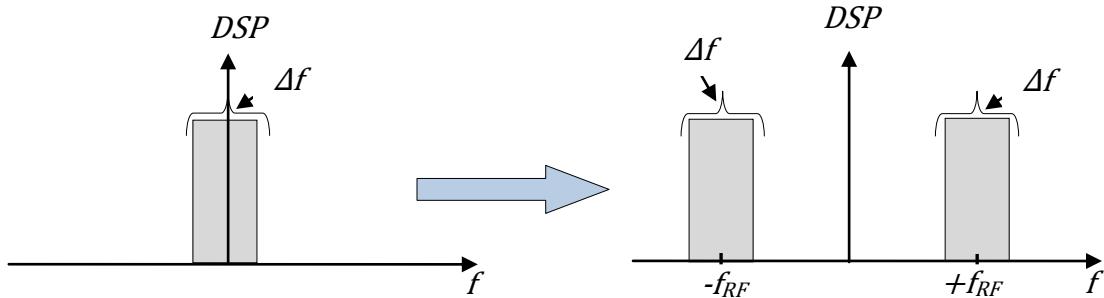
**Figure 1.10.** Caractéristique idéale d'un CNA à 3 bits

En pratique, la caractéristique réelle du convertisseur N/A peut s'éloigner de la caractéristique idéale présentée ci-dessus, introduisant des erreurs de gain et des comportements non-linéaires [71]. Le convertisseur est alors considéré comme une fonction non-linéaire ce qui se traduit par la génération de distorsions et de composantes harmoniques.

### 1.2.5.2 Les modulateurs et démodulateurs

Pour le cas d'une transmission sur un canal radio, il est nécessaire de transposer le signal à la fréquence porteuse  $f_{RF}$  qui représente la fréquence du signal modulé par le signal provenant de la partie numérique. Cette transposition réalisée par un modulateur n'est qu'une translation du spectre du signal autour de la fréquence  $f_{RF}$ , comme le montre la figure (1.11).

La largeur de la bande  $\Delta f$  représente la bande de fréquence utile autorisée pour effectuer la communication, afin de ne pas perturber les communications sur les autres canaux radio.



**Figure 1.11.** Spectres du signal avant et après transposition en fréquence

L'opération de transposition en fréquence est réalisée selon l'architecture de l'émetteur, soit par une conversion directe pour un émetteur homodyne, ou par plusieurs conversions pour un émetteur superhétérodyne [1][2][4].

En pratique, les modulateurs utilisent des fonctions de mélange réalisées par des fonctions non-linéaires ou par l'implémentation électronique de multiplicateur (oscillateur local OL). Par conséquent, la fonction de modulation des signaux s'avère très difficile à réaliser d'une manière parfaite et le comportement sera non-linéaire. Par conséquent, la sortie du mélangeur est constituée d'une composante fondamentale, avec la présence des harmoniques et les différentes composantes de produit d'intermodulation [29]. Ces effets seront plus prononcés dans le cas de la modulation OFDM avec la génération des interférences entre les différentes sous-porteuses.

### 1.2.5.3 L'amplificateur de puissance

Après transposition en fréquence, un amplificateur de puissance est nécessaire afin d'augmenter la puissance du signal RF avant l'émission par l'antenne. L'objectif est de garantir une qualité de lien entre l'émetteur et le récepteur, en compensant les pertes du canal de transmission, sans modifier l'information du signal à amplifier.

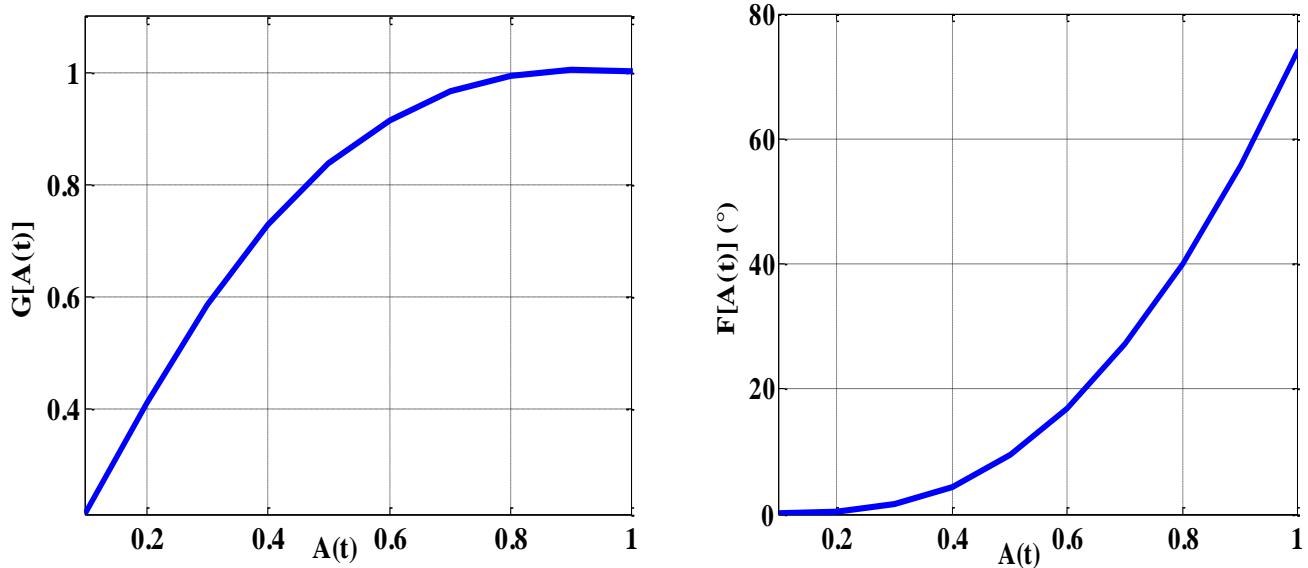
En pratique, l'amplificateur est un dispositif non-linéaire modélisé par une caractéristique en amplitude (AM/AM) et une caractéristique en phase (AM/PM). Soit  $V_e(t)$  le signal à l'entrée de l'amplificateur donné par [18] :

$$V_e(t) = A(t) \cos(wt + \theta(t)) \quad (1.14)$$

Le signal à la sortie de l'amplificateur  $V_s(t)$  est alors exprimé par :

$$V_s(t) = G[A(t)] \cos[w t + \theta(t) + F[A(t)]] \quad (1.15)$$

où  $G[A(t)]$  est la fonction de conversion AM/AM et  $F[A(t)]$  est la fonction de conversion AM/PM. La relation entre l'entrée et la sortie a une allure typique pour tous les amplificateurs de puissance (figure 1.12).



**Figure 1.12.** Caractéristiques AM/AM (à gauche) et AM/PM (à droite) d'un amplificateur de puissance

Le fonctionnement de l'amplificateur peut être défini par son gain donnant la relation directe entre le signal d'entrée et le signal de sortie. Il peut être exprimé en tension (G) ou en puissance ( $G_p$ ).

$$G = \frac{V_s}{V_e}, G_p = \frac{P_s}{P_e} \quad (1.15)$$

Nous pouvons distinguer trois zones principales de fonctionnement de l'amplificateur (figure 1.13). À faible niveau, le comportement de l'amplificateur est proche d'un système linéaire (zone I). Dans cette zone le gain d'amplification est constant. Si le niveau d'entrée est augmenté, l'amplificateur est utilisé en zone de compression (zone II). Le gain commence à diminuer. À plus fort niveau, il y a saturation, le gain chute de plusieurs dB et le signal de sortie est écrêté (zone III).

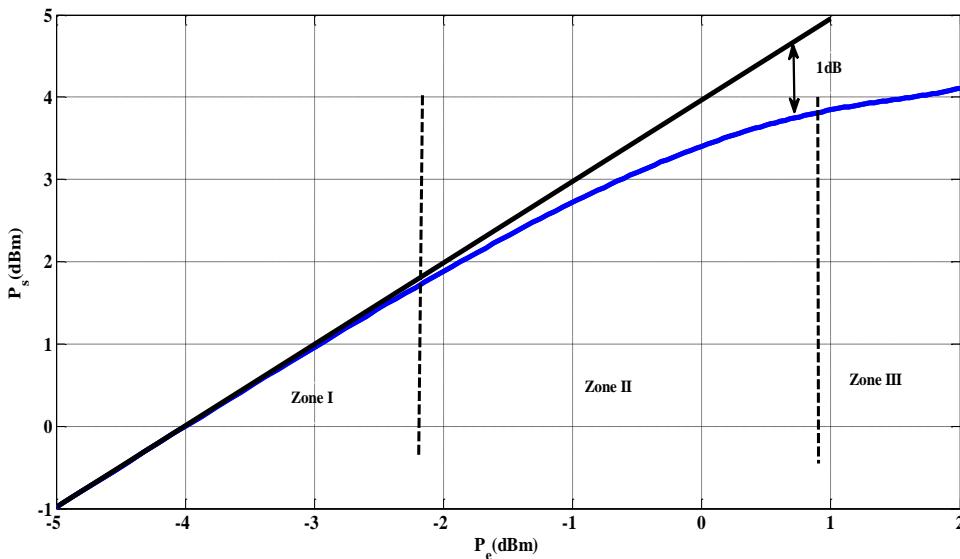


Figure 1.13. Zones de fonctionnement de l'amplificateur

Le rendement est l'une des caractéristiques les plus importantes d'un amplificateur de puissance. Il définit l'efficacité énergétique de l'amplificateur selon le bilan des puissances. L'amplificateur est un composant actif, alimenté par un signal continu dont la puissance est  $P_{alim}$  afin d'augmenter la puissance  $P_e$  du signal d'entrée. Idéalement, toute la puissance  $P_{alim}$  devrait être transformée en puissance utile  $P_s$ . Cependant, ce cas n'est malheureusement pas la réalité parce qu'il faut aussi considérer une puissance dissipée  $P_d$  au sein de l'amplificateur. Ce bilan énergétique des puissances est montré par la figure (1.14).

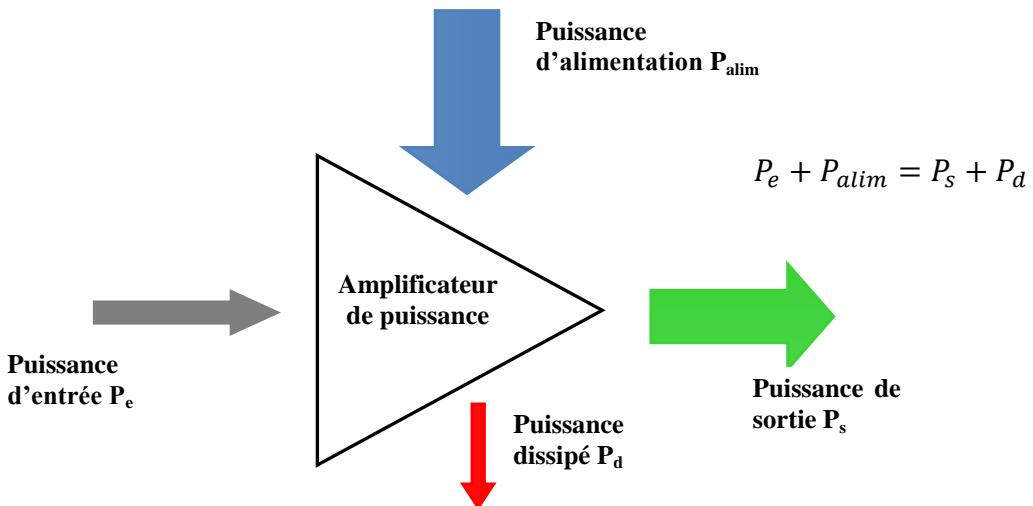


Figure 1.14. Bilan énergétique de l'amplificateur de puissance

La mesure du rendement évalue la quantité de puissance  $P_{alim}$  qui a été effectivement transformée en  $P_s$ , avec la prise en compte de la puissance dissipée  $P_d$ . Ce paramètre est très

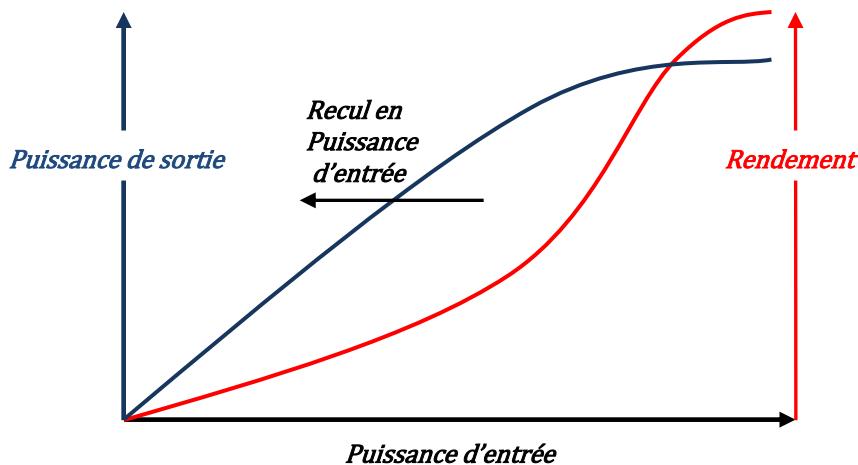
important pour le dimensionnement et la conception des amplificateurs dédiés aux applications radio-mobiles. Le rendement  $\eta$  peut être exprimé par la relation suivante :

$$\eta = \frac{P_s}{P_{alim}} \quad (1.16)$$

Pour des applications de hautes fréquences, il est nécessaire de considérer la puissance du signal d'entrée. Dans ce cas, on définit le rendement en puissance ajoutée  $\eta_{aj}$  selon la relation suivante :

$$\eta_{aj} = \frac{P_s - P_e}{P_{alim}} \quad (1.17)$$

Le rendement dépend de plusieurs paramètres de conception tels que la classe de l'amplificateur (classe A, B, AB...) et aussi la technologie de conception des circuits de l'amplificateur. Le rendement sera maximal pour des signaux appliqués de grande amplitude, comme illustré figure (1.15), soit un fonctionnement de l'amplificateur en zone de compression ou de saturation.



**Figure 1.15.** Relation entre la puissance d'entrée et le rendement de l'amplificateur

L'amplificateur de puissance aura donc un comportement fortement non-linéaire si la recherche d'un rendement électrique élevé est la priorité. Il est alors l'élément prépondérant en termes de non-linéarité.

### 1.2.6 Canal de transmission

Le canal constitue le milieu dans lequel le signal RF se propage sous forme d'une onde électromagnétique. Il est l'origine de plusieurs sortes de distorsions telles que l'effet Doppler ou l'effet multi-trajets. Lors de sa propagation, le signal subit différentes dégradations comme des évanouissements et du bruit dû aux composants électroniques et à l'environnement électromagnétique. Dans cette section, nous allons présenter les différentes caractéristiques du canal de transmission ainsi que les modèles souvent utilisés pour décrire le comportement du canal.

### 1.2.6.1 Caractéristiques du canal de transmission

#### Le bruit radioélectrique

Le bruit est une source de perturbation des communications. Le modèle le plus utilisé pour simuler un canal bruité est le canal à BBAG (Bruit Blanc Additif Gaussien). Ce modèle décrit à la fois les sources de bruit internes (bruit thermique dû aux composants électroniques de la chaîne), et les sources de bruit externes (activités industrielles, brouillage dû à d'autres systèmes). Le signal reçu peut être exprimé par la relation suivante :

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (1.18)$$

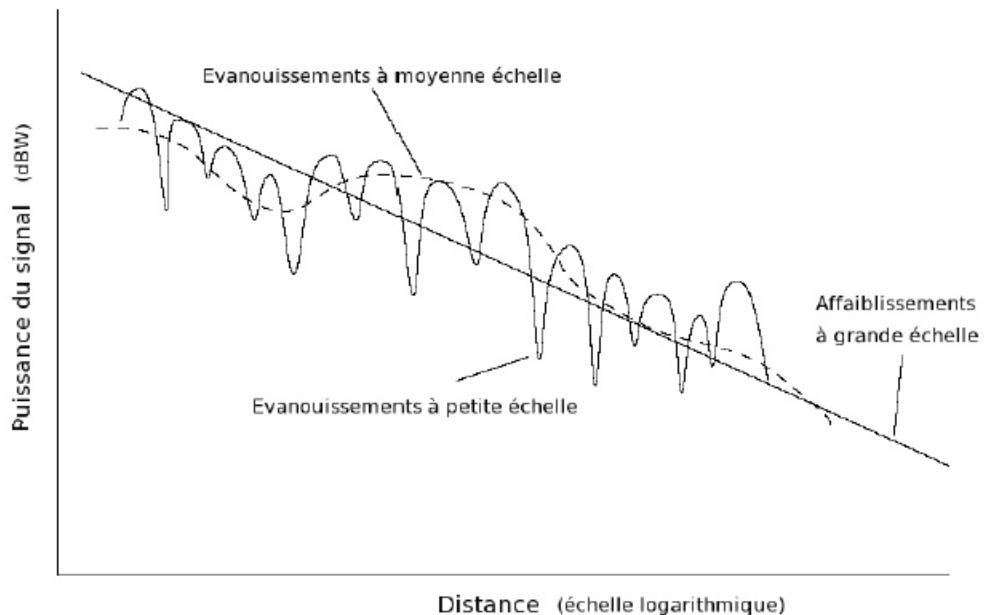
où  $n(t)$  représente le BBAG, décrit par un processus gaussien de moyenne  $\mu$  nulle et de variance égale à  $\sigma^2$ . La densité de probabilité  $P_x(x)$  liée à la variable aléatoire  $X$  de type gaussienne peut être représentée par [10][56] :

$$P_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (1.19)$$

Généralement, on emploie le RSB (Rapport Signal à Bruit), défini comme étant le rapport entre la puissance du signal utile et la puissance de bruit, afin d'évaluer les performances de la transmission à travers le canal [10].

#### Les atténuations

Le signal émis subit différentes atténuations dues au canal de transmission. La figure (1.16) présente les différentes sortes d'atténuation pouvant dégrader la puissance du signal.



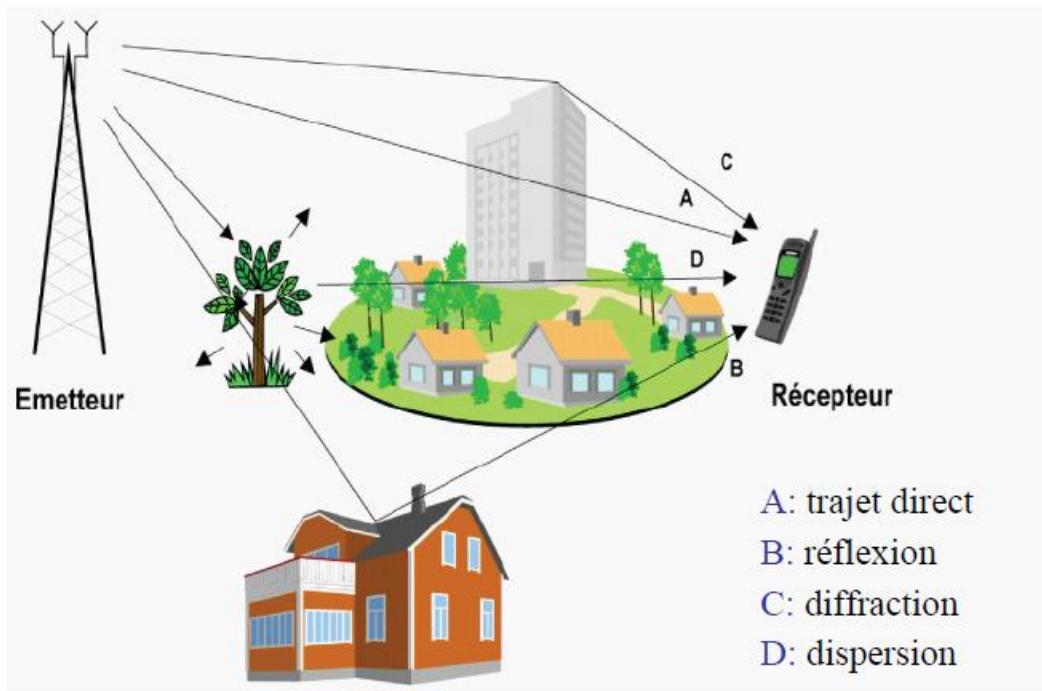
**Figure 1.16.** Différents types d'atténuations produits par un canal de transmission [55]

Selon cette figure, nous pouvons distinguer trois types d'atténuations :

- **Atténuation à grande échelle** : elle dépend principalement de la distance parcourue par le signal entre l'émetteur et le récepteur. Elle se manifeste comme un affaiblissement de la puissance du signal sur des distances de l'ordre d'une centaine de longueur d'onde.
- **Atténuation à moyenne échelle** : elle est due principalement à la présence d'obstacles (bâtiments, arbres, véhicules...) sur le trajet du signal. Elle se manifeste par la variation de la puissance du signal sur des distances de l'ordre d'une dizaine de longueur d'onde.
- **Atténuation à petite échelle** : Elle est liée principalement au phénomène de multi-trajets. Elle se traduit par des variations rapides de l'amplitude et de la phase du signal sur des distances de l'ordre d'une longueur d'onde.

### Les multi-trajets

A la réception, l'antenne reçoit plusieurs échos du signal retardés et atténués par le canal. Ces échos sont généralement générés par l'interaction entre le signal émis et différents éléments constituant le canal de transmission. Les principaux phénomènes d'interaction sont la réflexion, la diffraction et la dispersion [56] (figure 1.17).



**Figure 1.17.** Phénomènes de propagation du signal sur le canal de transmission [21]

La caractérisation d'un canal multi-trajets peut être réalisée à partir de la Réponse Impulsionnelle (RI) du canal. La RI d'un canal variant dans le temps peut être donnée par [56][57] :

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^N a_i(t) \delta(t - \tau_i(t)) \quad (1.20)$$

où  $\delta$  est l'impulsion de Dirac,  $N$  est le nombre de trajets suivis par l'onde,  $\tau_i$  et  $a_i$  sont respectivement le retard et le gain complexe associés au trajet  $i$ , avec  $\tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \leq \tau_N$ .

### L'effet Doppler

L'effet Doppler est un phénomène lié à la mobilité de l'émetteur et/ou du récepteur, ou encore des déplacements d'éléments dans l'environnement de transmission (véhicules, piétons...). Il se manifeste par une variation de la fréquence du signal selon la vitesse de déplacement sur le trajet. Cela se traduit par une expansion du spectre du signal, ou encore une variation de la RI durant le temps de transmission [58].

#### 1.2.6.2 Modélisation du canal de transmission sans fil

Il existe deux grandes familles permettant de modéliser le comportement des canaux de transmission sans fil. Les modèles statistiques permettent de décrire les variations du canal en se basant sur des variables aléatoires. Les modèles déterministes quant à eux sont basés sur une étude des phénomènes d'interactions dans un environnement particulier [19][20][21]. Dans cette section, nous allons présenter ces deux grandes familles afin d'illustrer cette classification.

#### 1.2.6.3 Les modèles statistiques

Ce type de modèles est basé sur des lois statistiques permettant de modéliser d'une manière simple le comportement du canal sur des zones larges. Ils sont définis pour un ensemble d'environnements ou de configurations conduisant à des caractéristiques voisines du canal radio. Grâce à leur faible complexité de calcul, ils ont été largement utilisés dans la littérature. On peut citer par exemple le modèle de Rayleigh et le modèle de Rice [57][58]. Cependant, ces modèles sont limités à la configuration pour laquelle ils ont été calibrés.

#### 1.2.6.4 Les modèles déterministes

Ces modèles sont en général plus précis que les modèles statistiques pour un environnement spécifique. Ils sont basés sur une description fine de l'environnement de transmission. Un modèle très fréquemment utilisé est le modèle à deux rayons [57][58][59]. Dans le cadre de notre travail, nous allons utiliser un modèle déterministe basé sur un simulateur à tracé de rayon 3D [60] qui a été développé au laboratoire XLIM-SIC de l'Université de Poitiers (voir chapitre 3, section 3.4.2.1).

### 1.2.7 Réception

Une fois le signal reçu, le récepteur effectue l'inverse des opérations réalisées à l'émission (figure 1.1). Tout d'abord, le signal RF est amplifié par un amplificateur à faible bruit (LNA) afin d'augmenter son niveau de puissance et de compenser les pertes du canal. Ensuite une translation de spectre est réalisée afin d'obtenir un signal en bande de base. Si on connaît la fréquence  $f_{RF}$  du signal RF, une transposition dite cohérente, associée à un filtre

passe-bas permet de récupérer le signal en bande de base. Il est nécessaire de convertir le signal analogique en numérique avant la démodulation numérique et le décodage. Enfin, une séquence binaire est reconstituée à partir de la séquence numérique démodulée et décodée, elle représente une estimation de l'information initialement envoyée.

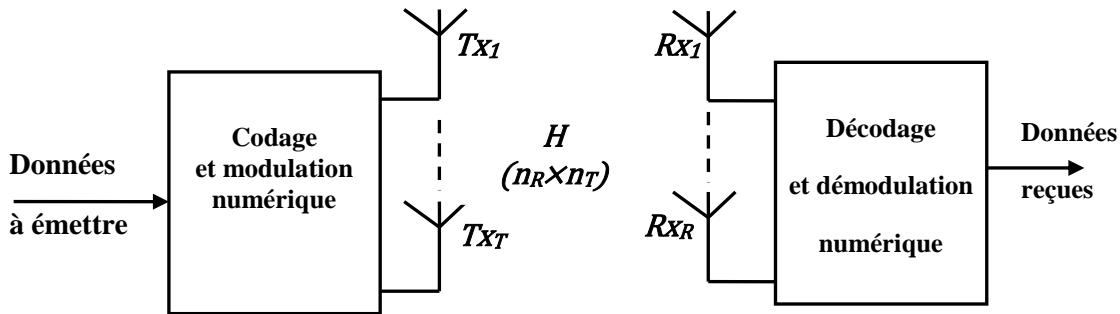
L'information binaire reçue n'arrive pas toujours sans erreurs au destinataire, et elle subit de nombreuses altérations durant la transmission. La fréquence à laquelle les erreurs se produisent constitue une bonne indication sur la qualité de transmission. Afin de la quantifier, le Taux d'Erreur Binaire (TEB) a été défini comme étant le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits reçus pour une séquence binaire donnée. Ces erreurs dépendent de nombreux facteurs, comme les caractéristiques du canal et les effets non-linéaires des composants électroniques de la chaîne de transmission.

### 1.2.8 Introduction aux systèmes MIMO

Ces dernières années, les systèmes de télécommunications ont connu une grande évolution, avec une augmentation significative du nombre d'utilisateurs et de leurs exigences en termes de qualité de service. Cependant, cette augmentation se heurte à la limite des ressources radiofréquences, entraînant parfois un problème de saturation dans les zones à forte population.

Pour surmonter ces difficultés, les systèmes de transmission récents ont adopté une technique dite MIMO (Multiple Input Multiple Output) [61]. Cette technique est basée sur l'exploitation de la diversité spatiale du canal en considérant plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Au niveau de l'émetteur, chaque antenne transmet un symbole différent et indépendant de celui des autres antennes avec les mêmes configurations (codage de source, codage de canal, modulation numérique, ...). Cela a pour effet d'augmenter l'efficacité spectrale avec une bonne robustesse, comparé à un système SISO (Simple Input Simple Output), pour la même bande passante. Au niveau du récepteur, chaque antenne reçoit plusieurs échos du signal émis (sur chaque antenne) retardés et atténués par le canal. La somme de ces échos peut être constructive en augmentant davantage la puissance du signal reçu ou destructive en créant des évanouissements. Un espace suffisant entre les antennes réceptrices, typiquement d'une demi-longueur d'onde permet d'avoir une décorrélation entre les différents échos du signal reçu. Par conséquent, un système MIMO peut être vu comme une combinaison de plusieurs systèmes SISO, avec les différents blocs de traitement que nous avons cités précédemment. Donc, les deux techniques de diversité temporelle et fréquentielle d'un système SISO peuvent être exploitées par le système MIMO, ce qui augmente considérablement la robustesse et/ou le débit des transmissions [22]. On peut citer par exemple les systèmes MIMO-OFDM qui combinent la diversité spatiale et la diversité fréquentielle. Cette combinaison a été intégrée dans plusieurs standards de communication comme les normes Wifi (IEEE 802.11n) [62], WiMax (IEEE 802.16e) [63] ou encore LTE (Long Term Evolution) [64].

Considérons un système MIMO avec  $n_T$  antennes à l'émission et  $n_R$  antennes à la réception. On suppose que le canal est non sélectif en fréquence (canal bande étroite) et que chaque trajet entre l'antenne émettrice  $i$  et l'antenne réceptrice  $j$  peut être caractérisé par un gain complexe  $h_{ji}$ . Ce schéma est montré sur la figure (1.18).



**Figure 1.18.** Schéma d'un système MIMO

A la réception, chaque antenne reçoit la somme des symboles transmis simultanément par chacune des antennes émettrices, ayant subi l'effet du canal à laquelle s'ajoute un bruit AWGN. Le vecteur des symboles reçus  $y$  peut être exprimé par [56] :

$$y = H \cdot x + n \quad (1.21)$$

avec  $x$  le vecteur des symboles émis de taille  $n_T \times 1$  sous la contrainte  $\|x\|^2 = P_0$  (la puissance totale émise),  $n$  le vecteur de bruit de taille  $n_R \times 1$  et  $H$  la matrice de canal MIMO de taille  $n_R \times n_T$ . La matrice de canal  $H$  peut être décrite par :

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1n_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R 1} & \cdots & h_{n_R n_T} \end{pmatrix} \quad (1.22)$$

Les coefficients de la matrice  $H$  peuvent être déterminés d'une manière stochastique en se basant sur des modèles statistiques présentés dans la section 1.2.6.3, ou encore avec une méthode déterministe basée sur le concept de rayons [19][81].

On peut distinguer deux types de systèmes MIMO selon la connaissance de l'état du canal CSI (Channel State Information) à l'émission (CSI-Tx) et à la réception (CSI-Rx) ou uniquement à la réception. Ces deux systèmes sont respectivement appelés système MIMO en boucle fermée et système MIMO en boucle ouverte [21][56]. Ces deux types de systèmes MIMO seront détaillés dans le chapitre 4.

### 1.3 Les sources de distorsion dans la partie analogique

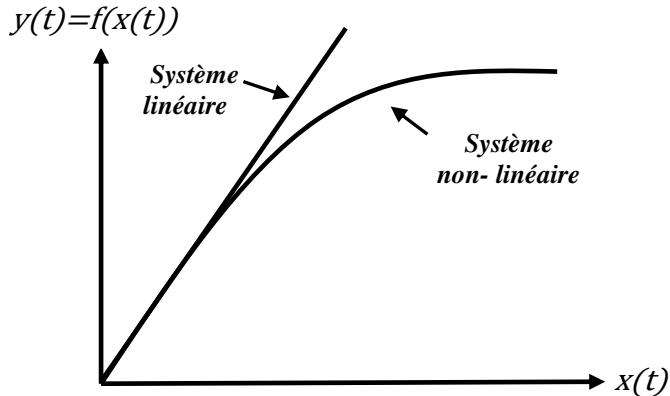
Une chaîne de transmission est composée de plusieurs blocs qui permettent de véhiculer de l'information entre une source et une destination. Au niveau système, chaque bloc peut être caractérisé par une fonction qui décrit son comportement. Dans la section précédente, nous avons présenté les différentes parties (blocs) constituant une chaîne de transmission. Ces fonctions introduisent des distorsions sur le signal à traiter à cause de leurs caractéristiques et leurs comportements non-linéaires.

#### 1.3.1 Etude du comportement non-linéaire

Pour un système donné, la relation entre son entrée  $x(t)$  et sa sortie  $y(t)$  peut être exprimée par une fonction qui décrit le comportement du système.

$$y(t) = f[x(t)] \quad (1.23)$$

Cette écriture correspond à un système sans mémoire, c'est-à-dire que la sortie à un instant t donné ne dépend que de l'entrée au même instant. La figure (1.19) montre la différence entre la caractéristique d'un système linéaire et celle d'un système non-linéaire.



**Figure 1.19.** Caractéristiques d'un système linéaire et non-linéaire.

Souvent, la fonction d'un système non-linéaire peut être décrite par un modèle polynomial d'ordre n.

$$y(t) = a_1x(t) + a_2x(t)^2 + a_3x(t)^3 + \dots + a_nx(t)^n \quad (1.24)$$

Les signaux d'entrée et de sortie peuvent être des tensions, des courants ou des puissances. Les effets non-linéaires de ces dispositifs ont des conséquences sur la qualité de transmission. Ainsi, ils introduisent des distorsions dans la bande utile du signal et dans les bandes adjacentes.

### 1.3.1.1 Génération de composantes harmoniques

Supposons que les deux signaux d'entrée et de sortie soient des tensions, qui s'écrivent respectivement  $v_e(t)$  et  $v_s(t)$ . Selon l'équation (1.24) et pour un ordre n=3, on peut écrire :

$$v_s(t) = a_1v_e(t) + a_2v_e(t)^2 + a_3v_e(t)^3 \quad (1.25)$$

Afin de caractériser les harmoniques, on considère que  $v_e(t)$  est un signal sinusoïdal mono-porteuse qui s'écrit :

$$v_e(t) = A \cdot \cos(2\pi f_0 t) = A \cdot \cos(w_0 t) \quad (1.26)$$

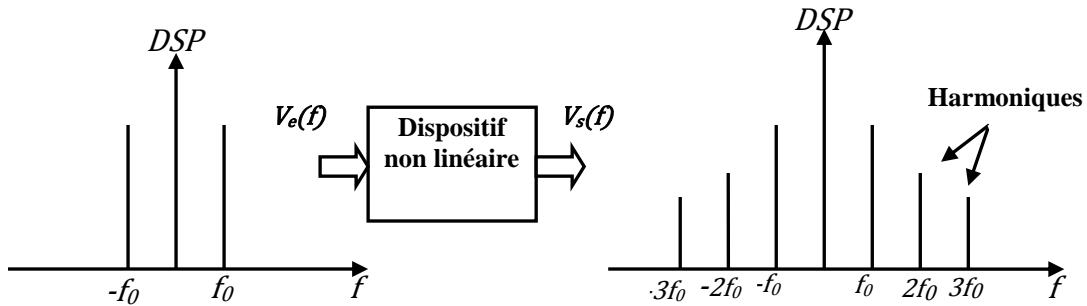
En remplaçant l'équation (1.26) dans (1.25), on déduit que le signal de sortie du dispositif non-linéaire est de la forme :

$$\begin{aligned} v_s(t) &= a_1A\cos(w_0 t) + a_2A^2\cos^2(w_0 t) + a_3A^3\cos^3(w_0 t) \\ &= a_1A\cos(w_0 t) + a_2A^2\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos(2w_0 t)\right) \\ &\quad + a_3A^3\left(\frac{3}{4}\cos(w_0 t + \frac{1}{4}\cos(3w_0 t))\right) \end{aligned} \quad (1.27)$$

A partir de cette équation, on peut déduire l'expression de la composante fondamentale, l'expression de la composante continue ainsi que l'expression des composantes harmoniques aux fréquences  $2f_0$  et  $3f_0$ .

$$\begin{aligned}
 v_s(t) &= \frac{1}{2}a_2A^2 && \text{composante continue} \\
 &+ \left(a_1A + \frac{3}{4}a_3A^3\right)\cos(w_0t) && \text{fondamentale} \\
 &+ \frac{1}{2}a_2A^2 \cos(2w_0t) && 1^{\text{ère}} \text{ harmonique} \\
 &+ \frac{1}{4}a_3A^3 \cos(3w_0t) && 2^{\text{ème}} \text{ harmonique}
 \end{aligned} \tag{1.28}$$

Sur le spectre du signal de sortie, on voit apparaître des raies supplémentaires à des fréquences multiples de la fréquence fondamentale  $f_0$  (figure 1.20).



**Figure 1.20.** Générations des composantes harmoniques à la sortie d'un dispositif non-linéaire d'ordre 3.

Cet effet non-linéaire peut être caractérisé par le taux de distorsion harmonique (TDH) donné par le rapport entre la puissance totale des composantes harmoniques  $P_h$  et la puissance à la fréquence fondamentale  $P_1$ .

$$TDH = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} P_n}{P_1} \tag{1.29}$$

### 1.3.1.2 Le point de compression à 1 dB

A partir de l'équation (1.28), le gain en dB est donné par le rapport des amplitudes de  $V_s$  et  $V_e$  à la fréquence fondamentale :

$$G(dB) = 20 \cdot \log \left( \frac{a_1A + \frac{3}{4}a_3A^3}{A} \right) = 20 \cdot \log \left( a_1 + \frac{3}{4}a_3A^2 \right) \tag{1.30}$$

Le gain linéaire peut être exprimé par [30]:

$$G_{lin} = 20 \cdot \log\left(\frac{a_1 A}{A}\right) = 20 \log(a_1) \quad (1.31)$$

A partir de ces deux équations, on peut déduire le gain à 1 dB de compression, défini comme la compression de 1 dB de la composante fondamentale par rapport à un fonctionnement linéaire.

$$G_{1dB} = G_{lin} - 1 \text{ dB} \quad (1.32)$$

A ce point de compression, le gain à la fréquence fondamentale est égal au gain de compression  $G_{1dB}$ :

$$G_{1dB} = 20 \cdot \log\left(a_1 + \frac{3}{4}a_3 A_{1dB}^2\right) \quad (1.33)$$

L'équation (1.33) permet de calculer le niveau de compression en amplitude du signal d'entrée [30].

$$A_{1dB} = 0.38 \sqrt{\frac{|a_1|}{|a_3|}} \quad (1.34)$$

Au-delà de ce point, le signal est de plus en plus compressé jusqu'à arriver à la saturation.

Pour l'amplification, le point de compression permet d'avoir une référence pour exprimer le niveau de puissance. Ainsi, le recul d'entrée ou l'IBO (Input Back Off) peut être exprimé en dB par la relation suivante :

$$IBO \text{ (dB)} = P_{e,1dB} \text{ (dBm)} - P_e \text{ (dBm)} \quad (1.35)$$

où  $P_e$  désigne la puissance du signal d'entrée,  $P_{e,1dB}$  la puissance du signal d'entrée au point de compression 1 dB. De la même manière, on peut définir le recul de sortie ou OBO (Output Back Off), donné en dB par la relation suivante :

$$OBO \text{ (dB)} = P_{s,1dB} \text{ (dBm)} - P_s \text{ (dBm)} \quad (1.36)$$

avec  $P_s$  la puissance du signal de sortie,  $P_{s,1dB}$  la puissance du signal de sortie au point de compression 1 dB.

En pratique, l'entrée d'un dispositif non-linéaire peut être aussi un signal à deux fréquences, telle que la somme de deux sinusoïdes. Par conséquent, le test en mono-porteuse n'est pas suffisant pour caractériser complètement le comportement non-linéaire du dispositif.

### 1.3.1.3 Génération de composantes d'intermodulation

Supposons maintenant que l'entrée du dispositif non-linéaire est une somme de deux signaux sinusoïdaux, ayant la même amplitude avec deux fréquences différentes  $f_1$  et  $f_2$ .

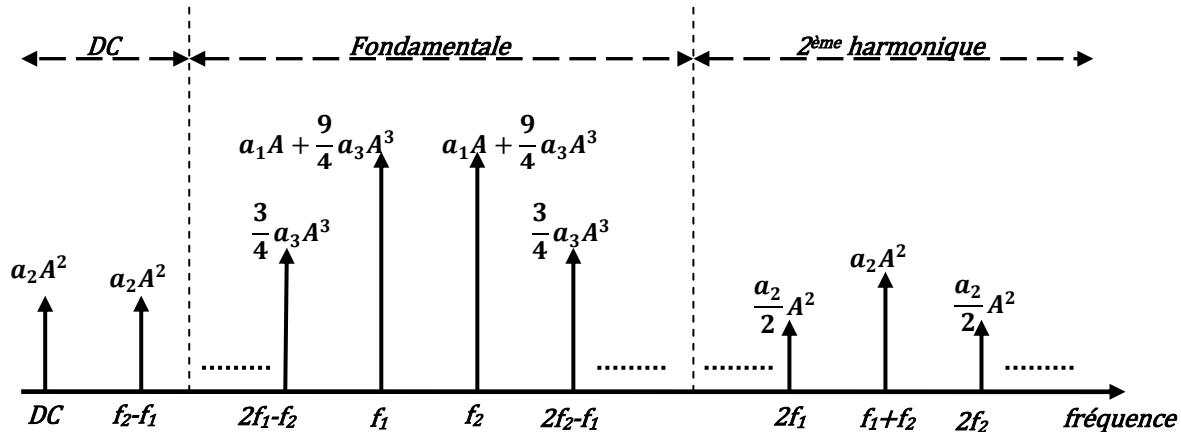
$$v_e(t) = A \cdot \cos(2\pi f_1 t) + A \cdot \cos(2\pi f_2 t) \quad (1.37)$$

On insère l'équation (1.37) dans (1.25), et on obtient à la sortie du dispositif non-linéaire un signal sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 v_s(t) = & a_2 A^2 && \text{composante continue} \\
 & + \left( a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3 \right) \cos(w_1 t) + \left( a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3 \right) && \text{composante fondamentale} \\
 & + \frac{1}{2} a_2 A^2 \cos(2w_1 t) + \frac{1}{2} a_2 A^2 \cos(2w_2 t) && \text{harmonique d'ordre 2} \\
 & + a_2 A^2 [\cos(w_1 + w_2) t + \cos(w_1 - w_2) t] && \text{IM d'ordre 2} \quad (1.38) \\
 & + \frac{1}{4} a_3 A^3 \cos(3w_1 t) + \frac{1}{4} a_3 A^3 \cos(3w_2 t) && \text{harmonique d'ordre 3} \\
 & + \frac{3}{4} a_3 A^3 [\cos((2w_1 + w_2)t) + \cos((2w_2 + w_1)t)] \\
 & + \frac{3}{4} a_3 A^3 [\cos((2w_1 - w_2)t) + \cos((2w_2 - w_1)t)] && \text{IM d'ordre 3}
 \end{aligned}$$

Dans le cas de l'équation (1.38), on voit apparaître les termes de la composante continue, la composante fondamentale et les harmoniques ainsi que d'autres termes appelés produit d'intermodulation (IM) dont la fréquence correspond à des combinaisons linéaires des fréquences fondamentales d'entrée  $f_1$  et  $f_2$ . Ces combinaisons sont sous la forme  $m \cdot f_1 + n \cdot f_2$  où  $m + n$  où  $m + n$  présente l'ordre de produit d'intermodulation.

La figure (1.21) présente l'effet d'intermodulation dans le domaine fréquentiel pour le signal de l'équation (1.38).



**Figure 1.21.** Effet de produit d'intermodulation sur la sortie d'un dispositif non-linéaire d'ordre 3 [30].

On peut noter que les raies correspondant aux ordres impairs sont plus proches des composantes fondamentales, contrairement aux raies d'ordres pairs. Cela rend toute opération de filtrage très critique.

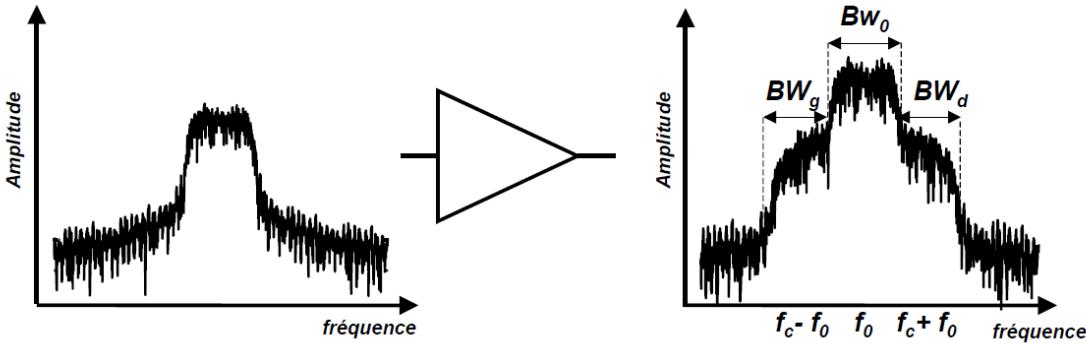
#### 1.3.1.4 Effets sur le spectre de signaux modulés : ACPR

Dans le cas du traitement de signaux modulés, par exemple OFDM, de nouveaux critères sont définis [18]. Ainsi, l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) est une métrique qui

permet de quantifier les remontées spectrales dans les canaux adjacents causées par les non-linéarités (figure 1.22). L'expression de l'ACPR peut être donnée par le rapport entre la puissance dans la bande principale  $BW_0$  et les puissances dans les bandes adjacentes à droite et à gauche notées respectivement  $BW_d$  et  $BW_g$ , selon la relation :

$$ACPR = \frac{2 \int_{BW_0} DSP(f) df}{\int_{BW_d} DSP(f) df + \int_{BW_g} DSP(f) df} \quad (1.39)$$

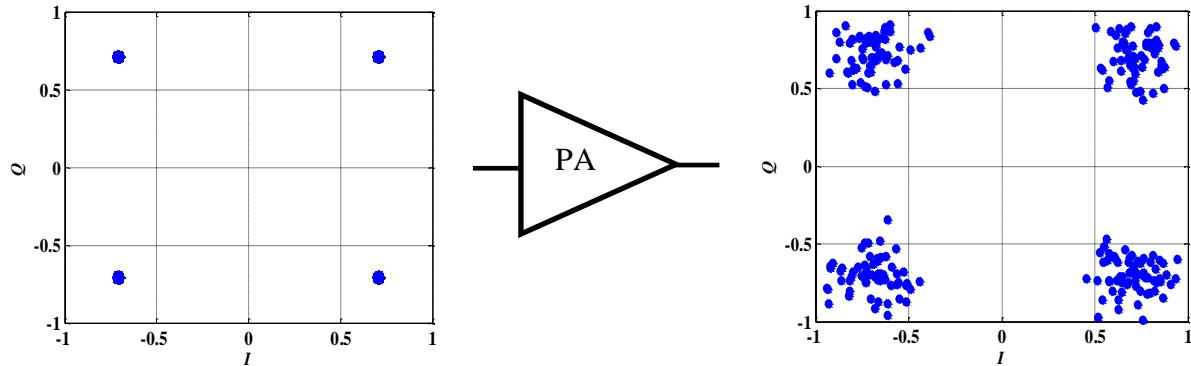
où  $DSP$  est la densité spectrale de puissance sur une largeur de bande donnée.



**Figure 1.22.** Illustration de l'ACPR à la sortie d'un amplificateur de puissance [30]

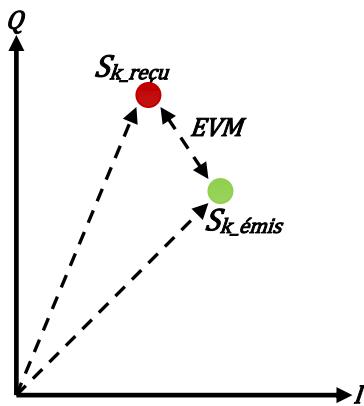
### 1.3.1.5 Effets sur la constellation : EVM

L'EVM (Error Vector Magnitude) est une métrique qui permet d'évaluer la distorsion introduite sur la constellation du signal reçu. La mesure d'EVM est généralement réalisée sur le signal en bande de base avant la démodulation numérique, en utilisant les deux voies I et Q. La figure (1.23) représente une constellation d'une modulation 4-QAM à l'émission et à la réception.



**Figure 1.23.** Illustration des effets non-linéaires d'un amplificateur de puissance sur une constellation 4-QAM

L'EVM est calculé à partir de l'erreur quadratique moyenne sur chaque symbole émis et reçu de la constellation selon la figure (1.24).



**Figure 1.24.** Calcul d'EVM sur un symbole d'une constellation

L'EVM peut être exprimé par la relation suivante :

$$EVM(\%) = 100 \times \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N |S_{k\_émis} - S_{k\_reçu}|^2}{\frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N |S_{k\_émis}|^2}} \quad (1.40)$$

où  $S_{k\_émis}$  désigne le symbole idéal k émis sans distorsion,  $S_{k\_reçu}$  le symbole k reçu après distorsion et N est le nombre total de symboles de la constellation.

### 1.3.2 Les modèles non-linéaires

Plusieurs modèles existent qui modélisent le comportement non-linéaire des fonctions électroniques. Nous allons les classer selon deux familles, à savoir les modèles sans effet mémoire et les modèles avec effets mémoires [30][31].

Les signaux utilisés dans les modèles présentés correspondent soit aux signaux instantanés, soit aux enveloppes complexes. Ainsi, pour un signal modulé décrit par l'expression (1.2) et en utilisant le développement (1.4), l'enveloppe complexe de ce signal s'écrit :

$$V_e(t) = I(t) + j \cdot Q(t) \quad (1.41)$$

$I(t)$  et  $Q(t)$  sont définis respectivement par les équations (1.5) et (1.6).

Et le signal réel peut être exprimé par :

$$\text{Reel}(V_{eM}(t)) = \text{Reel}(V_{eM}(t) \cdot e^{(jw_c t)}) \quad (1.42)$$

où  $\text{Reel}(\cdot)$  désigne la partie réelle.

L'utilisation de l'enveloppe complexe permet de s'affranchir de la transposition des signaux à la fréquence porteuse et ainsi de travailler directement sur les signaux modulants. Lors de l'utilisation d'un modèle non-linéaire, il sera possible de connaître son effet sur la forme des signaux en bande de base et sur le spectre.

### 1.3.2.1 Modèles sans effets mémoires

Si le signal de sortie de l'amplificateur n'est qu'une fonction instantanée du signal d'entrée, alors le modèle est dit sans effet mémoire. La relation entre l'entrée et la sortie peut être décrite par une conversion d'amplitude AM/AM pour des modèles simples, ou complétée par une conversion d'amplitude et de phase AM/PM. Dans cette partie, nous allons citer quelques modèles tels que le modèle polynomial, le modèle de Rapp et le modèle de Saleh, souvent utilisés dans la littérature. Ces modèles sont généralement utilisés pour des signaux à bande étroite.

#### a. Modèle polynomial

Le modèle polynomial est parmi les modèles les plus utilisés pour décrire le comportement des dispositifs non-linéaires en particulier l'amplificateur de puissance [32][33][34]. Ce modèle peut être exprimé par la relation suivante en utilisant les enveloppes complexes d'entrée  $V_e(t)$  et de sortie  $V_s(t)$ :

$$V_s(t) = \sum_{i=1}^N c_i \cdot |V_e(t)|^{i-1} \cdot V_e(t) \quad (1.43)$$

où  $c_i$  sont les coefficients du modèle. Si ces coefficients sont réels, alors seule la conversion AM/AM est considérée. En revanche, si ces coefficients sont complexes la conversion de phase (AM/PM) est aussi prise en compte.

#### b. Modèle de Rapp

Le modèle de Rapp permet une modélisation simple d'une conversion d'amplitude. Ce modèle peut être exprimé par la relation suivante [34][35].

$$V_s(t) = \frac{V_e(t)}{\left(1 + \left(\frac{V_e(t)}{A_{sat}}\right)^{2p}\right)^{1/2p}} \quad (1.44)$$

où  $A_{sat}$  est le paramètre qui représente l'amplitude maximale en zone de saturation et  $p$  est le paramètre qui permet d'ajuster la pente de la caractéristique. Grâce à sa simplicité, ce modèle permet de voir l'effet de saturation sur la qualité de transmission.

#### c. Modèle de Saleh

Contrairement au modèle de Rapp, le modèle de Saleh considère les deux conversions AM/AM et AM/PM (équation 1.15). La relation qui décrit ce modèle peut être donnée par [34][36]:

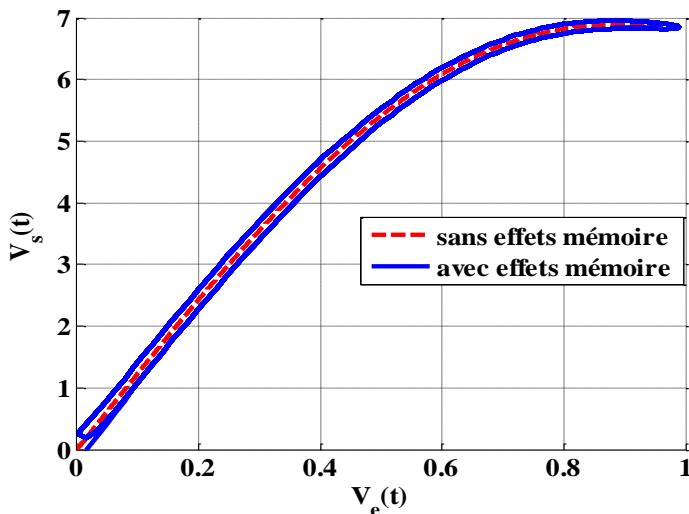
$$\begin{cases} G(V_e(t)) = \frac{\alpha V_e(t)}{1 + \beta V_e(t)^2} \\ F(V_e(t)) = \frac{\gamma V_e(t)^2}{1 + \delta V_e(t)^2} \end{cases} \quad (1.45)$$

où  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  et  $\delta$  sont les paramètres du modèle. On distingue deux groupes de paramètres, alors que  $\alpha$  et  $\gamma$  influencent la caractéristique AM/AM en zone linéaire,  $\beta$  et  $\delta$  quant à eux influencent la zone de compression.

### 1.3.2.2 Modèles avec effets mémoire

Les modèles que nous avons présentés précédemment sont destinés aux signaux à bande étroite. Cependant, pour des applications à large bande, ces modèles ne sont pas suffisants. Par conséquent, il existe une autre catégorie de modèles destinés à ce genre d'applications. Ces modèles s'appellent les modèles avec effet mémoire.

Un comportement statique ou sans mémoire de l'amplificateur signifie que le signal de sortie à un instant donné ne dépend que de l'amplitude du signal d'entrée au même instant. Cependant, pour un signal large bande, le signal en sortie de l'amplificateur dépend aussi de la fréquence et la largeur de bande du signal en entrée. Par conséquent, la caractéristique de l'amplificateur n'est pas statique mais dynamique. C'est ce que l'on appelle les effets mémoires. Ces effets créent des hystérésis au niveau des caractéristiques de l'amplificateur (figure 1.25).



**Figure 1.25.** Impact des effets mémoire sur la caractéristique AM/AM de l'amplificateur

L'origine de ces effets mémoire est due principalement aux variations d'impédance avec la fréquence des circuits de polarisation des transistors ou d'adaptation de l'amplificateur [18][32]. Les effets mémoire peuvent être aussi dus aux phénomènes électrothermiques liés à la variation de la température des circuits semi-conducteurs [18][30][34]. Selon leur origine, on distingue en général deux types d'effets mémoire : les effets mémoire à haute fréquence et les effets mémoire à basse fréquence [18][30].

Afin de prendre en compte ces effets, le modèle de l'amplificateur est généralement modifié en introduisant des filtres continus ou discrets qui permettent de prendre en compte les variations fréquentielles du signal d'entrée. Parmi ces modèles, nous pouvons citer les plus utilisés comme le modèle de Volterra, le modèle de Hammerstein et le modèle de Wiener.

### a. Modèle de Volterra

Le modèle de Volterra peut être considéré comme une généralisation de la réponse impulsionnelle d'un système non-linéaire [30][37][38]. La relation d'entrée-sortie pour ce modèle dans le domaine temporel discret peut être exprimée par la relation suivante :

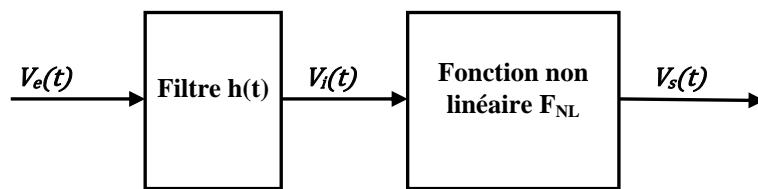
$$\begin{aligned}
 y(k) &= H_0 + H_1(u) + H_2(u) + \cdots + H_N(u) \\
 &= H_0 + \sum_{m=0}^{M-1} h_1(m)u(k-m) + \cdots \\
 &\quad + \sum_{m_1=0}^{M-1} \sum_{m_2=0}^{M-1} h_2(m_1, m_2) u(k-m_1) u(k-m_2) + \cdots \quad (1.46) \\
 &\quad + \sum_{m_1=0}^{M-1} \sum_{m_2=0}^{M-1} h_N(m_1, m_2, \dots, m_N) u(k-m_1) u(k-m_2) \dots u(k-m_N)
 \end{aligned}$$

où M est la mémoire du système et N est l'ordre de non-linéarité.  $h_k(m_1, m_2, \dots, m_k)$  représente le noyau d'ordre k et u(k) est le k<sup>ième</sup> échantillon du signal d'entrée.

Le modèle de Volterra permet une modélisation précise du comportement de l'amplificateur de puissance avec la prise en compte des effets mémoire. Cependant, le grand nombre des paramètres du modèle conduit à une identification très complexe et difficile à réaliser. Une simplification du modèle est possible en séparant la fonction non-linéaire et les effets mémoires (filtre) [37][38].

### b. Le modèle de Wiener

Le modèle de Wiener peut être vu comme une décomposition en deux parties ; un filtre modélisant les effets mémoire suivi par une fonction non-linéaire [30][31]. Le signal d'entrée  $V_e(t)$  traverse le filtre de réponse impulsionnelle  $h(t)$  et conduit au signal  $V_i(t)$ . Ensuite ce signal  $V_i(t)$  est transformé par la fonction non-linéaire  $F_{NL}$  pour obtenir enfin le signal de sortie  $V_s(t)$  du modèle (figure 1.26).



**Figure 1.26.** Synoptique du modèle de Wiener

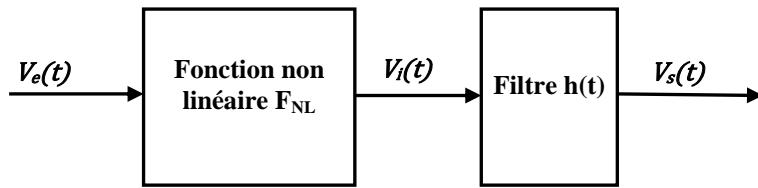
Le signal de sortie peut être exprimé en fonction du signal d'entrée par les relations générales suivantes [30] :

$$\begin{cases} V_i(t) = \int_{-\infty}^t h(\tau) \cdot V_e(t - \tau) d\tau \\ V_s(t) = \sum_{p=0}^P c_{2p+1} \cdot |V_i(t)|^{2p} \cdot V_i(t) \end{cases} \quad (1.47)$$

où  $c_{2p+1}$  sont les coefficients complexes de la fonction non-linéaire  $F_{NL}$  d'ordre  $2P+1$ .

### c. Le modèle de Hammerstein

Le modèle de Hammerstein est basé sur le même principe que le modèle de Wiener mais en inversant les deux parties « filtre » et « fonction non-linéaire » [30][31]. Cette décomposition permet aussi de prendre en compte les effets mémoires après que le signal soit passé par la fonction non-linéaire  $F_{NL}$  (Figure 1.27).



**Figure 1.27.** Synoptique du modèle de Hammerstein

De la même façon que pour le modèle de Wiener, le modèle de Hammerstein peut être décrit par deux relations : une fonction non-linéaire  $F_{NL}$  d'ordre  $2P+1$  et un filtre à réponse impulsionnelle  $h(t)$ :

$$\begin{cases} V_i(t) = \sum_{p=0}^P c_{2p+1} \cdot |V_e(t)|^{2p} \cdot V_e(t) \\ V_s(t) = \int_{-\infty}^t h(\tau) \cdot V_i(t - \tau) d\tau \end{cases} \quad (1.48)$$

Dans notre travail de thèse, nous allons utiliser le modèle de Hammerstein discret donné par [31]:

$$V_s(k) = \sum_{i=0}^N \sum_{p=0}^P \alpha_{i,2p+1} \cdot |V_e(k-i)|^{2p} V_e(k-i) \quad (1.49)$$

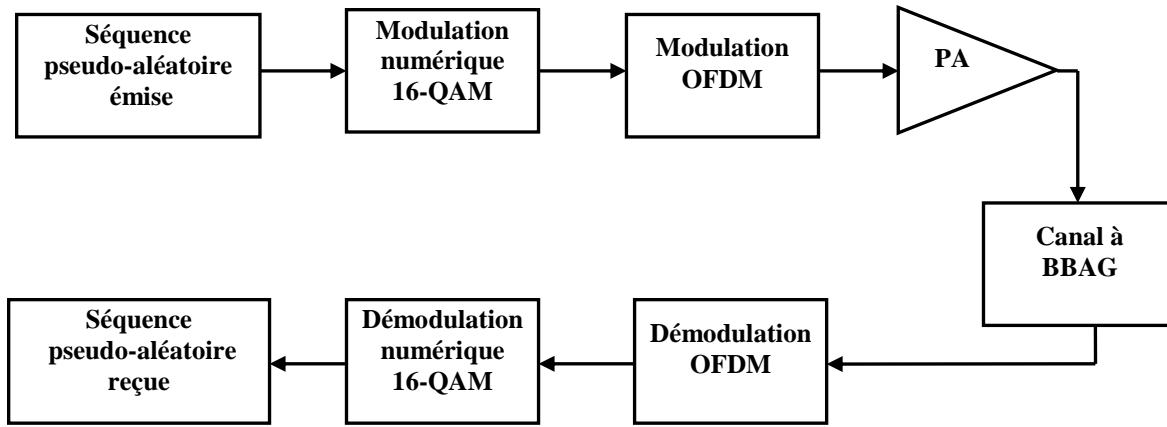
où  $\alpha_{i,2p+1} = h_i \cdot c_{2p+1}$  est le coefficient qui modélise l'effet de filtrage et la non-linéarité.

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

Le rôle d'un amplificateur est d'augmenter la puissance du signal afin de compenser les pertes du canal de transmission, mais la non-linéarité a pour impact de déformer l'information de ce signal. Cette déformation est plus importante dans le cas des signaux à enveloppe variable introduisant des fortes valeurs du PAPR comme les signaux OFDM. Par

conséquent la qualité de transmission est détériorée, ce qui dégrade le TEB et l'EVM [1][2][4][5].

Pour illustrer cet effet, nous considérons un schéma de transmission simple constitué d'un générateur de séquence pseudo aléatoire modulé en 16-QAM suivi par un modulateur OFDM à 64 sous-porteuses et un amplificateur de puissance de test décrit par une conversion AM/AM. Le canal de transmission est modélisé par un BBAG. La figure (1.28) montre le schéma synoptique de cette chaîne de transmission.

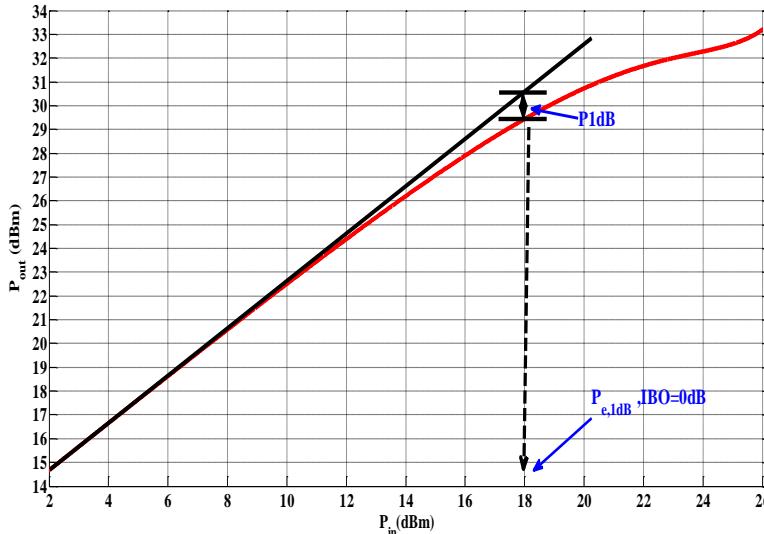


**Figure 1.28.** Schéma synoptique de la chaîne de transmission

Le modèle de l'amplificateur utilisé dans cette chaîne est un modèle polynomial, selon l'équation suivante :

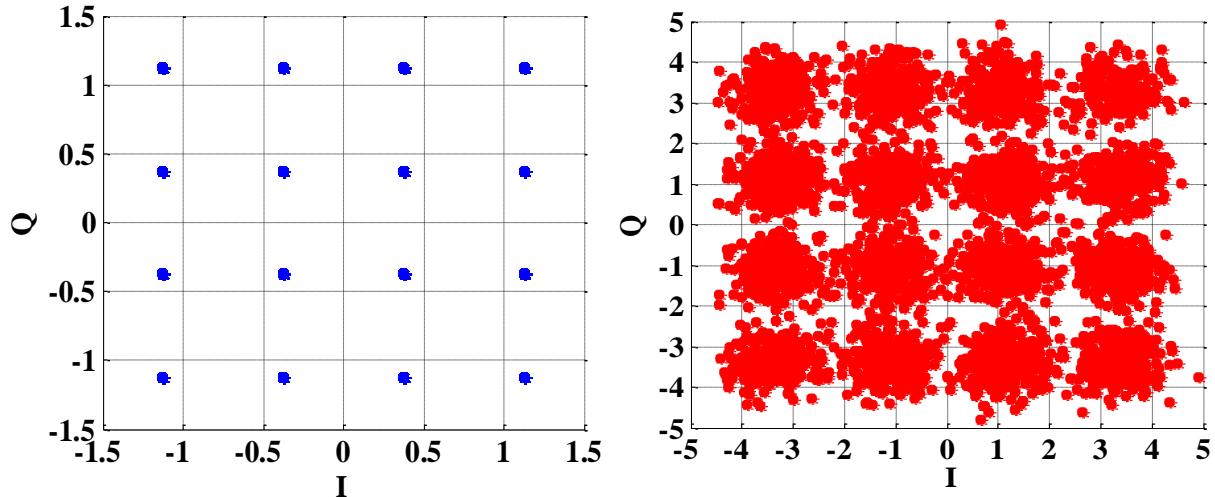
$$V_s(t) = -4.3170 \cdot v_e(t) + 0.0678 \cdot v_e(t)^3 + 0.0005 \cdot v_e(t)^5 \quad (1.50)$$

Ce modèle décrit un amplificateur avec une conversion AM/AM. Le déphasage introduit par l'amplificateur est négligé afin d'étudier seulement l'impact de la non-linéarité sur la qualité de transmission. La caractéristique de l'amplificateur est montrée sur la figure (1.29).



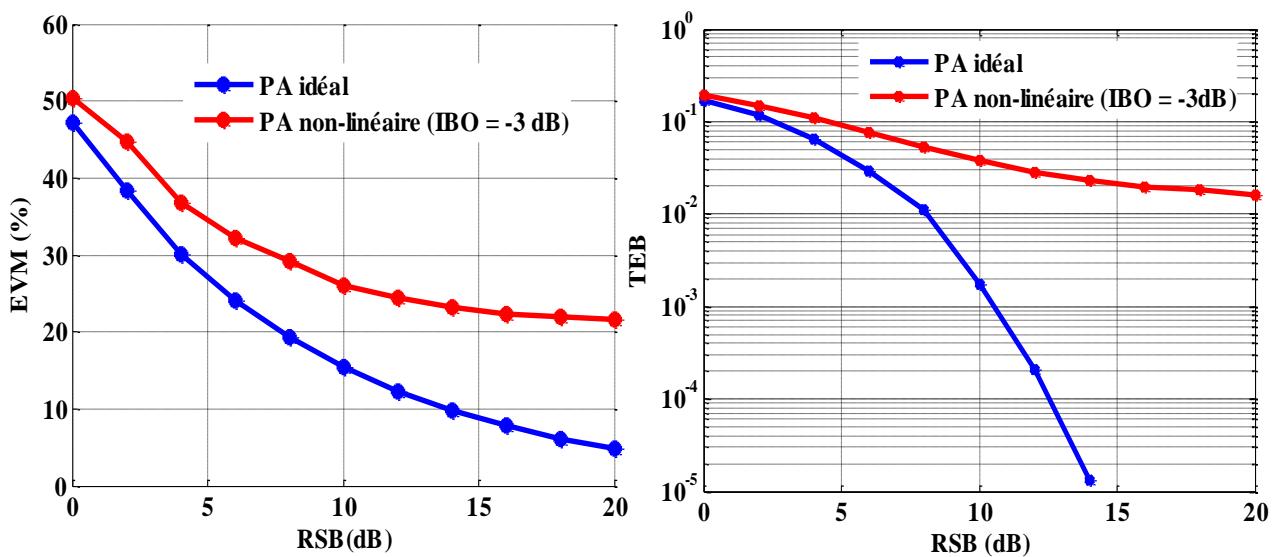
**Figure 1.29.** Caractéristique non-linéaire de l'amplificateur utilisé

Sur cette caractéristique, nous pouvons voir que le point de compression à 1 dB correspond à une puissance d'entrée égale à 18 dBm. A partir de ce point, nous pouvons déterminer la référence de calcul de recul  $IBO = 0$  dB. La figure (1.30) montre la constellation du signal avant et après l'amplificateur pour un  $IBO = -3$  dB (avant le canal), c.à.d. que la puissance du signal d'entrée est de 21 dBm. L'intérêt de choisir cette valeur d' $IBO$  est d'observer l'effet de saturation de l'amplificateur sur la qualité de transmission.



**Figure 1.30.** Impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la constellation  
(à gauche : avant l'amplificateur, à droite : après l'amplificateur)

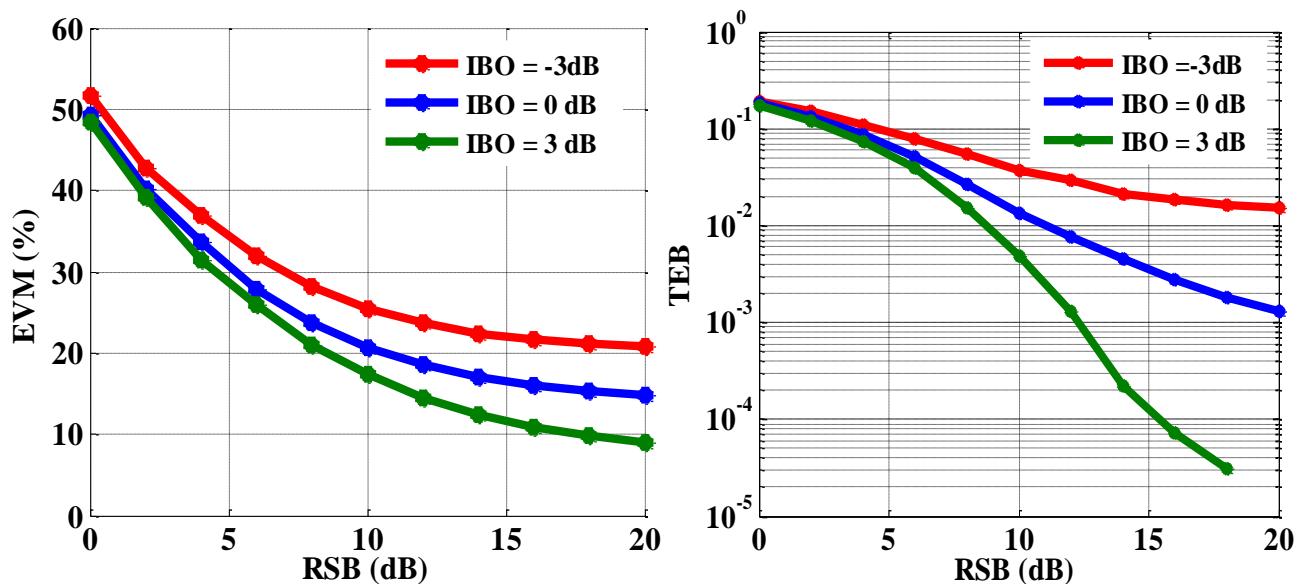
Sur la constellation en sortie de l'amplificateur, nous pouvons remarquer une dispersion des différents points. Ceci est dû à l'effet de la distorsion non-linéaire introduite par l'amplificateur de puissance. Ce résultat montre bien que l'amplificateur de puissance peut être considéré comme une source de dégradation de la qualité de transmission. Pour mieux comprendre cela, nous allons tracer le TEB et l'EVM à la réception pour plusieurs valeurs de RSB, pour un amplificateur idéal (noté *PA idéal*) et l'amplificateur décrit par l'équation (1.50) (noté *PA non-linéaire*). Les résultats sont montrés sur la figure (1.31).



**Figure 1.31.** Impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité de transmission

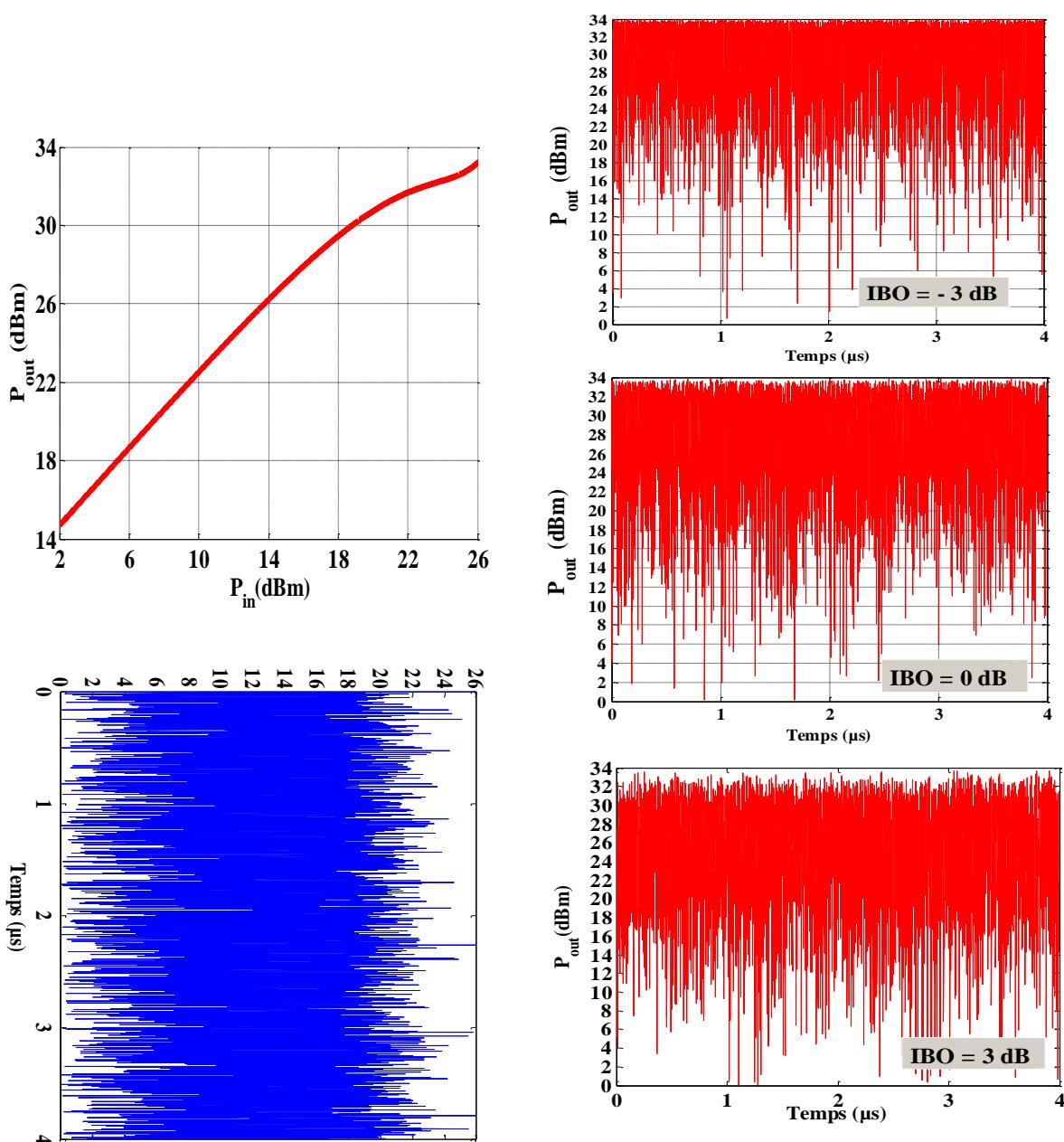
Nous constatons effectivement une dégradation plus importante des performances du TEB et d'EVM en présence de l'amplificateur non-linéaire. Nous pouvons expliquer cette dégradation par le fait que compte tenu de la forte dynamique du signal d'entrée l'amplificateur non-linéaire est utilisé dans sa zone de saturation, ce qui génère un écrêtage des forts niveaux du signal de sortie. Nous pouvons aussi voir une sorte de saturation sur les courbes de TEB et EVM avec amplificateur à fort RSB (à partir de RSB = 15 dB). A ce niveau de RSB, la puissance de bruit est négligeable et par conséquent l'amplificateur est la seule source de dégradation.

Une solution simple à ce problème de distorsion non-linéaire consiste à travailler avec un faible niveau du signal d'entrée, c.-à-d. avec un grand recul en puissance exprimé en valeur d'IBO (dB) [17][39]. Nous avons testé cette solution pour plusieurs valeurs d'IBO avec le même schéma de transmission précédent, comprenant l'amplificateur non-linéaire. Les résultats sont montrés sur la figure (1.32).



**Figure 1.32.** Impact du recul en puissance sur la réduction de la non-linéarité de l'amplificateur

A partir de ces résultats, nous observons que plus le recul est grand, moins la dégradation de la qualité de transmission est importante. Un faible IBO signifie que le signal d'entrée est plus proche de la zone de saturation de l'amplificateur, ce qui est traduit par une forte distorsion du signal de sortie. Dans le cas inverse, l'amplificateur fonctionne dans sa zone linéaire où les perturbations liées à la non-linéarité sont de plus en plus réduites. La figure (1.33) illustre le lien entre le niveau du signal d'entrée (signal en bleu), la caractéristique de l'amplificateur et le niveau du signal de sortie (signaux en rouge) pour plusieurs valeurs d'IBO.



**Figure 1.33.** Illustration du phénomène de saturation de l'amplificateur

Un faible recul en IBO se traduit par un fort niveau de puissance du signal d'entrée. Par conséquent, l'amplificateur est amené à fonctionner dans sa zone de saturation. Au niveau du signal de sortie, nous pouvons voir un écrêtage de l'amplitude (figure d'IBO = -3 dB). Cet écrêtage est de moins en moins prononcé avec l'augmentation de l'IBO (figures d'IBO = 0 dB et d'IBO = 3 dB). Ces figures expliquent davantage les résultats de la figure (1.32) concernant la qualité de transmission.

Bien que l'augmentation de l'IBO diminue la distorsion non-linéaire introduite par l'amplificateur. Cette solution n'est pas optimale parce qu'elle dégrade le rendement de l'amplificateur (figure 1.15). Or, l'amplificateur de puissance est conçu pour fonctionner près

de sa zone de saturation où le rendement est plus important, en revanche la non-linéarité est plus sévère [32][34].

Dans la littérature, il existe des solutions alternatives qui ont comme objectif de réduire la non-linéarité de l'amplificateur de puissance tout en optimisant son rendement énergétique [17][18][40]. Dans la section suivante, nous allons donner plus de détails sur ces solutions.

## 1.4 Etat de l'art sur le traitement de la non-linéarité de l'amplificateur

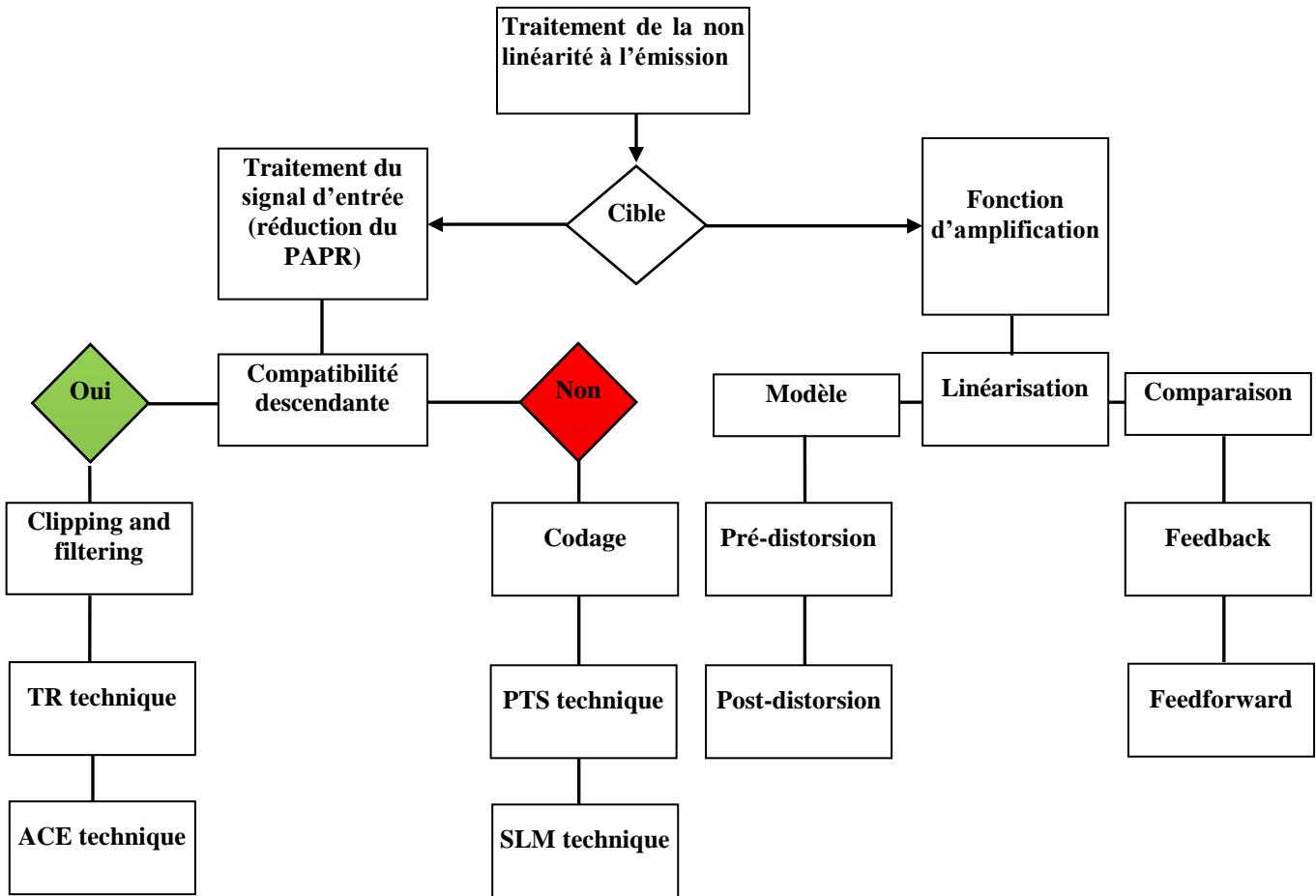
Comme nous l'avons mentionné précédemment, l'amplificateur de puissance est un élément indispensable dans une chaîne de transmission. Cependant, sa non-linéarité intrinsèque est une caractéristique indésirable pour les systèmes de communication, constituant ainsi une source de dégradation de la qualité de transmission. La solution la plus simple consiste à travailler avec des signaux à faible puissance afin d'éviter le problème de la non-linéarité. En revanche, cette solution n'est pas optimale et dégrade le rendement énergétique de l'amplificateur. De plus, la plupart des systèmes de communication actuels utilisent la modulation OFDM qui est caractérisée par des fortes fluctuations d'amplitude (PAPR élevé). Ainsi, nous pouvons constater que le problème de la distorsion non-linéaire est lié d'un côté au défaut intrinsèque de l'amplificateur de puissance et de l'autre côté à la nature des signaux traités [40].

Cette constatation permet immédiatement d'identifier les deux voies possibles afin d'éviter ce problème de non-linéarité: soit on agit sur la fonction d'amplification en cherchant à linéariser la caractéristique de l'amplificateur, soit on agit sur le signal d'entrée afin de réduire ses fluctuations et donc réduire son PAPR, de façon à travailler au plus près de la zone de saturation de l'amplificateur avec un rendement élevé [17].

Dans la littérature, il existe une multitude de solutions traitant ce problème pour les deux voies, mais aucune d'elles n'est parfaite en termes de performances [40][41]. En effet, les performances d'une méthode se font généralement au détriment d'un ou de plusieurs facteurs comme par exemple:

- Une augmentation de la complexité
- Une augmentation de la consommation
- Une diminution de débit utile
- Une dégradation de TEB
- ...

Compte tenu du nombre important des méthodes traitant du problème de la non-linéarité, nous présentons à travers cette section une classification non exhaustive de quelques techniques qui existent à l'émission. Nous allons détailler quelques méthodes pour illustrer une partie de la classification. Pour plus de détails, l'auteur peut se référer à [17][18][40][41]. La figure (1.34) présente un synoptique classant les différentes techniques suivant quelques critères.



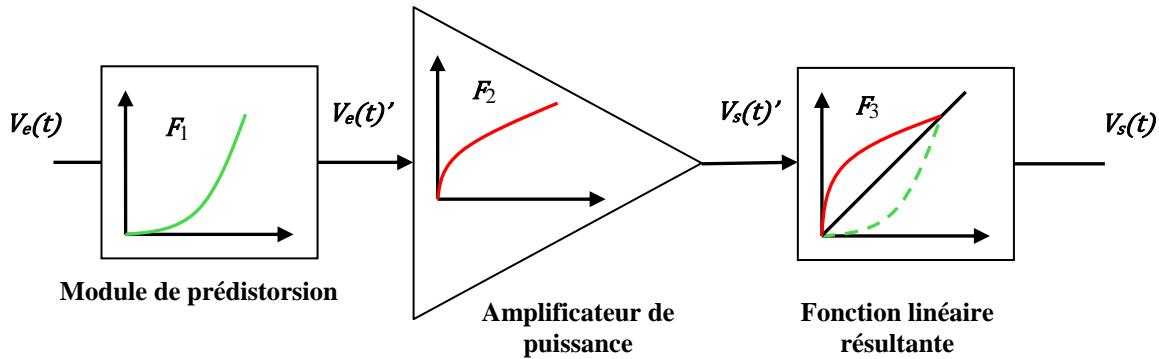
**Figure 1.34.** Classification générale des techniques de traitement de la non-linéarité à l'émission

#### 1.4.1 Techniques agissant sur la fonction d'amplification

L'objectif principal des techniques agissant sur la fonction d'amplification est de linéariser la caractéristique de l'amplificateur. Cette linéarisation est faite de sorte que la caractéristique non-linéaire soit la plus proche possible d'une caractéristique linéaire d'un amplificateur idéal [18]. Les méthodes de linéarisation peuvent être réparties en deux groupes [17][40]: le premier groupe est basé sur une connaissance a priori du modèle de l'amplificateur afin de compenser la non-linéarité comme la prédistorsion et la postdistorsion. Le deuxième groupe est basé sur une boucle de comparaison ou compensation entre le signal d'entrée et le signal de sortie de l'amplificateur. Dans ce groupe on peut citer les deux techniques Feedback et Feedforward.

##### 1.4.1.1 Technique de prédistorsion

L'idée principale de la technique de prédistorsion est de compenser les distorsions dues à la non-linéarité de l'amplificateur par une autre non-linéarité réciproque placée devant l'amplificateur [18][30][43][44]. Le principe de cette technique est illustré sur la figure (1.35).



**Figure 1.35.** Schéma principe de la technique de prédistorsion

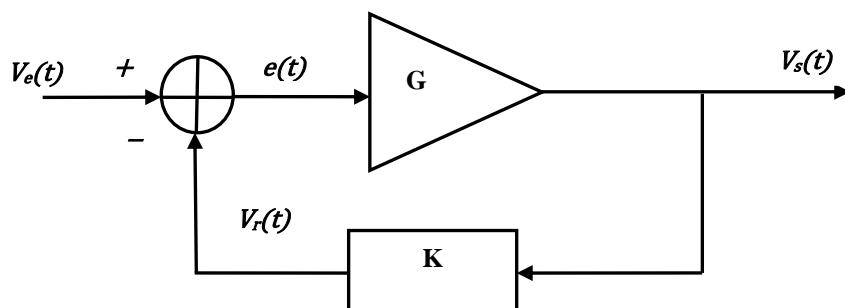
En effet, une fonction non-linéaire inverse à celle de l'amplificateur est placée devant celui-ci afin de prédeformer le signal à amplifier. L'objectif est d'avoir une fonction linéaire à la sortie de l'amplificateur. D'une façon plus formelle, on peut écrire :

$$F_2(F_1(x)) = F_3(x) = x = G \cdot x \quad (1.51)$$

où  $x$  est le signal d'entrée,  $G$  le gain constant,  $F_1$  est la fonction non-linéaire de prédistorsion,  $F_2$  est la fonction non-linéaire de l'amplificateur et  $F_3$  est la fonction linéaire résultante. Par conséquent, il faut déterminer la fonction  $F_2$  qui caractérise l'amplificateur afin de calculer sa fonction inverse  $F_1$ . Généralement, la fonction  $F_2$  est identifiée à partir des mesures sur différentes valeurs entrées-sorties d'un amplificateur de puissance. L'utilisation de cette technique est limitée parce qu'elle dépend principalement de la fonction de l'amplificateur qui est parfois difficile à inverser. Par exemple, la fonction de prédistorsion est difficile à obtenir pour des modèles d'amplificateurs avec effets mémoire.

#### 1.4.1.2 Techniques de feedback

Contrairement à la technique de prédistorsion qui est basée sur le modèle de l'amplificateur, la technique de feedback quant à elle est basée sur une comparaison entre les signaux d'entrée-sortie de l'amplificateur pour corriger les distorsions introduites par ce dernier [18][30][42][44]. Le schéma de principe de la technique de feedback est montré sur la figure (1.36).



**Figure 1.36.** Schéma de principe de la technique de feedback

La comparaison entre le signal d'entrée  $V_e(t)$  et le signal et l'image du signal de sortie  $V_r(t)$  permet de calculer un signal d'erreur ou de correction  $e(t)$ . Plus formellement, on peut écrire :

$$\begin{aligned} e(t) &= V_e(t) - V_r(t) \\ &= V_e(t) - K \cdot V_s(t) \\ &= V_e(t) - KG \cdot V_e(t) \end{aligned} \quad (1.52)$$

où G et K sont respectivement le gain de l'amplificateur et le gain de la boucle de retour. Cependant, l'utilisation d'une telle technique est limitée à cause du problème de l'instabilité liée au délai dans le chemin de contre réaction. Or cette instabilité augmente pour des amplificateurs à large bande avec des gains élevés. De plus, cette architecture est difficilement réalisable pour des signaux aux fréquences élevées.

Une solution dérivée consiste à utiliser les signaux en bande de base pour réaliser la contre réaction. Ainsi le signal de sortie de l'amplificateur est prélevé à l'aide d'un coupleur puis démodulé afin d'être rebouclé à l'entrée. Un modulateur est ensuite inséré dans la boucle en amont de l'amplificateur. Ce principe est utilisé dans la boucle cartésienne utilisant les signaux  $I$  et  $Q$  ou dans la boucle polaire utilisant les signaux démodulés d'amplitude et de phase. Ces techniques sont plus faciles à mettre en œuvre car utilisant des signaux en bande de base, se heurtent également au problème de stabilité limitant son utilisation à des signaux à bande étroite [30][31].

Dans ce travail de thèse, nous ne nous sommes pas intéressés à ces techniques qui traitent la non-linéarité en agissant directement sur la fonction de l'amplificateur. Pour les techniques de prédistorsion, ces solutions dépendent du modèle de l'amplificateur qui est parfois une fonction à effets mémoires difficile à inverser d'une part. De l'autre part, l'utilisation des techniques basées sur la comparaison est limitée à des applications à bande étroite.

### 1.4.2 Techniques de réduction du PAPR

Comme nous l'avons mentionné ci-dessus, l'objectif des techniques agissant sur le signal d'entrée est de réduire les fluctuations temporelles de ce dernier et par conséquent réduire son PAPR afin d'éviter une forte saturation de l'amplificateur lors de l'apparition des pics du signal. Le problème des fortes fluctuations est généralement lié aux signaux OFDM qui sont caractérisés par des valeurs du PAPR élevées [3][40]. La réduction du PAPR du signal d'entrée permet de travailler le plus proche possible de la zone de saturation de l'amplificateur, avec un bon rendement énergétique.

Ces dernières années, différentes techniques de réduction du PAPR ont été proposées [40][41]. Dans ce travail, nous nous sommes principalement intéressés aux techniques à utiliser avant l'amplification. Ces différentes techniques peuvent être classées en deux catégories selon le critère de compatibilité descendante [17][39][40]. Le critère de compatibilité descendante permet de voir si une modification de récepteur est nécessaire dans le cas où une méthode de réduction du PAPR est appliquée à l'émission. En d'autres termes, le critère de compatibilité descendante est vérifié si le traitement opéré à l'émission ne nécessite pas un traitement supplémentaire ou une modification du récepteur [17]. Des classifications selon d'autres critères comme la dégradation du TEB ou la diminution du débit utile peuvent être proposées [17][40].

### 1.4.2.1 Méthodes sans compatibilité descendante

Ces techniques de réduction du PAPR impliquent une modification au niveau du récepteur et par conséquent le critère de la compatibilité descendante n'est pas vérifié. Parmi ces techniques, nous allons citer les plus connues dans la littérature.

- **La méthode de codage :** connu dans la littérature sous le nom de Coding [65]. Le principe de base est d'exploiter la redondance introduite pour coder une série de bits donnée et choisir celle qui présente le plus faible PAPR. Par la suite, cette méthode a été améliorée en utilisant des codes pour traiter en même temps la correction d'erreurs et la réduction du PAPR [66][67]. Pour un PAPR plus faible, l'émetteur doit effectuer une recherche exhaustive afin de trouver le bon code. Cela demande une capacité de stockage conséquente et une complexité élevée, en particulier pour un grand nombre de sous-porteuses.
- **La technique PTS (Partial Transmit Sequence) :** l'idée de base de cette technique est de tronquer la séquence de  $N$  sous-porteuses en  $M$  blocs disjoints de  $M/N$  sous-porteuses [17][46]. Une fois ces blocs formés, un vecteur de  $M$ -phases effectuera une pondération de chacun de blocs après l'opération de l'IFFT afin de former un signal avec le plus faible PAPR. Cependant, la complexité augmente avec le nombre des sous-porteuses et le nombre des blocs formés. Or, l'opération de l'IFFT est répétée pour chaque sous bloc. De plus, il est nécessaire de transmettre une information supplémentaire SI (Side Information) indiquant l'ensemble des phases choisies pour réduire le PAPR.
- **La technique SLM (Select Mapping) :** il s'agit d'une technique qui appartient à l'ensemble des techniques basées sur la décomposition du signal comme la technique PTS [17]. Son principe est de multiplier les symboles complexes issus de la modulation numérique par un ensemble  $L$  de vecteurs  $P$  de façon à ce que ne soit retenu que le produit avec le PAPR le plus faible [45][46]. L'inconvénient majeur de cette technique est sa complexité du fait de répéter  $L$  fois l'opération de l'IFFT. Un autre inconvénient est la transmission de la SI au récepteur pour lui permettre la reconstruction du signal de données. L'échange de cette information entre l'émetteur et le récepteur peut dégrader le débit utile, et aussi introduire des erreurs si elle est mal reçue.

### 1.4.2.2 Méthodes avec compatibilité descendante

L'ensemble des techniques suivantes vérifie le critère de la compatibilité descendante. C'est-à-dire que le récepteur n'a pas besoin d'être modifié. Parmi ces méthodes, nous allons citer les plus utilisées dans la littérature.

- **Le Clipping :** c'est une technique basée sur le principe de saturation. L'idée est d'écrêter l'amplitude du signal à un seuil prédéfini, afin d'annuler les amplitudes du signal dépassant ce seuil. Malgré sa simplicité, le processus de saturation est aussi non-linéaire ce qui dégrade la qualité de signal à transmettre [39][68].

- **La méthode TR (Tone Reservation)** : c'est une technique qui appartient à la famille des méthodes dites à ajout de signal [17]. L'idée principale de cette méthode est de réserver un ensemble des sous-porteuses afin d'ajouter un signal  $c(t)$  permettant la réduction du PAPR du signal original  $x(t)$  tel que  $PAPR(x(t)+c(t)) \leq PAPR(x(t))$ . Le signal  $c(t)$  à ajouter est calculé à l'aide de méthodes d'optimisation [48][47][51]. La difficulté de la méthode TR réside dans la génération optimisée du signal de correction.
- **La méthode ACE (Active Constellation Extension)** : il s'agit d'une technique qui appartient aussi aux méthodes dites ajout de signal [17]. Son principe est basé sur une extension des points de la constellation afin de créer un signal avec un faible PAPR. En général, les points sont étendus vers l'extérieur des points initiaux de décision. Cette extension est faite au détriment d'une augmentation de la puissance initiale du signal à cause de l'ajout du signal de l'extension.

## 1.5 Positionnement de la thèse

L'objectif principal d'un système de communication est d'assurer une bonne qualité de service avec un cout énergétique minimum, en faisant face aux différentes sources de distorsion rencontrées lors de l'émission, la propagation et la réception. Ces sources de distorsion peuvent être liées aux contraintes propres au contenu à transmettre (données, images, vidéos, ...), aux défauts intrinsèques des composants électroniques de la chaîne de communication et aux propriétés de propriétés spatio-temporelles du canal de transmission [1][2]. Précédemment, nous avons présenté les différents blocs constituant une chaîne de transmission complète. Nous nous sommes par la suite focalisés sur deux sources de distorsion à savoir les imperfections des circuits RF, en particulier l'amplificateur de puissance, et le canal de transmission.

Dans la littérature, on peut trouver de nombreux travaux qui s'intéressent à l'amélioration de la qualité de transmission. Ils sont souvent focalisés sur l'impact de la partie traitement numérique en se basant sur des approches traitant conjointement des problèmes entre la source et le canal de transmission [23][24]. L'objectif est alors de trouver des solutions d'optimisation conjointe pour améliorer la qualité de service pour des cas de plus en plus réalistes. On peut citer à titre d'exemple les stratégies d'adaptation de lien dédiées à la transmission d'images et de vidéo [21][22]. Généralement, ils considèrent le canal de transmission comme la seule source de distorsion. En revanche, l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité de transmission n'est que rarement étudié. Cependant, cette non-linéarité de l'amplificateur introduit des distorsions et c'est également l'élément le plus consommateur d'énergie dans une chaîne de transmission [32][34]. Soulignons que le problème de non-linéarité de l'amplificateur se pose encore plus dans le cas des signaux OFDM caractérisés par de fortes valeurs du PAPR.

L'état de l'art des méthodes traitant le problème de la non-linéarité de l'amplificateur présenté dans la section précédente a permis de choisir les méthodes de réduction du PAPR. De plus, nous avons décidé de retenir celles offrant une compatibilité descendante. Notre choix est basé sur le fait que le récepteur ne doit pas être modifié si la réduction du PAPR est

réalisée au niveau de l'émetteur. Dans le cadre de ce travail, nous allons détailler dans le deuxième chapitre les techniques de Clipping, la méthode TR et la méthode ACE. Notre objectif est de faire un choix entre ces trois méthodes et d'apporter une amélioration en termes de réduction du PAPR.

L'objectif d'une méthode de réduction du PAPR est de réduire les fluctuations du signal OFDM d'une part. D'autre part, son objectif est d'assurer un bon compromis entre la qualité de transmission et le rendement de l'amplificateur. Dans la littérature, l'évaluation des performances d'une méthode de réduction du PAPR est souvent faite par simulation en présence d'un modèle théorique d'amplificateur comme le modèle de Rapp ou le modèle de Saleh, où les effets mémoires ne sont pas considérés [17][39][49][51]. Il en résulte une estimation optimiste de l'amélioration de la qualité de transmission apportée par ces techniques de réduction du PAPR. De plus, l'impact sur l'amélioration éventuelle du bilan énergétique de la chaîne de transmission n'a pas été étudié en détail. Dans ce travail, nous allons dans un premier temps évaluer expérimentalement l'impact de la réduction du PAPR, en utilisant un banc de mesure, comprenant un amplificateur commercial utilisé pour les communications sans fil avec le standard IEEE 802.11a. Ensuite, nous allons évaluer l'apport de la réduction du PAPR en présence d'un modèle réaliste d'un amplificateur de puissance obtenu par identification paramétrique. Cette étude sera présentée dans le troisième chapitre.

Dans une approche système de communication, chacune de ces contraintes mentionnées précédemment (contenu, non-linéarité de l'amplificateur, canal de transmission) ne peut pas être traitée séparément car elles impactent l'estimation globale de la qualité de service de tout le système de communication. Il est alors plus judicieux de considérer toutes ces contraintes ensemble, afin d'évaluer la qualité de transmission nécessaire à l'application visée. Dans la littérature, des études s'intéressent de plus en plus aux simulations réalistes dans des environnements réels, offrant ainsi des résultats proches de la réalité physique [21][22][78][79][80]. Nous nous inscrivons dans cette démarche en introduisant dans le troisième chapitre la réduction du PAPR dans une chaîne de transmission complète comprenant un modèle d'amplificateur à effets de mémoires et un modèle de canal SISO réaliste de standard IEEE 802.11a. Cette chaîne SISO permet ainsi une évaluation réaliste de la qualité de transmission en combinant des aspects de circuits électroniques représentés par l'amplificateur de puissance et des aspects de traitement du signal introduits par le canal de transmission.

Dans la littérature, plusieurs travaux ont été proposés pour la réduction du PAPR dans les systèmes MIMO-OFDM. Cependant, ces études se limitent à l'étude des performances en termes de gain de réduction, sans aborder l'amélioration de la qualité de transmission en présence de l'amplificateur [50][53][73][74][75][76][77]. Fort de l'expérience développée sur un système SISO, nous abordons la problématique de la réduction du PAPR pour un système MIMO-OFDM en boucle fermée dans le chapitre 4 en utilisant le standard IEEE 802.11n. Cette étude repose sur une chaîne de transmission MIMO-OFDM en boucle fermée dédiée aux contenus multimédia (images JPWL) comprenant une modélisation du canal de transmission MIMO réaliste développée au sein du laboratoire XLIM-SIC de l'Université de Poitiers. Ainsi, en plus des distorsions apportées par le canal, la non-linéarité de l'amplificateur est également considérée. Cette étude présente une évaluation originale de l'impact de la réduction du PAPR, en allant au-delà des critères classiques de qualité de transmission tel que l'EVM et le TEB à savoir le PSNR qui est un critère visuelle de qualité d'images. Une analyse fine de l'impact des deux sources de distorsion sera étudiée et mise en relation avec le fonctionnement du codeur source hiérarchique considéré.

## 1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par une description détaillée d'une chaîne de transmission afin de montrer les différents traitements que subit un signal entre un émetteur et un récepteur. Cette étude a permis d'aller progressivement jusqu'aux sources de distorsion non-linéaires dans la chaîne. Ensuite, nous nous sommes focalisés sur l'amplificateur de puissance qui est un élément indispensable pour un système de communication. Nous avons présenté les différentes caractéristiques et modèles permettant de décrire le comportement non-linéaire de l'amplificateur de puissance.

La non-linéarité intrinsèque de l'amplificateur de puissance est considérée comme une véritable source de dégradation de la qualité de transmission. Cette dégradation est beaucoup plus présente dans le cas des signaux OFDM qui sont caractérisés par un PAPR élevé. Afin d'améliorer la qualité de transmission, il est nécessaire de mettre en œuvre des techniques et méthodes traitant ce problème de la non-linéarité. En fin, les méthodes de réduction du PAPR avec compatibilité descendante ont été choisies.

A la fin de ce chapitre, nous avons positionné notre travail par rapport à l'état de l'art, en considérant conjointement la non-linéarité de l'amplificateur et la distorsion du canal de transmission. Nous avons également défini le plan des travaux à réaliser dans cette thèse.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier en détails les méthodes de réduction du PAPR avec compatibilité descendante, et nous allons présenter notre contribution, en apportant une amélioration en termes de réduction du PAPR.

## 1.7 Bibliographie

- [1] A. Horlin, F. Bourdoux, "Digital Compensation for Analog Front-Ends: A New Approach to Wireless Transceiver Design". Wiley & Sons, 2008.
- [2] T. Schenk, "RF Imperfections in High-Rate Wireless Systems: Impact and Digital Compensation". Springer, 2008.
- [3] R. van Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications", 1st éd. Norwood, MA, USA: Artech House, 2000.
- [4] D. Tandur, "Digital Compensation Of Front-End Non-Idealities In Broadband Communication Systems", Thèse de Doctorat, Belgique 2010.
- [5] Fernando Hugo Gregorio, "Analysis And Compensation Of Nonlinear Power Amplifier Effects In Multi-Antenna Ofdm Systems", Thèse de Doctorat, Helsinki University of Technology, Finland 2007.
- [6] C. E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication", Bell System Technical Journal, vol. 27, pp. 379-423, 623-656, Jul., Oct. 1948.
- [7] ISO/IEC DIS 10918-1. "Digital Compression and Coding of Continuous-Tone Still Image (JPEG)", Technical report, CCITT Recommendation T.81, 1992.
- [8] MPEG-4 Committee, Generic Coding of Moving Pictures and Associated Audio Information : Video, ISO/IEC, 2000, May 2000.
- [9] C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima, "Near shannon limit error correcting coding and decoding: Turbo-codes", Proceedings of IEEE International Conference on Communications ICC'93, pp. 1067-1070, Geneva, Switzerland, May 1993.
- [10] J. G. Proakis, "Digital communications", New-York: McGraw-Hill, 4th edition, 2000.
- [11] P.A. Bello, "Selective fading limitations of the Kathryn modem and some system design considerations", IEEE Trans. Commun. Technol., Vol. 13, pp. 320-333, September 1965.
- [12] S.B. Weinstein and P.M. Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using the Discrete Fourier Transform", IEEE Trans. Commun. Technol., Vol. 19, n.5, Oct. 1971.
- [13] D. Catellain, B. Sueur and B. Le Floch, "Les réseaux hertziens de diffusions numériques: du DAB à la TV numérique", L'écho des recherches, n. 152, deuxième trimestre 1993.
- [14] CH. Dosch, P.A. Ratliff and D. Pommier, "First public demonstrations of COFDM/MASCAM. A milestone for the future of radio broadcasting", EBU Review Technical, n. 232, pp. 275-283, December 1988.

- [15] B. Le Floch, M. Alard and C. Berrou, “Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex [TV broadcasting]”, Proceedings of the IEEE, Vol. 83, n. 6, pp. 982-996, June 1995.
- [16] W.Y. Zou and Y. Wu, “COFDM : an overview”, IEEE Trans. Broadc., Vol. 19, pp. 628-634, March 1995.
- [17] S. Zabré, “Amplification non-linéaire d'un multiplex de porteuses modulées à fort Facteur de Crête”. Thèse de Doctorat, Université de Rennes I, avril 2007.
- [18] Albert Cesari Bohigas, “Implémentation de techniques de linéarisation et d'amélioration du rendement pour les amplificateurs de puissance RF“, Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2008.
- [19] Francisco J. Martinez, Chai-Keong Toh, Juan-Carlos Cano, Carlos T. Calafate, Pietro Manzoni, “Realistic Radio Propagation Models (RPMs) for VANET Simulations” , IEEE Wireless Communications and Networking Conference 2009.
- [20] W. Hamidouche, R. Vauzelle, C. Olivier, Y. Pousset, and C. Perrine, “Impact of realistic mimo physical layer on video transmission over mobile ad hoc network” , 20th Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium, PIMRC 2009.
- [21] W. Hamidouche, “Stratégies de transmission vidéo sur un canal MIMO”, Thèse de doctorat de l’Université de Poitiers, Nov. 2010.
- [22] Julien ABOT, “Strategie De Codage Conjoint Pour La Transmission D’images Dans Un Systeme Mimo “, Thèse de doctorat de l’Université de Poitiers, Déc. 2012.
- [23] W. Hamidouche, C. Perrine, Y. Pousset, C. Olivier, “A solution to efficient power allocation for H.264/SVC video transmission over a realistic MIMO channel using precoder designs”, Journal of Visual Communication and Image Representation, vol. 22, no. 6, pp. 563-574, Aug. 2011.
- [24] J. Abot, C. Olivier, C. Perrine, Y. Pousset, “A Link Adaptation Scheme Optimized for Wireless JPEG 2000 Transmission over Realistic MIMO Systems”, in Signal Processing: journal of Image Communication, vol. 27, no 6, pp 1066-1078, Nov 12.
- [25] Olivier BERNAL, Conception de Convertisseurs Analogique-Numérique en technologie CMOS basse tension pour chaînes Vidéo CCD Spatiales, Thèse de doctorat, INSA Toulouse 2006.
- [26] Djamel HADDADI, “Test Dynamique Des Convertisseurs Analogiques-Numériques Rapides: Caractérisation Par Analyse Temporelle“, Test Industriel Et Considérations Instrumentales, Thèse de Doctorat, université de Bordeaux I 2002.
- [27] PILLET, Nicolas, “Conception et intégration de convertisseurs analogique/numérique, compacts, à bas bruit, adaptés aux capteurs CMOS destinés à la détection de particules chargées“. Thèses de doctorat, Université de Strasbourg 2010.

- [28] Peter BUTTERWORTH, "Méthode de conception des mélangeurs millimétriques : application à la réalisation MMIC d'un mélangeur sous-harmonique à FET froid [42-43.5 Ghz]", Thèse de Doctorat université de Limoges 2003.
- [29] Sylvain Traverso, "Transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour des systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence", Thèse de Doctorat Université de Cergy Pontoise 2007.
- [30] M. Djamai, "Contribution à la modélisation et à la linéarisation par prédistorsion numérique adaptative en bande de base des amplificateurs de radiocommunications", Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, France 2008.
- [31] Nicusor Eugen CALINOU, "Contribution à la modélisation large bande et à l'identification des circuits de radiocommunications Application aux amplificateurs de puissance", Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, France 2012.
- [32] S.C. Cripps, "RF Power Amplifiers for wireless communications", Norwood, MA : Artech House, 1999.
- [33] R. Marsalek, "Contributions to the power amplifier linearization using digital baseband adaptive predistortion", Thèse de doctorat de l'Université de Marne la Vallée, France 2003.
- [34] P. B. Kenington, "High Linearity RF Amplifier Design", 1st éd. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 2000.
- [35] C. Rapp, "Effects of HPA-Nonlinearity on 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System, European Conference on Satellite Communications, ECSC'91, pp. 179-184, Liège, Belgique, Octobre 1991.
- [36] A.A.M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers", IEEE Trans. on Communications, VOL. 29, NO. 11, pp. 1715-1720, Novembre 1981.
- [37] V. Volterra, "Theory of functionals and of integral and integro-differential equations", Blackie and Son Limited, Londre 1930.
- [38] A.Wood, W. Brakensiek, C. Dragon &W. Burger, "120 Watt, 2 GHz, Si LDMOS RF power transistor for PCS base station applications", IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques Digest, VOL. 2, pp. 707-710, Juin 1998.
- [39] Désiré GUEL, "Etude de nouvelles techniques de réduction du " facteur de crête " (PAPR) à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuses", Thèse de Doctorat, Université de Rennes I, avril 2009.
- [40] Y. Louët et J. Palicot, "A classification of methods for efficient power amplification of signals ", Ann Télécommunications, vol. 63, no 7-8, p. 351–368, mai 2008.

- [41] S. H. Han et J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission", Wirel. Commun. IEEE, vol. 12, no 2, p. 56 - 65, avr. 2005.
- [42] A. Bateman, "The combined analogue locked loop universal modulator (CALLUM) ", In Proceedings of the 42nd IEEE Vehicular Technology Conference, May 1992, pp. 759- 763.
- [43] J.K. Cavers "Optimal table spacing in predistorting amplifiers linearizers", IEEE Transaction On Vehicular Technology. Vol 38, n°5, September 1999, pp. 1699-1705.
- [44] Roman Marsalek, "Contribution à la linéarisation des amplificateurs de puissance par prédistorsion numérique adaptative en bande de base", Thèse de doctorat, Université Marne-La-Vallée, Déc 2003.
- [45] R. Bäuml, R. Fischer, J. Huber, "Reducing the Peak-to-Average power Ratio of Multicarrier Modulation by Selecting Mapping", Electronics Letters, vol. 32, No. 22, pp. 2056 2057, Oct. 1996.
- [46] S. Muller and B. Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for OFDM", IEEE Global Telecommunication Conference, vol. 1, pp 1-5, Nov. 97.
- [47] J. Tellado-Mourelo, "Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation", Thèse de Doctorat, Stanford University, Sept 1999.
- [48] S. Janaaththan, C. Kasparis, et B. G. Evans, "A Gradient Based Algorithm for PAPR Reduction of OFDM using Tone Reservation Technique ", in Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008. IEEE, 2008, p. 2977 -2980.
- [49] S. Hu, G. Wu, Q. Wen, Y. Xiao, et S. Li, " Nonlinearity Reduction by Tone Reservation with Null Subcarriers for WiMAX System ", Wirel Pers Commun, vol. 54, no 2, p. 289–305, juill. 2010.
- [50] B. Rihawi, "Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes", Thèse de Doctorat, Université de Rennes I, Mars 2008.
- [51] I. Mahafeno, Y. Louët, and J.-F. Helard, "Peak-to-average power ratio reduction using second order cone programming based tone reservation for terrestrial digital video broadcast ing systems," Communications, IET, vol. 3, pp. 1250 –1261, july 2009.
- [52] J. Tellado and J. M. Cioffi, "Peak power reduction for multicarrier transmission," in Proc. IEEE GLOBECOM. Conf, 1999.
- [53] R.F.H. Fischer and M. Hoch, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction in MIMO OFDM", IEEE International Conference on Communications (ICC07), Glasgow United Kingdom, June 2007.

- [54] B. Rihawi, “Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes”, Thèse de Doctorat, Université de Rennes I, Mars 2008.
- [55] B. Vrigneau, “Systèmes MIMO précodés optimisant la distance minimale : étude des performances et extension du nombre de voies”, Thèse de doctorat de l’Université de Bretagne Occidentale, Nov. 2006.
- [56] A. Goldsmith, “Wireless Communications”, Cambridge, University Press, 2005.
- [57] M. Paetzold, “Mobile fading channels”, Wiley, 2002.
- [58] J. D. Parsons, “The mobile radio propagation channel”, Wiley, 2000.
- [59] J. Gibson, “The communications handbook”, CRC Press, 1997.
- [60] Y. Chartois, Y. Pousset, R. Vauzelle, “A spatio-temporel radio channel characterization with 3D ray tracing propagation model in urban environment”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC’04, Barcelona, Spain, 2004.
- [61] G. J. Foschini, M. J. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas”, Wireless Personal Communications, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998
- [62] IEEE Standard for Information Technology Part11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment: Enhancements for Higher Throughput (802.11n), 2009.
- [63] IEEE Standard for a Local and Metropolitan area networks Part16: Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation (802.11e), 2005.
- [64] S. Sesia, I. Toufik, M. Baker, “LTE – The UMTS Long Term Evolution – From Theory to Practice”, John and Wiley Sons, 2009.
- [65] A.E. Jones, T.A. Wilkinson, and S.K. Barton, “Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes”, IEEE Electronics Letters 30 (1994), 2098–2099.
- [66] J. A. Davis and J. Jedwab, “Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementary sequences, and Reed-Muller codes,” IEEE International Symposium on Information Theory, vol. 45, pp. 2397–2417, Nov. 1999.

- [67] Y. Louet, "Etudes et performances des codes de Reed-Muller pour la réduction du facteur de crête dans les modulations OFDM", Thèse de Doctorat, Université de Rennes I, Octobre 2000.
- [68] X. Li and J. Cimini, L. J., "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," in Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference, vol. 3, pp. 1634-1638, 4-7 May 1997.
- [69] X. Li and J. Cimini, L. J., "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," IEEE Communications Letters, vol. 2, pp. 131-133, May 1998.
- [70] B. RIHAWI, Y. LOUET, "PAPR Reduction Scheme with SOCP for MIMO-OFDM Systems", I. J. Communications, Network and System Sciences. 2008.
- [71] Texas Instruments, "Understanding data converters", Application report, Mixed signal products, 1995.
- [72] Olivier BERDER, "Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes", Thèse de doctorat, université de Bretagne occidentale 2002.
- [73] W. Henkel, A. Wakeel, M. Taseka, "Peak to Average ratio reduction with Tone Reservation in multi-user and OFDM MIMO", ICCC 2012.
- [74] S. Suyama, H. Adachi, H. Suzuki, K. Fukawa, "PAPR reduction methods for eigenmode MIMO-OFDM transmission", IEEE VTC-spring 2009.
- [75] Fischer, R. F H; Hoch, M., "Peak-to-Average Power Ratio Reduction in MIMO OFDM", Communications, 2007. ICC '07. IEEE International Conference on , vol., no., pp.762,767, 24-28 June 2007
- [76] Ryosuke Kimura, Yuki Tajika, Kenichi Higuchi, "CF-Based Adaptive PAPR Reduction Method for Block Diagonalization-Based Multiuser MIMO-OFDM Signals", IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring 15-18 May 2011.
- [77] Sato, Y. and Iwasaki, M. and Higuchi, K., "CF-Based Adaptive PAPR Reduction Method for Precoded MIMO-OFDM Signals in Frequency-Selective Faded Channel", Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2010-Fall), 2010.
- [78] Ghadir MADI, "Optimisation d'un réseau de capteurs par techniques MIMO coopératives. Applications possibles : Smart Grid, télédétection, ...", Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, Mars. 2012.
- [79] LEDY Jonathan, "Stratégie d'adaptation de liens sur canaux radios dynamiques pour les communications entre véhicules - Optimisation de la Qualité de Service...", Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, Dec. 2012.

- [80] Tiguiane Yélémou, “Utilisation du taux d'erreur binaire pour améliorer la qualité de service dans les réseaux ad hoc, Thèse de doctorat de l’Université de Poitiers, Dec. 2012.
- [81] Y. Chartois, Y. Poussset, R. Vauzelle, “A spatio-temporel radio channel characterization with 3D ray tracing propagation model in urban environment”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC’04, Barcelona, Spain, 2004.



# CHAPITRE 2

## OPTIMISATION DES PERFORMANCES DE LA METHODE TR

### Sommaire

---

2.1	Introduction .....	56
2.2	Présentation des Méthodes de réduction du PAPR .....	56
2.2.1	La méthode de Clipping .....	56
2.2.2	La méthode ACE (Active Constellation Extension) .....	57
2.2.3	La méthode TR (Tone Reservation) .....	59
2.3	Analyse et étude de la méthode TR.....	60
2.3.1	Principe général.....	60
2.3.2	Formulation du problème d'optimisation .....	62
2.3.3	Algorithmes d'optimisation.....	63
2.3.4	Optimisation de la méthode TR .....	69
2.4	Résultats d'évaluation des différents algorithmes.....	73
2.4.1	Optimisation du seuil d'écrêtage A .....	74
2.4.2	Evaluation de la rapidité de convergence.....	80
2.4.3	Gain en réduction du PAPR .....	84
2.4.4	Impact de la méthode TR sur le spectre .....	86
2.5	Conclusion.....	87
2.6	Bibliographie .....	88

---

## 2.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons introduit la problématique liée à l'utilisation des modulations multi-porteuses. La forte dynamique de ces signaux influence les performances des dispositifs non-linéaires en particulier l'amplificateur de puissance. De plus, ce dernier constitue l'élément le plus consommateur d'énergie dans une chaîne de transmission [1][2]. Par conséquent, son bon dimensionnement selon l'application et/ou la qualité de transmission envisagées est très important afin d'améliorer le bilan énergétique de la chaîne.

Utilisées à fort rendement, les non-linéarités de l'amplificateur de puissance introduisent systématiquement des distorsions sur le signal émis et par conséquent, une dégradation de la qualité de transmission. La solution la plus simple est de travailler loin de la zone de saturation avec un recul important. Cependant, cette solution est coûteuse car elle exige de surdimensionner l'amplificateur et de l'utiliser à faible rendement énergétique. L'état de l'art montre que les techniques réduisant ces effets non-linéaires peuvent être regroupées en deux classes différentes [3][4][53][54]. La première classe regroupe les méthodes agissant sur la fonction d'amplification à savoir les méthodes de linéarisation analogiques et/ou numériques. La deuxième classe regroupe les méthodes de mise en forme du signal pour la réduction de ses fluctuations, donc du PAPR. A première vue, ces deux classes présentent des similitudes notamment les méthodes dites à "Ajout de signal" [4][31][55] et la prédistorsion numérique. En effet, ces deux approches sont voisines car elles modifient les caractéristiques de l'enveloppe complexe (signal en bande de base) afin d'éviter les non-linéarités des circuits d'émission. Cependant, on peut noter une différence de taille entre elles : la fonction de prédistorsion est calculée à partir des caractéristiques de l'amplificateur ce qui n'est pas le cas des méthodes de la deuxième approche.

Dans la deuxième classe, nous avons vu qu'il existait de nombreuses techniques comme le Coding, PTS, Clipping, TR ... . Les méthodes de réduction du PAPR sont à leur tour réparties en deux groupes selon le critère de compatibilité descendante, c'est-à-dire que l'application d'une méthode de réduction du PAPR à l'émission n'implique aucun changement au récepteur. Ce critère est très important car il réduit le coût de mise en œuvre de la méthode mais permet surtout de s'adapter aux systèmes de télécommunications actuels [5][6].

Dans ce chapitre, nous allons détailler dans un premier temps quelques méthodes qui répondent au critère de compatibilité descendante à savoir la méthode de Clipping, la méthode ACE (Active Constellation Extension) et la méthode TR (Tone Reservation). Nous allons exposer leurs avantages et inconvénients avant de se concentrer sur la méthode TR que l'on détaillera et l'optimisera.

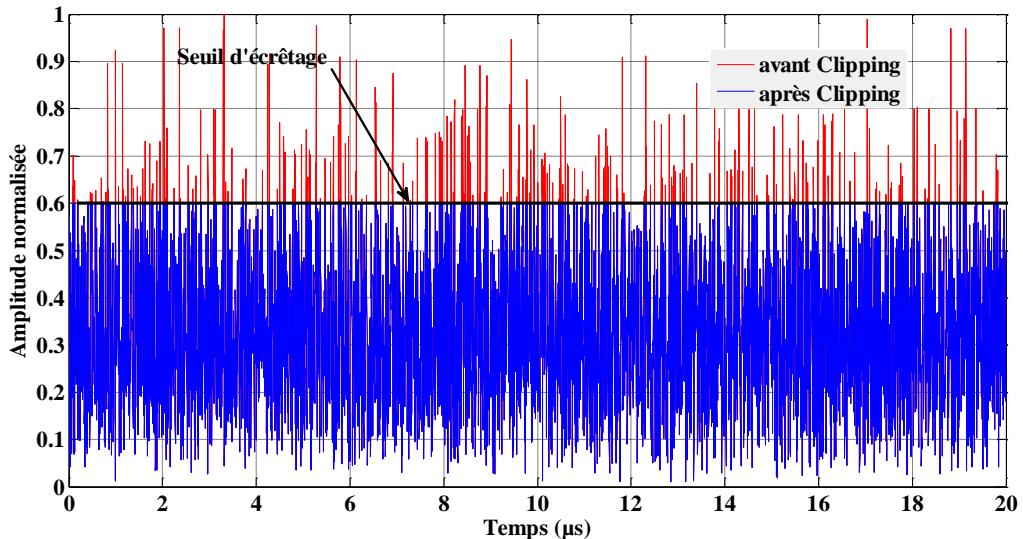
## 2.2 Présentation des Méthodes de réduction du PAPR

### 2.2.1 La méthode de Clipping

L'idée de base de cette méthode consiste à réaliser un écrêtage de l'amplitude du signal  $x(t)$  à un seuil prédéfini  $A$ . Par conséquent, tous les pics dépassant ce seuil seront supprimés, comme le montre la figure (2.1). Cet écrêtage a pour effet de réduire la sensibilité du signal résultant  $y(t)$  à la non-linéarité de l'amplificateur de puissance [14][33][34][36]. Si  $x(t)$  et  $y(t)$  représentent l'enveloppe complexe d'entrée et de sortie, nous pouvons décrire le principe de la méthode Clipping par :

$$y(t) = \begin{cases} x(t) & \text{si } |x(t)| < A \\ A \cdot \exp^{(j \cdot \varphi(t))} & \text{si } |x(t)| > A \end{cases} \quad (2.1)$$

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



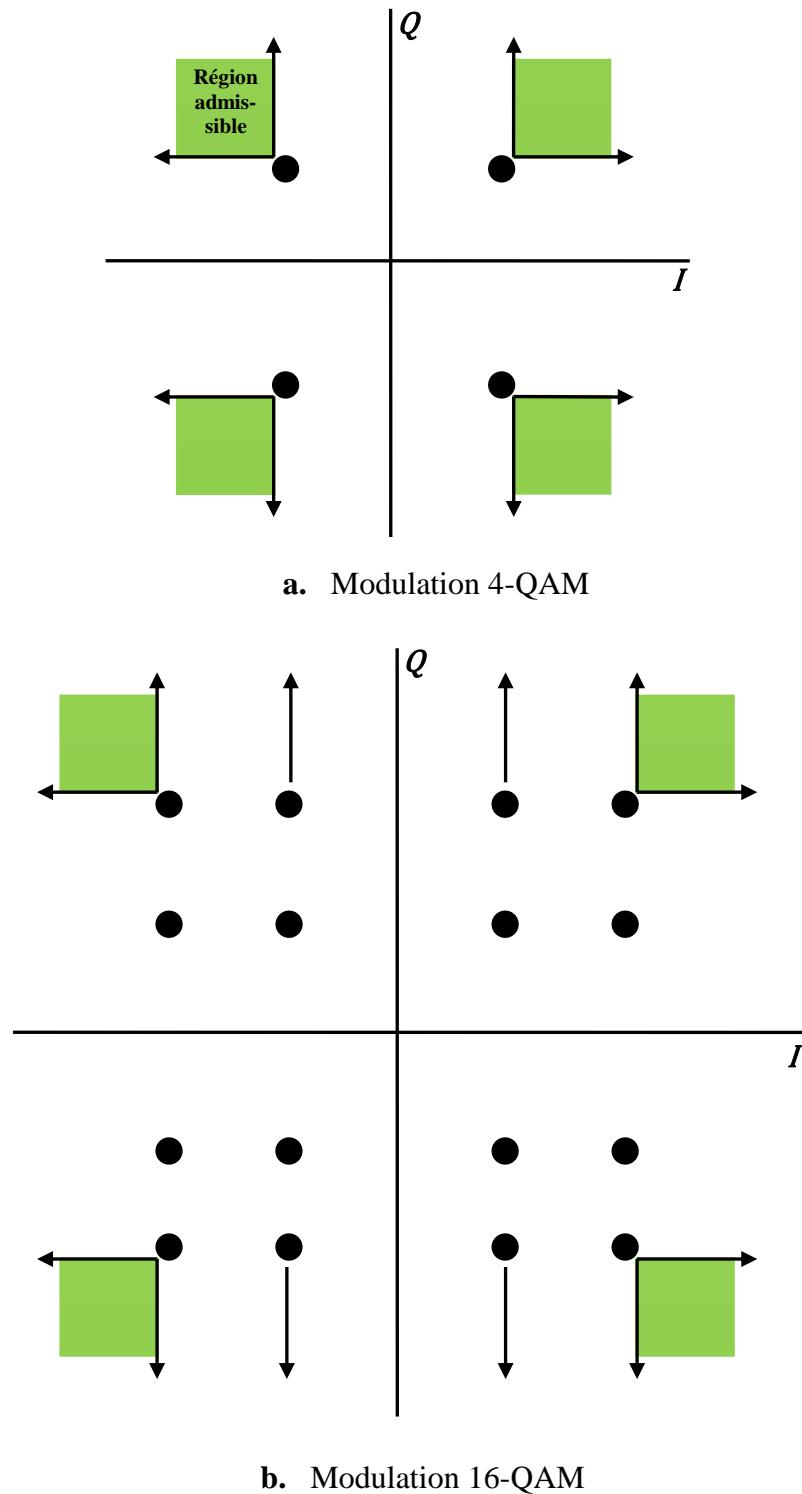
**Figure 2.1.** Principe de la méthode Clipping

Bien que la méthode Clipping réduise parfaitement les fluctuations de l'amplitude du signal OFDM, l'écrêtage reste tout de même un processus non-linéaire. Cela a des conséquences comme :

- La remontée des lobes secondaires causée par le produit d'intermodulation : cela peut générer des interférences entre les canaux adjacents, avec une augmentation de l'ACPR. Par conséquent, il est nécessaire d'insérer un filtre juste après l'opération d'écrêtage afin de respecter le masque du spectre imposé par les normes de communication [34][37].
- La génération d'un bruit dans la bande utile du signal qui a pour effet de dégrader les performances de transmission en termes d'EVM et de TEB. Malheureusement, ce bruit ne peut pas être réduit par filtrage. Ce problème a été analysé d'une manière exhaustive dans [34] et [38]. Dans [33], les auteurs proposent d'utiliser un codage correcteur d'erreurs (CCE) performant afin d'atténuer l'impact du bruit à la réception, comme les turbo-codes. Dans [39], les auteurs proposent une méthode itérative afin de soustraire le bruit après l'avoir estimé. Malgré le gain apporté par ces solutions, leurs applications à la réception fait perdre à la méthode Clipping son critère de compatibilité descendante.

### 2.2.2 La méthode ACE (Active Constellation Extension)

La méthode ACE est basée sur une extension des points de la constellation dans le domaine fréquentiel. La réduction du PAPR peut être obtenue par la modification des symboles modulés à transmettre, et par conséquent par la modification de la forme du signal OFDM résultant [40][41][42]. Cette extension consiste à ajouter un signal afin d'étendre les points de la constellation, sous contrainte de respecter le concept des régions admissibles [31]. Cette contrainte a pour objectif d'éviter toute dégradation de TEB. Le concept des régions admissibles est montré sur la figure (2.2).



**Figure 2.2.** Définition du concept des régions admissibles

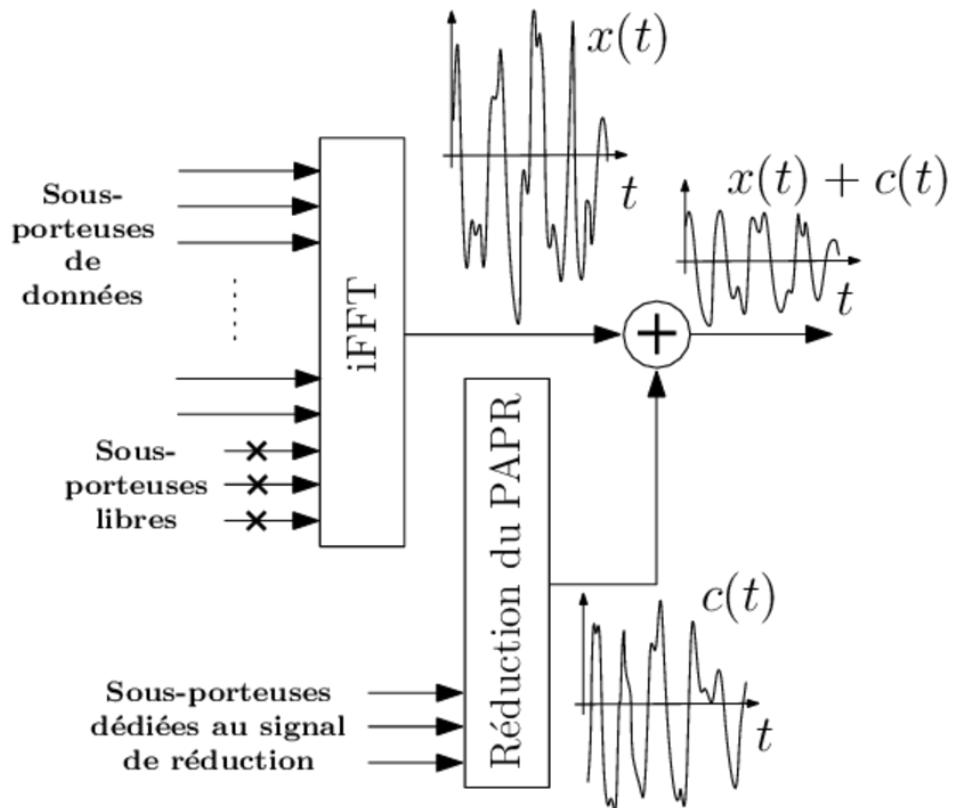
Ce concept des régions admissibles correspond concrètement aux zones de décisions des démodulateurs numériques. Or, à la réception, le critère de maximum de vraisemblance est appliqué afin de déterminer le symbole qui a été émis. Pour cela, on attribue le point de la constellation reçue au point le plus proche (au sens de la distance euclidienne) de la constellation émise. Au chapitre précédent (voir section 1.2.3), nous avons vu que la distance entre un point

de la constellation et l'origine est proportionnelle à la puissance à fournir afin d'émettre ce dernier.

L'ajout du signal par la méthode ACE a été formulé sous forme d'un problème d'optimisation convexe [40][42]. Plusieurs algorithmes ont été proposés afin de résoudre ce problème d'optimisation, tout en réduisant la complexité. On peut citer par exemple l'algorithme SGP (Smart Gradient Project) proposé dans [42] ou alors l'algorithme adaptatif proposé dans [43]. Malgré ces solutions, la méthode ACE reste complexe car elle dépend principalement du nombre d'états de la modulation. Or, pour des modulations à grand nombre d'états, la taille des régions admissibles est de plus en plus réduite. Un autre inconvénient de la méthode ACE est l'augmentation de la puissance moyenne.

### 2.2.3 La méthode TR (Tone Reservation)

La méthode TR est une technique appartenant à l'ensemble des techniques dites avec ajout de signal [4][9]. L'idée de base est d'ajouter un signal temporel  $c(t)$ , dit de correction, au signal original  $x(t)$  afin de réduire le PAPR de ce dernier, comme le montre la figure (2.3).



**Figure 2.3.** Principe de la méthode TR

La méthode TR réserve un certain nombre de sous-porteuses qui serviront à la génération du signal de correction  $c$ . Théoriquement, l'emplacement de ces sous-porteuses dites PRT (Peak Reduction Tones) n'est pas imposé. Cependant et pour assurer la compatibilité descendante, les sous-porteuses PRT doivent être dédiées uniquement à la correction et par conséquent placées en dehors de celles qui portent les données utiles (données et pilotes). Les valeurs des sous-porteuses de correction sont calculées en utilisant des techniques d'optimisation permettant de réduire le PAPR.

Le choix de la méthode d'optimisation pour générer le signal correcteur conditionne les performances de cette technique. Ce problème a été posé sous forme d'une optimisation convexe [8][9], où la complexité de la solution est relativement élevée. Pour des applications temps réel, il est nécessaire de prendre en compte la rapidité de convergence des algorithmes, qui est par ailleurs fortement liée à la complexité de ces derniers. Dans la littérature, on peut trouver deux solutions :

- La première solution consiste à utiliser l'algorithme du gradient pour optimiser la génération du signal correcteur [8][10][11].
- La deuxième solution consiste à utiliser la méthode SOCP (Second Order Cone Programming). La SOCP est une solution pour les problèmes d'optimisation convexe, avec une fonction de coût linéaire et des cônes de second ordre ou cônes de Lorentz qui représentent les contraintes d'inégalité [25][44]. L'auteur dans [4] a proposé d'utiliser cette solution SOCP afin d'implémenter la méthode TR pour la réduction du PAPR. Pour plus de détails sur cette méthode, le lecteur peut se référer à [4][12].

Pour ces deux solutions, la méthode TR souffre du problème de lenteur de convergence avec l'augmentation de la puissance moyenne du signal résultant. Les solutions proposées ne sont pas totalement idéales, mais des compromis peuvent être faits selon l'application visée.

## 2.3 Analyse et étude de la méthode TR

Nous avons décrit ci-dessus trois méthodes de réduction du PAPR : le Clipping, ACE et la méthode TR.

Bien que la méthode Clipping soit la plus simple à implémenter, son principe basé sur l'écrêtage du signal reste tout de même un processus non-linéaire, qui génère un bruit dans la bande utile difficile à éliminer. Cette méthode reste néanmoins aujourd'hui une référence de comparaison dans la littérature.

La méthode ACE a connu beaucoup d'améliorations en proposant de nouvelles solutions d'optimisation. Cependant, son application est limitée à des modulations de faible efficacité spectrale (avec un nombre d'état réduit).

Malgré quelques inconvénients comme la vitesse de convergence et l'augmentation de la puissance moyenne, la méthode TR reste très prometteuse comme en témoignent les nombreuses études récentes [5][6][15][16] et aussi son implémentation dans le nouveau standard DVB-T2 [7]. C'est pour cela que nous avons opté pour une étude plus approfondie de cette technique.

Dans la suite, nous allons donc nous intéresser à cette méthode afin de lui apporter des améliorations notamment sur le choix de l'algorithme d'optimisation. Notre approche consiste à utiliser d'autres algorithmes pour cette méthode à savoir l'algorithme du gradient conjugué avec deux variantes et la méthode de Quasi-Newton. Nous nous sommes intéressés à ces algorithmes à cause de leurs performances en termes de rapidité de convergence.

### 2.3.1 Principe général

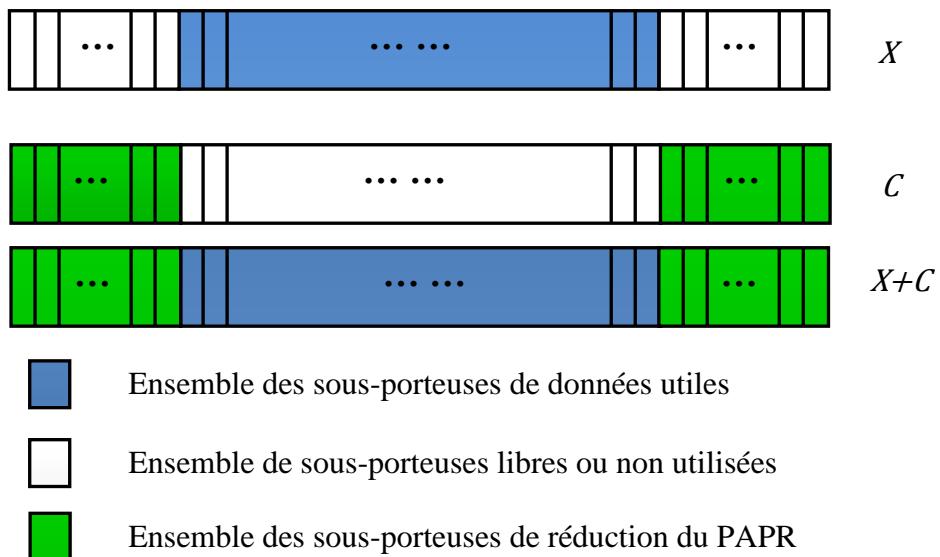
Comme nous l'avions signalé précédemment, nous choisissons de respecter le critère de compatibilité descendante en rajoutant un signal correcteur uniquement sur les sous-porteuses dites "libres" dans le sens où elles ne contiennent pas de données utiles.

Supposons donc que le signal OFDM est généré à partir du vecteur de données X, de taille N, et le signal correcteur à ajouter est généré à partir du vecteur C, de même taille N. Le vecteur obtenu après application de la méthode devient :

$$X_k + C_k = \begin{cases} X_k, & k \in R^{\text{données}} \\ C_k, & k \in R^{\text{PRT}} \end{cases} \quad (2.2)$$

où  $R^{\text{données}}$  représente l'ensemble des sous-porteuses de données utiles et  $R^{\text{PRT}}$  est l'ensemble de sous-porteuses dédiées au signal de correction PRT, tel que :  $R^{\text{données}} \cap R^{\text{PRT}} = \emptyset$ .

La figure (2.4) illustre l'emplacement des sous-porteuses de réduction du PAPR avec la méthode TR pour un exemple d'un symbole OFDM dans le domaine fréquentiel.



**Figure 2.4.** Illustration du principe de placement des sous-porteuses de réduction du PAPR pour la méthode TR

L'équation (2.2) traduit le critère de la compatibilité descendante à savoir que le récepteur n'a pas besoin d'un traitement supplémentaire pour extraire les données utiles. Il suffit juste d'ignorer l'ensemble des sous-porteuses réservées au signal correcteur.

Le signal temporel OFDM après la méthode TR peut être décrit par :

$$x + c = \text{IFFT}(X + C) \quad (2.3)$$

où IFFT est l'opération de transformée de Fourier inverse permettant le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel dans une modulation OFDM. L'écriture de l'équation (2.3) peut être re-exprimée par :

$$x + c = Q \cdot (X + C) \quad (2.4)$$

où Q est la matrice de transformée de Fourier inverse définie par:

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N}(1 \cdot 1)} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{N}1 \cdot (N-1)} \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N}(2 \cdot 1)} & \ddots & e^{j\frac{2\pi}{N}2 \cdot (N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N}(n \cdot 1)} & \ddots & e^{j\frac{2\pi}{N}n \cdot (N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N}(N-1) \cdot 1} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{N}(N-1) \cdot (N-1)} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

On peut encore simplifier l'écriture de l'équation (2.4) par l'équation (2.6) :

$$x + c = x + Q^{PRT} \cdot C \quad (2.6)$$

avec  $Q^{PRT}$  la restriction de la matrice  $Q$  aux éléments qui concernent les sous-porteuses réservées au vecteur  $C$ . On considère dans les équations précédentes (2.3-2.6), ainsi par la suite que le signal original  $x(t)$  et le signal de correction  $c(t)$  sont sur-échantillonnés avec un facteur de 4 [35].

### 2.3.2 Formulation du problème d'optimisation

La définition du PAPR donnée par l'équation (1.5) au premier chapitre devient après la méthode TR :

$$PAPR = \frac{\max_k |x_k + c_k|^2}{E\{|x_k + c_k|^2\}} \quad (2.7)$$

L'objectif de la méthode TR est de réduire le PAPR du signal  $x$  sans pour autant augmenter sa puissance moyenne, c.à.d:

$$\min_c \left| \frac{\max_k |x_k + c_k|^2}{E\{|x_k|^2\}} \right| \quad (2.8)$$

A partir de l'équation (2.8), on peut formuler le problème de la réduction du PAPR qui se traduit par :

$$\begin{aligned} \min_c \max_k |x_k + c_k|^2 &= \min_c \|x + c\|_\infty \\ &= \min_C \|x + Q^{PRT} \cdot C\|_\infty \end{aligned} \quad (2.9)$$

où  $\|\mathbf{v}\|_\infty$  est la norme infinie du vecteur  $\mathbf{v}$ .

Dans [9], Tellado a proposé de simplifier le problème en le mettant sous forme de QPQC (Quadratic Program with Quadratic Constraints) et d'utiliser l'algorithme du gradient pour optimiser la génération du signal correcteur. De la même façon, l'algorithme du gradient a été utilisé dans [10][11][13] pour résoudre ce problème d'optimisation. Malgré le gain obtenu en réduction du PAPR, cette solution souffre encore d'une lenteur dans la convergence due au choix du gradient classique comme algorithme d'optimisation. De plus, on peut noter l'absence d'une méthode rigoureuse quant au choix du nombre des sous-porteuses de correction et

de leurs emplacements. S'ajoute à ces inconvénients, le problème de l'augmentation de la puissance moyenne du signal corrigé.

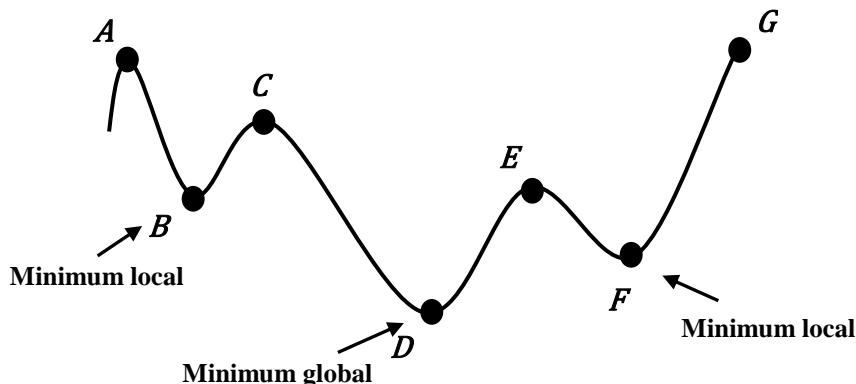
Dans sa thèse [4], Zabré a utilisé la forme SOCP (Second Order Cone Programming) pour modéliser le problème d'optimisation convexe lié à la réduction du PAPR par la méthode TR. Cette solution permet de prendre en compte l'augmentation de la puissance moyenne liée à la méthode, au détriment d'une complexité élevée de l'algorithme. Par conséquent elle n'est pas adaptée pour des systèmes temps réel.

Dans notre étude, il ne s'agit pas de revoir la méthode TR et d'en proposer des changements fondamentaux car son principe est bien connu et parfaitement maîtrisé. Ici, on s'intéresse plutôt à l'utilisation d'autres algorithmes qui permettent le calcul des valeurs du signal correcteur. D'après l'état de l'art, il n'y a pas d'études permettant de comparer différents algorithmes et d'évaluer les performances en termes de rapidité de convergence (pour la réduction du PAPR). Nous allons donc tester plusieurs algorithmes d'optimisation et analyser leurs comportements dans le cas précis de la réduction du PAPR. Mais avant d'appliquer ces algorithmes, nous allons présenter en premier leur principe général.

### 2.3.3 Algorithmes d'optimisation

A travers cette section, on s'attachera à la description des algorithmes itératifs qui permettent de résoudre des problèmes d'optimisation non-linéaire. Les algorithmes d'optimisation convexe sans contraintes, dites aussi "Méthodes directes", sont en majorité basés sur le principe général de la descente du gradient [46][47]. Ces algorithmes sont essentiellement utilisés dans la recherche des optimums (généralement les minima) d'une fonction coût, dite aussi critère à minimiser [18][19].

D'un point de vue mathématique, le problème d'optimisation peut se poser de la manière suivante : soit  $f(x)$  une fonction non-linéaire, continue et convexe, où  $x$  peut être un vecteur de plusieurs éléments [48][49]. Supposons que l'allure de la fonction  $f(x)$  puisse être représentée par la figure (2.5), où l'on peut noter la présence de deux minima locaux (points B et F) et un minimum global (point D).



**Figure 2.5.** Exemple d'une allure de la fonction  $f$

Le problème d'optimisation consiste à trouver la valeur de  $x$  qui donne la valeur minimale (ou maximale) à cette fonction  $f(x)$ . Cela peut être écrit sous la forme [50] [51]:

$$\text{Rechercher } \min_x f(x), \quad \text{tel que } x \in R^n \quad (2.10)$$

Rechercher itérativement le minimum de la fonction  $f(x)$  revient à passer d'un point  $x^i$  à un point  $x^{i+1}$  tel que :  $f(x^{i+1}) < f(x^i)$ .

En pratique, on part d'un point  $x^0$  pour atteindre l'optimum en réajustant ou en corrigeant à chaque itération la valeur du vecteur  $x$  selon la formule :

$$x^{i+1} = x^i + d^i \quad (2.11)$$

avec  $d^i$  la direction choisie pour l'optimisation.

Le choix de la direction  $d^i$  est très important dans ce cas car c'est justement lui qui différencie les algorithmes d'optimisation. Dans la suite, nous allons décrire les méthodes suivantes :

- La méthode du gradient
- Les méthodes du gradient conjugué
- La méthode de Quasi-Newton (dite aussi méthode de Gauss-Newton)

**Remarque :** Les recherches dans le domaine de l'identification paramétrique montrent clairement qu'il est facile de converger vers un optimum local. Ceci est essentiellement lié au point de départ  $x^0$  ainsi qu'au choix de la direction de recherche. Il existe plusieurs solutions pour éviter ce problème [46]:

- La plus simple est de soigner l'initialisation en choisissant un point de départ proche de l'optimum. Cette initialisation peut provenir de la connaissance a priori des paramètres où d'une série d'estimations paramétriques menées au préalable. On peut aussi modifier le critère quadratique en y ajoutant cette information afin d'attirer l'algorithme vers le point voulu [56].
- Lorsque cette information n'est pas disponible, il existe alors une batterie d'algorithmes basés sur des recherches multiples avec croisement des résultats et sélection des directions dites "privilégiées". Parmi ces algorithmes, on peut citer ceux basés sur les algorithmes génétiques [57].

### 2.3.3.1 Algorithme du gradient

Cet algorithme est aussi connu sous le nom de la descente de gradient [46][47]. Son principe est basé sur une recherche itérative dans une seule direction, à savoir l'opposé de la dérivée première de la fonction coût (appelé aussi critère à minimiser). Après certaines itérations, l'algorithme converge vers une solution qui représente un minimum de la fonction  $f(x)$ , correspondant aussi à un gradient nul. Nous pouvons résumer cette recherche itérative par les étapes suivantes :

- 1). Choisir la valeur du point de départ  $x^0$
- 2). A l'itération  $i+1$ , calculer  $x^{i+1} = x^i + \mu \cdot \nabla f_i$ . Avec  $\nabla f_i = -\frac{\partial f}{\partial x}\Big|_{x=x^i}$  qui est la direction de la recherche donnée par le gradient et  $\mu$  une constante qui représente le pas de la descente.
- 3). Incrémenter le nombre d'itérations et refaire l'étape 2.
- 4). Sortir de l'algorithme lorsque le critère d'arrêt est vérifié.

Le critère d'arrêt peut être une combinaison de plusieurs conditions. En pratique, on impose un nombre fini d'itérations au bout desquelles l'algorithme est arrêté. Aussi, on peut calculer l'écart entre les coûts  $f(x^i)$  et  $f(x^{i+1})$  et arrêter la recherche lorsque cet écart est inférieur à une précision donnée selon la formule :

$$\left| \frac{f^{i+1} - f^i}{f^i} \right| < \text{Précision} \quad (2.12)$$

Le choix du pas  $\mu$  est parfois très délicat. Ceci conditionne la convergence de l'algorithme :

- Lorsque  $\mu$  est choisi assez grand, on accélère la convergence au risque d'une instabilité de l'algorithme qui peut diverger.
- Si par contre  $\mu$  est très petit, l'algorithme nécessitera plus d'itérations mais gardera une certaine robustesse pour converger.

### 2.3.3.2 Algorithme du gradient conjugué

L'algorithme du gradient conjugué est une méthode de recherche itérative basée sur la méthode du gradient classique. Il est généralement utilisé dans le domaine de l'identification paramétrique [18][19][20][52]. L'algorithme du gradient conjugué trouve la direction optimale de la descente en combinant le gradient à l'itération  $i$  avec sa direction à l'itération  $i-1$ . De plus, le pas de l'algorithme est recalculé pour chaque itération. Ceci permet de réduire le nombre d'itérations avec une convergence plus rapide. Cette recherche itérative peut être résumée par les étapes suivantes :

- 1). Choisir la valeur du point de départ  $x^0$
  - 2). A l'itération  $i+1$ , calculer  $x^{i+1} = x^i + \lambda^i \cdot d^i$ . Avec  $\lambda^i$  qui est le pas de gradient à l'itération  $i$  et  $d^i$  la direction de recherche conjuguée donnée par :
- $$d^i = -\nabla f_i + \rho^i \cdot d^{i-1}$$
- 3). Incrémenter le nombre d'itérations et refaire l'étape 2.
  - 4). Sortir de l'algorithme lorsque le critère d'arrêt est vérifié.

La méthode de gradient conjugué varie selon le calcul du paramètre  $\rho^i$  qui est utilisé pour construire la direction de la descente  $d^i$ . Dans notre cas, nous allons considérer la méthode Fletcher-Reeves [21] [22] et la méthode de Polak-Ribièvre [23].

Pour la méthode de Fletcher-Reeves,  $\rho^i$  peut être exprimé par :

$$\rho^i = \frac{\nabla f_i^T \cdot \nabla f_i}{\nabla f_{i-1}^T \cdot \nabla f_{i-1}} \quad (2.13)$$

Tandis que avec la méthode Polak-Ribièvre,  $\rho^i$  peut être donné par :

$$\rho^i = \frac{(\nabla f_i - \nabla f_{i-1})^T \cdot \nabla f_i}{\nabla f_{i-1}^T \cdot \nabla f_{i-1}} \quad (2.14)$$

### 2.3.3.3 Méthode de Quasi-Newton

Généralement, la méthode de Quasi-Newton est utilisée pour résoudre des problèmes d'optimisation convexe non-linéaires. L'utilisation de la deuxième dérivée appelée le hessien permet de réduire considérablement le nombre d'itérations. Cependant, ceci suppose que la fonction est dérivable deux fois, ce qui limite aussi son utilisation.

La recherche optimale de la direction est basée sur l'inverse de hessian [24][25]. Parmi les algorithmes les plus utilisés, on peut citer l'algorithme de Marquardt [26][27]. La recherche itérative basée sur cet algorithme peut être décrite par les étapes suivantes :

- 1). Choisir la valeur du point de départ  $x^0$ ,
- 2). A l'itération  $i+1$ , calculer  $x^{i+1} = x^i - [H^i + \mu \cdot I]^{-1} \cdot \nabla f_i$ , avec  $H^i = \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} \Big|_{x=x^i}$  est la dérivée seconde de la fonction  $f$  qui représente le hessian et  $I$  est la matrice d'identité.
- 3). Incrémenter le nombre d'itérations et refaire l'étape 2.
- 4). Sortir de l'algorithme lorsque le critère d'arrêt est vérifié.

On peut noter que seul le calcul du pas d'incrémentation différencie tous ces algorithmes. Dans le cas du gradient classique, cette valeur est constante. Pour les algorithmes du gradient conjugué et de Quasi-Newton, le pas est variable. Pour les directions conjuguées, la recherche prend en compte la direction précédente au contraire du Quasi-Newton, qui profite des propriétés de la dérivée seconde du critère à minimiser. Ce dernier choix est très judicieux car il utilise les propriétés géométriques du hessian pour réajuster la recherche.

#### 2.3.3.4 Exemple de comparaison

Nous voulons à travers cet exemple comparer les performances de ces algorithmes en termes de rapidité de convergence. Ici, il ne s'agit pas de faire une analyse de la convergence de ces algorithmes en fonction du point initial ou d'étudier les possibilités d'obtenir un minimum local au lieu du minimum global. Le lecteur désireux d'approfondir ces notions peut consulter les références suivantes [18][19][46]. En effet, la littérature traitant ces problèmes est abondante et il ne s'agit pas ici d'y apporter notre contribution. On souhaite plutôt présenter à travers un exemple mathématique simple, la mise en œuvre de ces algorithmes et évaluer leurs performances.

Soit donc la fonction coût  $f(x,y)$  à deux variables pour laquelle nous allons proposer de les appliquer :

$$f(x,y) = (2x - 3)^4 + (x - 3y)^2 \quad (2.15)$$

Notre objectif est de trouver les valeurs de  $x$  et  $y$  qui donnent le minimum de cette fonction, selon le problème d'optimisation suivant :

$$\min_{x,y} f(x,y) \quad (2.16)$$

Tout abord, nous avons calculé analytiquement le gradient et le hessian. Le gradient peut être donné par :

$$\nabla f(x,y) = \begin{cases} \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_y &= 8 \cdot (2x - 3)^3 + 2 \cdot (x - 3y) \\ \frac{\partial f}{\partial y} \Big|_x &= -6 \cdot (x - 3y) \end{cases} \quad (2.17)$$

De la même façon, nous pouvons exprimer le hessian par :

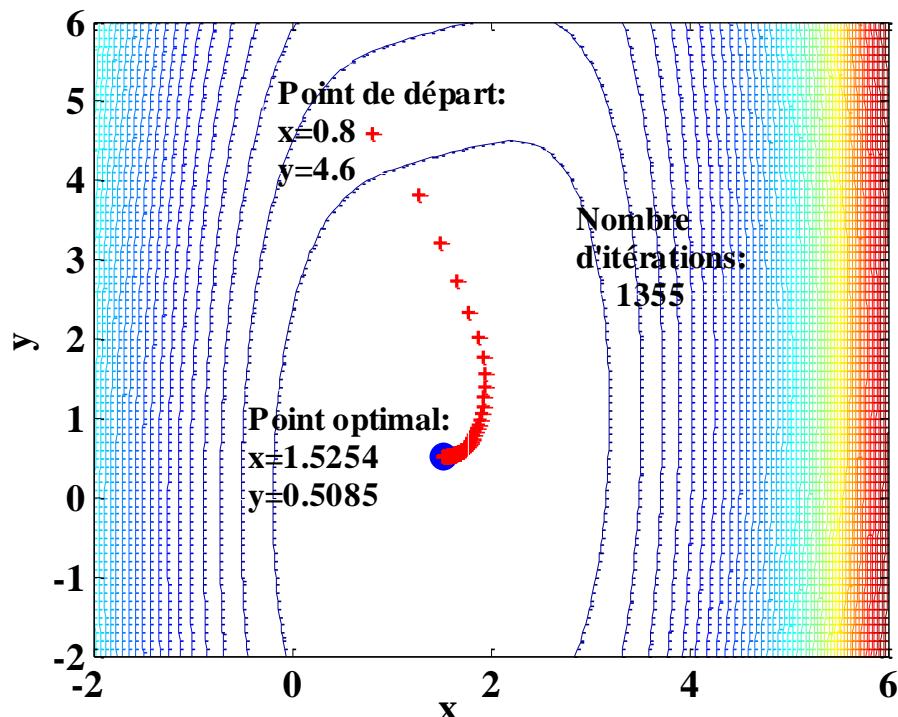
$$H = \begin{pmatrix} 48 \cdot (2x - 3)^2 + 2 & -6 \\ -6 & 18 \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

On choisit comme point initial pour l'ensemble des algorithmes le point  $x=0.8$  et  $y=4.6$ . Le test d'arrêt est réalisé pour une précision de  $10^{-4}$  tel que  $\left| \frac{f^{i+1} - f^i}{f^i} \right| < 10^{-4}$ .

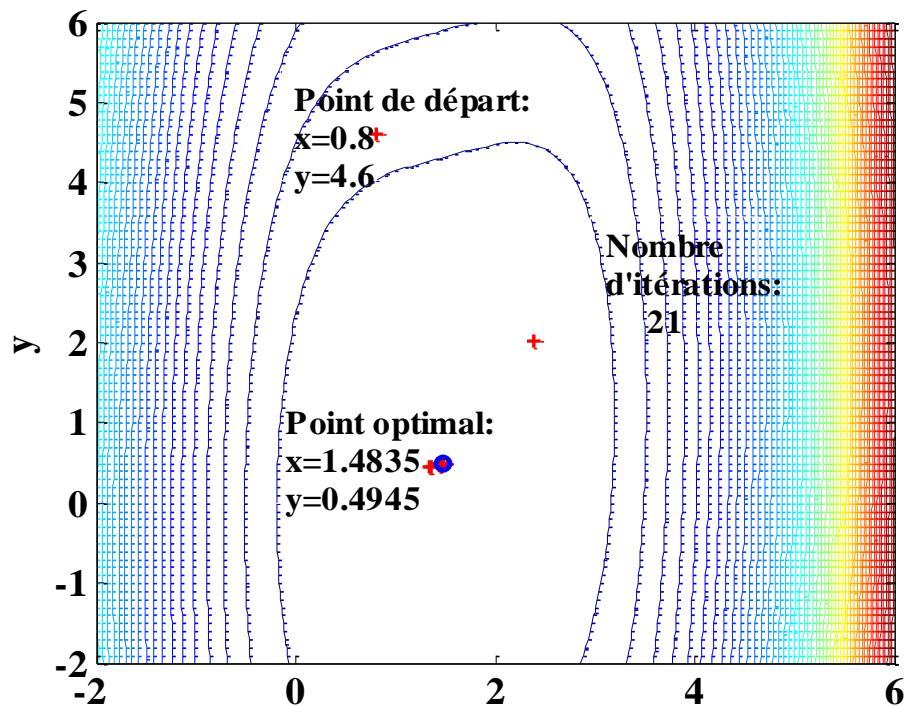
La comparaison entre ces trois algorithmes est montrée sur les figures suivantes (figure 2.6.a-c). Sur ces figures nous avons tracé :

- Les paraboloides qui représentent les courbes iso-critères. Par définition, une courbe iso-critère regroupe l'ensemble des paires  $(x,y)$  donnant une valeur constante à la fonction coût  $f(x,y) = \text{Cte}$ .
- Le chemin pris par chaque algorithme pour atteindre l'optimum.

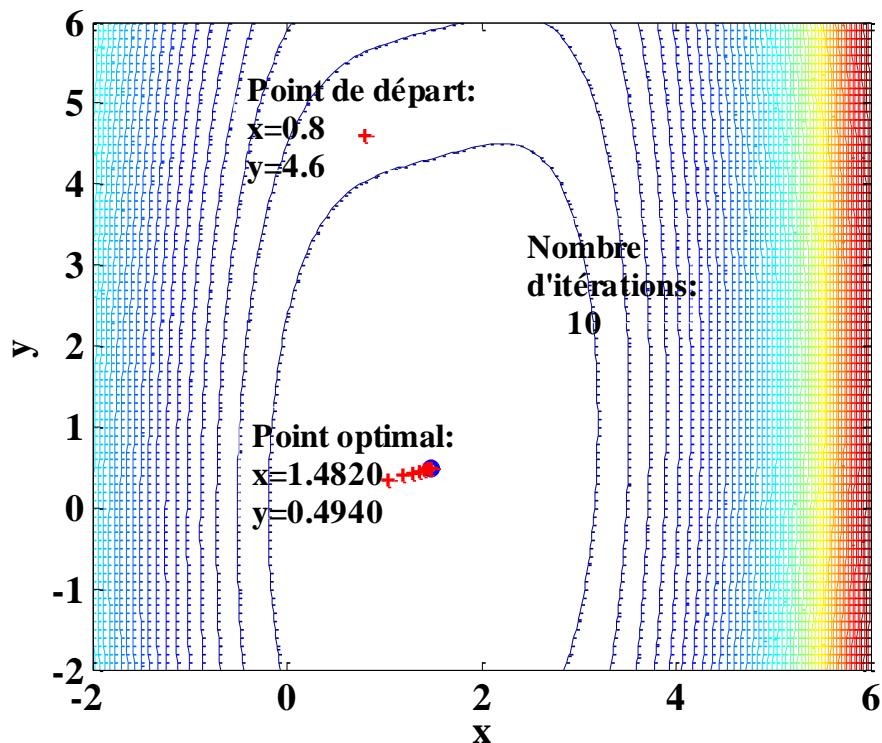
A noter que la fonction  $f(x,y)$  a été étudiée dans un intervalle déterminé et le point de départ a été choisi arbitrairement.



a. Algorithme du gradient



b. Algorithme du gradient conjugué (version Fletcher-Reeves)



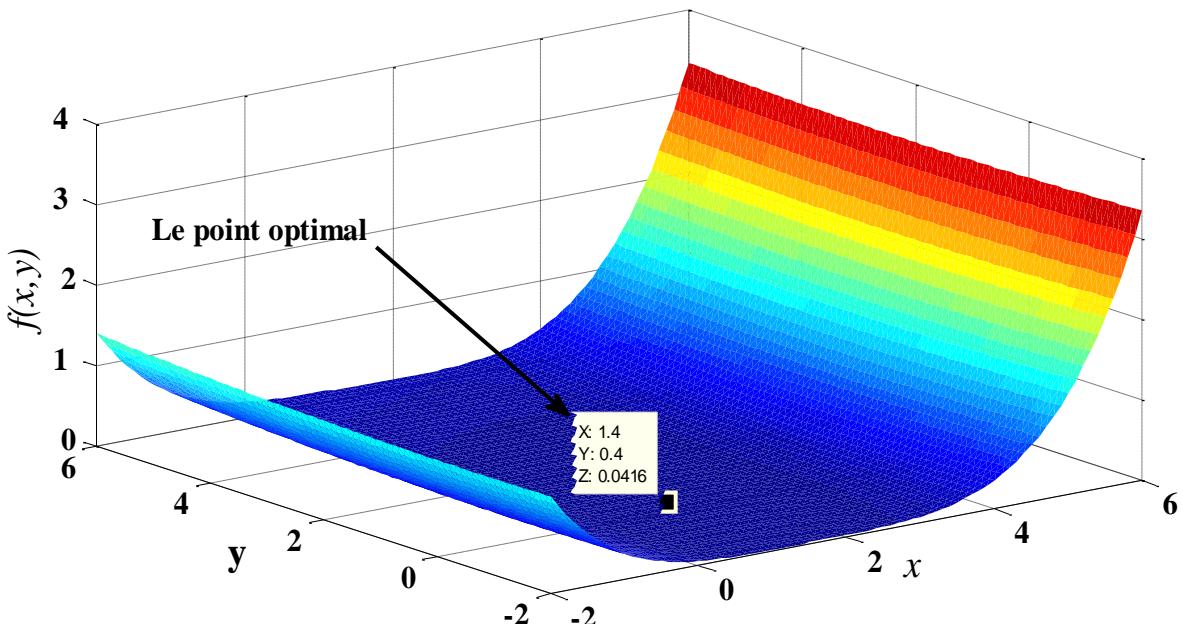
c. algorithme de Quasi-Newton

**Figure 2.6.** Exemple de comparaison entre les trois algorithmes étudiés

A partir de ces résultats, nous pouvons remarquer que les trois algorithmes convergent vers le même point optimal. Cependant, nous pouvons constater une grande différence en termes de

rapidité de convergence exprimée en nombre d’itérations. L’utilisation d’une direction conjuguée (figure 2.6.b) permet à l’algorithme du gradient conjugué d’optimiser le trajet de recherche, contrairement à l’algorithme du gradient simple (figure 2.6.a) qui garde le même pas. Nous pouvons remarquer aussi la même chose pour l’algorithme de Quasi-Newton (figure 2.6.c) qui utilise l’inverse du hessien ce qui réduit considérablement le nombre d’itérations. En conclusion, l’utilisation de l’algorithme du gradient conjugué ou de Quasi-Newton permet un gain de convergence, très appréciable lorsqu’on souhaite travailler en temps réel.

La figure (2.7) montre les courbes iso-critères de la fonction  $f(x,y)$ . Nous pouvons voir sur cette figure que la fonction  $f(x,y)$  est convexe. Nous pouvons aussi remarquer que tous les algorithmes convergent vers le point optimal qui représente un minimum pour cette fonction.



**Figure 2.7.** Courbes iso-critères de la fonction  $f(x,y)$  à minimiser

Compte tenu des ces résultats, nous nous sommes intéressés, dans la section suivante, à l’évaluation et à l’étude de ces algorithmes dans le cas précis de la réduction du PAPR par la méthode TR.

### 2.3.4 Optimisation de la méthode TR

Dans cette section, nous allons tout d’abord commencer par une description de la méthode TR basée sur les algorithmes d’optimisation vus précédemment.

#### 2.3.4.1 La méthode TR basée sur le gradient

Comme nous l’avons mentionné précédemment, l’algorithme du gradient a été proposé la première fois comme une solution à la méthode TR par Tellado [9]. Cette solution peut être implémentée dans le domaine fréquentiel [10][11] ou directement dans le domaine temporel [13]. Dans notre travail, nous allons nous intéresser à l’implémentation de la méthode TR dans le domaine fréquentiel.

A partir de l’équation (2.10), on peut écrire :

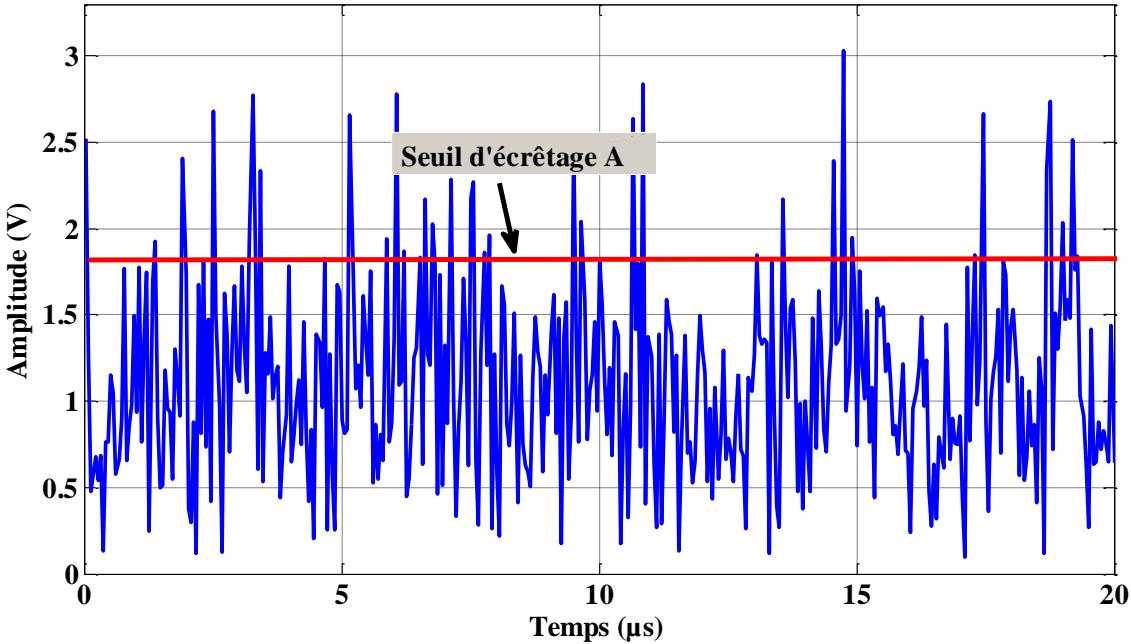
$$\min_C \|x + Q^{PRT} \cdot C\|_2^2 \leq A \quad (2.19)$$

Où  $\|v\|_2$  est la norme euclidienne du vecteur  $v$  et  $A$  est un réel positif qui représente un seuil d'écrêtage prédéfini.

On peut définir une fonction coût (ou le critère)  $J$  à minimiser, tel que :

$$J = \frac{1}{2} \sum_{|x_i + c_i| > A} \varepsilon_i^2 = \frac{1}{2} \sum_{|x_i + c_i| > A} (|x_i + c_i| - A)^2 \quad (2.20)$$

avec  $\varepsilon_i = |x_i + c_i| - A$  l'erreur quadratique moyenne entre le signal  $x+c$  et le seuil d'écrêtage prédéfini  $A$ . Dans cette fonction, nous ne considérons que les amplitudes d'indice  $i$  du signal  $x$  qui dépassent le seuil  $A$  (Figure 2.8).



**Figure 2.8.** Exemple d'un signal OFDM avec le seuil d'écrêtage

Dans ce contexte, le problème d'optimisation se traduit par la recherche itérative des valeurs optimales du signal correcteur  $c$  afin de minimiser le critère quadratique  $J$ , et par conséquent réduire le PAPR du signal  $x+c$ . Cela peut être exprimé par l'équation suivante :

$$c^{k+1} = c^k - \mu \cdot J'_k \quad (2.21)$$

$c^k$  est la valeur du signal correcteur  $c$  à l'itération  $k$ ,  $J'_k = \left[ \frac{\partial J}{\partial c} \right]_{c=c^k}$  est la valeur de gradient au point  $c=c^k$  et  $\mu$  représente le pas de gradient. L'expression analytique du gradient peut être déduite à partir de l'équation (2.19), et pour cela [8] [11]:

$$J'_k = \sum_{|x_i + c_i| > A} e^{j \cdot \arg(x_i + c_i)} \varepsilon_i^k Q q_i^{row} \quad (2.22)$$

$\arg$  est la fonction de phase et  $q_i^{row}$  correspond à la ligne  $i$  de la matrice de l'IFFT  $Q$ . Nous pouvons résumer cette recherche itérative par les étapes suivantes :

**1) Etape d'initialisation :**

- i). Fixer le seuil d'écrêtage  $A$
- ii). Fixer la valeur de pas  $\mu$
- iii). Définir l'ensemble des sous-porteuses sur lesquelles sera ajouté le signal correcteur  $c$
- iv). Initialiser  $c^k$  à zéro et fixer le nombre maximum d'itérations et/ou la précision (un critère d'arrêt)

**2) Etape d'exécution :** cette étape comprend les opérations suivantes :

- i). Calculer  $y_n^k = x_n + c_n^k$
  - ii). Repérer uniquement les valeurs d'amplitudes  $i$  du signal  $y$  qui dépassent le seuil  $A$
  - iii). Calculer l'erreur  $\varepsilon_i = y_i^k - A$
  - iv). Mettre à jour le signal de correction :
- $$c^{k+1} = c^k - \mu \cdot \sum_{|x_i+c_i|>A} e^{j \cdot \arg(x_i+c_i)} \varepsilon_i^k Q q_i^{row}$$
- v). Incrémenter le numéro de l'itération à  $k+1$  et aller à l'étape (2.i) si le critère d'arrêt n'est pas atteint. Sinon transmettre le signal  $y_n^k$ .

Ici, le critère d'arrêt porte uniquement sur le nombre d'itérations car seule la rapidité des algorithmes est évaluée. En pratique, on fixe le nombre d'itérations afin de respecter une contrainte de temps pour émettre le signal. D'un autre côté, il est difficile d'assurer que toutes les amplitudes qui dépassent le seuil  $A$  vont être ramenées au dessous de ce dernier. En effet, l'algorithme d'optimisation recherche le meilleur compromis afin de minimiser le critère  $J$  et peut, par conséquent, générer de nouveaux pics, durant l'optimisation, à cause notamment de la somme constructive des deux signaux. Ce problème a été traité dans [15][16][17] afin de trouver la meilleure méthode pour éviter la génération d'autres pics par la méthode TR.

Un autre point important est l'initialisation du vecteur des valeurs de correction  $c^k$ . En estimation paramétrique des procédés physiques, le choix des valeurs initiales des paramètres à identifier est important car il influence sur la qualité de convergence de l'algorithme. En pratique, on choisit d'initialiser au plus près de l'optimum, qui assure le minimum global au critère, afin d'éviter une éventuelle dérive vers un optimum local. Cette initialisation peut provenir d'une information a priori sur les paramètres (données constructeur, essais en régime statique, etc) ou alors d'une identification au préalable.

Dans le cas de la méthode TR, le problème de l'initialisation est différent car aucune connaissance sur les données à transmettre n'est disponible. De plus, le PAPR, le nombre et aussi l'emplacement des pics qui dépassent le seuil  $A$  est aléatoire et impossible à prévoir. Trouver une initialisation commune à tous les symboles semble donc impossible. Aussi, nous avons choisi d'initialiser les sous-porteuses de correction à zéro. Ceci a deux avantages :

- Aucun calcul supplémentaire destiné à la recherche d'une initialisation pour chaque symbole selon sa forme temporelle,
- Mais surtout, maintien des sous-porteuses libres à zéro dans le cas où le symbole OFDM est en dessous du seuil.

### 2.3.4.2 La méthode TR basée sur le gradient conjugué

A partir de la définition du gradient-conjugué, on peut écrire :

$$c^{k+1} = c^k + \lambda^k \cdot d^k \quad (2.23)$$

où  $\lambda^k$  est le pas de gradient conjugué et  $d^k$  représente la direction conjuguée de gradient donnée par :

$$d^k = -J'_k + \rho^k \cdot d^{k-1} \quad (2.24)$$

Nous pouvons rappeler que le calcul de la direction de recherche  $d^k$  considère aussi  $d^{k-1}$  pour une meilleur efficacité de recherche et une convergence plus rapide.

Comme nous l'avons vu précédemment, la méthode du gradient conjugué varie selon le calcul du paramètre  $\rho^k$  qui est utilisé pour construire la direction  $d^k$ . Ici, nous reprenons les deux versions : Fletcher-Reeves [21] [22] et Polak-Ribiére [23].

Pour la méthode de Fletcher-Reeves,  $\rho^k$  peut être exprimé par :

$$\rho^k = \frac{J'^T_k \cdot J'_k}{J'^T_{k-1} \cdot J'_{k-1}} \quad (2.25)$$

Tandis que avec la méthode Polak-Ribiére,  $\rho^k$  peut être donné par :

$$\rho^k = \frac{(J'_k - J'_{k-1})^T \cdot J'_k}{J'^T_{k-1} \cdot J'_{k-1}} \quad (2.26)$$

### 2.3.4.3 La méthode de Quasi-Newton

A partir de la description de la méthode du Quasi-Newton donnée dans la section 2.3.2.3, nous pouvons formuler une nouvelle écriture pour le cas de la réduction du PAPR. Par conséquent, le signal de réduction du PAPR  $c$  peut s'exprimer comme suit :

$$c^{k+1} = c^k - [J''_k + \mu \cdot I_N]^{-1} \cdot J'_k \quad (2.27)$$

où  $J''_k = \left[ \frac{\partial^2 J}{\partial^2 c^2} \right]_{c=c^k}$  est la valeur du hessien de critère quadratique  $J$  et  $I_N$  est la matrice d'identité de taille  $N \times N$ .

L'expression analytique de  $J''$  est difficile à obtenir directement par une deuxième dérivation de l'équation (2.19). Dans un contexte d'un signal OFDM, nous avons estimé que le hessien peut être exprimé par :

$$J''_k = \sum_{|x_i + c_i| > A} q_i^{row} \cdot q_i^{row^T} \quad (2.28)$$

Rappelons que  $Q$  est la matrice de l'IFFT de taille  $N \times N$ .

## 2.4 Résultats d'évaluation des différents algorithmes

Dans cette section, nous allons évaluer par simulation les différents algorithmes proposés. Notre approche consiste à chercher les meilleures performances en termes de rapidité de convergence, réduction du PAPR, tout en respectant les spécifications fréquentielles imposées par le standard.

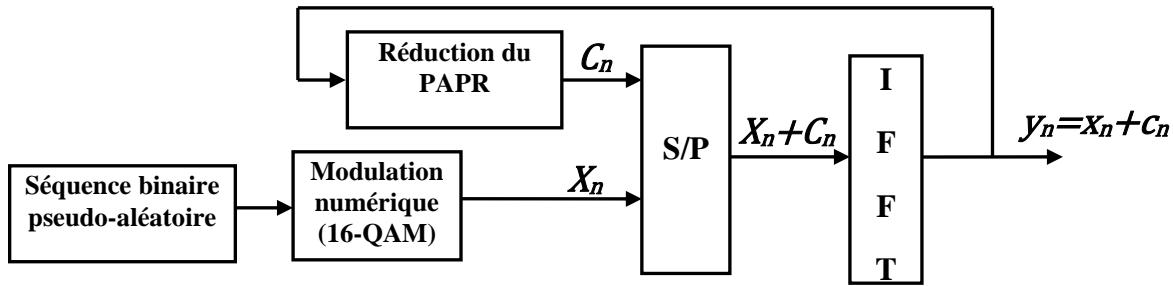
Nous avons réalisé nos simulations sur le standard IEEE 802.11a, qui est une extension de la norme WLAN IEEE 802.11 [28]. Ce standard utilise la modulation OFDM avec 64 sous-porteuses dont 48 sont réservées pour les données utiles, 4 sont réservées pour les pilotes et les 12 restantes sont libres (figure 2.9). Nous allons exploiter ces 12 sous-porteuses pour ajouter le signal correcteur  $c$ .



**Figure 2.9.** Répartition de l'ensemble des sous-porteuses d'un symbole OFDM dans le standard IEEE 802.11a

En pratique, les concepteurs des standards prévoient de laisser un certain nombre de sous-porteuses libres, situées généralement aux extrémités de la bande de fréquence. Ceci a pour objectif d'éviter les interférences entre canaux adjacents, causées par les remontés spectrales dues à l'effet des dispositifs non-linéaires comme l'amplificateur de puissance. La possibilité d'exploiter ces sous-porteuses libres présente un avantage pour la méthode TR. Cependant, leurs utilisation est possible sous contrainte de respecter les spécifications fréquentielles imposées par le masque du spectre défini par le standard. Cette possibilité d'utilisation a été montrée dans [5][6] pour les standard WiMax et DVB-T respectivement.

Le choix du nombre optimal de sous-porteuses à utiliser pour ajouter le signal correcteur a été fait selon les études réalisées dans la littérature. Dans [6], l'auteur a montré que le gain obtenu en réduction augmente avec le nombre des sous-porteuses libres utilisées. De plus, les auteurs dans [8] [15] [16] ont montré la possibilité de trouver une meilleure distribution (combinaison) des sous-porteuses pour avoir un bon gain en réduction du PAPR. Cependant, cette distribution ne peut pas être appliquée dans notre cas car nous devons respecter les critères du standard utilisé (WLAN 802.11a). Le schéma de simulation est présenté par la figure (2.10).



**Figure 2.10.** Schéma de simulation de la méthode TR

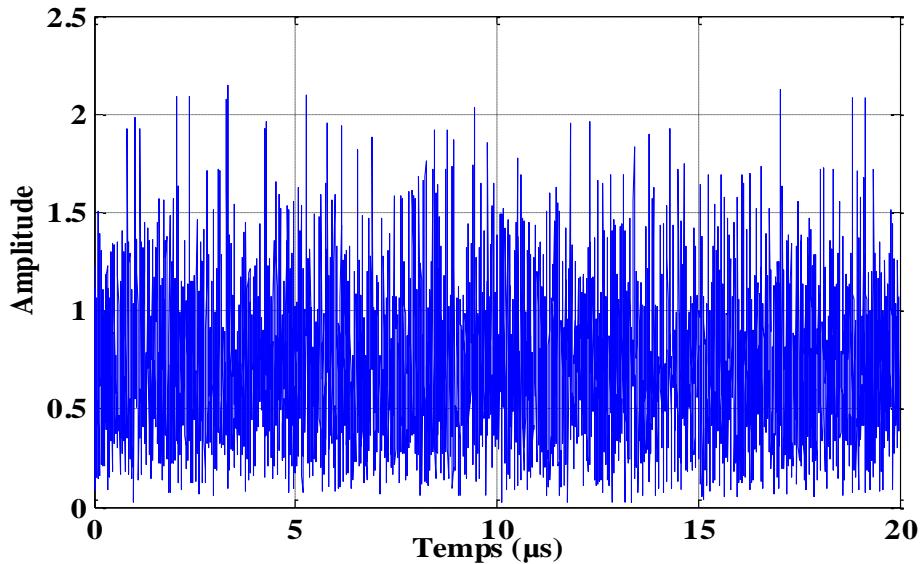
Une séquence pseudo aléatoire est modulée en 16-QAM avant d'effectuer l'opération IFFT pour la modulation OFDM. A l'entrée du module de l'IFFT, nous avons l'ensemble des symboles complexes de données  $X_n$  (issus de la modulation) et l'ensemble des symboles complexes de corrections  $C_n$ . Ces derniers sont calculés itérativement par un algorithme d'optimisation représenté par le module « réduction du PAPR ». Les points des données et de la correction sont répartis sur l'ensemble des sous-porteuses de chaque symbole OFDM selon le standard IEEE 802.11a. À la sortie de l'IFFT, nous avons un signal discret  $y_n$  avec un PAPR réduit, et qui représente la somme des deux signaux  $x_n$  et  $c_n$ .

Avant de procéder à l'évaluation des différents algorithmes, nous allons tout d'abord nous attacher à apporter une solution quant au choix du seuil d'écrêtage  $A$ , contrairement aux applications rencontrées dans la littérature, où ce seuil est choisi arbitrairement [5][6][29].

## 2.4.1 Optimisation du seuil d'écrêtage A

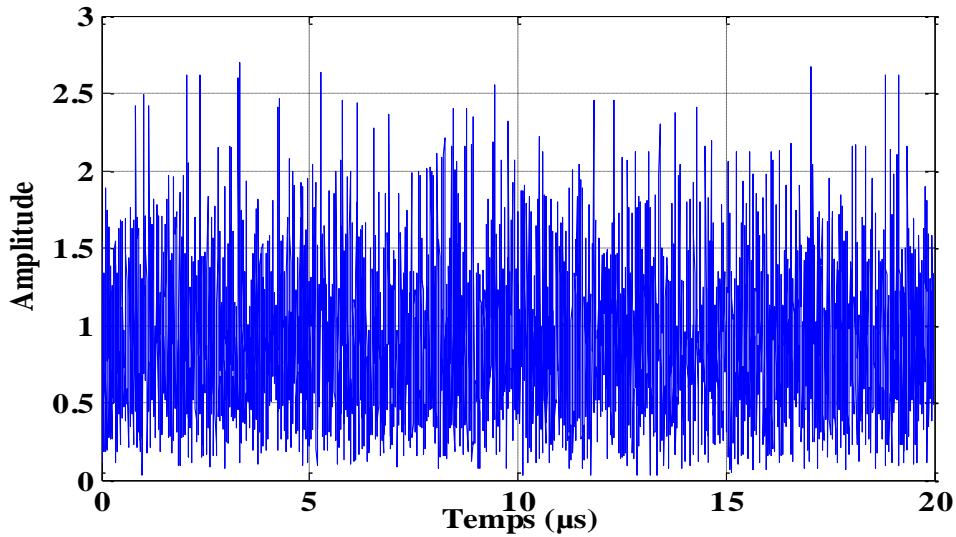
### 2.4.1.1 Etude préliminaire

Nous avons vu que le problème de la réduction du PAPR consistait à minimiser une erreur quadratique entre l'amplitude du signal OFDM et un seuil d'écrêtage prédéfini  $A$  (cf. équations 2.19). Nous pouvons aussi déduire que la minimisation de cette erreur dépend directement du nombre des pics qui dépassent ce seuil (cf. Figure 2.7). Par conséquent, le choix de ce seuil d'écrêtage affecte sans doute le gain en réduction et le temps d'exécution de l'algorithme d'optimisation. Dans ce paragraphe, nous allons déterminer une valeur optimale pour le seuil d'écrêtage. La figure (2.11) montre l'allure d'un signal constitué de 50 symboles OFDM. La question que l'on peut poser est : comment peut-on choisir une valeur de seuil d'écrêtage pour une meilleure réduction du PAPR ? Généralement, cette valeur est choisie selon les caractéristiques de l'amplificateur à utiliser pour éviter la zone de saturation, tout en garantissant un bon rendement de l'amplificateur. Cependant, ce choix ne garantit pas une bonne réduction du PAPR.



**Figure 2.11.** Allure d'un signal OFDM

Comme notre objectif est de chercher la valeur optimale du seuil d'écrêtage, nous allons travailler sur des signaux normalisés en puissance (signaux à puissance moyenne unitaire). Ainsi, avant d'appliquer la méthode TR, on normalise systématiquement le signal temporel que l'on traite. La figure (2.12) montre l'allure d'un signal à puissance moyenne unitaire.



**Figure 2.12.** Allure d'un signal OFDM à puissance normalisée

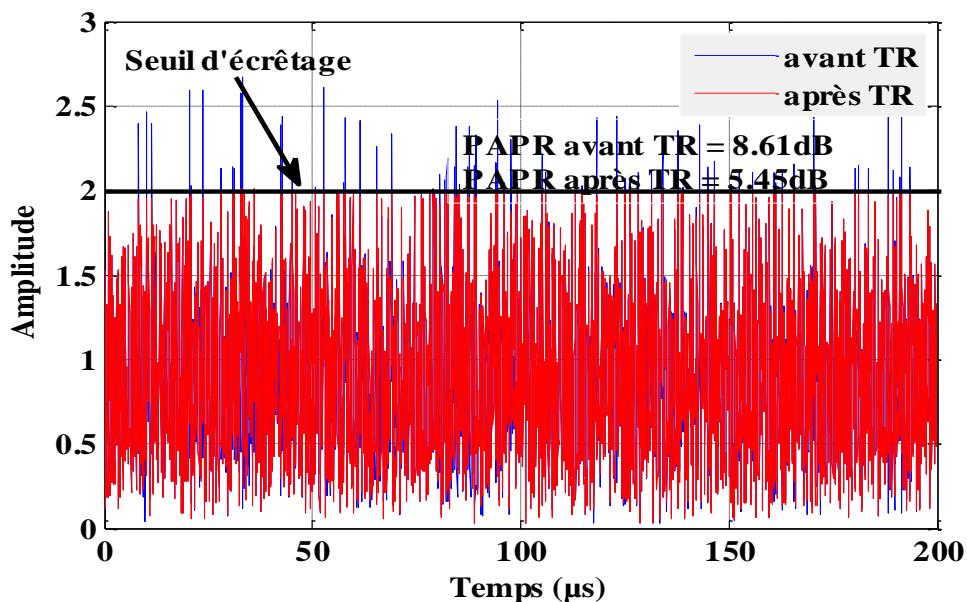
Concrètement, si on note le signal original  $x(t)$ , le signal normalisé, noté  $x'(t)$ , peut être obtenu selon la formule :

$$x(t)' = \frac{x(t)}{\sqrt{P_x}} \quad (2.29)$$

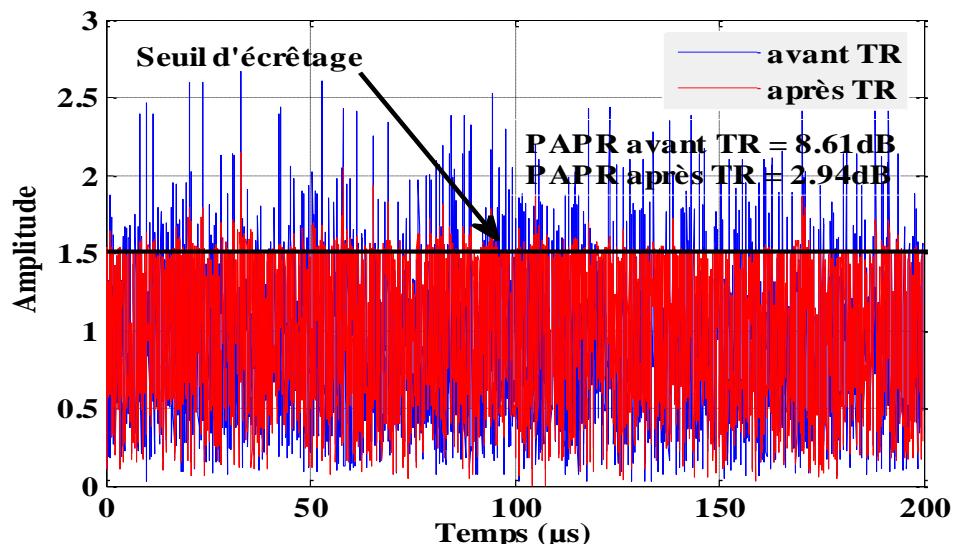
avec  $P_x = E(|x(t)|^2)$  la puissance moyenne du signal  $x(t)$ .

Cette normalisation est donc un simple gain que l'on applique au signal original et qui nous permettra de raisonner sur des signaux de même puissance moyenne (dans ce cas unitaire).

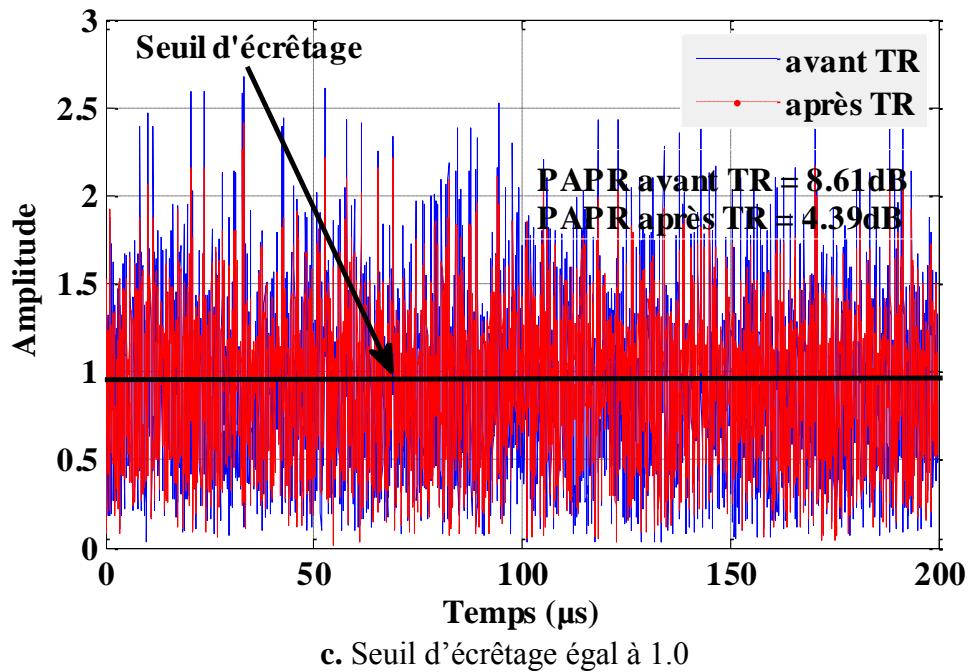
Afin d'analyser l'influence de la valeur du seuil A, nous avons réalisé l'optimisation avec l'algorithme du gradient conjugué pour trois valeurs du seuil A: 1, 1.5 et 2, sur une même séquence de 50 symboles OFDM générés aléatoirement. Pour ces trois valeurs, nous avons choisi un test d'arrêt basé sur le nombre d'itérations, fixé à 100. Nous avons aussi proposé de calculer le PAPR de toute la séquence avant et après l'application de la méthode TR pour ces trois valeurs d'écrêtage. Les résultats obtenus sont montrés sur les figures suivantes (figures 2.13.a, 2.13.b et 2.13.c).



a. Seuil d'écrêtage égal à 2.0



b. Seuil d'écrêtage égal à 1.5

**Figure 2.13.** Illustration de la valeur optimale du seuil d'écrêtage

Le tableau suivant résume les différents résultats obtenus en termes de valeurs du PAPR et en augmentation de la puissance moyenne :

- Le Gain de réduction étant la différence entre le PAPR avant et après la méthode TR
- Le Gain en puissance reflète l'augmentation de la puissance du signal causée par la méthode TR

	A= 2.0	A = 1.5	A= 1.0
PAPR avant TR (dB)	8.61	8.61	8.61
PAPR après TR (dB)	5.45	2.94	4.39
Gain de réduction (dB)	3.16	5.67	4.21
Gain en puissance (dB)	0.11	0.91	0.42

**Tableau 2.1.** Résultats en réduction du PAPR et augmentation de la puissance moyenne

D'après les résultats obtenus, on peut constater que le seuil d'écrêtage modifie les résultats en termes de réduction du PAPR et d'augmentation de la puissance moyenne.

La figure (2.13.a) montre un signal idéalement écrêté pour un seuil d'écrêtage A assez élevé. Cependant, le gain en réduction du PAPR dans ce cas est d'environ 3.16 dB avec une légère augmentation de puissance moyenne d'environ 0.11 dB. Ceci est bien sûr prévisible, car une valeur élevée du seuil est facilement atteignable par l'optimisation mais au détriment de performances moindres.

Lorsqu'on réduit le seuil A à 1.5 (figure 2.13.b), l'écrêtage n'est pas aussi strict que dans le cas précédent. Le gain de réduction du PAPR est d'environ 5.67 dB mais avec une augmentation de la puissance moyenne d'environ 0.91 dB.

Lorsque le seuil A est égal à 1 (figure 2.13.c), on remarque une moins bonne réduction des pics sur le signal après la méthode TR et un gain en réduction d'environ 4.21 dB avec une augmentation de la puissance moyenne d'environ 0.42 dB. Ceci peut s'expliquer par le fait que l'algorithme d'optimisation ne possède pas assez de degrés de liberté pour réduire l'ensemble de pics en dessous de ce seuil. En effet, seules 12 sous-porteuses sur 64 sont réservées à la correction. Des simulations avec un nombre plus important de sous-porteuses nous ont permis d'atteindre ce seuil. Mais malheureusement, dans ce cas la norme n'est plus respectée.

Le PAPR est défini comme étant le rapport entre la puissance maximum et la puissance moyenne d'un signal sur une période de temps donnée. Le calcul du PAPR d'un signal OFDM suffisamment grand ne donne donc pas assez d'informations sur la distribution des pics de ce signal. Par conséquent, nous pouvons utiliser une métrique statistique pour étudier la répartition des pics d'un signal OFDM. Cette fonction est la CCDF (Cumulative Complementary Distribution Function) définie par :

$$CCDF(PAPR_0) = \Pr(PAPR > PAPR_0) \quad (2.30)$$

où  $\Pr$  est la fonction de probabilité. C'est donc une fonction basée sur le calcul de la probabilité que le PAPR dépasse un seuil donné par un  $PAPR_0$ .

Sur la figure (2.14), nous avons tracé la CCDF pour une séquence de 5000 symboles OFDM et pour chaque valeur du seuil d'écrêtage.

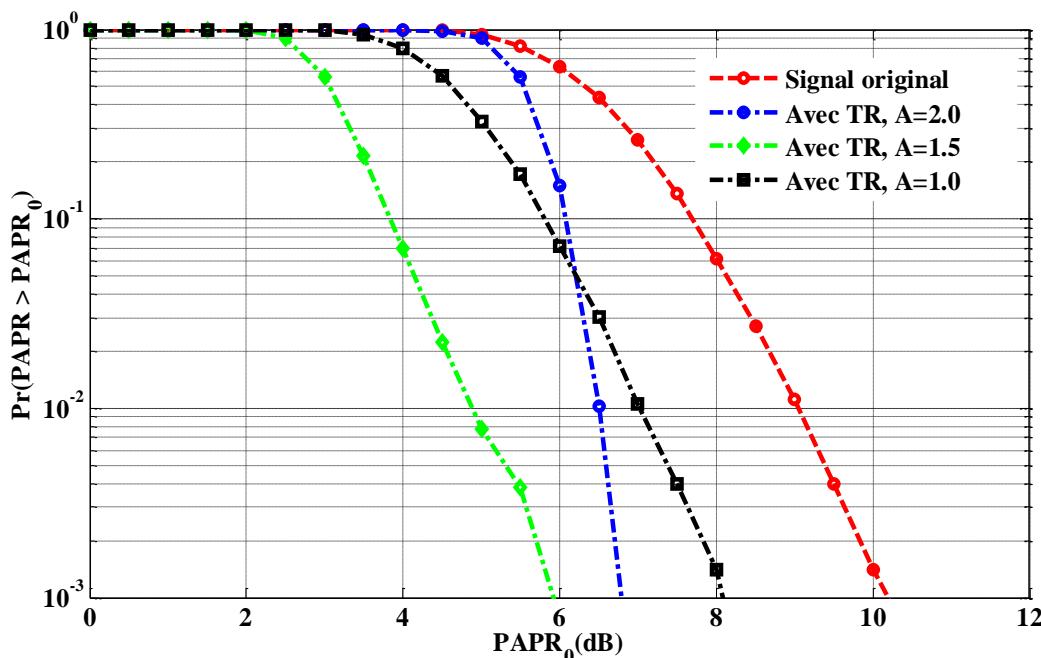


Figure 2.14. CCDF pour plusieurs trois valeurs du seuil d'écrêtage

Sur cette figure, nous pouvons constater que le choix d'un seuil d'écrêtage de 1.5 permet d'obtenir la meilleure réduction du PAPR, comparé aux deux autres valeurs. Ceci confirme les résultats précédents.

Nous pouvons aussi voir que la courbe CCDF du seuil A=2 possède une allure différente et décroît plus rapidement que les autres courbes. Ceci s'explique par l'écrêtage parfait du signal pour cette valeur comme nous l'avions constaté sur la figure (2.13.a).

A partir de ces résultats, nous pouvons donc conclure :

- qu'il est illusoire de réduire considérablement le seuil dans l'espoir d'obtenir un PAPR très bas à cause principalement des contraintes liées au standard,
- qu'une valeur élevée du seuil permet l'écrêtage parfait du signal mais sans amélioration significative des performances.

Il existe donc un intervalle de valeurs pour lequel la réduction du PAPR est meilleure. Dans la littérature, on n'a pas d'indications précises sur le choix du seuil d'écrêtage [5][29][30]. Théoriquement, la recherche d'un seuil optimal nécessite plus d'informations sur la distribution des pics du signal OFDM. Par conséquent, une expression analytique semble être difficile à obtenir. Nous allons donc procéder à une analyse statistique des résultats.

#### 2.4.1.2 Etude statistique par simulation

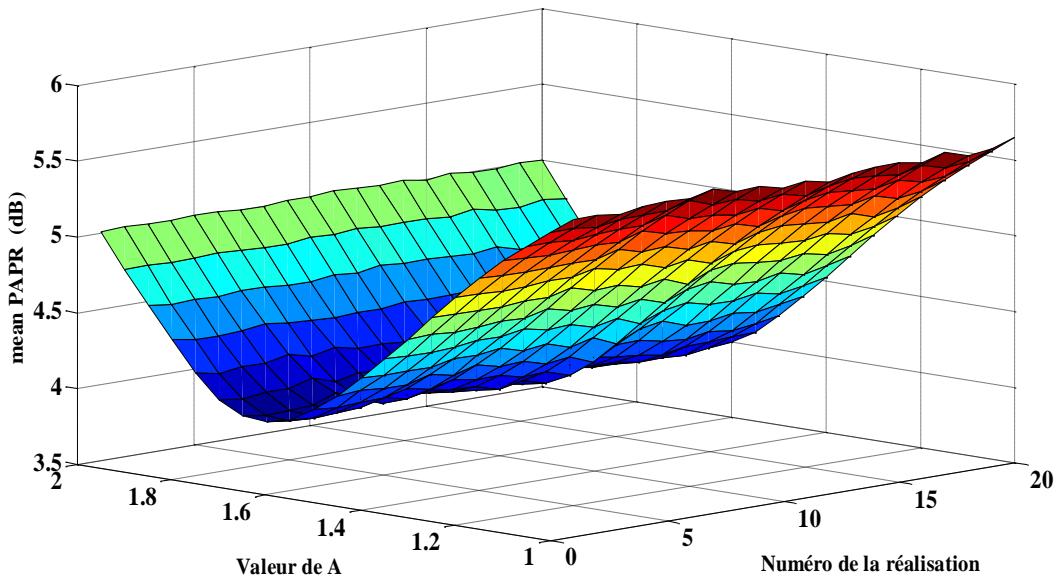
Suite aux résultats précédents, nous avons proposé de chercher la valeur optimale du seuil d'écrêtage, pour le standard WLAN 802.11a, à partir d'une étude statistique. L'étude consiste à faire varier la valeur du seuil dans un intervalle donné et avec un pas assez fin, et pour chaque valeur, on évalue les performances en termes de réduction du PAPR.

La recherche du seuil optimal est effectuée pour 20 réalisations différentes. Pour chaque réalisation, une séquence aléatoire de 5000 symboles OFDM a été générée, modulée en 16-QAM. Comme précédemment, l'étude est réalisée en normalisant les signaux avant l'application de la méthode TR. Le choix du nombre des symboles OFDM a été fait pour avoir un signal suffisamment long et représentatif. Pour chaque réalisation :

- On applique l'algorithme itératif du gradient conjugué pour plusieurs valeurs du seuil  $A$  définies dans l'intervalle [1,2] avec un pas de 0.05. Le choix de cet intervalle a été fait suite aux résultats obtenus précédemment.
- Pour chaque valeur de  $A$ , on calcule un PAPR moyen obtenu pour l'ensemble de 5000 symboles OFDM selon la relation :

$$PAPR_{moyen} = \frac{\sum PAPR_{chacun\ symbol}}{Nombre\ de\ symboles\ OFDM} \quad (2.31)$$

Avec cette méthode, on construit donc une courbe tridimensionnelle qui permet d'avoir la valeur moyenne du PAPR en fonction de  $A$  et du numéro de la réalisation (figure 2.15).



**Figure 2.15.** La recherche de la valeur optimale de seuil d'écrêtage A

Nous pouvons constater que ces résultats sont complémentaires et cohérents avec les résultats obtenus précédemment. Une valeur petite ou grande du seuil d'écrêtage augmente la valeur moyenne du PAPR. De plus, nous pouvons remarquer dans l'intervalle des variations choisi l'existence d'un optimum, pour l'ensemble des réalisations. Cet optimum correspond à un seuil d'écrêtage d'environ 1.65. Dans ce cas, on peut constater une augmentation de la puissance moyenne d'environ 0.5 dB.

Cette valeur est bien entendu non-universelle, c'est-à-dire qu'elle ne s'applique pas à l'ensemble des standards. De plus, elle correspond au standard 802.11a lorsqu'on choisit de réservé l'ensemble des 12 sous-porteuses libres. Modifier le standard et/ou le nombre et l'emplacement des sous-porteuses TR modifie automatiquement cette valeur. Dans ce cas, il est important de refaire cette étude afin d'obtenir une indication sur la valeur optimale du seuil A.

Suite à cette étude, nous pouvons déduire que la valeur optimale de seuil d'écrêtage pour un signal OFDM dont sa puissance moyenne est normalisée à 1 est d'environ 1.65. Dans la suite de notre travail et dans toutes les procédures d'optimisation, nous appliquerons cette valeur.

#### 2.4.2 Evaluation de la rapidité de convergence

La rapidité de convergence des algorithmes est un critère très important pour les systèmes évoluant en temps réel. Dans le cas de la réduction du PAPR par la méthode TR, il est nécessaire d'avoir des algorithmes avec une convergence rapide. Dans un système réel, le temps nécessaire pour émettre un symbole OFDM est limité par les spécifications du standard. L'implémentation de la méthode TR au niveau de l'émetteur doit respecter cette contrainte de temps. Un exemple simple d'un système de communication en temps réel est la transmission de vidéos sur les réseaux sans fil.

L'objectif de cette section est d'évaluer et de comparer la rapidité de convergence des différents algorithmes étudiés précédemment.

Afin d'alléger les écritures, nous allons utiliser par la suite les abréviations suivantes :

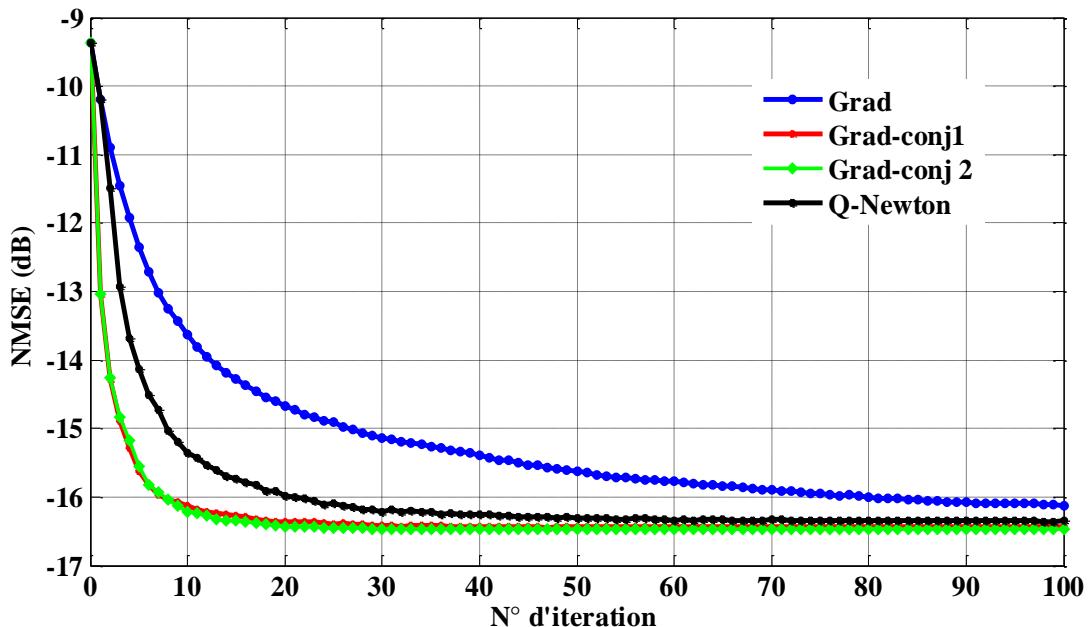
- Grad, pour l'algorithme du Gradient classique
- Grad-Conj<sup>1</sup>, pour le Gradient conjugué avec la méthode de Fletcher-Reeves
- Grad-Conj<sup>2</sup>, pour le Gradient conjugué avec la méthode de Polak-Ribière
- Q-Newton, pour l'algorithme du Quasi-Newton.

Nous allons donc appliquer les quatre algorithmes précédents sur la même séquence composée de 5000 symboles OFDM. A chaque itération, nous allons calculer l'erreur quadratique moyenne normalisée NMSE (Normalized Mean Square Error). Le NMSE reflète la valeur du critère quadratique et permet de quantifier l'écart entre le seuil A et les pics qui le dépassent et s'exprime en décibels :

$$NMSE_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left( \sum_{|x_i+c_i|>A} \frac{(|x_i+c_i|-A)^2}{A^2} \right) \quad (2.32)$$

Les quatre algorithmes fonctionnent sous les mêmes conditions à savoir un critère d'arrêt de 100 itérations et un seuil d'écrêtage de 1.65.

La figure (2.16) montre l'évolution du NMSE en fonction du nombre d'itérations pour tous les algorithmes.



**Figure 2.16.** Évaluation de la vitesse de convergence des 4 algorithmes étudiés

La valeur initiale du NMSE est bien sûr aléatoire car elle dépend principalement de la forme du signal OFDM étudié et du nombre de pics dépassant le seuil d'écrêtage. Comme nous pouvons le constater sur la figure (2.16), la valeur initiale de NMSE est d'environ -9.3 dB. L'objectif est de réduire cette valeur le plus rapidement possible.

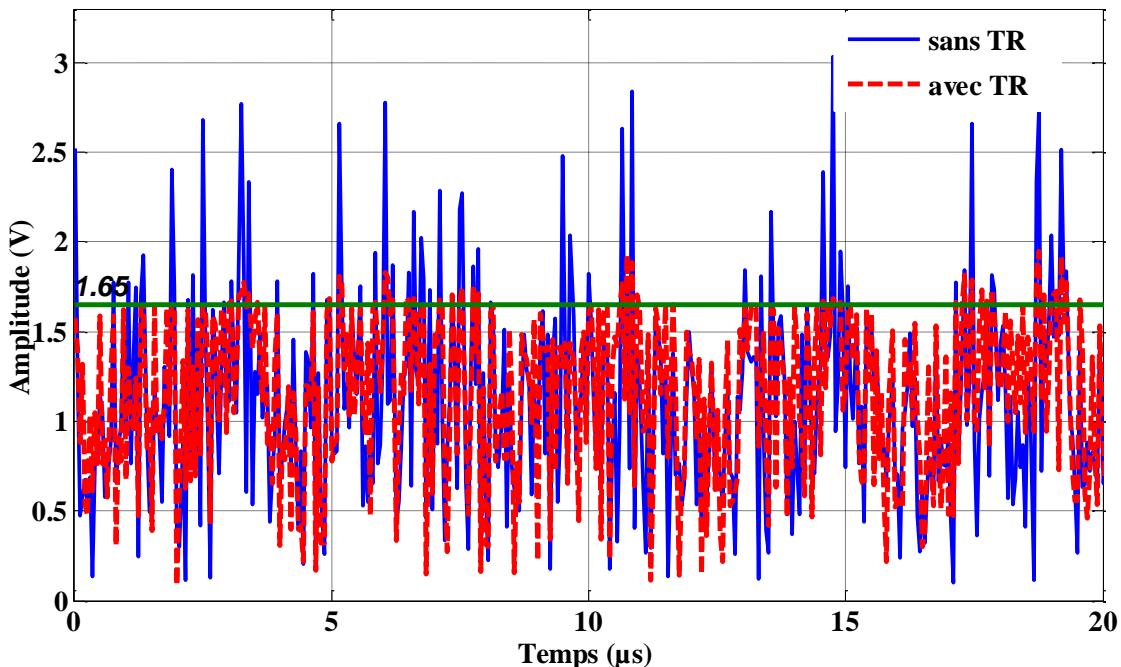
On peut aussi remarquer que tous les algorithmes convergent vers la même valeur et permettent une minimisation de NMSE d'environ 7 dB par rapport à l'état initial (de -9.3 dB à -16.3 dB), à l'exception de l'algorithme du gradient. En effet, on peut remarquer que cet algorithme est plus long et n'atteint pas la valeur minimale après 100 itérations. Ce résultat peut être expliqué par le choix d'un pas fixe de l'algorithme du gradient qui influence la direction de la recherche. Nous pouvons aussi remarquer que le NMSE ne peut pas être minimisé à l'infini,

mais il se stabilise à un certain seuil donné. Par exemple, le NMSE est égal à environ -16,5 dB à partir de la 30<sup>ème</sup> itération pour l'algorithme du gradient conjugué avec ses 2 variantes. Cela signifie que la somme constructive du signal OFDM à corriger et le signal correcteur à ajouter par la méthode TR génère d'autres pics qui affectent la valeur de NMSE (figure 2.13.b et 2.13.c).

En termes de rapidité de convergence, l'algorithme du gradient conjugué avec ses deux variantes converge plus rapidement. Nous pouvons voir que la valeur minimale de NMSE a été atteinte après environ une dizaine d'itérations.

Dans notre étude théorique sur les algorithmes (section 2.3.2.4), nous avions vu que le Quasi-Newton était plus rapide que le gradient conjugué, ce qui paraît en contradiction avec le résultat que l'on vient d'obtenir. Ceci est spécifique au problème de la réduction du PAPR par la méthode TR. En effet, sur un problème d'optimisation classique, le critère est basé sur l'ensemble des échantillons. Dans le cas de la TR, seuls les échantillons qui dépassent le seuil sont traités dans la procédure d'optimisation, ce qui constitue un cas particulier. Hors, pour le même symbole, ces échantillons diffèrent d'une itération à l'autre. Ceci affecte la qualité de la convergence de la méthode du Quasi-Newton car le hessien calculé pour l'itération  $i$  se trouve complètement modifié à l'itération  $i+1$ .

La figure (2.17) montre l'allure des signaux temporels avant et après l'application de la méthode TR. Ce résultat correspond à l'algorithme du gradient conjugué après 10 itérations.



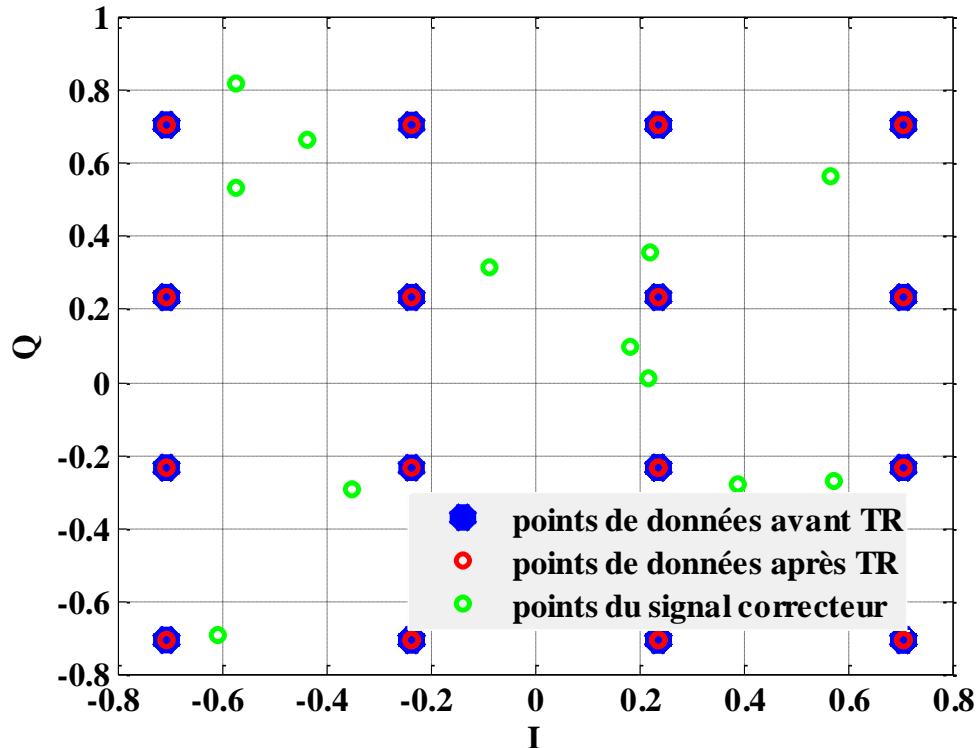
**Figure 2.17.** Effet de réduction du PAPR sur le signal OFDM

Nous pouvons voir que l'amplitude et le nombre des pics ont été significativement réduits par la méthode TR. Comme nous l'avons mentionné précédemment, il est impossible d'assurer un écrêtage parfait à cause principalement des restrictions en termes de nombre et d'emplacement des sous-porteuses de correction.

Notre évaluation de la rapidité de convergence a été faite par rapport au nombre d'itérations. Pour plus de rigueur, cette évaluation devrait être réalisée en fonction du temps d'exécution. En effet, dans notre cas on ne tient pas compte de la complexité des algorithmes

car le nombre d'opérations diffère d'un algorithme à un autre. Cependant, cette solution nécessite l'implémentation de la méthode TR, avec les différents algorithmes, dans un composant programmable.

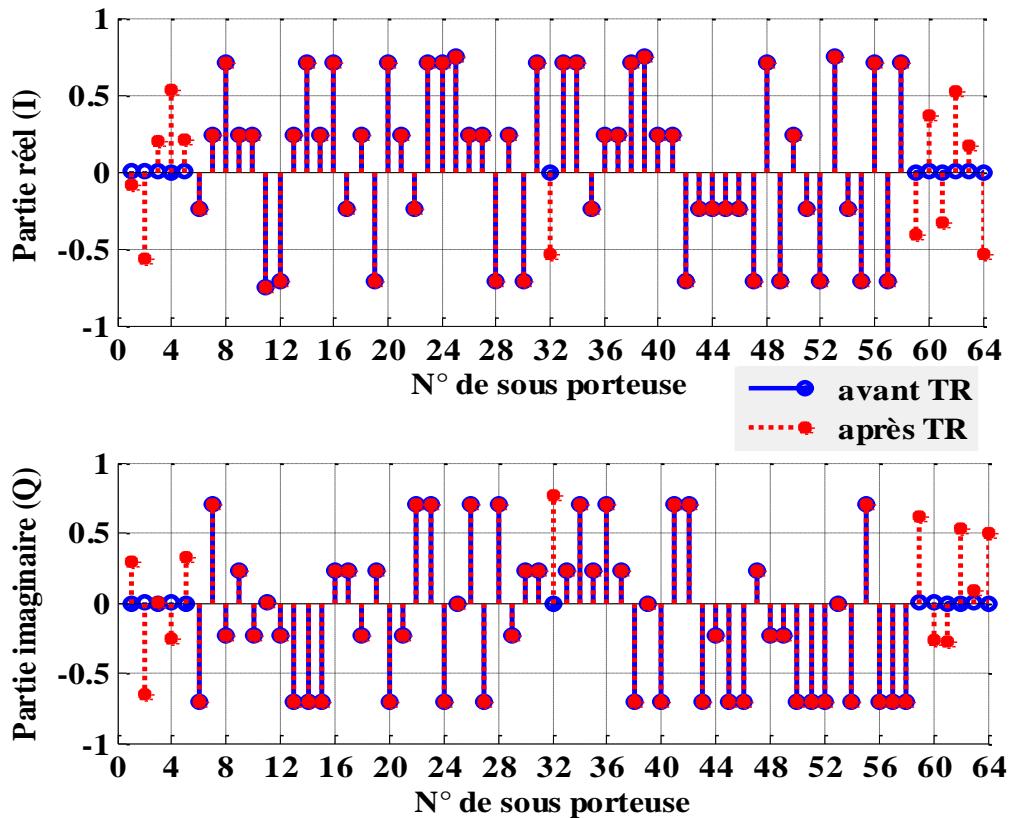
La figure (2.18) montre une constellation d'un symbole OFDM avant et après l'application de la méthode TR.



**Figure 2.18.** Constellation d'un symbole OFDM avant et après la méthode TR

Sur cette figure, nous pouvons voir l'impact de la méthode TR sur les données utiles d'un symbole OFDM. Ainsi, les points de données utiles avant (points en bleu) et après (points en rouge) l'application de la méthode TR sont superposés car la correction porte uniquement sur les points libres. Nous pouvons aussi distinguer les 12 points (points en vert) du signal correcteur ajouté pour réduire le PAPR. Comme ces points sont issus de l'optimisation, ils se retrouvent naturellement en dehors des points prévus par la constellation utilisée (16-QAM).

La figure (2.19) montre la distribution des sous-porteuses selon le standard IEEE 802.11a, avant et après la méthode TR, pour un symbole OFDM (le même que celui présenté sur la constellation) sur les deux voies I et Q.



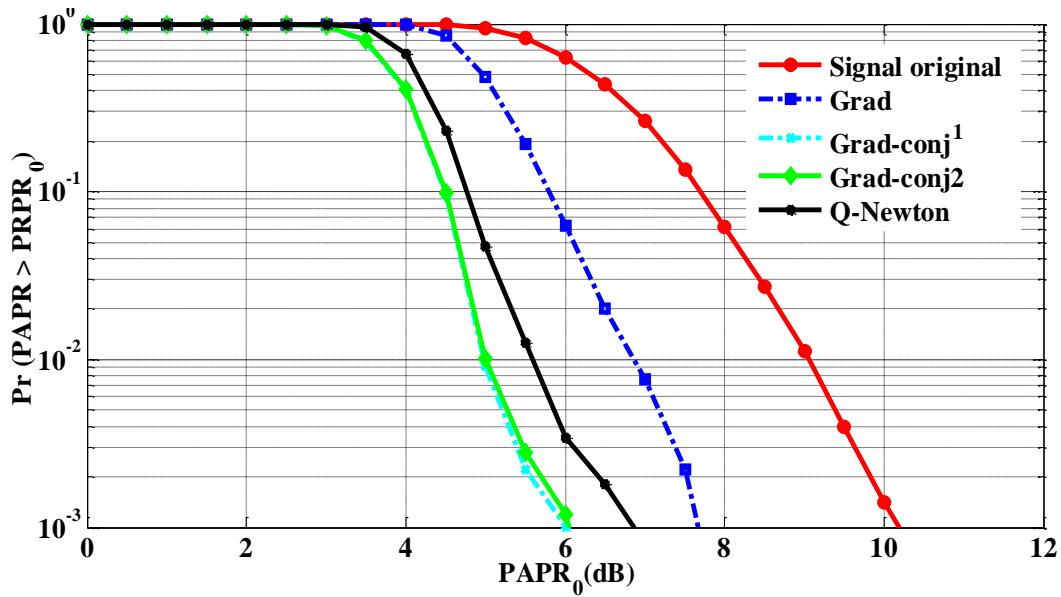
**Figure 2.19.** Symbole OFDM avant et après optimisation

Les figures (2.18) et (2.19) expliquent bien le critère de compatibilité descendante, c.-à-d. que le récepteur n'a pas besoin d'informations supplémentaires pour extraire les données utiles. Il suffit juste d'ignorer les sous-porteuses dédiées au signal de correction. Comme nous l'avions précisé auparavant, ces sous-porteuses situées aux extrémités de la bande fréquentielle sont normalement mises à zéro afin d'éviter le problème des inférences. Leur exploitation par la méthode TR doit être faite d'une manière contrôlée afin de respecter les spécifications fréquentielles imposées par le standard. Ce point sera étudié plus loin dans ce chapitre.

#### 2.4.3 Gain en réduction du PAPR

Le gain en réduction du PAPR est défini par la différence entre le PAPR du signal OFDM avant et après l'application de la méthode TR. Ce gain en réduction est une métrique importante pour évaluer la méthode TR.

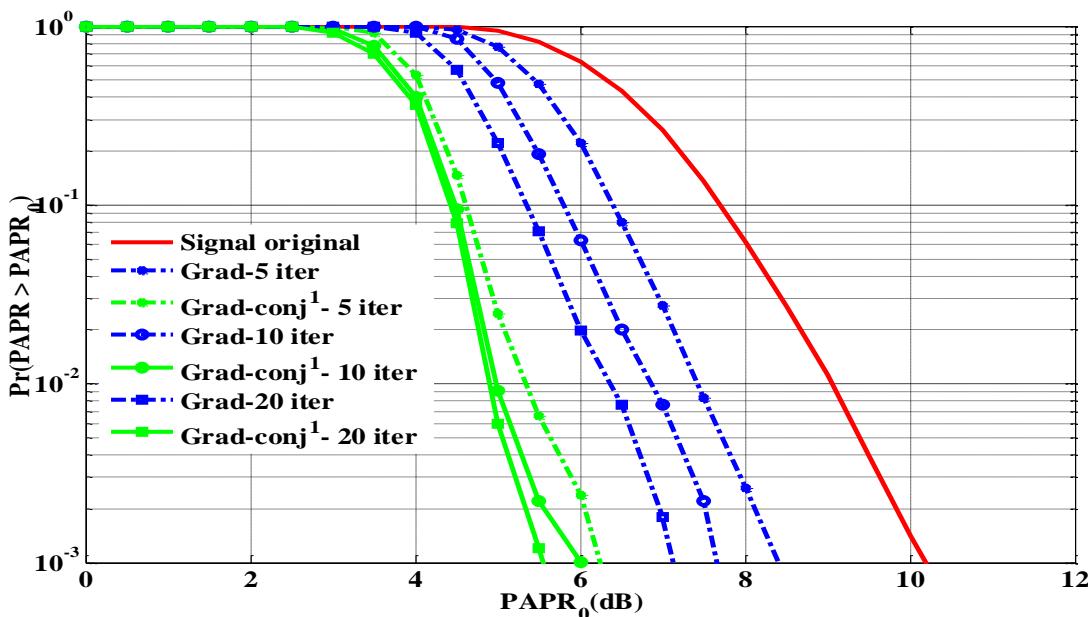
Dans cette partie, nous allons voir l'impact des algorithmes étudiés sur les CCDF. La figure (2.20) montre le résultat pour les 4 algorithmes étudiés avec arrêt de l'optimisation au bout de 10 itérations. Nous avons fixé le nombre d'itérations à 10 afin de faire le lien avec les résultats obtenus précédemment sur le NMSE. Ceci permet de traduire la minimisation de NMSE par un gain en réduction du PAPR.



**Figure 2.20.** CCDF du PAPR après 10 itérations

Nous pouvons remarquer que tous les algorithmes permettent d'obtenir une réduction du PAPR après 10 itérations, mais avec des performances différentes. Nous pouvons aussi constater que l'algorithme du gradient conjugué avec ses deux variantes permet d'obtenir de meilleurs résultats comparés aux algorithmes de gradient simple et de Quasi-Newton.

Notre objectif est maintenant de déterminer un nombre d'itérations optimal pour obtenir une réduction maximale du PAPR. Pour cela, nous avons comparé l'algorithme du gradient simple (algorithme de référence) avec la première variante de l'algorithme du gradient conjugué étant donné que les courbes de CCDF sont superposées sur la figure (2.20) pour les deux variantes, après 5, 10 et 20 itérations. Ceci permet de voir l'évolution de la réduction du PAPR en fonction du nombre d'itérations. Ce résultat est montré sur la figure (2.21).



**Figure 2.21.** Comparaison de la réduction du PAPR entre l'algorithme du gradient et le gradient conjugué après 5, 10 et 20 itérations

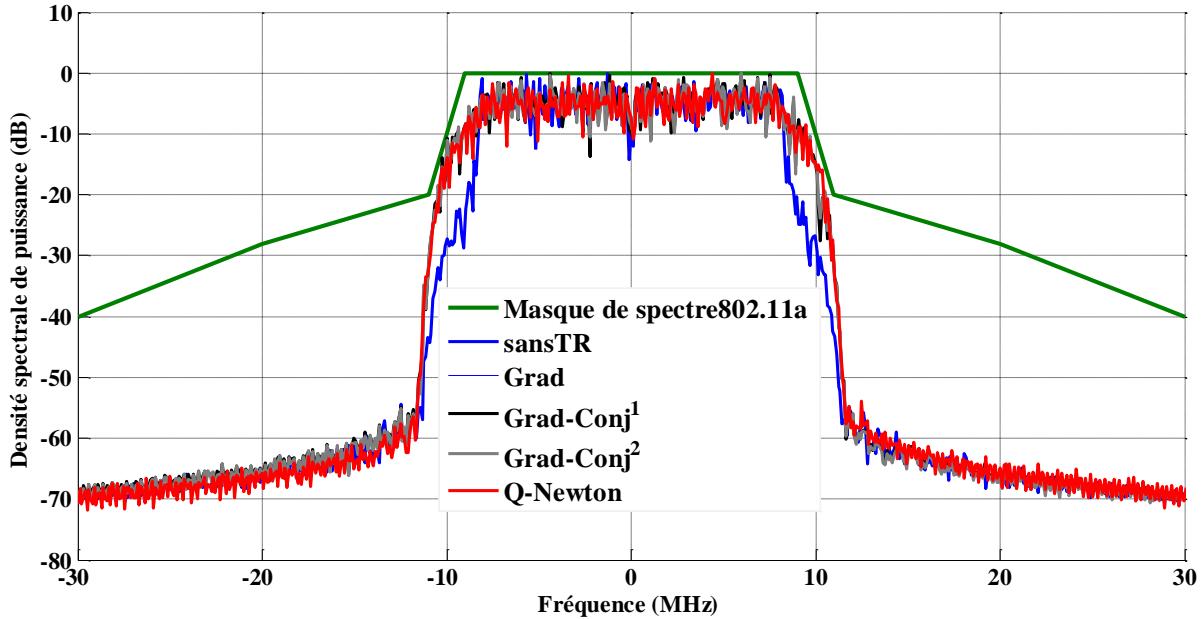
Cette figure montre l'évolution de la réduction du PAPR selon le nombre d'itérations. Nous pouvons remarquer que le gain en réduction augmente significativement à chaque nombre d'itérations pour l'algorithme du gradient simple, contrairement à l'algorithme du gradient conjugué. Nous pouvons aussi noter qu'à partir de la 5<sup>ème</sup> itération, les courbes de CCDF du gradient conjugué restent presque inchangées comparées aux autres courbes de gradient simple. Ces résultats montrent le lien entre la rapidité de convergence et la réduction du PAPR. Par conséquent, l'algorithme du gradient conjugué permet d'avoir un bon gain en seulement 5 itérations. Ces résultats confirment ceux obtenus dans le cas de NMSE.

Nous pouvons aussi voir que la méthode TR basée sur le gradient conjuguée permet d'obtenir un gain de réduction du PAPR d'environ 4.5 dB pour une CCDF de  $10^{-3}$ .

#### 2.4.4 Impact de la méthode TR sur le spectre

Dans cette section, nous allons étudier l'impact de la méthode TR sur le spectre du signal OFDM. Dans notre travail, nous avons proposé d'exploiter les 12 sous-porteuses libres du standard IEEE 802.11a afin d'ajouter le signal de correction. Cette solution a été proposée aussi dans [5] [6] pour les standards WiMax et DVB-T respectivement. L'utilisation de ces sous-porteuses est possible uniquement si on respecte les spécifications fréquentielles imposées par le standard.

Comme nous l'avons mentionné précédemment, les sous-porteuses libres sont généralement placées aux extrémités du symbole afin de limiter les interférences entre les canaux adjacents. La figure (2.22) montre les densités spectrales de puissance obtenues avant et après l'application de la méthode TR pour tous les algorithmes, ainsi que le masque du standard, pour une bande passante de 20MHz [58]. Ces spectres ont été tracés par simulation pour une séquence de 5000 symboles OFDM. Notons que la durée de chaque symbole est de 4  $\mu$ s en comptant l'intervalle de garde, selon le standard IEEE 802.11a. En fréquence, chaque symbole occupe une largeur de bande de 20 MHz, en considérant les sous-porteuses libres.



**Figure 2.22.** Impact de la méthode TR sur le spectre du standard IEEE 802.11a

Nous pouvons constater que l'application de la méthode TR a pour effet d'élargir le spectre du signal OFDM. Ceci est dû à l'ajout du signal correcteur sur les sous-porteuses libres situées aux extrémités de la bande utile. Cependant, les spectres obtenus restent dans les spécifications du standard. Bien que ce résultat soit satisfaisant, il est primordial de le vérifier après le passage du signal par l'étage d'amplification. Ce point sera abordé et étudié dans le chapitre suivant.

## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié et comparé quatre algorithmes d'optimisation pour la méthode TR. Ces algorithmes sont le gradient simple, le gradient conjugué avec ses deux variantes et la méthode de Quasi-Newton. Notre objectif est d'améliorer les performances de la méthode TR en termes de rapidité de convergence et de réduction du PAPR.

Nous avons commencé par explorer un point essentiel qui concerne le choix de la valeur du seuil d'écrêtage A. Nous avons montré par une étude statistique la présence d'un optimum pour notre application à savoir le standard IEEE 802.11a avec 12 sous-porteuses pour la correction. Cette valeur permet d'obtenir le critère quadratique et le PAPR moyen les plus faibles. On notera que cette valeur est valable uniquement dans le cas étudié. En effet, le calcul de cette valeur est complexe car plusieurs paramètres entrent en jeu comme le nombre de sous-porteuses dans un symbole OFDM, le nombre et l'emplacement des sous-porteuses libres, la modulation, etc. Néanmoins, une solution simple serait de lancer, pour un standard donné et en temps différé, une optimisation sur une séquence aléatoire assez longue avec plusieurs valeurs du seuil afin de repérer l'optimum.

Ensuite, nous avons évalué la vitesse de convergence des algorithmes proposés. Cette évaluation a été faite en fonction de la minimisation de NMSE. Nous avons constaté une amélioration de la vitesse de convergence de la méthode TR basée sur l'algorithme du gradient conjuguée. L'algorithme du gradient conjugué avec ses deux variantes permet d'atteindre une minimisation de NMSE d'environ 7 dB après 10 itérations.

Nous avons aussi évalué le gain en réduction du PAPR pour les quatre algorithmes, avec le seuil d'écrêtage optimisé. Nous avons remarqué que la méthode TR basée sur l'algorithme du gradient conjugué permet d'obtenir un gain de réduction d'environ 4.5 dB.

L'exploitation des sous-porteuses libres du standard est possible sous contrainte de respecter le masque du spectre. Par conséquent, nous avons tracé le spectre du signal avant et après l'application de la méthode TR, pour les différents algorithmes étudiés. Les résultats obtenus montrent que l'application de la méthode TR respecte pas les spécifications définies par le standard.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier et analyser les performances de la méthode TR basée sur l'algorithme du gradient conjugué en présence de l'amplificateur de puissance en mesure et en simulation. Notre objectif est d'évaluer l'impact de la réduction du PAPR sur la qualité de la transmission et sur le bilan de puissance.

## 2.6 Bibliographie

- [1] P. B. Kenington, "High Linearity RF Amplifier Design", 1st éd. Norwood, MA, USA Artech House, 2000.
- [2] A. Horlin, F. Bourdoux, "Digital Compensation for Analog Front-Ends: A New Approach to Wireless Transceiver Design", Wiley & Sons, 2008.
- [3] Y. Louët et J. Palicot, "A classification of methods for efficient power amplification of signals", Ann. Télécommunications, vol. 63, no 7-8, p. 351–368, mai 2008.
- [4] S. Zabré, "Amplification non-linéaire d'un multiplex de porteuses modulées à fort Facteur de Crête". Thèse de Doctorat, Université de Rennes I, avril 2007.
- [5] S. Hu, G. Wu, Q. Wen, Y. Xiao, et S. Li, "Nonlinearity Reduction by Tone Reservation with Null Subcarriers for WiMAX System", Wirel Pers Commun, vol. 54, no 2, p. 289–305, 2010.
- [6] I. Mahafeno, Y. Louët, and J.-F. Helard, "Peak-to-average power ratio reduction using second order cone programming based tone reservation for terrestrial digital video broadcasting systems," Communications, IET, vol. 3, pp. 1250 –1261, july 2009
- [7] ETSI, "Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for a second digital terrestrial television broadcasting system (DVBT2)," ETSI TR 102 831 v0.9.6, January 2009.
- [8] J. Tellado and J. M. Cioffi, "Peak power reduction for multicarrier transmission," in Proc. IEEE GLOBECOM. Conf, 1999.
- [9] J. Tellado-Mourelo, "Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation". Thèse de Doctorat, Stanford University, Sept 1999.
- [10] S. Janaaththan, C. Kasparis, et B. G. Evans, "A Gradient Based Algorithm for PAPR Reduction of OFDM using Tone Reservation Technique", in Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008. IEEE, 2008, p. 2977 -2980.
- [11] S. Litsyn, "Peak Power Control in Multicarrier Communications". Cambridge University Press, 2007.
- [12] S. Zabré, J. Palicot, Y. Louët, C. Lereau, "SOCP Approach for OFDM Peak-to-Average Power Ratio Reduction in the Signal Adding Context", 6th IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT 2006), Vancouver, Canada, August 2006.
- [13] S.-E. Park, S.-R. Yun, J. Y. Kim, D. S. Park, and P. Y. Joo, "Tone Reservation method for PAPR Reduction scheme", Project IEEE 802.16, Samsung Electronics, october 2003.
- [14] H. Ochiai and H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals, " IEEE Transactions on Communications, vol. 50, pp. 89–101, Jan. 2002.

- [15] D. W. Lim, H.-S. Noh, J.-S. No, and D.-J. Shin, “Near optimal PRT set selection algorithm for tone reservation in OFDM systems,” IEEE Trans. Broadcast., vol. 54, pp. 454–460, Sep. 2008.
- [16] Jung-Chieh Chen, Chih-Peng Li, “Tone Reservation Using Near-Optimal Peak Reduction Tone Set Selection Algorithm for PAPR Reduction in OFDM Systems”, Signal Processing Letters, IEEE , vol.17, no.11, pp.933,936, Nov. 2010
- [17] Carole A Devlin, Anding Zhu, Thomas J Brazil , “Gaussian Pulse Based Tone Reservation for Reducing PAPR of OFDM Signals”, 2007 IEEE 65th Vehicular Technology Conference - VTC2007-Spring (30 November 2006), pages 3096-3100.
- [18] J. Nocedal and S. Wright, “Numerical Optimization”. Springer Series in Operations Research, Springer, 1999.
- [19] D. Luenberger, “Linear and nonlinear programming”. Addison-Wesley, 1984.
- [20] M. J. D. Powell, “Some convergence properties of the conjugate gradient method,” Mathematical Programming, vol. 11, pp. 42–49, 1976.
- [21] R. Fletcher and C. M. Reeves, “Function minimization by conjugate gradients,” The Computer Journal, vol. 7, no. 2, pp. 149–154, 1964.
- [22] R. Fletcher, “Practical methods of optimization”; (2nd ed.). New York, NY, USA: Wiley-Interscience, 1987.
- [23] E. Polak and G. Ribière, “Note sur la convergence de méthodes de directions conjuguées,” Rev. Fran. Informat. Rech. Opér, vol. 3, no. 1, pp. 35–43, 1969.
- [24] R. Schoenberg, “Optimization with the quasi-newton method,” Aptech Systems Maple Valley WA, pp. 1–9, 2001.
- [25] Stephen Boyd and Lieven Vandenberghe, “Convex optimization”,  
<http://www.stanford.edu/~boyd/>.
- [26] Aharon Ben-Tal and Arkadi Nemirovski, “Convex Optimization in engineering Modeling, Analysis, Algorithms”, [www.ewi.tudelft.nl/roos/courses/WI4218/tud00r.pdf](http://www.ewi.tudelft.nl/roos/courses/WI4218/tud00r.pdf).
- [27] D. W. Marquardt, “An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters,” Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics, vol. 11, no. 2, pp. 431–441, 1963.
- [28] I. Standards, “IEEE 802.11a.” <http://standards.ieee.org/findstds/interps/802.11a-1999.html>.
- [29] Devlin, C, Anding Zhu; Brazil, T.J., “PAPR Reduction Technique for OFDM Signals Using Unused Tones with Phase Information”, Circuits and Systems for Communications, 2008. ICCSC 2008. 4th IEEE International Conference, vol., no., pp.6,10, 26-28 May 2008.

- [30] Devlin, C.A, Anding Zhu; Brazil, T.J., "Peak to average power ratio reduction technique for OFDM using pilot tones and unused carriers", Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE , pp.33,36, 22-24 Jan. 2008
- [31] Désiré GUEL, "Etude de nouvelles techniques de réduction du " facteur de crête " (PAPR) à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteurs", Thèse de Doctorat, Université de Rennes I, avril 2009.
- [32] L. J. Douglas, "Decimation-in-Frequency (DIF) Radix-2 FFT," tech. rep., <http://cnx.org/content/m12018/latest>, Sep . 2006.
- [33] X. Li and J. Cimini, L. J., "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," in Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference, vol. 3, pp. 1634-1638, 4-7 May 1997.
- [34] X. Li and J. Cimini, L. J., "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," IEEE Communications Letters, vol. 2, pp. 131-133, May 1998.
- [35] Sharif, M.; Gharavi-Alkhansari, M.; Khalaj, B.H., "New results on the peak power of OFDM signals based on oversampling", Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on , vol.2, no., pp.866,871 vol.2, 2002.
- [36] R. O' Neill and L. B. Lopes, "Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals", in Proc. Sixth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC'95., vol. 1, pp. 71-75, 27-29 Sept. 1995.
- [37] S. Ragusa, J. Palicot, C. Roland, and C. Lereau, "Adjacent channel power ratio analysis for an OFDM signal", in Proc. Fifth IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, pp. 495-500, 21-21 Dec. 2005.
- [38] K. Panta and J. Armstrong, "Effects of clipping on the error performance of OFDM in frequency selective fading channels", IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 3, pp. 668 -671, March 2004.
- [39] H. Chen and A. M. Haimovich, "Iterative estimation and cancellation of clipping noise for OFDM signals", IEEE Communications Letters, vol. 7, pp. 305-307, July 2003.
- [40] B. S. Krongold and D. L. Jones, "PAR reduction in OFDM via active constellation extension", IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 49, pp. 258-268, Sept. 2003.
- [41] D. L. Jones, "Peak power reduction in OFDM and DMT via active channel modification", in Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, vol. 2, pp. 1076-1079, 24-27 Oct. 1999.
- [42] B. S. Krongold, "New Techniques for Multicarrier Communications Systems". Thèse de Doctorat, University of Illinois at Urbana-Champaign, December 2001.

- [43] L. Wang and C. Tellambura, “An Adaptive-Scaling Algorithm for OFDM PAR Reduction Using Active Constellation Extension”, in IEEE 64th VTC-2006 Fall Vehicular Technology Conference, pp. 1-5, 25-28 Sept. 2006.
- [44] F. Alizadeh et D. Goldfarb, “Second-order cone programming”. Math. Prog. Ser. B , 95:3–51, 2003.
- [45] A. Ben-Tal et A. Nemirovski, “Lectures on modern convex optimization”. Analysis, algorithms, and engineering applications. MPS/ SIAM Series on Optimization, 488 p., 2001.
- [46] Beale, E.M.L, Mackley, L, “Introduction to optimization”, Wiley-Interscience series in discrete mathematics and optimization, 1988.
- [47] Gill, P.E, Murray, W. Wright, M.H, “Practical optimization”, Academic Press 1981.
- [48] Fletcher, R, “Practical methods of optimization”, vol. 2, Wiley-Interscience publication, 1981.
- [49] Walsh, G.R, “Methods of optimization”, Wiley-interscience publication, 1975.
- [50] Vasilèv, O.V, “Optimization methods”, Advanced series in mathematical science and engineering, World Federation Publishers, 1996.
- [51] Rao, S.S, “Optimization: theory and applications”, Wiley Eastern, 1979.
- [52] Hestenes, M.R, “Conjugate direction methods in optimization”, Applications of mathematics, Springer-Verlag, 1980.
- [53] S. H. Han et J. H. Lee, “An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission”, Wirel. Commun. IEEE, vol. 12, no 2, p. 56 - 65, avr. 2005.
- [54] Tao Jiang; Yiyan Wu, “An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals”, Broadcasting, IEEE Transactions on, vol.54, no.2, pp.257,268, June 2008.
- [55] Mathilde BRANDON, “Optimisation Conjointe De Méthodes De Linéarisation De L’émetteur Pour Des Modulations Multi-Porteuses”, Thèse de doctorat, Université de Cergy-Pontoise 2012.
- [56] Sandrine Moreau: Contribution à la modélisation et à l'estimation paramétrique des machines électriques à courant alternatif: application au diagnostic, Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers. 1999
- [57] D.E Goldberg. Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning. Reading MA Addison Wesley, 1989.
- [58] I. Standards, “IEEE 802.11a.” <http://standards.ieee.org/findstds/interps/802.11a-1999.html>.



# CHAPITRE 3

## IMPACT DE LA METHODE TR SUR LA QUALITE DE TRANSMISSION D'UNE CHAINE SISO REALISTE

### Sommaire

---

3.1	Introduction .....	94
3.2	Evaluation expérimentale de la méthode TR.....	95
3.2.1	Description du banc de mesures .....	95
3.2.2	Etapes de l'évaluation expérimentale.....	98
3.2.3	Résultats de mesures .....	103
3.3	Résultats de simulation avec le modèle réaliste de l'amplificateur de puissance ...	108
3.3.1	Méthode d'identification utilisée .....	108
3.3.2	Résultats de simulation et de comparaison .....	113
3.4	Vers une chaîne de simulation réaliste .....	117
3.4.1	Evaluation de la méthode TR avec un canal Gaussien.....	117
3.4.2	Evaluation de la méthode TR avec un canal réaliste.....	118
3.5	Conclusion .....	125
3.6	Bibliographie .....	127

---

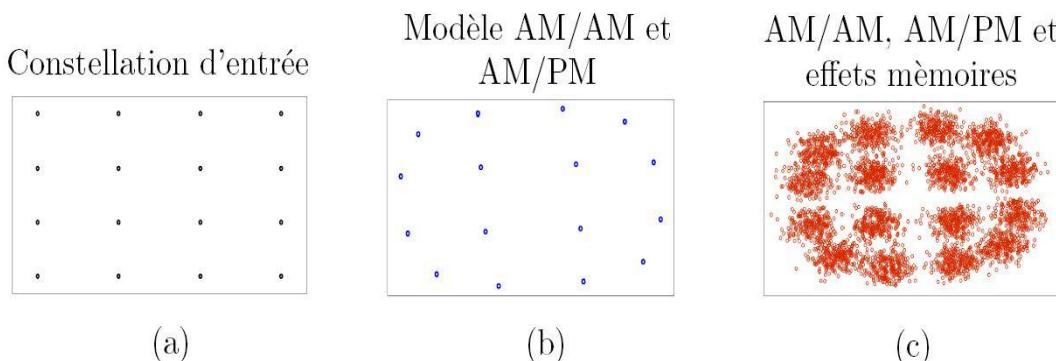
### 3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons proposé des variantes de l'algorithme du gradient permettant l'accélération de la convergence lors de l'optimisation de la méthode TR, qui représente un des critères prépondérant lorsqu'on souhaite transmettre les données en temps réel.

Un signal à fort PAPR affecte principalement la non-linéarité de l'amplificateur, en dégradant la qualité de transmission de toute la chaîne. Par conséquent, il est nécessaire d'évaluer les performances de la méthode TR en présence de cette non-linéarité. D'après notre état de l'art présenté dans le chapitre 1 (section 1.4), l'évaluation des méthodes de réduction du PAPR est généralement réalisée par simulation en présence de modèles AM/AM et/ou AM/PM de l'amplificateur, comme le modèle de Rapp ou le modèle de Saleh [1][2][3], sans considérer les effets mémoire de l'amplificateur. De plus, le canal de transmission est généralement modélisé par un canal gaussien (BBAG). Il en résulte une estimation optimiste de l'amélioration de la qualité de transmission apportée par ces techniques. Aussi, l'intérêt d'une méthode de réduction du PAPR est d'améliorer le bilan énergétique de la chaîne en travaillant le plus proche possible de la zone de saturation de l'amplificateur afin d'améliorer le rendement. Ce point n'a pas été étudié en détails dans la littérature et l'apport énergétique n'a pas été quantifié avec précision [1][2][3].

En pratique, la réponse de l'amplificateur n'est pas seulement statique, mais elle est aussi dynamique. Elle varie en fonction de plusieurs paramètres, notamment en fonction de la fréquence du signal d'entrée et de sa largeur de bande. Cela est communément appelé les effets mémoires. A titre d'exemple, ces derniers se manifestent par la création des hystérosis sur la caractéristique dynamique de l'amplificateur à savoir les deux conversions AM/AM et AM/PM. La figure (3.1) montre les constellations des symboles modulés avec une modulation 16-QAM (constellation d'entrée (figure 3.1.a), constellation de sortie avec une distorsion AM/AM et AM/PM (figure 3.1.b) et celle de sortie avec effets mémoires (figure 3.1.c)) pour un signal mono-porteuse, on peut noter que :

- la non-linéarité AM/AM déforme la constellation en affectant considérablement les points les plus éloignés (figure 3.1.b)
- la non-linéarité AM/PM réalise une rotation de la constellation avec un angle variant selon la position des symboles (figure 3.1.b)
- les effets mémoires affectent par contre dynamiquement tous les symboles, ce qui se manifeste par une dispersion des ces derniers. Ainsi, les points reçus seront différents même s'ils sont placés sur la même position à l'émission (même point de la constellation).



**Figure3.1.** Illustration de l'impact des effets mémoires sur la constellation

Par conséquent, une modélisation complète et précise du comportement non-linéaire de l'amplificateur de puissance devrait prendre en compte ces effets mémoires.

Dans le domaine de la recherche, l'utilisation des simulations permet une évaluation rapide, moins complexe et moins cher d'une technique donnée. Ces simulateurs ont connu une grande utilisation notamment dans le domaine des communications sans fil. Dans notre travail, nous allons évaluer par simulation les performances de la méthode TR sur l'amélioration de la qualité de transmission. Pour une évaluation réaliste, notre chaîne de communication simulée doit être la plus proche d'une chaîne réelle. Par conséquent, nous allons utiliser un modèle à effets mémoires de l'amplificateur de puissance et un modèle réaliste du canal de transmission. Ceci permet de modéliser conjointement les distorsions statiques et dynamiques de l'amplificateur et la dégradation introduite par le canal de transmission.

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord commencer par une évaluation expérimentale de la méthode TR. Cela permet une évaluation précise des performances de la méthode TR pour l'amélioration de la qualité de transmission. Le banc de mesures utilisé comprend un amplificateur commercial utilisé pour les communications sans fil, dans une bande de 20 MHz (référence : 2W class-AB 2.4GHz InGaP SZP-2026Z). Nous évaluerons également l'apport énergétique apporté par l'application de la méthode TR en termes de rendement et de puissance consommée.

Nous nous intéresserons par la suite à l'évaluation de la méthode TR par simulation, en utilisant plusieurs modèles décrivant l'amplificateur de puissance (SZP-2026Z), sans considérer le canal de transmission. Ces modèles ont été obtenus par identification paramétrique de l'amplificateur utilisé en mesure. Notre objectif est de montrer la nécessité de prendre en compte l'ensemble des phénomènes introduits par l'amplificateur dans l'évaluation des performances de la méthode TR.

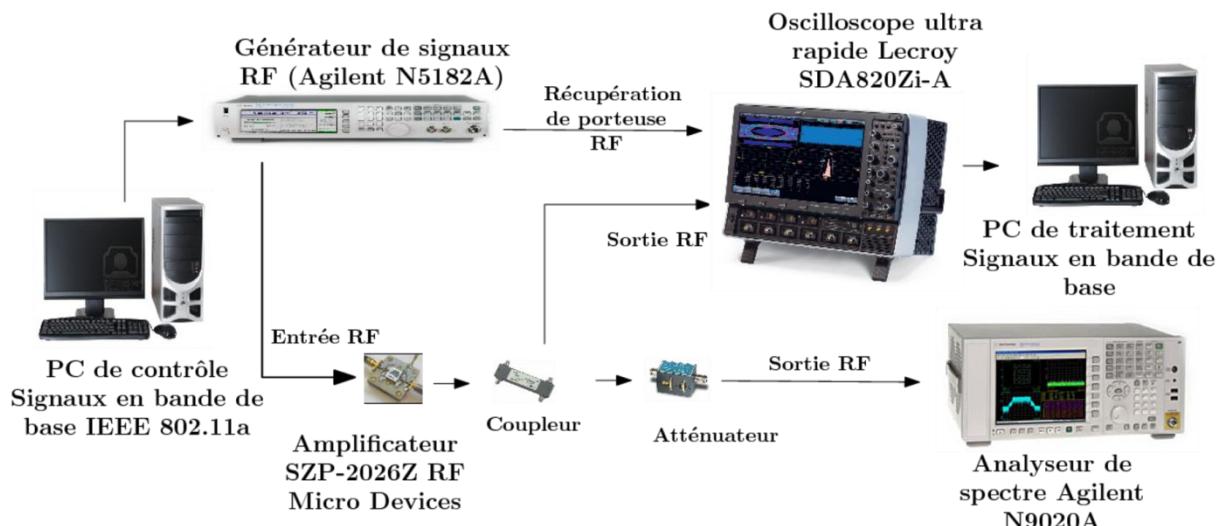
Enfin, nous évaluerons les performances de la méthode TR avec une chaîne de transmission réaliste, comprenant, en plus du modèle avec mémoires de l'amplificateur, un modèle de canal de transmission réaliste.

## 3.2 Evaluation expérimentale de la méthode TR

Dans cette section, nous allons nous intéresser à l'évaluation expérimentale de la méthode TR basée sur l'algorithme du gradient conjugué, en présence d'un amplificateur commercial fonctionnant à une fréquence comprise entre 2.2 GHz et 2.7 GHz. Ainsi, le comportement réel de l'amplificateur entre en jeu et l'effet du canal de transmission n'est pas pris en compte. Notre étude expérimentale a été faite avec le standard IEEE 802.11a [4], où les 12 sous-porteuses libres ont été exploitées pour ajouter le signal correcteur par la méthode TR. Les résultats expérimentaux seront présentés en termes de TEB et d'EVM. Nous avons également mesuré le spectre du signal à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur avant et après l'application de la méthode TR.

### 3.2.1 Description du banc de mesures

Le banc de mesure est présenté sur la figure (3.2). Ce banc a été utilisé pour deux tâches différentes. La première tâche concerne l'évaluation expérimentale de la méthode TR. Cette tâche sera détaillée dans la section suivante. La deuxième tâche concerne l'identification du modèle de l'amplificateur. Nous détaillerons cette tâche dans la seconde partie du chapitre.



**Figure 3.2.** Le banc de mesures

Le banc de mesures présenté est constitué d'un PC de contrôle pour la génération des signaux OFDM en bande de base, sans et avec la méthode TR, ainsi qu'un autre PC pour le traitement et l'analyse des signaux en bande de base après amplification avec des programmes codés en langage C++.

Ce banc de mesures intègre un générateur de signaux RF (Agilent N5182A MXG Vector Signal Generator) large bande (de 100 KHz à 3 GHz) dont le rôle est d'assurer le sur-échantillonnage ainsi que la translation du signal en bande de base vers la fréquence RF. Les valeurs des échantillons de ces signaux sont stockées dans un fichier texte puis chargé dans la mémoire interne du générateur selon le format IQ (c'est-à-dire un vecteur I et un vecteur Q).

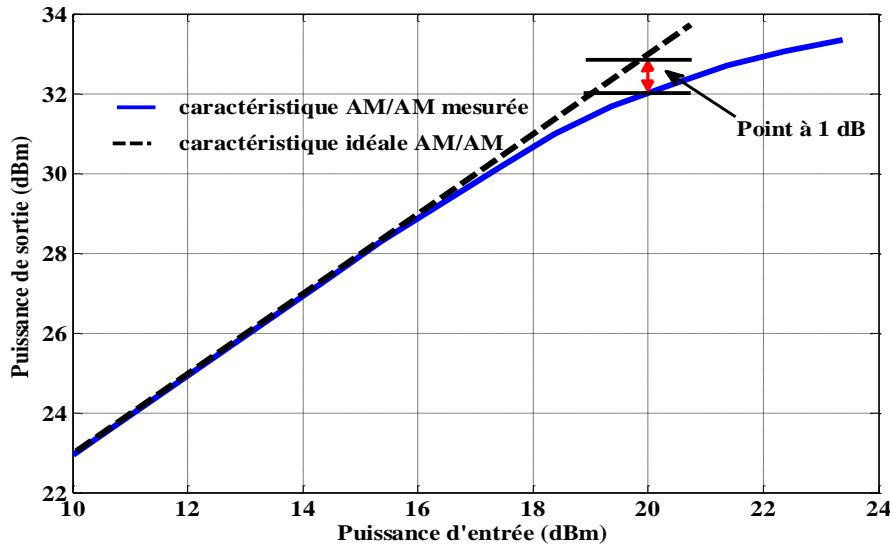
Les paramètres à régler sur l'interface de communication sont les suivants :

- la puissance du signal RF en dBm et la composante continue du signal (amplitude de l'offset)
- la fréquence porteuse et la fréquence du signal modulant qui impose le débit.

Ce banc contient également un oscilloscope ultra rapide (Lecroy SDA820Zi-A), fonctionnant à une fréquence d'échantillonnage de 40 GHz, qui sert à la visualisation, à l'échantillonnage et à la translation des signaux RF après amplification vers la bande de base. Cet oscilloscope permet aussi le stockage des signaux et leur transfert vers le PC de traitement. Un analyseur (Agilent MXA Signal Analyzer N9020A) a été utilisé afin de visualiser et mesurer le spectre des signaux RF (sans et avec la méthode TR) avant et après l'amplification.

L'amplificateur utilisé est de classe AB (SZP-2026Z) fabriqué par RFMD en technologie bipolaire à hétérojonction InGaP. Ses caractéristiques fréquentielles (largeur de bande et fréquence de fonctionnement RF) correspondent aux spécifications du standard étudié IEEE 802.11a.

La caractéristique statique AM/AM de cet amplificateur est montrée sur la figure (3.3). Cette courbe a été mesurée en utilisant le banc décrit précédemment, avec un signal bi-porteuses à la fréquence de 2.4 GHz. Cette mesure a été réalisée en augmentant progressivement la puissance du signal d'entrée, et en mesurant à chaque fois la puissance du signal de sortie à l'aide de l'analyseur de spectre.

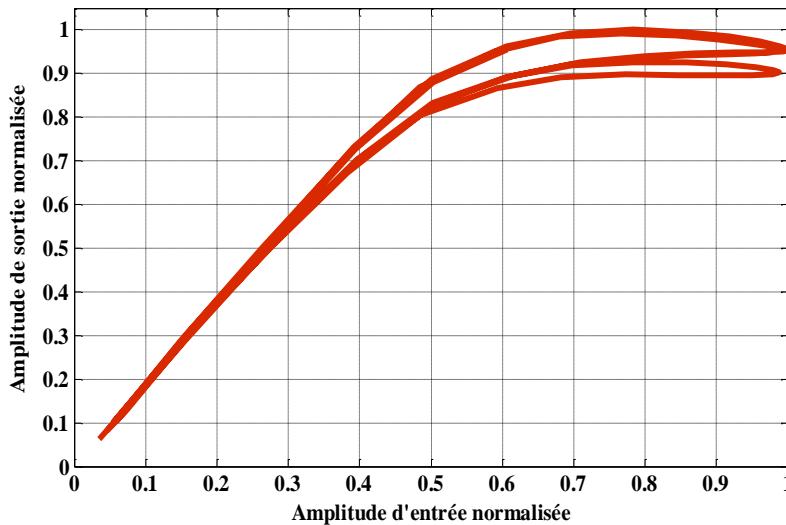


**Figure 3.3.** Caractéristique statique AM/AM mesurée de l'amplificateur de puissance

Sur cette figure, nous pouvons voir que le point de compression à 1 dB de cet amplificateur correspond à une puissance d'entrée de 20 dBm, soit 32 dBm de sortie, conformes à la plage des puissances définies par le constructeur [13]. Cette valeur de puissance correspond au point IBO égal à 0 dB. Dans la suite, nous allons utiliser l'IBO comme indicateur pour exprimer le recul en puissance appliquée à l'entrée de l'amplificateur, en faisant toujours référence à cette caractéristique.

La caractéristique dynamique AM/AM mesurée de cet amplificateur est montrée sur la figure (3.4).

Cette caractéristique a été tracée par mesure, avec un signal d'entrée à 2.4 GHz composé de deux sinusoïdes qui ont la même amplitude, mais qui sont espacées d'une fréquence de 2 MHz. Cette figure permet d'illustrer les phénomènes d'hystérésis dus aux effets mémoires de l'amplificateur.

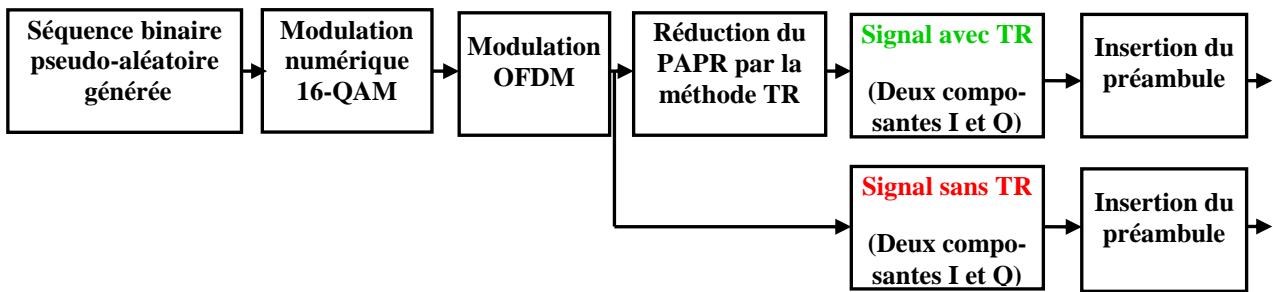


**Figure 3.4.** Caractéristique dynamique AM/AM mesurée de l'amplificateur de puissance

### 3.2.2 Etapes de l'évaluation expérimentale

Dans cette partie, nous allons décrire les principales étapes qui nous ont permis d'évaluer expérimentalement la méthode TR.

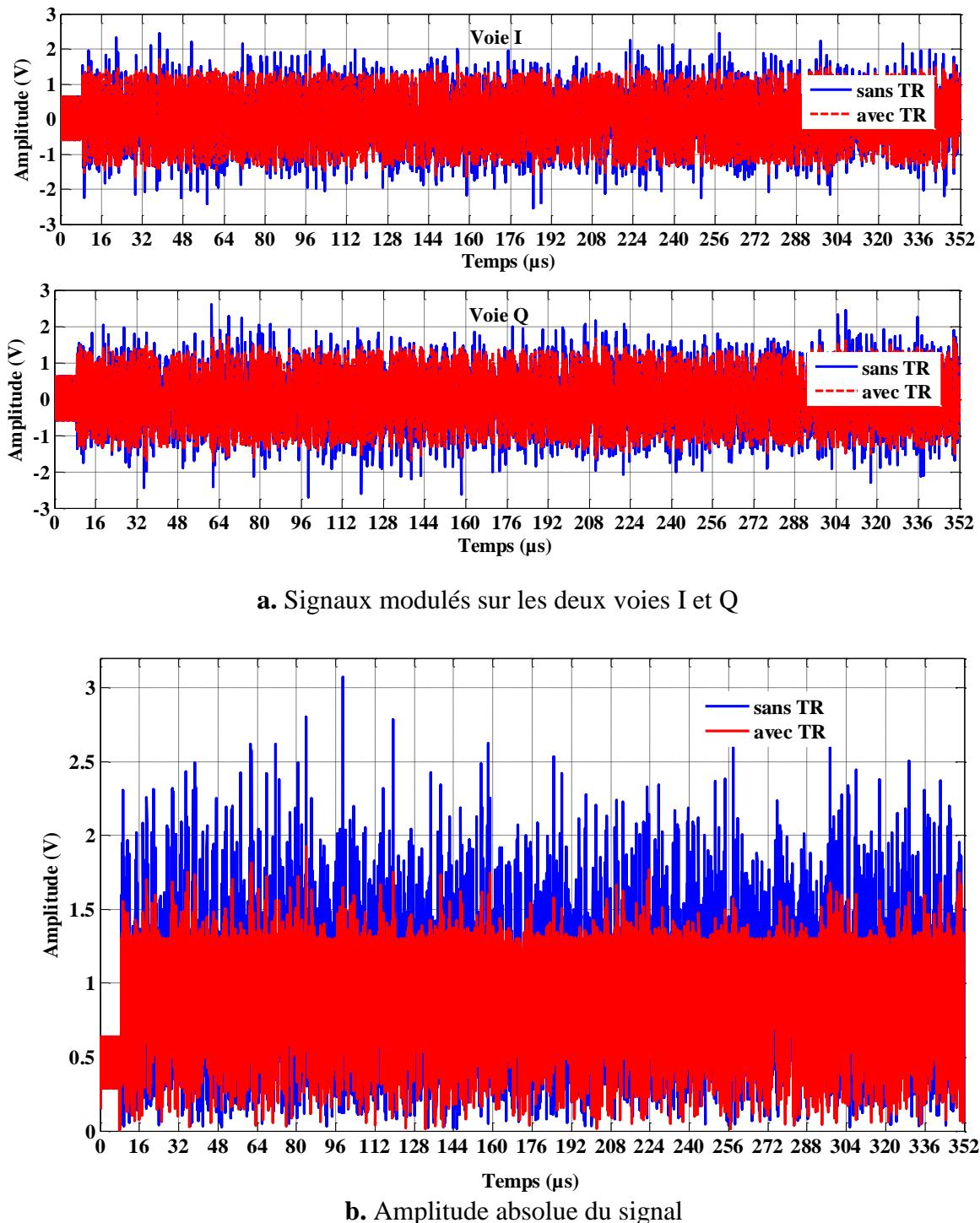
**Génération du signal OFDM en bande de base (PC de contrôle) :** cette génération a été faite sur le PC de contrôle, en utilisant un programme codé sous le langage C++, selon le schéma présenté sur la figure (3.5).



**Figure 3.5.** Schéma de la génération des signaux (sans et avec TR) en bande de base sur le PC de contrôle

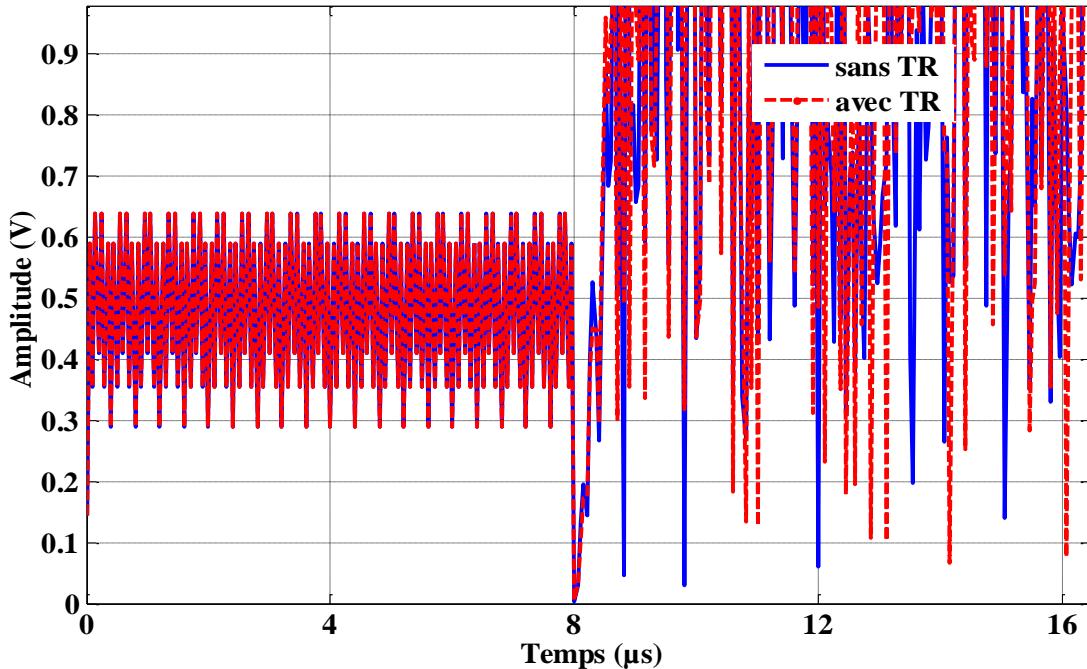
Une séquence pseudo aléatoire de  $2^{14}$  bits a été générée, modulée en 16-QAM, puis convertie en signal OFDM selon le standard IEEE 802.11a. La taille de la séquence générée est limitée par des contraintes matérielles liées à la taille mémoire de l'oscilloscope utilisé. Le temps de chaque symbole OFDM est de 4  $\mu$ s avec l'insertion de l'intervalle de garde selon le standard étudié. Nous n'avons utilisé aucun Code Correcteur d'Erreurs (CCE) dans la chaîne présentée. Par conséquent, le débit de la transmission est de 48 Mbits/s. Avec un autre programme, nous avons implémenté la méthode TR basée sur l'algorithme du gradient conjugué. Nous avons fixé le critère d'arrêt à 20 itérations, avec 1.65 comme valeur du seuil d'écrêtage pour un signal dont la puissance moyenne est normalisée à 1. Pour ces deux choix, nous nous sommes basés sur les résultats présentés dans le chapitre 2. Afin de réaliser la synchronisation à la réception, nous avons généré et introduit sur chacun des signaux I et Q un préambule d'une durée de deux symboles OFDM. La génération du préambule a été réalisée à partir d'une séquence OFDM modulée en 4-QAM. La durée du préambule est fixée par le standard à 2 symboles OFDM. Quant à son amplitude, elle est volontairement réduite pour éviter toutes distorsions de cette partie du signal qui sert essentiellement à la synchronisation, étape très sensible à la réception.

Les deux figures (3.6.a-b) représentent respectivement les signaux (préambule + séquence de données utiles) avec et sans TR sur les deux voies I et Q, et la valeur absolue de l'enveloppe complexe.



**Figure 3.6.** Formes des signaux (sans et avec la méthode TR) en bande de base

Sur la figure (3.6.b), nous pouvons observer que les fluctuations d'amplitude du signal avec la méthode TR sont moins importantes comparées à celles du signal sans la méthode TR. Sur la figure (3.7), nous avons réalisé un zoom sur la zone de synchronisation.

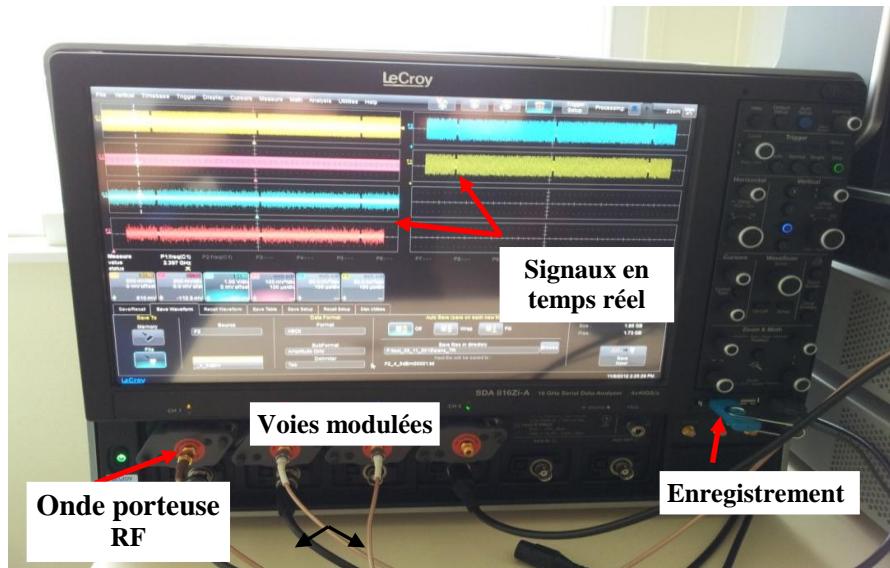


**Figure 3.7.** Zone de synchronisation des signaux

Nous pouvons remarquer que cette partie est identique pour les deux signaux (avec et sans TR) parce qu'elle a été générée et introduite après l'application de la méthode TR sur le signal de données. En plus de la synchronisation, son intérêt est important car elle contribue au calcul de l'égaliseur après l'amplification et permet de déterminer le début et la fin de la séquence de données. Ce dernier point est essentiel lorsque l'on souhaite tracer les courbes des résultats d'EVM et de TEB. Notons que dans la suite, les signaux (sans et avec TR) vont subir les mêmes traitements. Par conséquent, nous décrirons le cas d'un seul signal.

- **Transposition en fréquence (Générateur de signaux RF Agilent N5182A) :** les signaux IQ sont ensuite transmis au générateur RF afin d'assurer la transposition en fréquence RF à 2.4GHz avant amplification. A la sortie de ce générateur, nous avons un signal RF avec une enveloppe complexe constituée des deux voies I et Q.
- **Amplification :** le signal RF obtenu (sans et avec TR) est appliqué à l'entrée de l'amplificateur de puissance (SZP-2026Z). A la sortie de ce dernier, nous récupérons un signal RF dont l'amplitude a été amplifiée et qui a subit la non-linéarité de l'amplificateur.
- **Echantillonnage et transposition en bande de base (Oscilloscope Lecroy SDA820Zi-A) :** en entrée et en sortie de l'amplificateur, des coupleurs sont utilisés pour prélever les signaux RF. Ces signaux sont stockés dans la mémoire interne de l'oscilloscope et ils sont ensuite joués en boucle à une fréquence d'échantillonnage de 40 GHz. Cette fréquence a été choisie afin de respecter les contraintes d'échantillonnage imposées par la loi de Shannon. La porteuse est également prélevée afin de réaliser la transposition des deux signaux vers la bande de base. Pour cela, nous avons mis en place une interface permettant ce traitement en utilisant les fonctions mathématiques disponibles sur l'oscilloscope. Ainsi après multiplication des signaux par la porteuse, des filtres passe-bas (fonction FFT-filter) de bande passante 100MHz sont introduits. Puis les signaux bande de base obtenus sont sous-échantillonnés avec un rapport 1/100. On obtient ainsi la visualisation en temps réel de deux voies I et Q, ainsi que

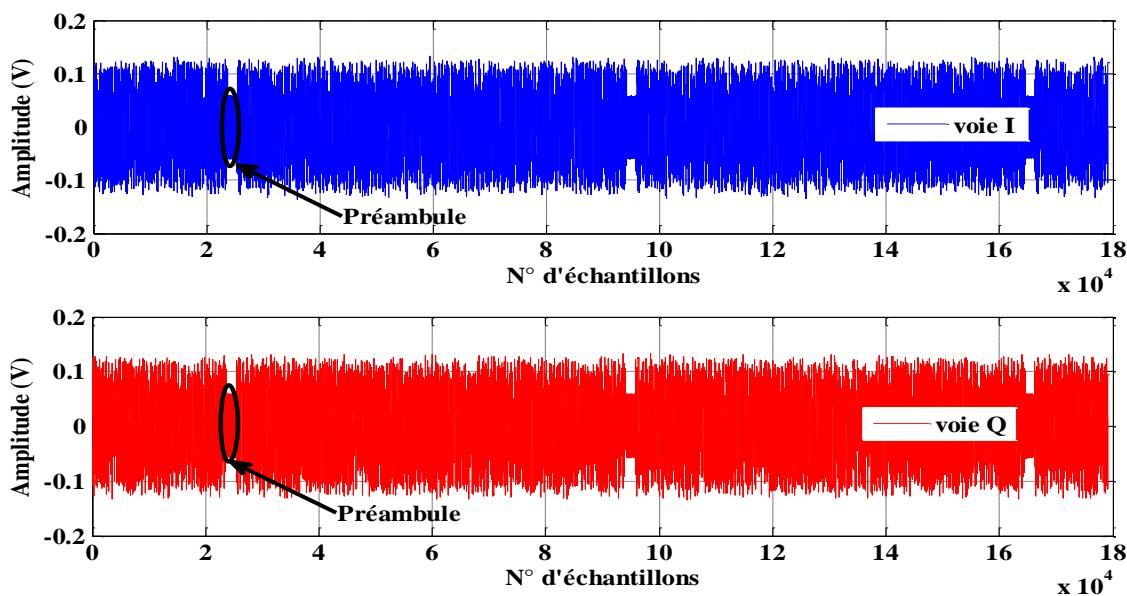
l'onde porteuse RF. Cette démodulation réalisée par calcul sur l'oscilloscope, suivie du sous-échantillonnage permet de limiter le nombre de données à stocker et à transférer. La figure (3.8) montre une capture d'image en temps réel pendant les mesures.



**Figure 3.8.** Capture d'image de l'oscilloscope pendant les mesures

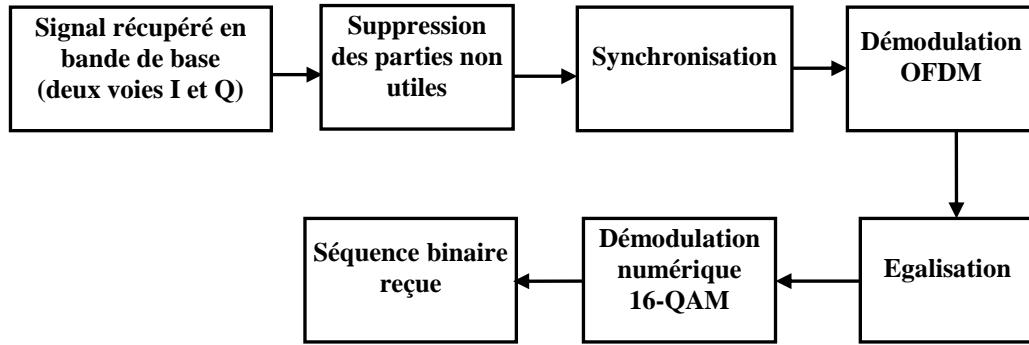
Sur cet oscilloscope, nous avons enregistré les deux signaux I et Q translatés et sous-échantillonnés, avant qu'ils ne soient transférés sur le PC de traitement.

- **Traitement et récupération des données (PC de traitement)** : la figure (3.9) présente la forme des signaux I et Q (avec la méthode TR) reconstitués sur l'oscilloscope. On peut noter sur cette figure que le générateur applique plusieurs fois la même séquence car il transmet en boucle cette dernière.



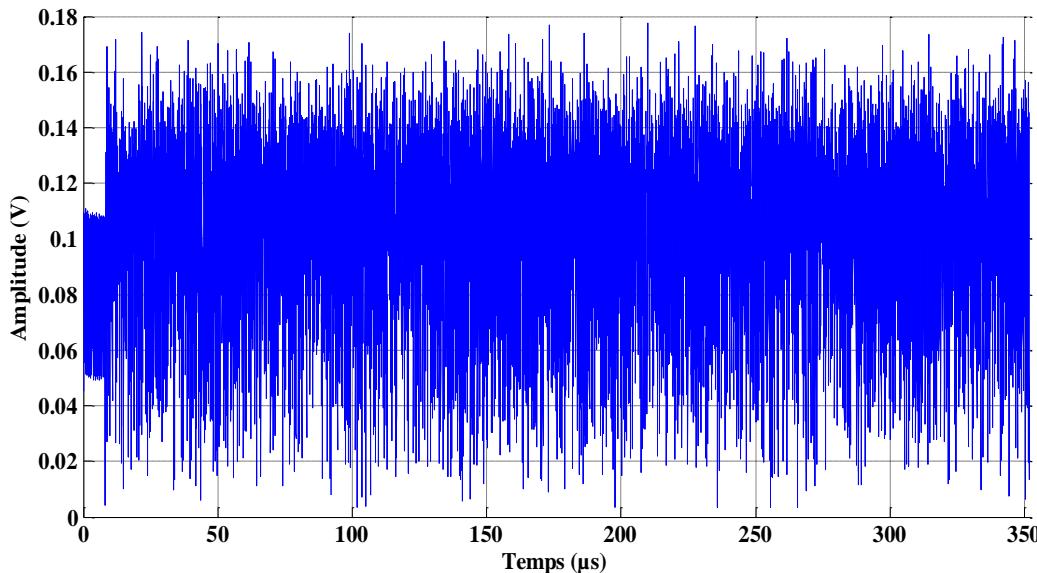
**Figure 3.9.** Forme des signaux démodulés par l'oscilloscope

Comme nous l'avons mentionné précédemment, l'insertion du préambule est nécessaire à la synchronisation et permet de déterminer le début et la fin de la séquence des données. L'ensemble des opérations de traitement est effectué en bande de base sur le PC de traitement, à l'aide des programmes codés en C++. La figure (3.10) résume ces différentes opérations.



**Figure 3.10.** Différentes opérations effectuées sur le PC de traitement

L'opération "suppression des parties non utiles" consiste à récupérer une séquence complète du signal enregistré (préambule et données utiles). La figure (3.11) présente une seule séquence après la phase de synchronisation.



**Figure 3.11.** Forme du signal après synchronisation

Ainsi, dans cette partie nous effectuons une synchronisation avec la séquence envoyée à l'aide du préambule inséré précédemment. Ensuite, nous appliquons une démodulation OFDM selon le standard IEEE 802.11a. Afin de corriger la séquence des données utiles récupérée, nous effectuons une égalisation à l'aide d'un algorithme LMS (Last Mean Square) [17]. Le calcul de l'égaliseur est basé sur une séquence d'apprentissage d'une durée de deux symboles OFDM, ce qui permet d'établir les différents paramètres de l'égaliseur. Le critère adaptatif de cet algorithme permet de corriger davantage la distorsion introduite par l'amplificateur sur la séquence des données utiles. D'autres algorithmes adaptatifs d'égalisation peuvent être utilisés comme le RLS (Recursive Least Square) pour le même objectif. Cependant, nous avons

choisi l'algorithme LMS à cause de sa simplicité d'implémentation. Enfin, nous appliquons une démodulation 16-QAM afin de retrouver la séquence de données binaires. La comparaison avec la séquence initialement transmise permet d'évaluer la qualité de transmission en termes d'EVM et de TEB.

### 3.2.3 Résultats de mesures

Dans cette section, nous allons montrer la relation entre la réduction du PAPR par la méthode TR et l'amélioration de la qualité de transmission en termes d'EVM et de TEB. Nous allons aussi vérifier les contraintes fréquentielles imposées par le masque du standard IEEE 802.11a. Dans cette partie, nous ne considérons pas l'effet du canal de transmission, notre intérêt est d'étudier uniquement la distorsion introduite par l'amplificateur de puissance.

#### 3.2.3.1 Résultats en termes d'EVM et de TEB

Afin de réaliser cette évaluation, nous avons appliqué plusieurs valeurs de recul à l'entrée de l'amplificateur, exprimées en IBO (de -4 à 3 dB). Nous nous sommes volontairement placés sur des points de fonctionnement très proches de la saturation afin de voir les effets dans cette zone fortement non-linéaire. Pour chaque valeur d'IBO, nous avons mesuré l'EVM et le TEB correspondant. Rappelons que l'EVM (cf. chapitre 1) est une métrique utilisée pour quantifier la distorsion sur la constellation. Et que le TEB représente le rapport entre le nombre de bits erronés reçus et le nombre total de bits transmis. La figure (3.12) montre le résultat en termes d'EVM.

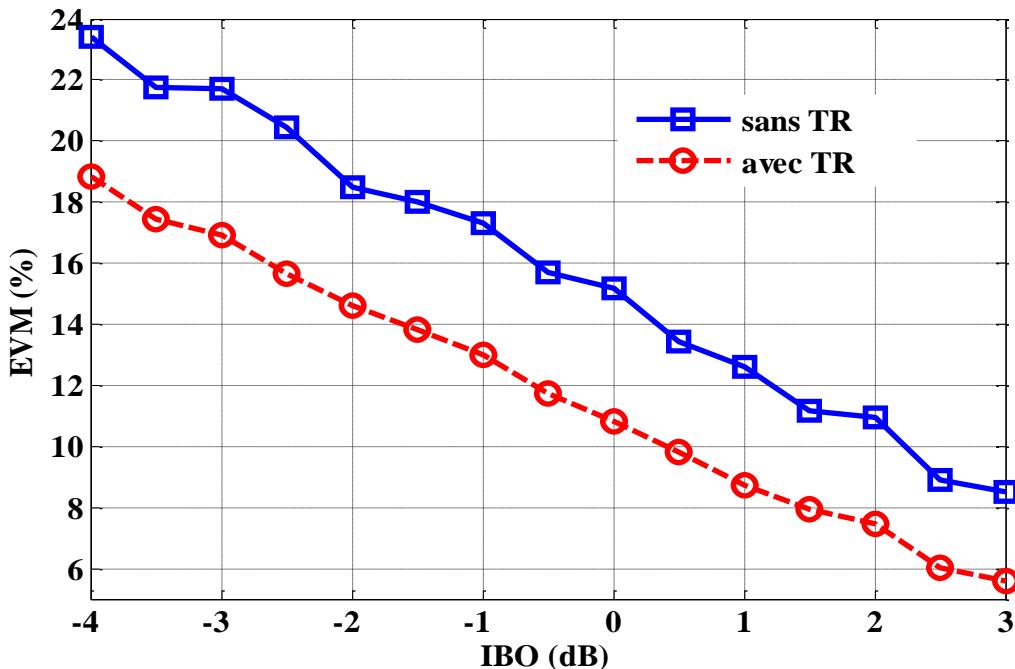
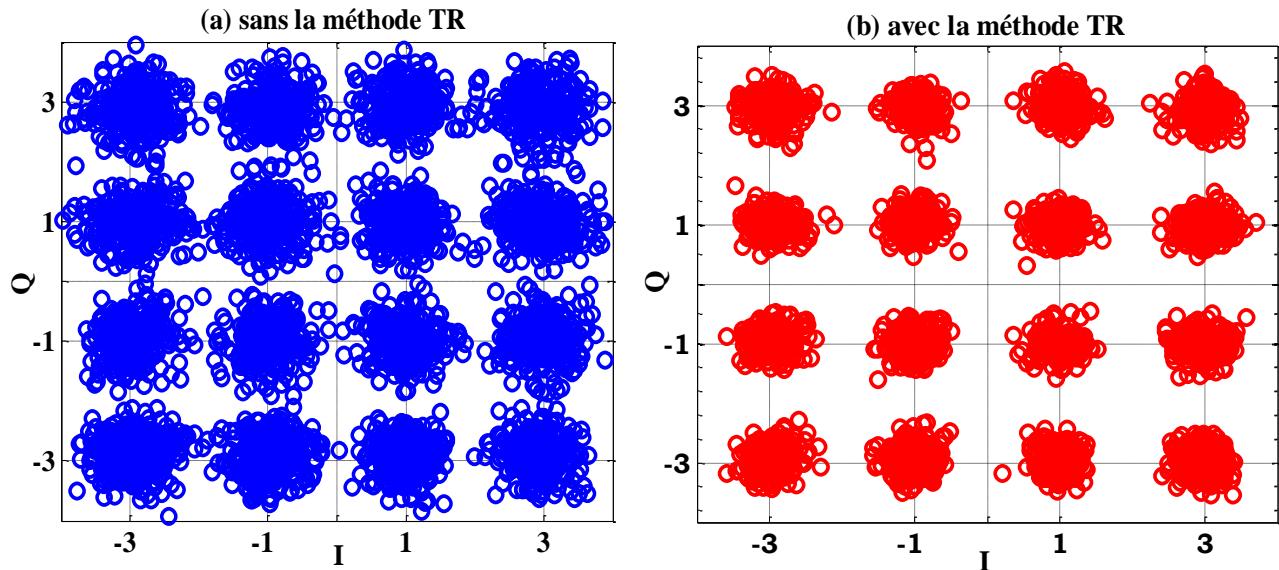


Figure 3.12. Résultats de mesures en termes d'EVM

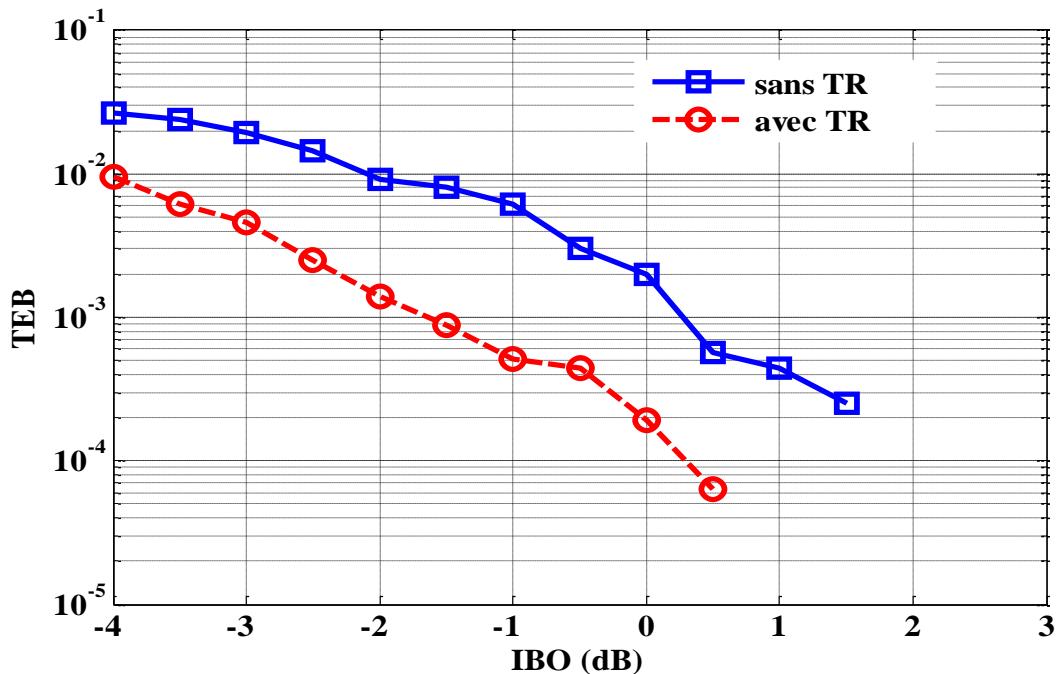
L'application de la méthode TR réduit l'impact des effets non-linéaires de l'amplificateur sur la constellation reçue. Pour la même valeur d'IBO, on obtient environ 4 % d'amélioration de l'EVM lorsqu'on applique la méthode TR. A petit niveau (IBO de 2 à 3 dB) l'amélioration est

de 3%. La figure (3.13) montre la constellation des deux signaux : sans la méthode TR (figure 3.13.a) et avec la méthode TR (figure 3.13.b) après l'amplificateur pour un IBO égal à 0 dB.



**Figure 3.13.** Constellation du signal sans et avec l'application de la méthode TR, après l'amplificateur (IBO = 0 dB)

Nous pouvons voir sur ces deux figures l'effet de la non-linéarité de l'amplificateur sur la constellation du signal. On peut voir aussi que l'application de la méthode TR permet de réduire la dispersion sur les points de la constellation. Ceci a pour conséquence une réduction du TEB comme le montre la figure (3.14).



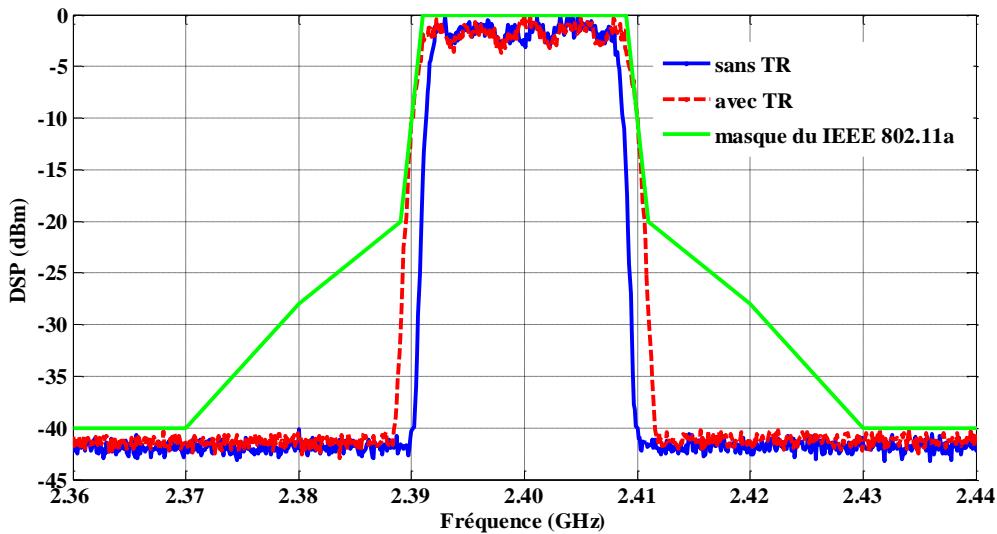
**Figure 3.14** Résultats de mesures en termes de TEB

Selon les résultats obtenus sur cette figure, on constate une amélioration d'un facteur d'environ 10 du TEB avec l'application de la méthode TR.

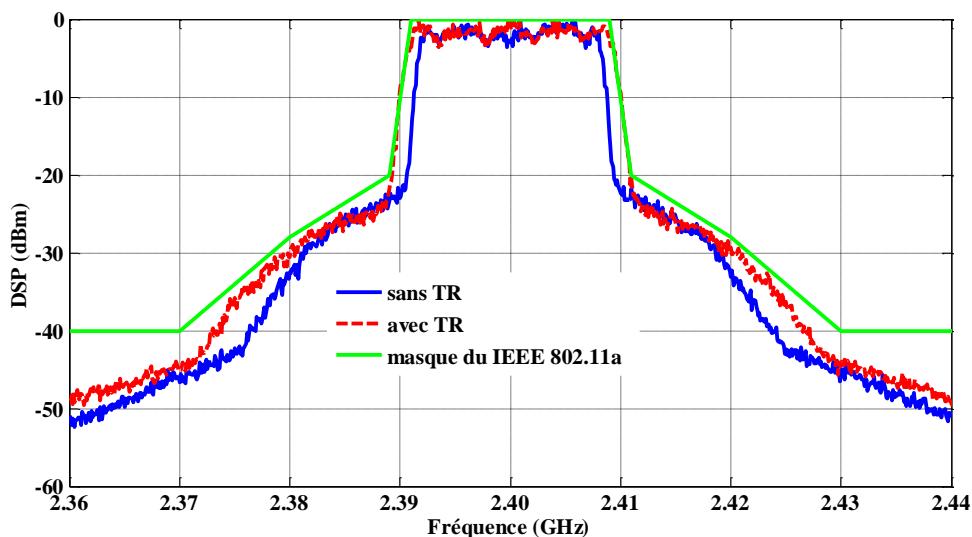
Pour une même qualité de transmission (EVM identique ou TEB identique), la méthode TR permet d'obtenir un gain de 2 dB en IBO. Autrement dit, en appliquant la méthode TR, l'amplificateur peut être utilisé avec un niveau de puissance d'entrée supérieur de 2 dB au cas sans application de la méthode pour une qualité de service (QoS : Quality of Service) identique.

### 3.2.3.2 Résultats de mesures de spectres

Les deux figures (3.15) et (3.16) montrent les spectres mesurés à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur pour un  $\text{IBO} = 0 \text{ dB}$ , avant et après l'application de la méthode TR. Ces spectres sont mesurés directement sur les signaux RF à l'aide de l'analyseur de spectre (RF Agilent N9020A).



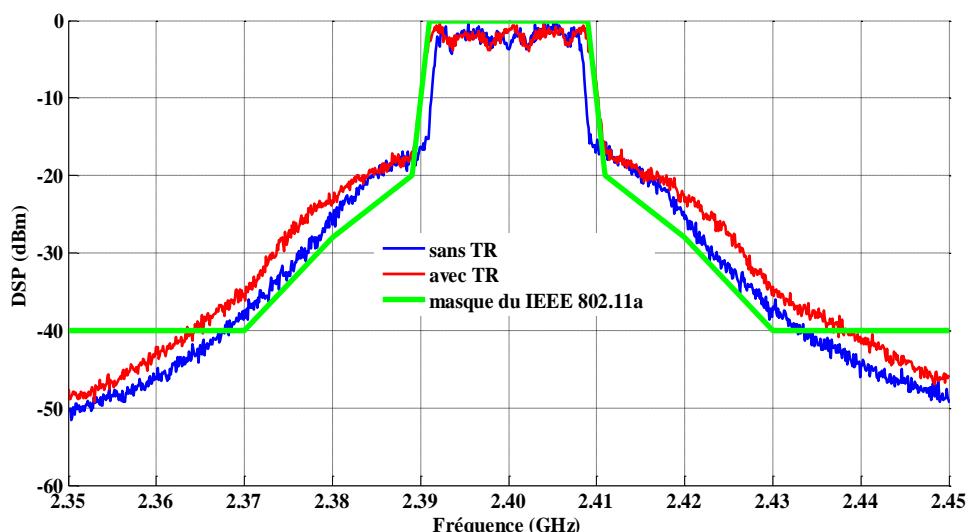
**Figure 3.15.** Spectres mesurés à l'entrée de l'amplificateur



**Figure 3.16.** Spectres mesurés à la sortie de l'amplificateur à  $\text{IBO} = 0 \text{ dB}$

Comme nous l'avons constaté précédemment (chapitre 2 section 2.4.4), l'utilisation des 12 sous-porteuses libres par la méthode TR conduit à un élargissement du spectre du signal. Cet effet est vérifié sur les spectres en entrée et en sortie de l'amplificateur. De plus, à la sortie de l'amplificateur, nous pouvons remarquer des remontées spectrales dans les bandes adjacentes à cause des effets non-linéaires. Cependant, ces remontées spectrales restent en dessous du masque du standard IEEE 802.11a.

La figure (3.17) montre des spectres mesurés à la sortie de l'amplificateur pour un IBO égal à - 4 dB, qui correspond au plus fort niveau du signal.



**Figure 3.17.** Spectres mesurés à la sortie de l'amplificateur à IBO = - 4 dB

Nous pouvons voir les remontées spectrales causées par l'effet de la non-linéarité dans la zone de saturation de l'amplificateur due au fort niveau de puissance du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur. Ces remontées spectrales augmentent considérablement l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) et par conséquent génèrent des interférences avec les canaux adjacents. Nous avons calculé les valeurs de l'ACPR avant et après l'amplificateur à IBO égal à 0 dB, sans et avec la méthode TR, selon la relation donnée dans le chapitre 1 section 1.3.2.4. Les résultats sont montrés sur le tableau suivant.

	Avant l'amplificateur		Après l'amplificateur	
	Sans TR	Avec TR	Sans TR	Avec TR
<b>ACPR (dB)</b>	-35.39	-26.19	-19.54	-18.18

**Tableau 3.1.** Résultats de calculs de l'ACPR

D'après les résultats de ce tableau, les valeurs de l'ACPR sans et avec la méthode TR avant l'amplificateur sont respectivement – 35.39 dB et – 26.19 dB. Même si ces valeurs de l'ACPR

respectent bien le masque du standard IEEE 802.11a, nous pouvons expliquer cette différence de 9.2 dB par l'utilisation des 12 sous-porteuses libres par la méthode TR. Les valeurs de l'ACPR sans et avec la méthode TR, après l'amplificateur sont respectivement – 19.54 dB et – 18.18 dB. On constate une réduction de la différence de l'ACPR à 1.36 dB. Le gain de 2 dB en IBO (figures 3.12 et 3.14) obtenu par l'application de la méthode TR (résultat en termes d'EVM et de TEB) permet de réduire les fluctuations du signal à amplifier et par conséquent réduire la distorsion non-linéaire générée par l'amplificateur.

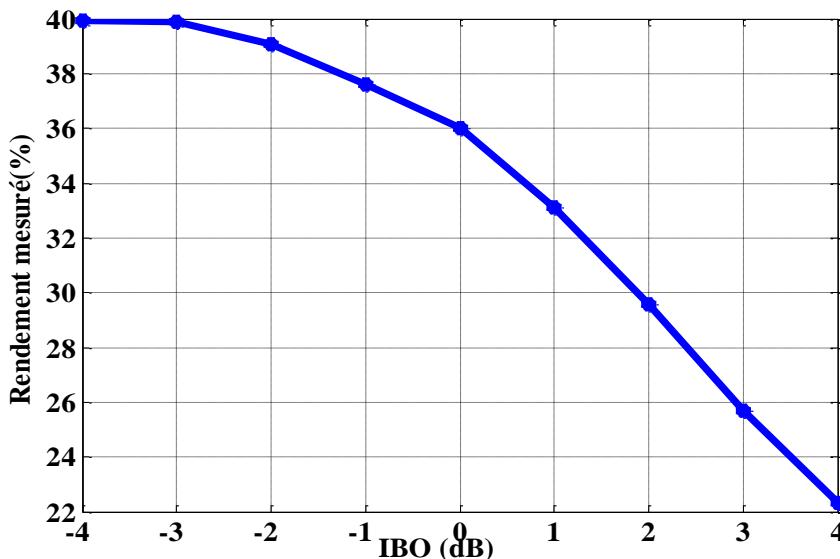
### 3.2.3.3 Amélioration du bilan énergétique de la chaîne

A partir des résultats de mesures en termes d'EVM et de TEB, nous avons constaté une amélioration d'environ 2 dB en IBO avec l'application de la méthode TR pour un niveau donné d'EVM ou de TEB. Dans cette section, nous allons traduire ce gain obtenu par une amélioration de bilan énergétique de la chaîne.

La figure (3.18) montre le rendement en puissance rajoutée  $\eta_{aj}$ , mesuré de l'amplificateur. Rappelons que ce rendement est calculé selon la relation suivante :

$$\eta_{aj}(\%) = \frac{P_s - P_e}{P_{alim}} \times 100 \quad (3.1)$$

avec  $P_e$  la puissance du signal d'entrée,  $P_s$  la puissance du signal de sortie et  $P_{alim}$  la puissance d'alimentation. Cette courbe de rendement a été mesurée en utilisant le banc de mesures présenté précédemment.



**Figure 3.18.** Le rendement de l'amplificateur mesuré en fonction de l'IBO

Nous pouvons voir sur la figure que le rendement maximum de cet amplificateur est d'environ 40 %. Ce rendement apparaît à fort niveau soit pour un IBO égal à -3 et à -4 dB. Cette courbe permet de faire le lien entre la qualité de transmission et l'efficacité en puissance exprimée en rendement. En correspondance avec les résultats obtenus en termes de TEB et EVM, nous avons vu que la méthode TR permet d'obtenir un gain de 2 dB en IBO. Ce gain peut être traduit par une amélioration du rendement d'environ 6.5 % (pour un IBO initial de 2dB porté à 0 dB avec la méthode TR) ou d'environ 7.5 % (pour un IBO de 4 dB porté à 2 dB). Pour la même qualité de transmission (par exemple TEB=  $10^{-4}$  et EVM=11%) (figures

12 et 14), l'amplificateur de puissance peut travailler à un IBO égal à 0 dB avec la méthode TR, qui correspond à une puissance de sortie de 32 dBm (figure 3.3) avec un rendement de 36 %. Sans la méthode TR, la puissance de sortie est limitée à 30,6 dBm et le rendement est limité à 29,5 %.

Ce gain en IBO permet aussi de choisir un autre amplificateur plus petit pour une puissance de sortie donnée et ainsi d'obtenir une consommation électrique plus faible. Considérons maintenant une puissance de sortie de 30,6 dBm. Sans la méthode TR, ce niveau est obtenu pour un IBO égal à 2dB, soit un rendement de 29,5% et une consommation dans ce cas est d'environ 3.9 W. L'application de la méthode TR permet de redimensionner l'amplificateur de puissance pour avoir la même puissance de sortie mais avec un IBO plus faible. Dans ce cas, l'IBO de 0 dB pourrait être obtenu avec un rendement de 36% et une consommation réduite à 3.2 W. Par conséquent la méthode TR permet de réduire 18 % de la puissance consommée tout en maintenant une QoS (Quality of Service) comparable en termes de TEB et EVM. Dans ce dernier calcul, les caractéristiques de rendement en fonction de l'IBO sont considérées identiques quelle que soit la taille des amplificateurs. Cette hypothèse est vérifiée si les amplificateurs utilisent des technologies identiques.

### 3.3 Résultats de simulation avec le modèle réaliste de l'amplificateur de puissance

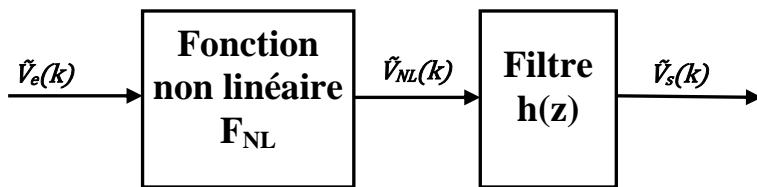
Un modèle réaliste de l'amplificateur permet de décrire avec précision le comportement non-linéaire de celui-ci, avec la prise en compte des effets mémoires.

Dans cette section, notre objectif est de montrer l'impact d'un modèle réaliste de l'amplificateur sur les résultats d'évaluation de la méthode TR. Par conséquent, nous allons évaluer par simulation les performances de la méthode TR basée sur l'algorithme du gradient conjugué, en présence de trois modèles décrivant l'amplificateur SZP-2026Z (utilisé dans l'évaluation expérimentale). Ces trois modèles ont été obtenus par une méthode basée sur les mesures et sur l'identification paramétrique [5][6]. Nous avons commencé par un modèle simpliste avant d'aller progressivement vers un modèle plus complexe considéré comme un modèle réaliste de l'amplificateur. Le premier modèle est décrit uniquement par une conversion AM/AM de l'amplificateur sans prendre en compte le déphasage apportée par ce dernier. Tandis que, le deuxième modèle est décrit par les deux caractéristiques AM/AM et AM/PM sans prendre en compte les effets mémoires de l'amplificateur. Enfin, le troisième modèle est décrit par les deux caractéristiques AM/AM et AM/PM avec la prise en compte des effets mémoires. Notre objectif est de montrer l'impact du choix du chaque modèle sur les résultats d'évaluation de la méthode TR. De plus, nous allons comparer les résultats obtenus par simulation avec ceux obtenus expérimentalement en termes de TEB et d'EVM afin de confronter les mesures aux simulations.

Nous allons tout abord commencer par expliquer la méthode utilisée pour identifier les différents modèles. Ensuite, nous allons présenter les résultats de simulations des trois modèles, en les comparant avec les résultats expérimentaux.

#### 3.3.1 Méthode d'identification utilisée

Dans le chapitre 1, section (1.3.3), nous avons présenté les différents modèles permettant la modélisation du comportement non-linéaire de l'amplificateur de puissance. Nous nous sommes intéressés à l'utilisation du modèle discret de Hammerstein. La figure (3.19) rappelle le schéma de principe de ce modèle.



**Figure 3.19.** Schéma synoptique du modèle de Hammerstein

Rappelons que ce modèle est décrit par une fonction non-linéaire  $F_{NL}$  permettant de modéliser la non-linéarité statique de l'amplificateur, suivie par un filtre FIR (Finite Impulse Response) d'une fonction du transfert  $h(z)$  modélisant ainsi les effets mémoires. La relation décrivant l'enveloppe complexe discrète du signal de sortie  $\tilde{V}_s(k)$  en fonction de l'enveloppe complexe discrète du signal d'entrée  $\tilde{V}_e(k)$  et l'enveloppe complexe du signal intermédiaire  $\tilde{V}_i(k)$  peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \tilde{V}_{NL}(k) = \sum_{p=0}^P c_{2p+1} \cdot |\tilde{V}_e(k)|^{2p} \cdot \tilde{V}_e(k) \\ \tilde{V}_s(k) = \sum_{i=0}^m b_i \cdot \tilde{V}_{NL}(k-i) - \sum_{i=1}^n a_i \cdot \tilde{V}_s(k-i) \end{cases} \quad (3.2)$$

A partir de ces deux formules, on peut déduire :

$$\tilde{V}_s(k) = \sum_{i=0}^m \sum_{p=0}^P b_{i,2p+1} \cdot |\tilde{V}_e(k-i)|^{2p} \cdot \tilde{V}_e(k-i) - \sum_{i=1}^n a_i \cdot \tilde{V}_s(k-i) \quad (3.3)$$

avec  $2 \cdot P + 1$  l'ordre de la non-linéarité,  $b_{i,2p+1} = b_i \cdot c_{2p+1}$  et  $a_i$  les coefficients qui modélisent la fonction non-linéaire  $F_{NL}$  et la réponse du filtre  $h(z)$ ,  $m$  et  $n$  sont respectivement la longueur de mémoire des signaux d'entrée et de sortie.

L'objectif de l'identification est d'estimer les valeurs des coefficients  $a_i$  et  $b_{i,2p+1}$ , qui permettent au modèle d'avoir la même réponse que le système pour un signal d'entrée identique. Cette estimation est réalisée selon une modélisation mathématique (modèle théorique) basée sur des données expérimentales. Nous pouvons écrire les différents coefficients à estimer sous forme d'un vecteur  $\theta$ , tel que :

$$\theta = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n \ b_{1,2p+1} \ b_{2,2p+1} \ \dots \ b_{m,2p+1}] \quad (3.4)$$

Le principe de l'identification est d'exciter l'amplificateur par un signal d'entrée  $\tilde{V}_e(k)$ , et de mesurer K points de l'enveloppe complexe de sortie  $\tilde{V}_s(k)$ . Ceci permet d'obtenir un fichier contenant K couples d'entrée/sortie. En simulant le modèle de l'équation (3.2) avec le même signal d'entrée, on obtient de la même façon un fichier de K valeurs correspondant à l'estimation de la sortie notée  $\tilde{V}'_s(k)$ . À partir de ces deux fichiers de données, on définit une erreur d'estimation  $\varepsilon_s$  :

$$\varepsilon_s(k) = \tilde{V}_s(k) - \tilde{V}'_s(\theta, \tilde{V}_e(k)) \quad (3.5)$$

A partir de cette erreur, on construit un critère quadratique (i.e. fonction de coût) basée sur la somme quadratique des K erreurs tel que :

$$J = \sum_{k=0}^K \varepsilon_s(k)^2 \quad (3.6)$$

L'identification paramétrique consiste donc à minimiser ce critère en utilisant des techniques d'optimisation. Lorsque la sortie peut être écrite sous forme de régression linéaire par rapport au vecteur des paramètres  $\theta$ , il est possible d'appliquer des algorithmes à erreur d'équation [14][15][16]. L'avantage des ce derniers est qu'ils ne nécessitent pas d'initialisation des paramètres. Cependant, lorsque les mesures sont entachées de bruit, comme c'est le cas dans toute expérimentation, on note l'apparition d'un biais sur les paramètres. Ce biais peut être corrigé par la suite en utilisant la technique de la Variable Instrumentale permettant de réduire la corrélation dans l'expression des Moindres Carrés [5]. (Voir l'annexe pour plus de détails concernant la procédure d'identification du modèle de Hammerstein).

Comme indiqué précédemment et pour étudier l'influence du modèle sur les résultats, nous avons utilisé trois modèles, pour un ordre de non-linéarité égal à 5 ( $P = 2$ ) :

- **Modèle 1** : Ce modèle décrit uniquement la non-linéarité d'amplitude AM/AM. Ceci revient à annuler l'effet du filtre ( $n=m=0$ ) et à prendre des coefficients  $b_{i,2p+1}$  réels, ce qui donne la relation :

$$\tilde{V}_s(k) = \sum_{p=0}^2 b_{0,2p+1} \cdot |\tilde{V}_e(k)|^{2p} \cdot \tilde{V}_e(k) \quad (3.7)$$

- **Modèle 2** : Ce modèle décrit les non-linéarités d'amplitude AM/AM et de phase AM/PM. Ceci revient à prendre le même modèle précédent mais avec des coefficients  $b_{i,2p+1}$  complexes, tel que :

$$\tilde{V}_s(k) = \sum_{p=0}^2 b_{0,2p+1} \cdot |\tilde{V}_e(k)|^{2p} \cdot \tilde{V}_e(k) \quad (3.8)$$

- **Modèle 3** : Ce modèle décrit non seulement les distorsions statiques d'amplitude et de phase mais aussi les effets mémoires avec  $m=1$  et  $n=1$ , tel que :

$$\tilde{V}_s(k) = \sum_{i=0}^1 \sum_{p=0}^2 b_{i,2p+1} \cdot |\tilde{V}_e(k-i)|^{2p} \cdot \tilde{V}_e(k-i) - a_1 \cdot \tilde{V}_s(k-1) \quad (3.9)$$

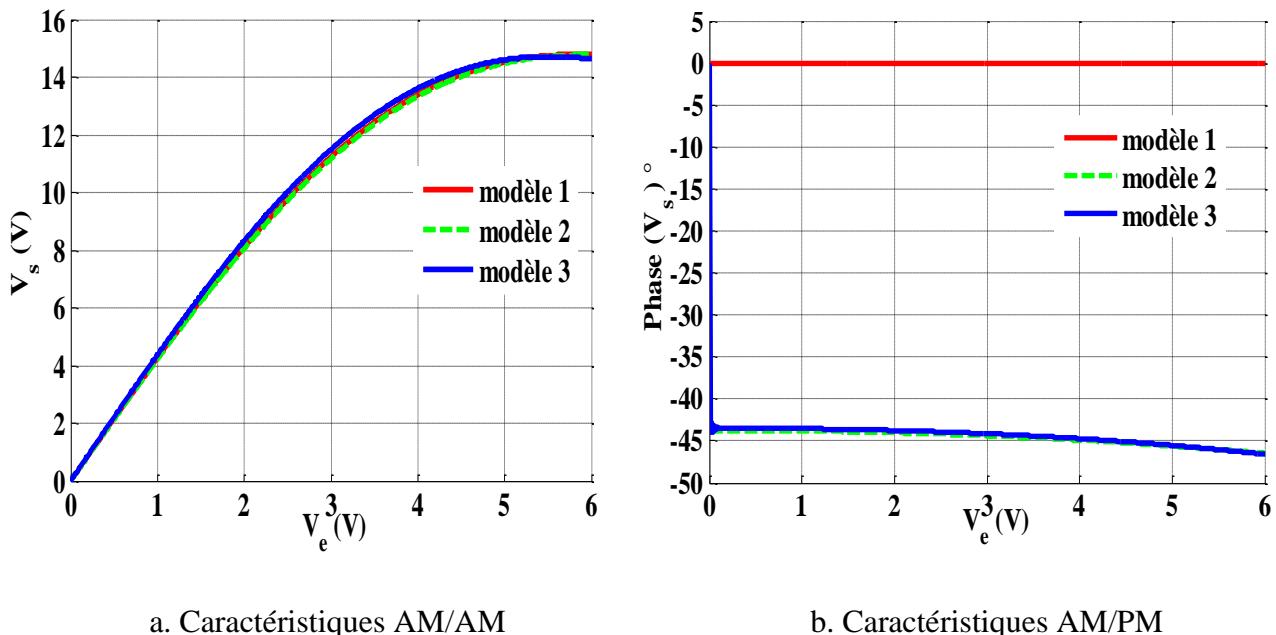
L'identification paramétrique des trois modèles a été réalisée sur le même fichier de données d'E/S. En utilisant le banc de mesures décrit précédemment (Figure 3.2), nous avons donc appliqué un signal mono-porteuse et réalisé une acquisition des signaux IQ en entrée et en sortie de l'amplificateur. La puissance du signal est choisie volontairement proche de la saturation (au point à 1 dB de compression) afin d'apporter suffisamment d'informations sur les distorsions dans cette zone.

Les différents coefficients identifiés ainsi que la valeur du critère  $J$  à l'optimum sont affichés sur le tableau (3.2).

	<b>Modèle 1 <math>m = n = 0</math></b>	<b>Modèle 2 <math>m = n = 0</math></b>	<b>Modèle 3 <math>m = 2, n = 1</math></b>
$b_{0,1}$	-4.32	$-3.09 + 2.96j$	$-3.02 + 2.91j$
$b_{1,1}$	--	--	$-2.42 + 2.38j$
$b_{0,3}$	$6.78 \cdot 10^{-2}$	$5.15 \cdot 10^{-2} - 4.25 \cdot 10^{-2}j$	$5.34 \cdot 10^{-2} - 4.53 \cdot 10^{-2}j$
$b_{1,3}$	--	--	$4.28 \cdot 10^{-2} - 3.53 \cdot 10^{-2}j$
$b_{0,5}$	$-0.5 \cdot 10^{-3}$	$-0.4 \cdot 10^{-3} + 0.3 \cdot 10^{-3}j$	$-3.59 \cdot 10^{-4} + 3.01 \cdot 10^{-4}j$
$b_{1,5}$	--	--	$-2.88 \cdot 10^{-4} + 2.13 \cdot 10^{-4}j$
$a_1$	--	--	$7.05 \cdot 10^{-1} - 2.08 \cdot 10^{-2}j$
NMSE (dB)	-9.81	-16.31	-19.43

**Tableau 3.2.** Coefficients des différents modèles identifiés

Sur les figures (3.20.a-b) nous avons tracé par simulations les caractéristiques statiques AM/AM et AM/PM pour chaque modèle. Le signal d'entrée  $V_e$  est un signal sinusoïdal mono- porteuse.

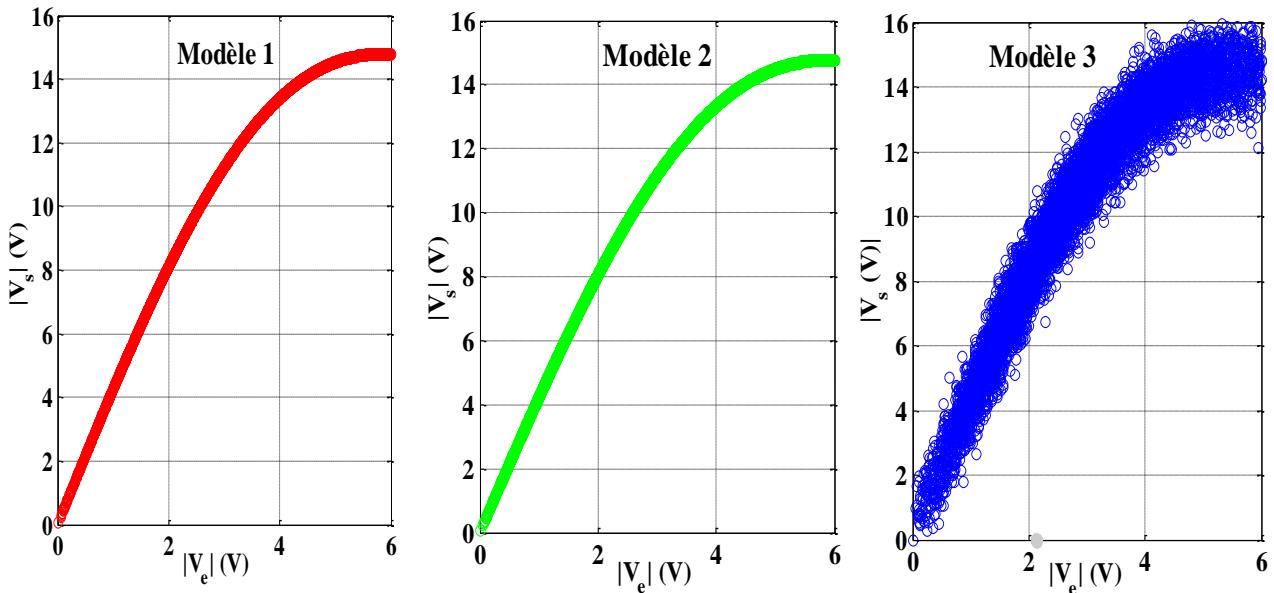


**Figure 3.20.** Caractéristiques statiques des trois modèles de l'amplificateur

Nous pouvons voir que les trois caractéristiques AM/AM sont superposées parce qu'elles décrivent le même amplificateur de puissance SZP-2026Z. Cependant, le premier modèle

n'introduit aucun déphasage sur le signal de sortie (caractéristique AM/PM), contrairement au deuxième et au troisième modèle. La prise en compte des effets mémoires différentie les deux derniers modèles (modèle 2 et modèle 3). Le comportement du premier modèle est équivalent au modèle de Rapp utilisé généralement dans la littérature [2] [3].

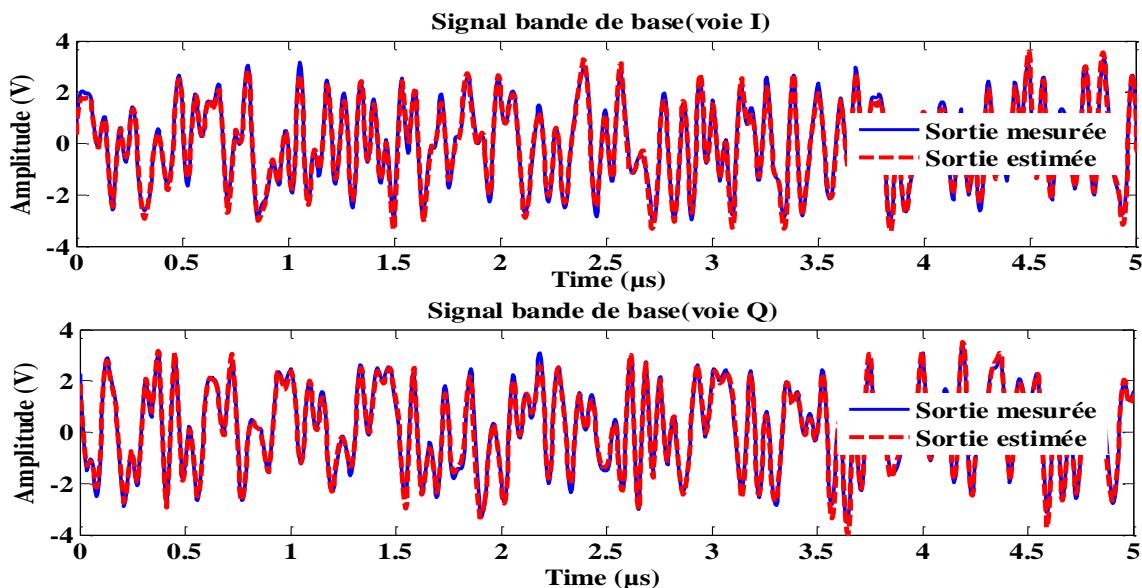
La figure (3.21) montre les caractéristiques dynamiques de chaque modèle de l'amplificateur, obtenues à partir d'un signal sinusoïdal bi-porteuse.



**Figure 3.21** Caractéristiques dynamiques des trois modèles de l'amplificateur

Nous pouvons voir une dispersion sur la caractéristique du modèle 3 (courbe bleu) traduisant ainsi les effets mémoire du troisième modèle.

La figure (3.22) montre les signaux IQ mesurés et estimés en utilisant le modèle 3.



**Figure 3.22.** Enveloppe des signaux mesurés et estimés après l'amplificateur

Nous pouvons voir la bonne correspondance entre la sortie estimée (en rouge) et la sortie mesurée (en bleu). Ce résultat nous permet de vérifier la précision du modèle identifié de l'amplificateur.

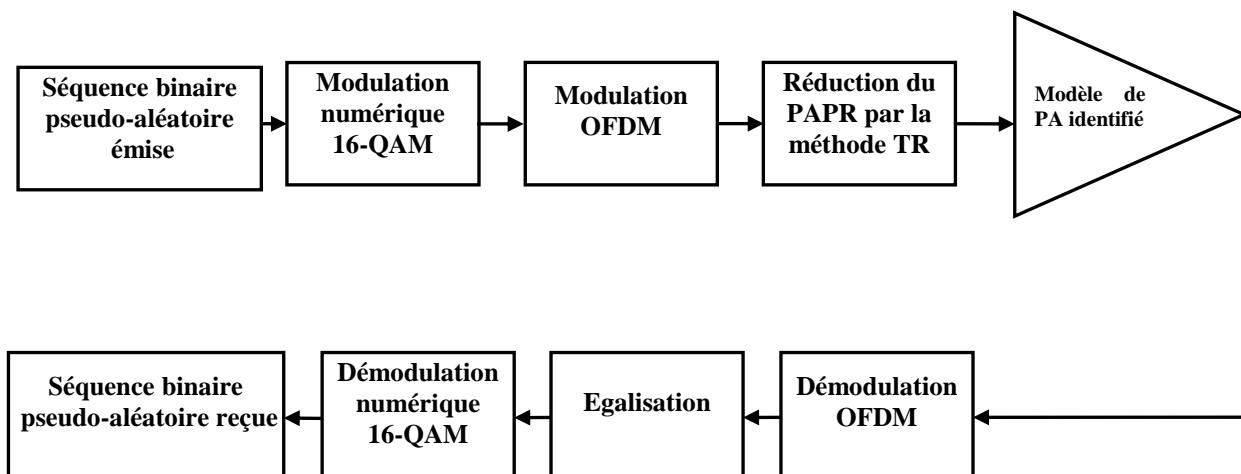
Dans la recherche des paramètres, nous avons constaté que le critère J a différentes valeurs selon le modèle utilisé (voir le tableau 3.2) Il est évident que plus cette valeur est réduite plus le modèle est proche de la mesure, ce qui est le cas concernant le modèle 3.

### 3.3.2 Résultats de simulation et de comparaison

Dans cette section, nous allons tout d'abord montrer la différence entre le premier et le deuxième modèle sans considérer l'égalisation au niveau de la réception. L'objectif est de montrer l'impact de la prise en compte du déphasage décrit par la conversion AM/PM sur la qualité de transmission en termes de TEB. Ensuite, nous évaluerons la méthode TR basée sur l'algorithme du gradient conjugué, en présence des trois modèles identifiés dans la section précédente. Cette évaluation est faite par simulation avec le standard IEEE 802.11a. Les résultats de simulation sont présentés en termes d'EVM et de TEB. De plus, ces résultats sont comparés avec ceux obtenus précédemment dans l'évaluation expérimentale de la section (3.2).

#### 3.3.2.1 Chaîne de communication simulée

Nous considérons la chaîne de transmission simulée, présentée par la figure (3.23).



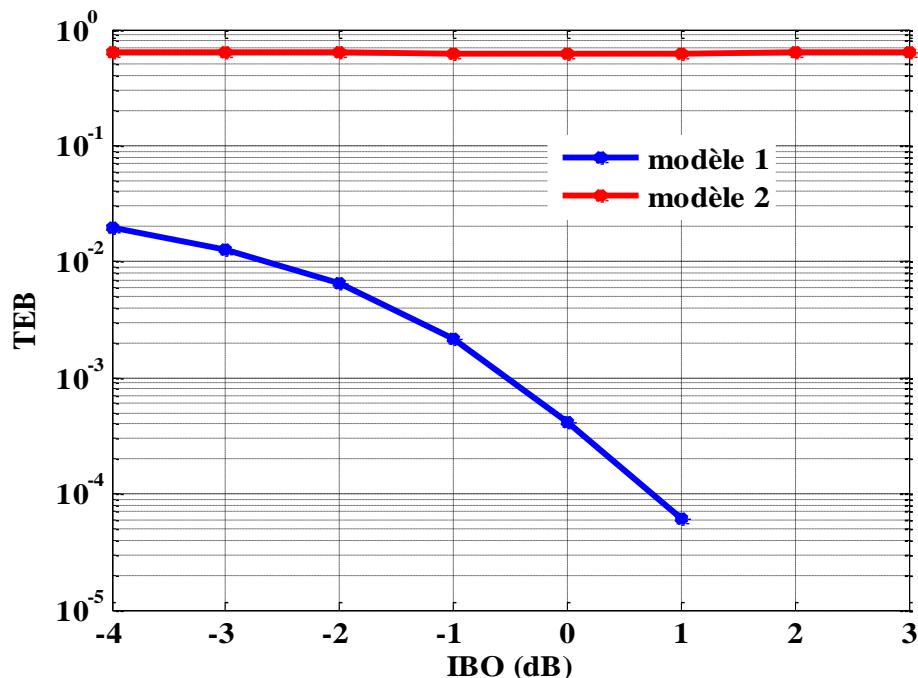
**Figure 3.23.** Synoptique de la chaîne de communication simulée

Une séquence binaire pseudo-aléatoire de  $2^{14}$  bits a été générée, puis modulée en 16-QAM. Les symboles complexes obtenus passent ensuite par un modulateur OFDM de 64 sous-porteuses. La répartition des données sur l'ensemble des sous-porteuses a été faite selon le standard IEEE 802.11a. Cette répartition est montrée dans le chapitre 2, figure (2.9). On applique ensuite la méthode TR basée sur le gradient conjugué, où les 12 sous-porteuses libres du standard sont utilisées pour ajouter le signal correcteur. Dans cette partie, nous n'avons pas considéré le canal de transmission et seul l'effet de l'amplificateur est pris en compte. En réception, nous avons effectué une démodulation OFDM, puis une égalisation basée sur l'algorithme LMS (identique à celle utilisée en évaluation expérimentale). Les symboles complexes obtenus sont ensuite démodulés afin de reconstruire la séquence binaire envoyée.

Notons que dans cette chaîne, aucun code correcteur n'a été utilisé. Dans ce cas, le débit de la transmission est de 48 Mbits/s, pour un temps symbole de 4  $\mu$ s. Le temps symbole est défini selon le standard IEEE 802.11a.

### 3.3.2.2 Résultats de simulations

Afin de montrer la différence entre le premier et deuxième modèle de l'amplificateur, nous avons évalué la qualité de transmission en termes de TEB pour chaque modèle en fonction de plusieurs reculs en puissance exprimés en IBO (dB). Dans cette évaluation, nous n'avons pas considéré l'égalisation au niveau de la réception (figure 3.24). Les résultats sont montrés sur la figure suivante.



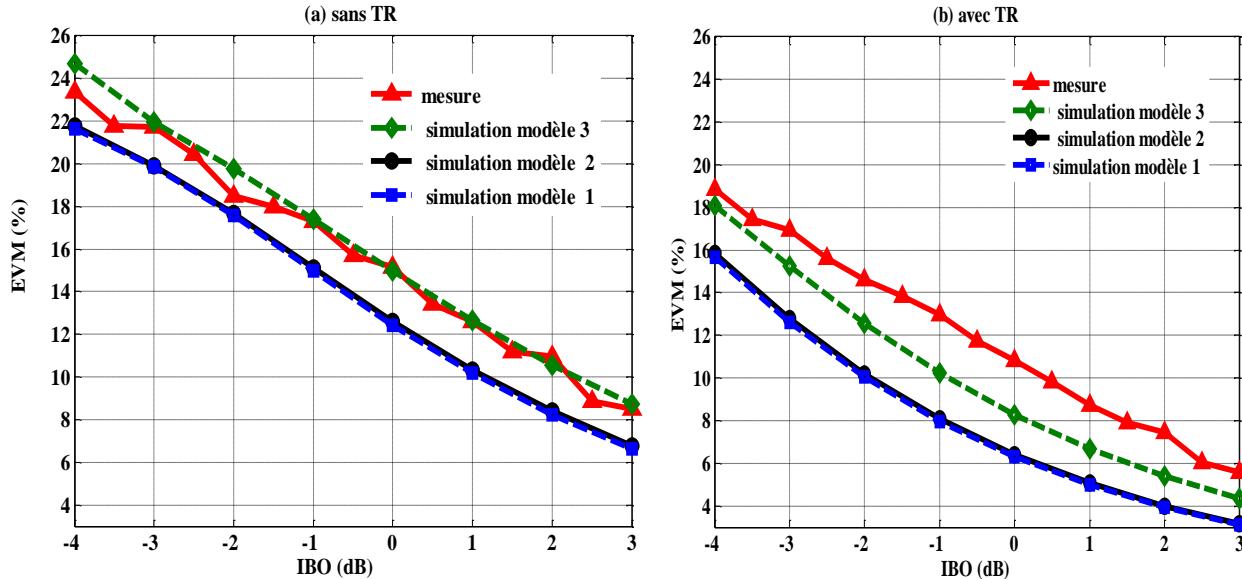
**Figure 3.24.** Différence entre le premier et le deuxième modèle de l'amplificateur sans égalisation

A partir des résultats de cette figure, nous constatons la nécessité de la phase d'égalisation lorsque le modèle tient compte des non-linéarités de phase. En effet, on constate que le TEB avec le premier modèle (courbe bleue) diminue avec l'augmentation de l'IBO appliquée sur le signal d'entrée. Ceci est prévisible car l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur diminue également avec l'accroissement de l'IBO. A noter qu'à partir de 1 dB d'IBO, le TEB tend vers zéro car l'impact des non-linéarités devient négligeable. Concernant le modèle 2, nous constatons que le TEB est égal à environ 0.5 quelle que soit la valeur de l'IBO. Sans égalisation, le récepteur ne peut pas estimer, ni corriger le déphasage introduit par la conversion AM/PM du deuxième modèle (figure 3.20.b). Ceci explique le résultat obtenu en termes de TEB. Ces résultats montrent la différence entre le premier et le deuxième modèle. Ainsi, nous pouvons conclure sur l'importance de l'égalisation au niveau du récepteur.

Dans la suite, nous évaluons l'impact de la méthode TR sur l'amélioration de la qualité de transmission. Pour cela, nous avons appliqué la méthode TR pour chaque modèle (figure 3.23), en appliquant plusieurs valeurs d'IBO. Pour chaque valeur d'IBO, nous avons calculé

l'EVM et le TEB correspondants, en présence de l'égaliseur. Les résultats obtenus sont ensuite comparés avec les résultats expérimentaux.

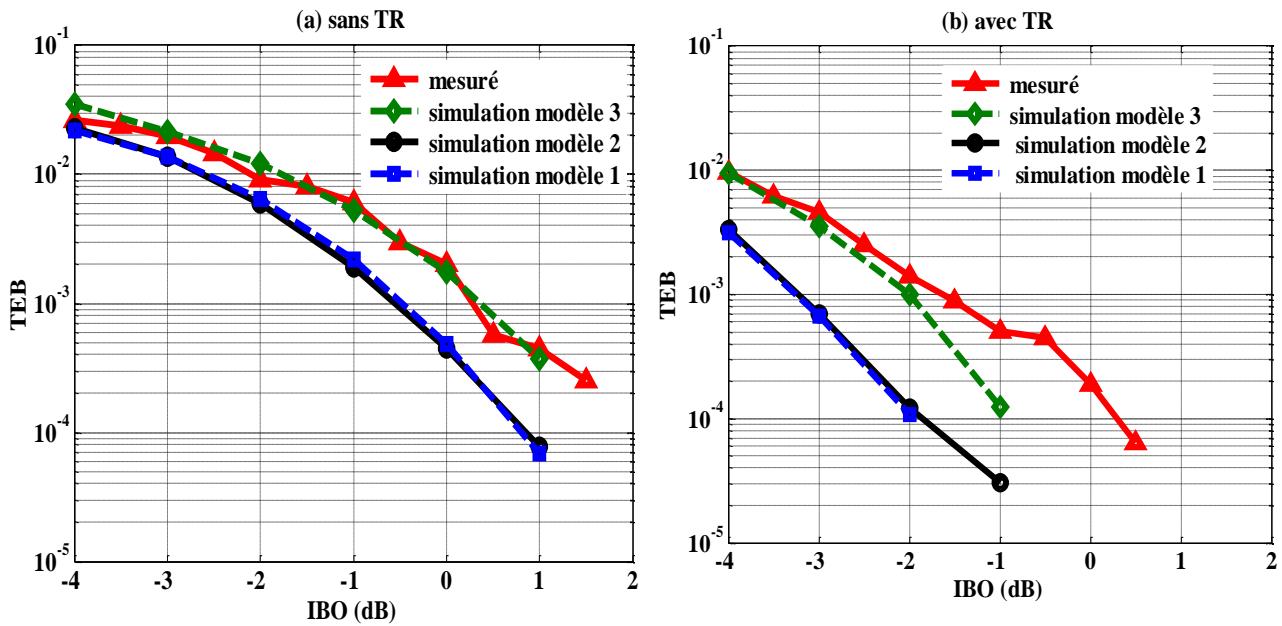
La figure (3.25) montre les résultats de simulation des trois modèles en termes d'EVM, comparés avec ceux obtenus en mesures.



**Figure 3.25.** Résultats de simulation et de comparaison en termes d'EVM

Nous pouvons remarquer sur la figure (3.25) que la méthode TR permet une amélioration de la qualité de transmission en termes d'EVM entre 4 % et 6 %, avec les différents modèles de l'amplificateur. On constate aussi que les résultats avec le troisième modèle (courbes vertes) ne sont pas aussi bons comparés aux résultats avec le premier et deuxième modèle (courbes noires et bleues respectivement). Ceci dit, les courbes avec le troisième modèle sont les plus proches des résultats expérimentaux (courbes rouges). Nous pouvons aussi voir que les courbes avec le premier et le deuxième modèle sont superposées. Cela s'explique par les performances de la méthode d'égalisation qui permet de compenser le déphasage introduit par la conversion AM/PM du deuxième modèle.

Les résultats de simulation des trois modèles en termes de TEB, comparés avec ceux obtenus en mesures sont montrés sur la figure (3.26).



**Figure 3.26.** Résultats de simulation et de comparaison en termes de TEB

A partir des résultats de ces figures, nous pouvons également remarquer que la méthode TR permet une amélioration du TEB. Le facteur d'amélioration est d'environ 13 avec le premier et deuxième modèle, et d'environ 10 avec le troisième modèle. Lorsqu'on augmente l'IBO ( $IBO > -1$  dB), le TEB avec la méthode TR tend vers 0 (figure 3.26.b). Ceci est dû à la taille de la séquence binaire simulée qui limite la résolution des valeurs de TEB. Comme pour l'EVM, on constate que les résultats obtenus avec le modèle 3 sont les plus proches des mesures.

Sur les figures (3.25.b) et (3.26.b) avec la méthode TR, nous pouvons observer un petit écart entre les courbes expérimentales (en rouge) et les courbes de simulation (en vert) avec le troisième modèle. L'application de la méthode TR permet de réduire la dynamique d'amplitude du signal d'entrée afin d'éviter la non-linéarité de l'amplificateur. Cependant, la non-linéarité de l'amplificateur réel (mesurée) est plus sévère à celle décrite par le troisième modèle (voir section 3.3.1, modèle 3). Cela explique l'écart entre ces courbes.

En conclusion, on constate que les résultats avec le premier et le deuxième modèle sont plus optimistes, en termes de performances et d'amélioration d'EVM et du TEB. Cependant, ils ne permettent pas une description précise du comportement réel de l'amplificateur de puissance. Les résultats obtenus avec le troisième modèle se rapprochent plus aux résultats expérimentaux.

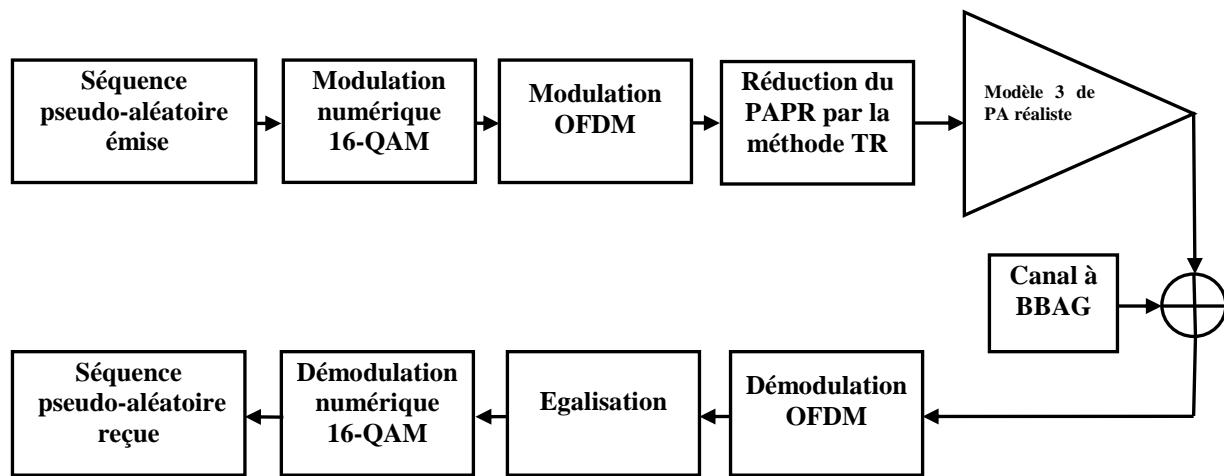
Nous pouvons conclure ainsi sur l'importance de considérer les effets mémoires dans la modélisation de l'amplificateur de puissance. Ceci permet une évaluation précise de la méthode TR pour l'amélioration de la qualité de transmission. Dans ce qui suit, nous allons utiliser le troisième modèle dans l'ensemble de nos simulations.

### 3.4 Vers une chaîne de simulation réaliste

Notre objectif dans cette section est d'aller progressivement vers une simulation réaliste d'une chaîne de transmission pour l'évaluation de la méthode TR. Cette chaîne reprend la chaîne de la figure (3.23) avec le modèle réaliste de l'amplificateur (troisième modèle), en ajoutant le canal de transmission. Nous allons tout d'abord, commencer par un canal de transmission Gaussien représenté par un BBAG (Bruit Blanc Aditif Gaussien). Ensuite, nous remplacerons le canal Gaussien par un canal de transmission réaliste.

#### 3.4.1 Evaluation de la méthode TR avec un canal Gaussien

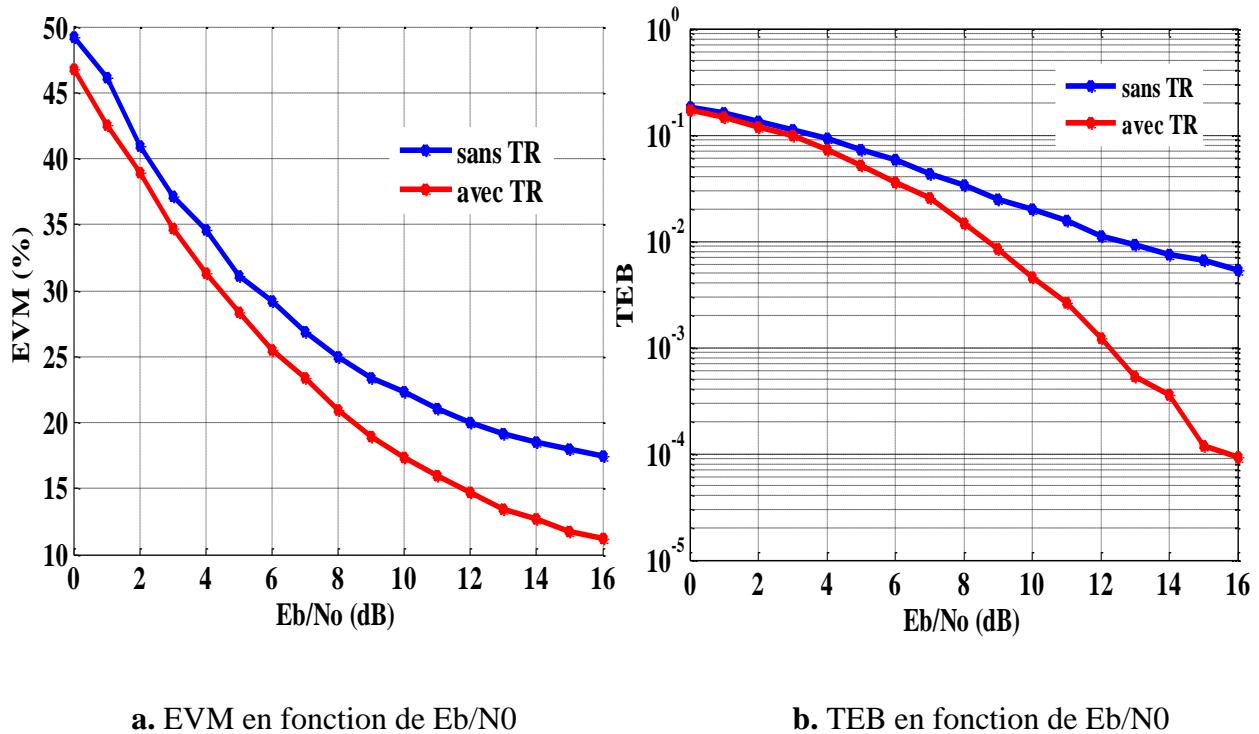
Afin d'évaluer la méthode TR pour l'amélioration de la qualité de transmission, nous considérons la chaîne de transmission montrée sur la figure (3.27).



**Figure 3.27.** Schéma synoptique d'une chaîne de communication simulée

Les différents paramètres simulés et les traitements effectués dans cette chaîne sont identiques à ceux réalisés dans la chaîne montrée sur la figure (3.23), avec le troisième modèle de l'amplificateur. La seule différence est due à la prise en compte du canal de transmission donné dans ce cas par un BBAG. Afin d'obtenir une bonne résolution de TEB, nous avons transmis une séquence pseudo aléatoire de  $2^{16}$  bits.

Nous allons évaluer l'impact de la méthode TR sur l'amélioration de la qualité de transmission en termes d'EVM et de TEB, en présence des distorsions AM/AM et AM/PM et des effets mémoires de l'amplificateur et en présence du canal de transmission. Nous avons tracé les courbes d'évolution de l'EVM et du TEB en fonction du SNR représentées par Eb/N0 pour un fonctionnement de l'amplificateur au point à 1 dB de compression (IBO = 0 dB). Rappelons que le SNR est une métrique, exprimant le rapport entre la puissance du signal utile et la puissance de bruit. Pour calculer une valeur de SNR donnée, nous supposons que la puissance du signal est fixe, et nous calculons la puissance de bruit à ajouter afin d'obtenir cette valeur du SNR. Pour le calcul du SNR dans la chaîne de simulation, nous avons considéré la puissance du signal à la sortie de l'amplificateur, en tenant compte de l'augmentation de la puissance apportée par l'application de la méthode TR. Selon cette puissance, nous calculons à chaque fois la puissance du bruit BBAG à ajouter correspondant à la valeur du SNR choisie. Les figures (3.28.a-b) montrent le résultat de simulation en termes d'EVM et de TEB.



a. EVM en fonction de Eb/N0

b. TEB en fonction de Eb/N0

**Figure 3.28.** Résultats de simulation en termes d'EVM et de TEB pour IBO = 0 dB

A partir de ces résultats, on peut voir que la méthode TR permet une amélioration d'EVM d'environ 5 % à partir de SNR = 12 dB. L'application de la méthode TR permet également une amélioration du TEB avec un facteur d'environ 50 pour un SNR égal à 16 dB.

Pour les faibles valeurs de SNR (SNR < 6 dB), nous pouvons voir que les courbes sans et avec la méthode TR ont presque le même comportement, plus particulièrement avec les courbes de TEB. A ce niveau de SNR, la puissance de bruit à ajouter est plus importante. Par conséquent, l'impact du bruit du canal est prépondérant comparé à la non-linéarité de l'amplificateur. Il en résulte une faible amélioration de la qualité de transmission en termes d'EVM et de TEB apportée par l'application de la méthode TR. A fort SNR (SNR > 12 dB), l'impact du bruit est négligeable comparé à la non-linéarité de l'amplificateur. Dans ce cas, la méthode TR permet une bonne amélioration d'EVM et de TEB.

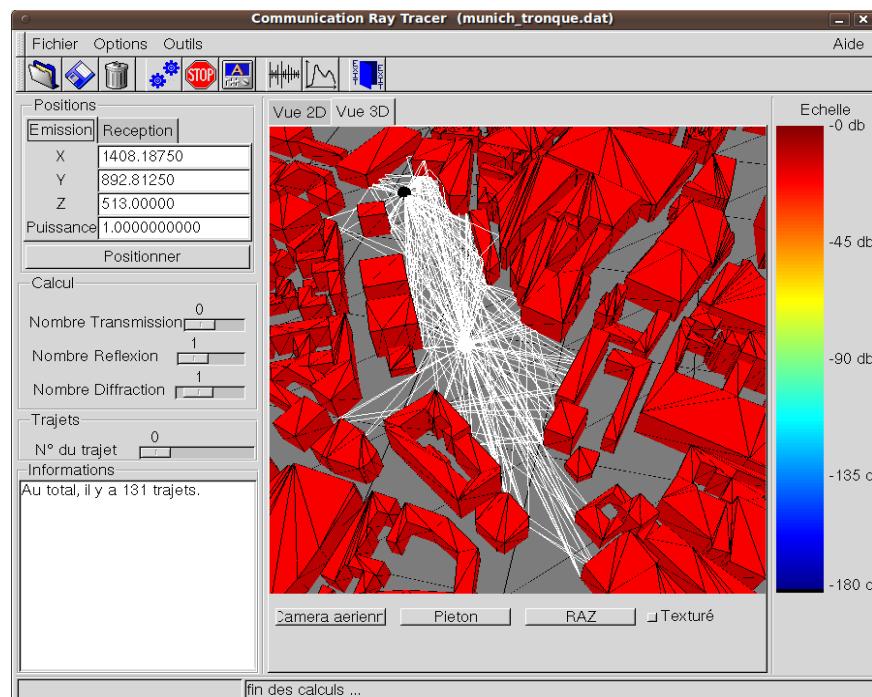
D'après ces résultats (figures 3.28.a-b), nous pouvons conclure que l'application de la méthode TR ne permet pas de compenser les erreurs introduites par le bruit du canal de transmission. Cependant, la méthode TR permet d'éviter le problème de la non-linéarité de l'amplificateur.

### 3.4.2 Evaluation de la méthode TR avec un canal réaliste

Dans cette section, nous allons tout abord présenter un modèle réaliste du canal de transmission utilisé. Ensuite, nous évaluerons les performances de la méthode TR lorsqu'on inclut ce modèle dans la précédente chaîne de communication.

### 3.4.2.1 Description du canal SISO réaliste

Un modèle déterministe basé sur le tracé de rayon a été utilisé afin de modéliser le comportement du canal de transmission. Ce modèle a été développé par le laboratoire XLIM-SIC de l'Université de Poitiers [8][9]. Il permet de calculer la Réponse Impulsionnelle (RI) du canal avec un simulateur 3D nommé CRT (Communication Ray Tracer), en se basant sur plusieurs éléments constituant l'environnement de propagation (les positions de l'émetteur et du récepteur, leur vitesse de déplacement, la nature des obstacles, ...). La figure (3.29) montre un exemple avec le simulateur CRT, où les différents trajets parcourus entre l'émetteur ( cercle blanc) et le récepteur ( cercle noir) sont représentés par des lignes blanches.



**Figure 3.29.** Interface de simulateur CRT

Cette RI fournit des informations sur la phase, l'amplitude et le retard des différents trajets existants entre l'émetteur et le récepteur.

Une étape de prétraitement sur la RI consiste à supprimer tous les trajets dont leur puissance est inférieure au seuil de sensibilité du récepteur. Ce seuil de sensibilité est spécifié par le standard étudié. Ensuite, les trajets restants sont ordonnés selon leur retard exprimé par la différence entre leur temps d'arrivée et le temps d'arrivée du premier trajet. La dernière étape consiste à échantillonner la RI résultante, avec un temps d'échantillonnage correspond au temps symbole ( $T_s$ ) définie par le standard.

Sous certaines hypothèses sur le canal comme la stationnarité au sens large appelée Wide Sens Stationnarity (WSS) et la non-corrélation des éléments dispersifs de l'environnement de propagation, la sélectivité fréquentielle du canal est modélisée par un modèle Ligne à Retard (LAR) [10] [11]. Dans ce modèle, les coefficients qui multiplient chaque trajet varient en fonction du temps.

Notons que ce modèle déterministe présenté permet de modéliser d'une manière réaliste les évanouissements à grande et moyenne échelle du canal de transmission. Pour modéliser les évanouissements à petite échelle, il faut lancer le simulateur 3D autant de fois afin

d'obtenir une grande quantité d'information sur la RI pour chaque configuration du canal. Ceci augmente considérablement le temps de calcul des simulations. Par conséquent, nous faisons appel aux modèles statistiques moins complexes présentés dans le chapitre 1 section (1.2.6.2). Ces modèles sont le modèle de Rice et le modèle de Rayleigh pour décrire respectivement une configuration de transmission LOS (Line Of Sight) et NLOS (Non Line Of Sight). Ainsi, pour chaque trajet obtenu après l'étape d'échantillonnage de la RI, on génère le nombre souhaité des coefficients du canal suivant la loi statistique correspondante.

La sélectivité temporelle liée à l'effet Doppler est aussi prise en compte. Cette sélectivité temporelle est modélisée par la Densité Spectrale de Puissance de Jakes [10]. Cette DSP peut être exprimée par la relation suivant.

$$D(f) = \begin{cases} \frac{2\sigma^2}{\pi f_{Dmax} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_{Dmax}}\right)^2}} & \text{pour } f < |f_{Dmax}| \\ 0 & \text{pour } f > |f_{Dmax}| \end{cases} \quad (3.10)$$

Avec  $f_{Dmax}$  le décalage Doppler maximum qui dépend de la vitesse de déplacement  $v$  de l'émetteur et/ou le récepteur, la fréquence de l'onde porteuse  $f_c$  et la célérité  $c$ :

$$f_{Dmax} = \frac{v}{c} f_c \quad (3.11)$$

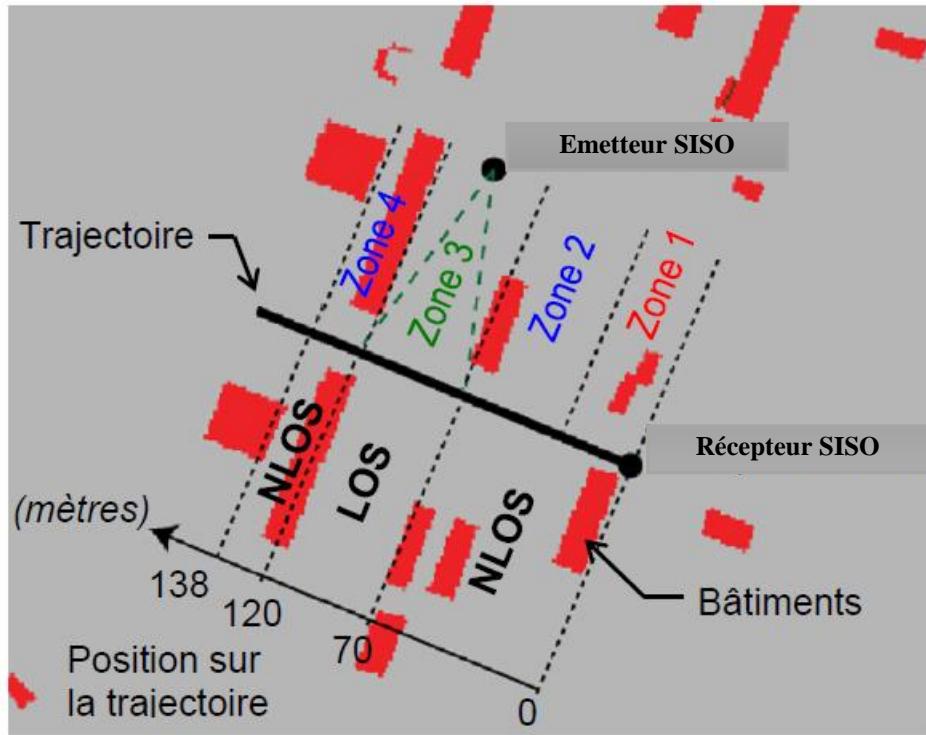
Cependant, cette modélisation de la sélectivité temporelle n'est valide que sous certaines hypothèses comme :

- L'antenne d'émission est omnidimensionnelle
- Les angles d'arrivé des trajets sont uniformément répartis sur l'intervalle  $[-\pi, \pi]$
- La propagation de l'onde s'effectue dans le plan horizontal

On considère que ces différentes hypothèses sont vérifiées dans l'environnement considéré dans le simulateur 3D [7] [12].

Ces différentes étapes permettent de générer une RI qui modélise d'une manière réaliste les évanouissements grande, moyenne et petite échelle d'un canal de transmission SISO. Ainsi, cette RI est directement utilisables dans nos simulations, comme on va le montrer dans la section suivante.

Pour notre travail, nous avons considéré un environnement de propagation représenté par la scène de la figure (3.30). Cette scène correspond à une zone du campus de l'Université de Poitiers, où les bâtiments sont représentés par des rectangles rouges en vue de dessus. La simulation de la scène a été réalisée avec le simulateur CRT en 3D, pour un système SISO dans laquelle l'émetteur est fixe et le récepteur se déplace le long d'une trajectoire rectiligne de 138 m avec une vitesse de 5 m/s. Les conditions de transmission varient entre mauvaises (zone 1), moyennes (zone 2 et 4), et bonnes (zone 3) selon la position du récepteur sur la trajectoire.



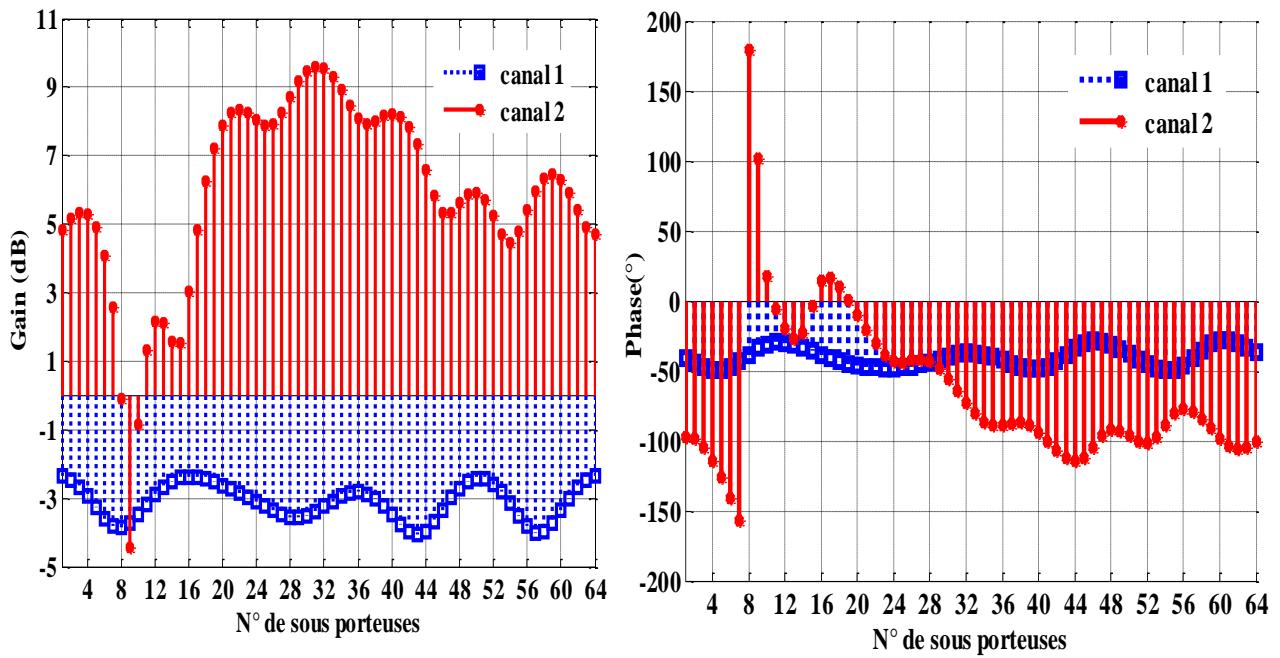
**Figure 3.30.** Environnement de transmission [12]

Dans ce cas, la RI du canal SISO peut être exprimée par :

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^N \alpha_i \cdot \delta(t - \tau_i) \quad (3.12)$$

avec  $N$  étant le nombre de trajets existants entre l'émetteur et le récepteur après l'étape de prétraitement et d'échantillonnage de la RI.  $\alpha_i$  et  $\tau_i$  sont respectivement le gain complexe et le retard correspondant au trajet  $i$ .

Pour notre étude, nous avons considéré l'étude de deux canaux correspondant à deux positions fixes sur la trajectoire de déplacement du récepteur SISO. Le premier canal (canal 1) est situé dans la zone 1 où les conditions de transmission sont mauvaises (présence des obstacles, pas de visibilité directe). Le deuxième canal (canal 2) se situe dans la zone 3, où les conditions de transmission sont meilleures. Les figures (3.31) présentent respectivement le gain et la phase de ces deux canaux SISO pour un symbole OFDM. Ce gain et cette phase correspondent respectivement à l'amplitude et à la phase des coefficients complexes, obtenus à partir de la réponse fréquentielle du canal. Cette réponse fréquentielle est obtenue par l'application de la FFT (Fast Fourier Transform) sur la RI.

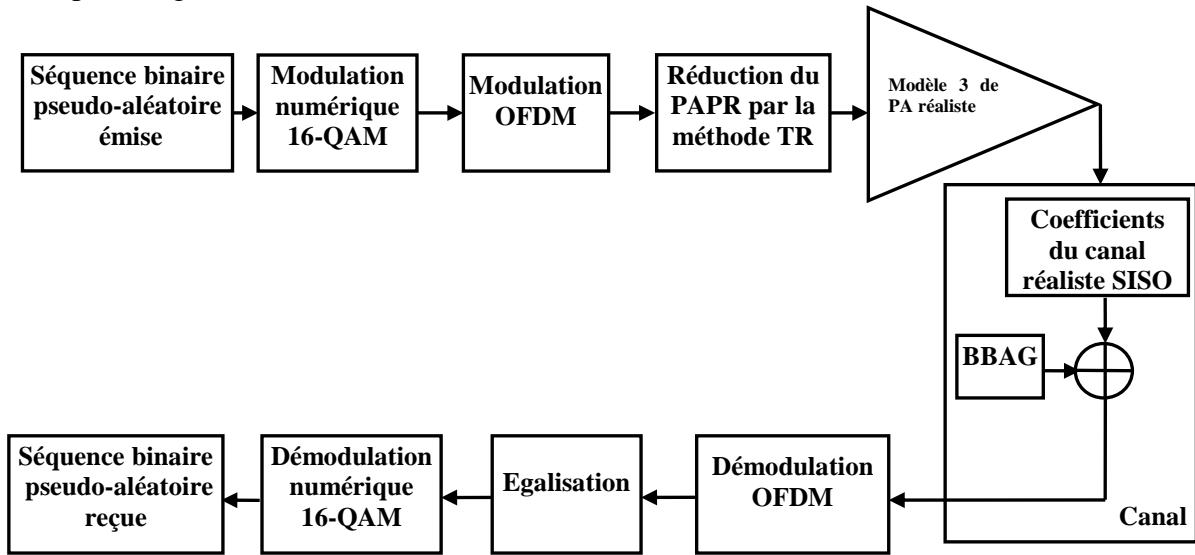


**Figure 3.31.** Gains et phases des 2 canaux pour un symbole OFDM

Nous pouvons voir que le gain et la phase varient d'une sous porteuse à une autre, traduisant ainsi la sélectivité fréquentielle du canal. On voit également que le canal 2 est très sélectif en fréquence par rapport au canal 1. Aussi, on peut constater une grande différence en termes de gain moyen entre les 2 canaux.

### 3.4.2.2 Résultats de simulation pour une chaîne réaliste

Pour notre évaluation de la méthode TR, nous avons considéré la chaîne de transmission présentée par la figure (3.32).



**Figure 3.32.** Schéma synoptique d'une chaîne de transmission réaliste

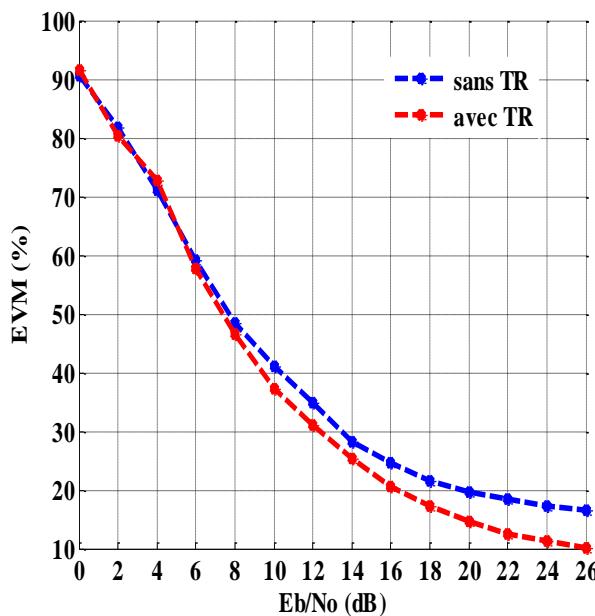
Cette chaîne est identique à celle présentée sur la figure (3.27), à l'exception du canal de transmission. Dans cette chaîne, nous considérons un canal de transmission réaliste décrit par la RI obtenue avec le simulateur 3D pour modéliser le phénomène de multi-trajets. Dans ce cas, le BBAG à ajouter permet de modéliser les différentes sources de bruit lié aux composants électroniques et à l'environnement de transmission. La méthode d'égalisation implantée au niveau de récepteur est basée sur une estimation du canal tous les 20 symboles OFDM, selon le standard IEEE 802.11a. Ceci a pour but de limiter les effets de la sélectivité fréquentielle du canal de transmission. En se basant sur ces différents éléments, nous pouvons écrire :

$$y(t) = x(t) * h(t) + n(t) \quad (3.13)$$

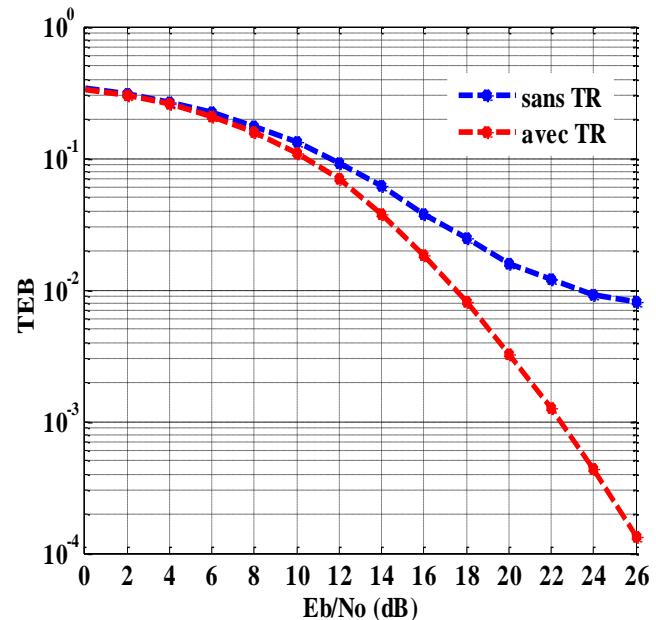
Où  $x(t)$  et  $y(t)$  représente respectivement le signal émis après l'amplificateur et le signal reçu après le canal,  $h(t)$  la RI du canal de transmission,  $n(t)$  est le BBAG et  $*$  le produit de convolution.

L'utilisation d'une telle chaîne de transmission permet de tester les performances de la méthode TR dans un contexte de simulation réaliste. La prise en compte des effets de l'amplificateur et du canal de propagation permet en effet une évaluation proche de l'expérimentation. Nous avons tracé les courbes de TEB en fonction de plusieurs valeurs de SNR, et pour un IBO = 0 dB. Afin de tenir compte de la différence des gains entre le premier et le deuxième canal, nous avons réalisé le calcul du SNR selon la puissance du signal à la sortie de l'amplificateur (à l'entrée du canal). Par conséquent, nous avons généré à chaque fois le bruit BBAG à ajouter afin d'obtenir la valeur du SNR correspondante.

Les figures (3.33a-b) présentent les résultats d'EVM et du TEB pour le premier canal.



a. EVM en fonction de Eb/N0

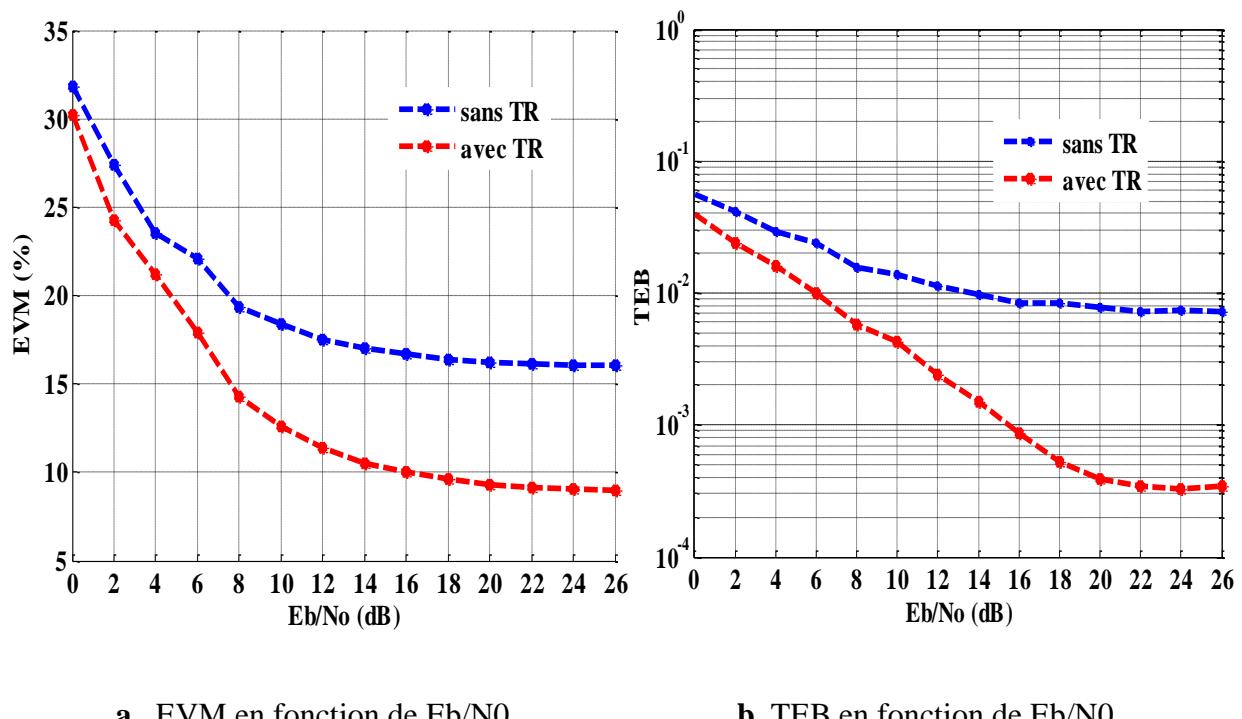


b. TEB en fonction de Eb/N0

Figure 3.33. Résultats de simulation pour le premier canal

Nous pouvons voir sur la figure (3.33a-b) qu'à faible SNR ( $\text{SNR} < 12 \text{ dB}$ ), la non-linéarité de l'amplificateur est négligeable par rapport à l'effet du canal multi-trajets combiné avec le bruit. Par conséquent, l'application de la méthode TR n'améliore pas les résultats en termes d'EVM et de TEB. A fort SNR ( $\text{SNR} > 20 \text{ dB}$ ), la non-linéarité de l'amplificateur est plus importante comparée à l'effet du canal et l'effet de bruit. A ce niveau de SNR, nous pouvons remarquer l'impact de la méthode TR pour l'amélioration de la qualité de transmission. On peut constater ainsi une amélioration d'EVM d'environ 7 % et une diminution de TEB avec un facteur d'environ 80 pour un SNR égale à 26, avec l'application de la méthode TR.

La figure ((3.34a-b) montre le résultat d'EVM et de TEB pour le cas du deuxième canal.



a. EVM en fonction de Eb/N0

b. TEB en fonction de Eb/N0

**Figure 3.34.** Résultats de simulation pour le deuxième canal

Sur ces figures, nous pouvons voir que les bonnes conditions de transmission représentées par le deuxième canal permettent d'avoir un EVM d'environ 32 % et un TEB d'environ 0.05 pour un SNR de 0 dB. Contrairement aux résultats de la figure (3.32), et pour la même valeur du SNR, l'EVM est égal à 90% et le TEB est égal à environ 0.3. Nous pouvons également remarquer que la divergence entre les deux courbes (sans et avec TR) augmente avec l'accroissement du SNR. A fort SNR ( $\text{SNR} > 16 \text{ dB}$ ), nous constatons un ralentissement de la décroissance sur les courbes d'EVM et de TEB (sans et avec la méthode TR). Cet effet est apparu seulement avec le deuxième canal à cause de son gain (figure 3.31). A ce niveau du SNR, l'effet de bruit du canal est négligeable par rapport à la non-linéarité de l'amplificateur que l'on considère comme une source de distorsion déterministe. Cet effet de ralentissement peut aussi être observé sur les courbes de la figure (3.28), si nous augmentons suffisamment le SNR. Contrairement au bruit du canal, la non-linéarité de l'amplificateur ne peut pas être évitée par l'amélioration du SNR. Cependant, l'application de la méthode TR permet d'éviter cette non-linéarité de l'amplificateur, ce qui explique l'écart entre la courbe rouge et la courbe bleue.

D'après les résultats de ces figures (3.33) et (3.34), nous pouvons conclure que la réduction du PAPR par la méthode TR est une solution adéquate pour éviter la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. Dans des conditions de transmission réalistes, la méthode TR permet une bonne amélioration de la qualité de transmission en termes d'EVM et de TEB.

### 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évalué l'impact de l'application de la méthode TR sur la qualité de transmission, en présence des effets non-linaires statiques et dynamiques de l'amplification de puissance et des distorsions dues au canal de transmission.

Nous avons commencé notre étude par une évaluation expérimentale de la méthode TR basée sur l'algorithme du gradient conjugué, en utilisant un banc de mesure comprenant l'amplificateur industriel (SZP-2026Z). Dans un premier temps, nous n'avons pas pris en compte l'effet du canal de transmission. A partir des résultats de mesures de l'application de la méthode TR, nous avons constaté une amélioration d'EVM d'environ 4 %, et une amélioration de TEB d'un facteur 10. De plus, nous avons mesuré les spectres des signaux à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur, sans et avec la méthode TR. L'analyse des résultats fréquentiels permet de conclure quant aux possibilités offertes en termes d'amélioration des performances tout en respectant les spécifications du standard utilisé (IEEE 802.11a). En effet, nous avons constaté que même pour le point de fonctionnement à 1 dB de compression, le spectre à la sortie de l'amplificateur est conforme au masque imposé par le standard. L'utilisation des sous-porteuses libres n'est donc pas un obstacle à l'application de cette technique.

En considérant ensuite une puissance de sortie de 30.6 dBm, sans la méthode TR, ce niveau est obtenu pour un IBO égal à 2dB, soit un rendement de 29.5% et la consommation dans ce cas est d'environ 3.9 W. L'application de la méthode TR permet de redimensionner l'amplificateur de puissance (SZP-2026Z) pour avoir la même puissance de sortie mais avec un IBO plus faible. Dans ce cas, l'IBO de 0 dB pourrait être obtenu avec un rendement de 36% et une consommation réduite à 3.2 W. Par conséquent la méthode TR permet de réduire de 18 % la puissance consommée tout en maintenant une QoS comparable en termes d'EVM et de TEB. Dans ce dernier calcul, les caractéristiques de rendement en fonction de l'IBO sont considérées identiques quelle que soit la taille des amplificateurs.

D'autre part, nous avons montré l'impact d'un modèle réaliste d'amplificateur pour l'évaluation de la méthode TR par simulation. Pour cela, nous avons identifié trois modèles décrivant l'amplificateur (SZP-2026Z). Le premier modèle est un modèle simple avec seulement une distorsion AM/AM, alors que le deuxième est décrit par les deux conversions AM/AM et AM/PM. Enfin, le troisième modèle est un modèle à effets mémoires, décrit par les deux conversions AM/AM et AM/PM. L'analyse des résultats avec et sans TR permet de souligner l'importance de considérer l'ensemble des phénomènes introduits par l'amplificateur dans l'évaluation théorique des techniques de réduction du PAPR.

A la fin de ce chapitre, nous avons évalué par simulation les performances de la méthode TR dans un contexte de transmission réaliste. Pour cela, nous avons considéré une chaîne de transmission, comprenant le modèle de l'amplificateur à effets mémoires et un modèle d'un canal de transmission SISO réaliste. Le modèle du canal multi-trajets a été obtenu par un simulateur de propagation 3D, en se basant sur un environnement de propagation réel décrit par une partie de campus de l'Université de Poitiers.

L'application de la méthode TR avec deux canaux dont les caractéristiques dynamiques sont différentes permet de confirmer les possibilités offertes par cette technique, en termes d'amélioration de la qualité de transmission, dans une configuration de simulation réaliste.

Dans le prochain chapitre, nous allons élargir notre étude au cas des systèmes MIMO-OFDM en boucle fermée, en considérant également la nature des données transmises.

### 3.6 Bibliographie

- [1] S. Hu, G. Wu, Q. Wen, Y. Xiao, et S. Li, “ Nonlinearity Reduction by Tone Reservation with Null Subcarriers for WiMAX System“, Wireless Personal Communication, vol. 54, no 2, p. 289–305, juill. 2010.
- [2] I. Mahafeno, Y. Louët, and J.-F. Helard, “Peak-to-average power ratio reduction using second order cone programming based tone reservation for terrestrial digital video broadcasting systems”, Communications IET, vol. 3, pp. 1250 –1261, july 2009.
- [3] S. Zabré, J. Palicot, Y. Louët, C. Lereau, SOCP Approach for OFDM Peak-to-Average Power Ratio Reduction in the Signal Adding Context”, 6th IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT 2006), Vancouver, Canada, August 2006.
- [4] I. Standards, “IEEE 802.11a.” <http://standards.ieee.org/findstds/interps/802.11a-1999.html>”.
- [5] M. Djamaï, ”Contribution à la modélisation et à la linéarisation par prédistorsion numérique adaptative en bande de base des amplificateurs de radiocommunications ”, Thèse de doctorat de l’Université de Poitiers, France 2008.
- [6] C. N. Eugen. , ” Contribution à la modélisation large bande et à l’identification des circuits de radiocommunications Application aux amplificateurs de puissance ”, Thèse de doctorat de l’Université de Poitiers, France 2012.
- [7] W. Hamidouche, “Stratégies de transmission vidéo sur un canal MIMO”, Thèse de doctorat de l’Université de Poitiers, France 2010.
- [8] Y. Chartois, Y. Poussset, R. Vauzelle, “A spatio-temporel radio channel characterization with 3D ray tracing propagation model in urban environment”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC’04, Barcelona, Spain, 2004.
- [9] F. Mora, L. Aveneau, “Optimized scanning of a visibility graph data structure for efficient ray-tracing, in ECWT’05, Paris, France 2005.
- [10] M. Paetzold, “Mobile fading channels”, Wiley, 2002.
- [11] P. Bello, “Characterization of randomly time-variant linear channels”, IEEE Transactions on Communications, vol. 11, no. 4, pp. 360-393, 1963.
- [12] Julien ABOT, ” Stratégie de codage conjoint pour la transmission d’images dans un système MIMO”, Thèse de doctorat de l’Université de Poitiers, France 2012.
- [13] <http://www.cdiweb.com/datasheets/rfmd/SZP-2026Z.pdf>
- [14] L. Ljung, “On positive real transfer functions and the convergence of some recursive schemes”, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol 24, pp. 36-50, 1979.

- [15] L. Ljung & T. Söderström, “Theory and Practice of Recursive Identification”, MIT Press, 1983.
- [16] L. Ljung, “Initialisation aspects for subspace and output-error identification methods”, European Control Conference. Cambridge, U.K. 2003.
- [17] Qureshi, S.U.H., “Adaptive equalization”, Proceedings of the IEEE, vol.73, no.9, pp.1349,1387, Sept. 1985.

# CHAPITRE 4

## EXTENSION DE LA METHODE TR A UN CONTEXTE MIMO-OFDM DE TRANSMISSION D'IMAGES

### Sommaire

4.1	Introduction .....	130
4.2	Systèmes MIMO .....	131
4.2.1	Systèmes MIMO en boucle ouverte .....	131
4.2.2	Systèmes MIMO en boucle fermée .....	132
4.3	La méthode TR dans un système MIMO-OFDM précodé.....	136
4.3.1	Système MIMO-OFDM .....	136
4.3.2	Définition du PAPR des systèmes MIMO-OFDM .....	136
4.3.3	Implémentation de la méthode TR .....	136
4.4	Stratégie de transmission d'images dans un système MIMO-OFDM précodé.....	137
4.4.1	Le codeur JPWL.....	137
4.4.2	Précodeur CBP .....	138
4.4.3	Schéma de transmission .....	139
4.4.4	Performances du schéma de transmission .....	140
4.5	Amélioration de la qualité de transmission .....	147
4.5.1	Impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité de transmission ...	147
4.5.2	Impact de la réduction du PAPR par la méthode TR sur la qualité de transmission.....	152
4.5.3	Analyse visuelle .....	157
4.6	Conclusion.....	161
4.7	Bibliographie .....	162

## 4.1 Introduction

L'apparition des systèmes MIMO-OFDM ces dernières années a permis d'atteindre des débits très élevés pour les transmissions sans fil à travers les canaux sélectifs en fréquence. Ces systèmes sont basés sur l'exploitation de deux types de diversité. La diversité spatiale consiste en l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Tandis que la diversité fréquentielle est basée sur l'utilisation de la modulation OFDM. On peut distinguer deux types de systèmes MIMO selon la connaissance de l'état du canal CSI (Channel State Information) à l'émission (CSI-Tx) et à la réception (CSI-Rx) ou uniquement à la réception. Ces deux systèmes sont respectivement appelés système MIMO à boucle ouverte et système MIMO à boucle fermée [3][4]. Plusieurs standards de communication ont adopté les systèmes MIMO-OFDM, comme les normes Wifi (IEEE 802.11n) [5], WiMax (IEEE 802.16e) [6] ou encore LTE (Long Term Evolution) [7].

Malheureusement, les systèmes MIMO sont aussi sensibles aux non-linéarités de l'amplificateur de puissance à cause du problème de fortes valeurs du PAPR, dues à l'utilisation de la modulation OFDM. Ceci a pour effet de dégrader la qualité des transmissions de tout le système.

Dans la littérature, plusieurs travaux ont été proposés pour la réduction du PAPR dans les systèmes MIMO-OFDM [10][11][24][26][27]. Dans notre cas d'étude, nous nous sommes intéressés à la réduction du PAPR avec la méthode TR, comme une continuité des travaux présentés dans le chapitre 3. Dans [8][9], l'auteur a proposé d'implémenter la méthode TR à l'aide de l'algorithme d'optimisation SOCP, pour un système MIMO-OFDM ( $2 \times 2$ ) en boucle ouverte. Le schéma proposé est basé sur l'utilisation des codes spatio-temporels d'Alamouti (STBC : Space Time Block Code). Dans [28][29], un autre schéma a été proposé pour le même cas (MIMO-OFDM ( $2 \times 2$ )), en se basant sur les codes spatio-fréquentiels d'Alamouti (SFBC : Space Frequency Block Code). Ces deux approches consistent principalement à réduire conjointement le PAPR sur chaque branche du système MIMO, afin de limiter la complexité d'implémentation de la méthode TR. Cependant, les codes d'Alamouti sont optimisés pour des systèmes MIMO ( $2 \times 2$ ), ce qui restreint la généralisation de ces deux schémas. Concernant l'application de la méthode TR dans des systèmes MIMO en boucle fermée, peu de travaux sont disponibles sur cette problématique. On peut cependant citer [25], où la méthode TR a été implémentée dans un système MIMO-OFDM multi-utilisateurs. Globalement, les approches proposées dans la littérature se limitent à la réduction du PAPR avec les différents schémas d'implémentation de la méthode TR. Cependant, l'objectif de cette méthode n'est pas seulement la réduction du PAPR, mais aussi l'amélioration de la qualité de transmission en présence des non-linéarités de l'amplificateur. Toutefois, ce point n'a pas été étudié dans les travaux cités précédemment.

Une chaîne de transmission MIMO-OFDM en boucle fermée dédiée aux contenus multimédia scalables\* comprenant un canal de transmission réaliste a été développée au laboratoire XLIM-SIC de l'Université de Poitiers. Dans ce chapitre, nous nous appuyons sur cette chaîne pour implémenter la méthode TR basée sur l'algorithme du gradient conjugué. En plus des distorsions apportées par le canal, nous considérons également la non-linéarité de l'amplificateur de puissance, décrit par un modèle présenté dans le chapitre 3 (section 3.3.1, modèle 1).

---

\* Le concept de scalabilité consiste à hiérarchiser en ordre d'importance les flux résultant du codage d'un objet multimédia (image ou vidéo). Cela permet au décodeur de reconstruire l'objet même s'il ne dispose pas de tous les flux.

La présente étude est une continuité du chapitre précédent, en transposant la méthode TR d'un système SISO sur un système MIMO-OFDM dédié à la transmission d'une image JPWL (JPEG Wireless). Notre objectif est d'évaluer, dans des conditions de transmission réalistes, l'impact de la réduction du PAPR par la méthode TR sur l'amélioration du TEB d'une part, puis sur la qualité visuelle des images d'autre part.

Dans les sections suivantes, nous allons tout d'abord introduire les systèmes MIMO-OFDM en boucle ouverte et en boucle fermée, en se focalisant sur les techniques de précodage. Ensuite, nous présenterons le schéma d'implémentation de la méthode TR dans un système MIMO-OFDM précodé. Nous rappellerons également les principes de la stratégie de transmission d'images dans un système MIMO-OFDM précodé et nous justifierons le choix du précodeur utilisé. Par la suite, nous étudierons l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance sur la qualité de transmission en termes de TEB et de PSNR, avec le précodeur choisi. En fin du chapitre, nous présenterons l'amélioration de la qualité de transmission apportée par l'application de la méthode TR avec des résultats et des discussions.

## 4.2 Systèmes MIMO

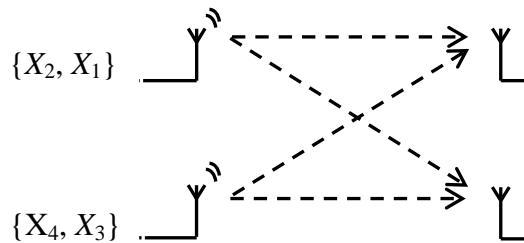
Dans cette section, nous allons donner plus de détails sur les systèmes MIMO à savoir les systèmes MIMO en boucle ouverte et les systèmes MIMO en boucle fermée.

### 4.2.1 Systèmes MIMO en boucle ouverte

Ces systèmes se basent uniquement sur la connaissance de la CSI du canal au niveau du récepteur. Les informations sur le canal ne sont donc pas transmises à l'émetteur. Plusieurs schémas de transmission peuvent être proposés, selon que l'on souhaite augmenter le débit de transmission, la robustesse, ou établir un compromis entre les deux.

#### 4.2.1.1 Augmentation du débit de la transmission

L'objectif est d'augmenter la capacité du système par un multiplexage spatial entre les différentes antennes émettrices et réceptrices. Ceci a pour effet d'augmenter les symboles de données à émettre simultanément. Ces systèmes sont généralement basés sur l'architecture de Foschini [12], désignée souvent par l'appellation LST (Layred Space Time). La figure (4.1) montre un exemple de cette architecture, où  $X_i$  représente les symboles émis.

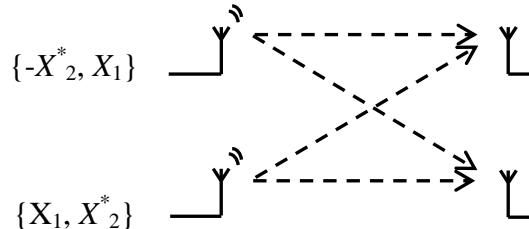


**Figure 4.1.** Exemple d'une architecture LST à deux antennes

Dans ce type d'architecture, l'augmentation du nombre d'antennes à l'émission et à la réception permet une amélioration de la capacité de tout le système, tout en garantissant un TEB faible.

#### 4.2.1.2 Augmentation de la robustesse

Ces systèmes sont basés sur l'exploitation de la diversité en introduisant un Codage Spatio-temporels (CST). L'intérêt est d'augmenter la robustesse de la transmission, en exploitant les différentes voies du système MIMO. On peut citer à titre d'exemple le code d'Alamouti, connu aussi sous l'appellation STBC (Space Time Block Code). Le schéma de principe de ce code est montré sur la figure (4.2).



**Figure 4.2.** Principe du code STBC

Le principe du code STBC est basé sur un découpage des symboles  $X_i$  à émettre en bloc, avant d'appliquer à la fois un multiplexage spatial et temporel. Ce schéma permet une augmentation significative de la robustesse. Cependant le débit de transmission dans ce cas est équivalent un système SISO simple. Les codes d'Alamouti sont limités à des systèmes MIMO avec deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices. Par la suite ces codes ont été généralisés par Tarokh [13], pour utiliser plus d'antennes.

#### 4.2.1.3 Compromis entre débit et robustesse

Afin de garantir une exploitation efficace des systèmes MIMO, plusieurs codes ont été proposés dans la littérature [14]. L'intérêt de ces codes est de maintenir à la fois une bonne robustesse avec un bon débit de transmission. Nous pouvons citer à titre d'exemple les codes algébriques DAST (Diagonal Algebraic Space Time) [15] et TAST (Threaded Algebraic Space Time) [16]. Pour plus d'informations, le lecteur peut se référer à [17].

#### 4.2.2 Systèmes MIMO en boucle fermée

Les systèmes MIMO en boucle fermée sont basés sur une connaissance de la CSI du canal obtenue par une voie de retour entre le récepteur et l'émetteur. Cette connaissance de la CSI permet une optimisation de la transmission, tout en considérant les variations du canal pendant la durée de la communication. Cette opération d'optimisation est réalisée à l'aide des algorithmes de précodage. L'utilisation de ces précodeurs permet une décomposition du canal MIMO en plusieurs canaux SISO hiérarchisés et décorrélés. Cela permet ainsi d'enrichir les performances du système MIMO en termes de robustesse, de débit, et de qualité de service. Dans cette étude, nous considérons une connaissance de la CSI au niveau de l'émetteur (Tx-CSI), pour un système MIMO composé de  $N_T$  antennes émettrices et  $N_R$  antennes réceptrices. Après l'opération de précodage, on obtient  $b$  sous-canaux SISO indépendants tel que  $b \leq \min(N_T, N_R)$ .

En général, le vecteur des symboles reçus  $\mathbf{Y}$  [ $b \times 1$ ] dans un système MIMO précodé à bande étroite peut être exprimé par :

$$Y = GHFX + GN \quad (4.1)$$

avec  $X$  [ $b \times 1$ ] le vecteur émis des symboles utiles,  $H$  [ $N_R \times N_T$ ] la matrice du canal,  $F$  [ $N_T \times b$ ] la matrice de précodage,  $G$  [ $b \times N_R$ ] la matrice de décodage et  $N$  [ $1 \times b$ ] le vecteur de BBAG. A l'émission, la contrainte suivante doit être respectée :

$$\text{trace}(FF^*) = P_0 \quad (4.2)$$

où  $P_0$  est la puissance totale disponible à l'émission.

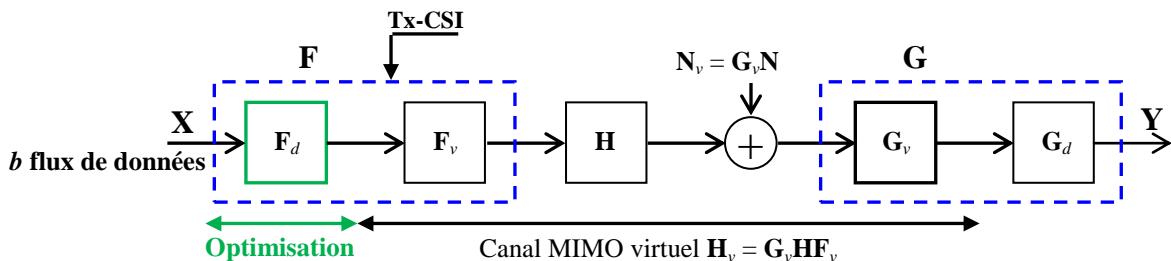
La transformation du canal MIMO en plusieurs sous-canaux SISO est effectuée en trois étapes principales [1] [2], en se basant sur des opérations matricielles :

1. Traitement du bruit, en le rendant indépendant et identiquement distribué de variance unitaire (blanchiment de bruit)
2. Diagonalisation de la matrice du canal  $H$ , en appliquant une décomposition en valeur singulière SVD (Singular Value Decomposition)
3. Réduction de la taille de la matrice  $H$  à  $b \times b$ , qui correspond au nombre de sous-canaux SISO.

Afin de réaliser la transformation de la matrice  $H$ , les matrices de précodage et décodage sont décomposées sous la forme :

$$F = F_v F_d \quad \text{et} \quad G = G_d G_v \quad (4.3)$$

Le couple  $(F_v, G_v)$  permet de blanchir le bruit et diagonaliser la matrice  $H$ . Tandis que le couple  $(F_d, G_d)$  permet d'optimiser le système MIMO selon un critère visé [4]. La figure (4.3) illustre le principe d'un système MIMO avec précodage.



**Figure 4.3.** Système MIMO avec précodage [4]

Après cette opération, l'équation (4.1) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$Y = G_d H_v F_d X + G_d N_v \quad (4.4)$$

avec  $H_v = G_v H F_v$  la matrice virtuelle du canal et  $N_v = G_v N$  le bruit virtuel avec une matrice de corrélation  $R_{nv} = I_b$ .

Dans cette nouvelle équation, nous devons également respecter la contrainte sur la puissance d'émission  $P_0$ , tel que  $\text{trace}(F_d F_d^*) = P_0$ .

La matrice  $H_v$  ( $b \times b$ ) est une matrice diagonale du canal virtuel, comprenant des valeurs singulières positives  $\sigma_i$  de la matrice du canal  $H$  rangées par ordre décroissant :

$$H_v = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_b) \quad (4.5)$$

A partir de ces valeurs singulières, on définit le gain total  $\sigma$  du canal MIMO [30][31]:

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^b \sigma_i^2} \quad (4.6)$$

avec  $\sigma_i^2$  le RSB de chaque sous canal SISO i.

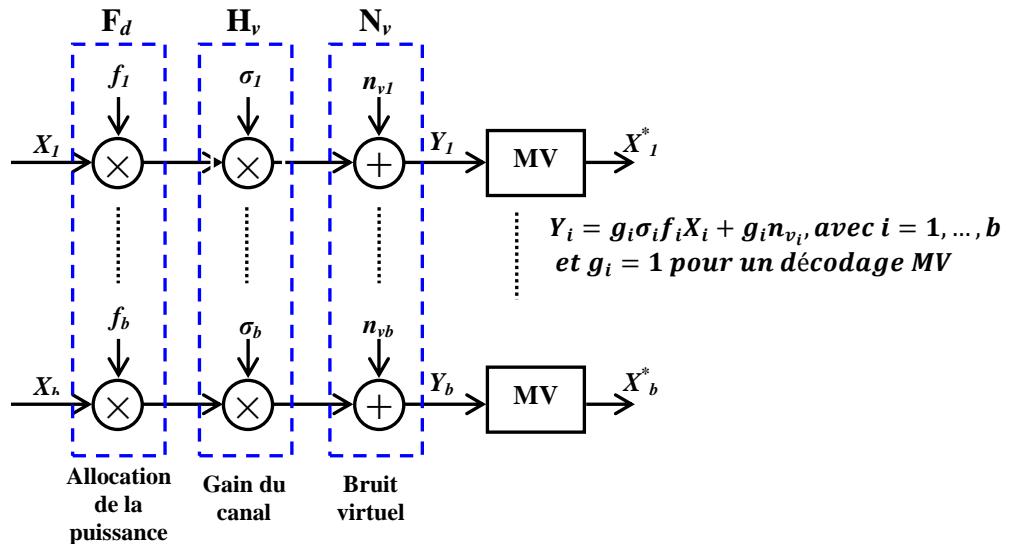
Les deux matrices de précodage et de décodage  $F_d$  et  $G_d$  permettent de réaliser le précodage linéaire du système MIMO. On peut distinguer deux familles de précodeurs selon la diagonalité ou la non-diagonalité de ces deux matrices, nommés respectivement les précodeurs diagonaux et les précodeurs non-diagonaux. Grâce à cette représentation, nous considérons un décodage basé sur le MV (Maximum de Vraisemblance). Ainsi, la matrice de décodage  $G_d$  n'aura aucune influence sur les résultats, tel qu'il a été démontré dans [1].

#### 4.2.2.1 Précodeurs diagonaux

Les précodeurs diagonaux présentent des matrices  $F_d$  et  $G_d$  diagonales, tel que :

$$F_d = \text{diag}(f_1, \dots, f_b) \quad \text{et} \quad G_d = \text{diag}(g_1, \dots, g_b) \quad (4.7)$$

Cette diagonalité se traduit par une décorrélation entre les différents sous-canaux SISO. Le principe d'un précodage diagonal est illustré sur la figure (4.4).



**Figure 4.4.** Principe d'un précodage diagonal

Les précodeurs diagonaux présentent l'avantage de réduire la complexité de décodage par MV de  $M^b$  à  $M \times b$  où  $M$  est le nombre d'états de la modulation utilisée. L'allocation inégale de la puissance entre les différents sous-canaux est réalisée selon les coefficients  $f_i$ , tout en optimisant un critère précis. Selon ce critère à optimiser, nous pouvons à titre d'exemple distinguer plusieurs précodeurs diagonaux :

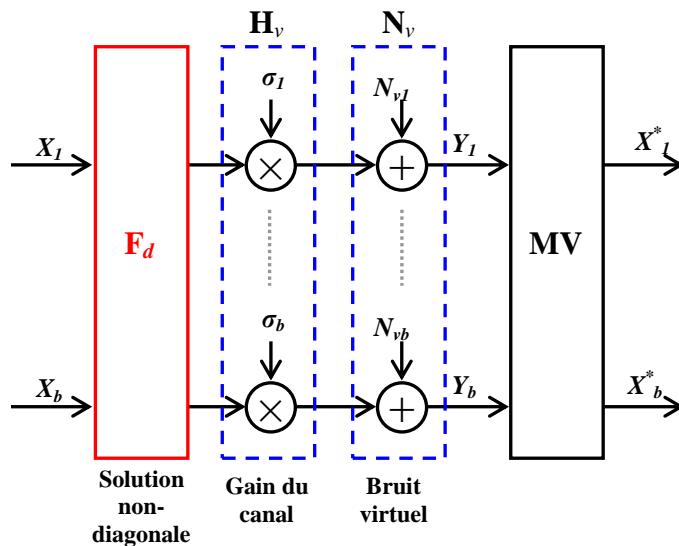
- Maximisation de la capacité d'un système MIMO, en utilisant le précodeur Water-Filling (WF) [1][2][22]
- Minimisation de l'erreur quadratique moyenne, en utilisant le précodeur MMSE (Minimum Mean Square Error) [1][2][22]
- Minimisation du TEB en utilisant le précodeur MBER (Minimum Bit Error Rate) [1][2][23]

#### 4.2.2.2 Précodeurs non-diagonaux

Comme leur nom l'indique, les précodeurs non-diagonaux ne présentent pas une matrice de précodage diagonale.

$$F_d \neq \text{diag}(f_1, \dots, f_b) \quad (4.8)$$

La figure (4.5) illustre le schéma bloc d'un précodeur non-diagonal.



**Figure 4.5.** Principe d'un précodage non-diagonal

Contrairement aux précodeurs diagonaux, la complexité du décodage MV pour les précodeurs non-diagonaux n'est pas réduite et elle est égale à  $M^b$ . Cependant, le critère de non-diagonalité offre un degré de liberté supplémentaire qui peut modifier la forme des constellations reçues. Parmi les précodeurs non-diagonaux, nous pouvons citer le précodeur max-d<sub>min</sub> et son extension E-d<sub>min</sub> qui sont basés sur la maximisation de la distance minimale de la constellation à la réception [1][2]. Le lecteur désireux d'approfondir ces aspects, les références [1][2][3][4][22] offrent des études détaillées sur les différents précodeurs (diagonaux et non-diagonaux).

## 4.3 La méthode TR dans un système MIMO-OFDM précodé

### 4.3.1 Système MIMO-OFDM

L’exploitation de la diversité spatiale par les systèmes MIMO permet d’améliorer les performances de la transmission, en particulier dans des environnements multi-trajets. Cependant, le temps symbole dans ce type d’environnement doit être largement supérieur au plus long trajet (plus grand retard) afin d’éviter les interférences entre les symboles reçus. Cela a pour conséquence de réduire la bande passante du canal MIMO. La solution à ce problème consiste en l’association du système MIMO avec la modulation OFDM. Cette approche a permis d’exploiter conjointement les avantages du système MIMO et de la modulation OFDM, tout en garantissant un débit élevé avec une bonne robustesse.

Malheureusement, les systèmes MIMO-OFDM sont aussi sensibles à la non-linéarité des dispositifs électroniques, en particulier l’amplificateur de puissance à cause du problème de valeurs élevées du PAPR, dues à l’utilisation de la modulation OFDM. Ceci a pour effet de dégrader la qualité de transmission de tout le système.

### 4.3.2 Définition du PAPR des systèmes MIMO-OFDM

Dans un système MIMO-OFDM, le signal émis est transmis sur plusieurs voies. Afin d’éviter la non-linéarité de l’amplificateur, le PAPR du signal sur chaque voie doit être aussi faible que possible. Le PAPR d’un système MIMO noté  $PAPR_{MIMO}$  est défini par le maximum des PAPR calculés sur chacune des voies constituant l’émetteur MIMO. Donc, on peut écrire [19] :

$$PAPR_{MIMO} = \max_{1 \leq i \leq N_T} PAPR_i \quad (4.9)$$

avec  $PAPR_i$  le PAPR mesuré sur la voie  $i$  et  $N_T$  le nombre total des voies du système MIMO.

### 4.3.3 Implémentation de la méthode TR

Dans un contexte de réduction du PAPR par la méthode TR dans un système SISO, on peut écrire :

$$\min_c PAPR(x(t) + c(t)) \quad (4.10)$$

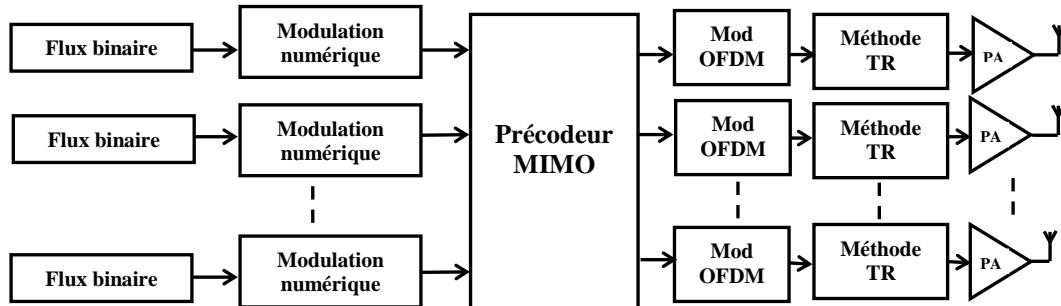
avec  $x(t)$  le signal dont on souhaite réduire son PAPR et  $c(t)$  le signal correcteur obtenu par optimisation.

Cette formule est identique à celle présentée dans le chapitre 2 section (2.3.1). Par conséquent, on peut écrire :

$$x + c = IFFT(X + C) \quad (4.11)$$

Cette écriture permet de montrer l’avantage de la compatibilité descendante de la méthode TR. En effet, le récepteur n’a pas besoin d’être modifié pour reconstruire les données utiles du signal  $x(t)$ . Le principe de la méthode TR a été détaillé dans le chapitre 2 section (2.3). Le schéma le plus simple pour réduire le PAPR dans un système MIMO-OFDM précodé consiste à implémenter indépendamment la méthode TR sur chaque voie SISO (suite à l’étude présentée dans le chapitre 3). Ce principe est montré sur la figure (4.6). Pour des raisons de

lisibilité, nous avons volontairement dissocié le bloc représentant la modulation OFDM de la méthode TR même si, dans le principe, ces deux blocs peuvent être fusionnés.



**Figure 4.6.** Application de la méthode TR sur chaque voie dans un système MIMO-OFDM précodé

Les gains en réduction du PAPR sur chaque voie du système MIMO seront alors équivalents au gain de réduction du PAPR d'un système SISO. Dans ce chapitre, nous avons opté pour le schéma présenté sur la figure (4.6).

## 4.4 Stratégie de transmission d'images dans un système MIMO-OFDM précodé

L'intérêt principal d'une stratégie de transmission est de garantir une bonne qualité de service, tout en respectant les ressources disponibles (bande passante, débit, puissance...). La connaissance de la CSI dans un système MIMO en boucle fermée permet de décomposer virtuellement le canal MIMO en plusieurs sous-canaux SISO, en se basant sur les précodeurs. Dans cette section, nous rappelons le principe d'un schéma robuste pour les transmissions d'images JPWL sur un canal MIMO sans fil [4]. Cette stratégie exploite conjointement la hiérarchisation de flux d'images offerte par le décodeur JPWL et les caractéristiques d'un système MIMO précodé.

### 4.4.1 Le codeur JPWL

Le JPWL est un standard pour coder les images à usage industriel ou scientifique, créé par le comité JPEG (Joint Photographic Experts Group) [20][21]. Son fonctionnement est basé principalement sur les deux codeurs créés auparavant à savoir le codeur JPEG et le codeur JPEG 2000 [20]. Contrairement à ces deux derniers, le JPWL intègre de nouvelles fonctionnalités afin de garantir la robustesse des transmissions d'images sur des canaux sans fil à fortes perturbations. Parmi ces fonctionnalités, nous pouvons citer :

- Une protection supplémentaire des données d'entête avec l'intégration d'un code correcteur d'erreurs (CEE)
- La possibilité de localiser les erreurs résiduelles dans le flux des données codées
- La description du degré de sensibilité des différentes parties du flux des données aux erreurs de transmission

Ces nouvelles fonctionnalités permettent d'améliorer davantage la robustesse de la transmission d'images. Ainsi, une stratégie supplémentaire de protection UEP (Unequal Error Protection) peut être mise en place, en offrant une redondance plus importante aux données sensibles telles que les entêtes. De plus, le codeur JPWL permet de décomposer hiérarchiquement l'image à transmettre en plusieurs couches de qualité. Ce principe est montré sur la figure (4.7), pour une image codée en trois couches de qualité.



**Figure 4.7.** Décomposition hiérarchique en trois couches d'une image par le JPWL

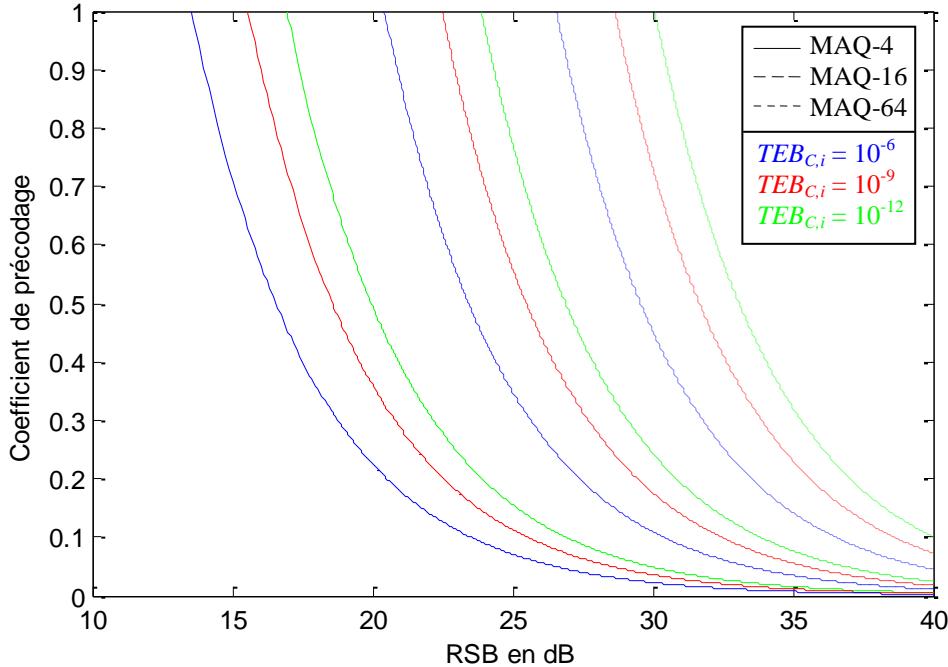
Cette décomposition scalable offre un degré supplémentaire de protection de l'image à transmettre sur un canal MIMO précodé.

#### 4.4.2 Précodeur CBP

Dans [4], l'auteur a présenté un nouvel algorithme de précodage appelé CBP (Content Based Precoder) pour les systèmes MIMO, développé au laboratoire XLIM-SIC de l'Université de Poitiers. L'algorithme proposé a été conçu principalement pour la transmission d'un contenu multimédia scalable (par exemple une image) sur un système MIMO en boucle fermée. Contrairement aux précodeurs présentés, cet algorithme permet d'optimiser conjointement les différents paramètres de la chaîne de transmission (ordre de la modulation, la capacité de corrections de CEE et les coefficients  $f_i$  des différents sous-canaux SISO). Or, une stratégie UPA (Unequal Power Allocation) peut être adoptée, en allouant la puissance successivement sur chaque sous canal selon le RSB fourni par la CSI du canal. De plus, la puissance allouée sur chaque sous canal est réglée afin d'atteindre une qualité du service présenté par un TEB cible. Cela a pour objectif de décoder correctement le flux d'image reçu sur chaque voie. Les coefficients de précodage  $f_i$  de cet algorithme peuvent être déterminés en fonction d'un  $TEB_{c,i}$  cible sur chaque voie  $i$  suivant la formule suivante [4]:

$$f_i^2 = \frac{2(M_i - 1)}{3\sigma_i^2} \left[ \operatorname{erf}^{-1} \left( 1 - \frac{TEB_{c,i}\sqrt{M_i} \log_2 M_i}{2(\sqrt{M_i} - 1)} \right) \right]^2 \quad (4.11)$$

Nous pouvons remarquer que cet algorithme calcule les différents coefficients  $f_i$  de la matrice  $F_d$  en fonction du RSB ( $\sigma_i^2$ ) de chaque sous canal SISO, de l'ordre  $M_i$  de la modulation MAQ et du TEB cible. La figure (4.8) illustre la relation entre ces différents paramètres.

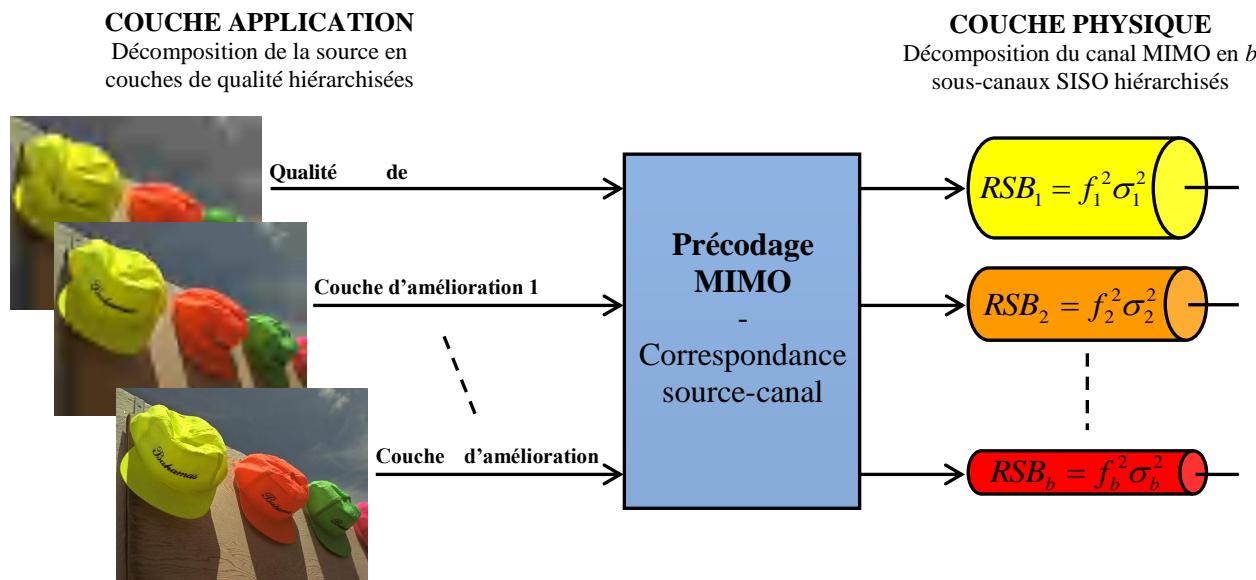


**Figure 4.8.** Evolution des coefficients de précodage en fonction du RSB, de l'ordre de la modulation et du TEB cible [4]

A partir de cette figure, nous pouvons déterminer la quantité de puissance nécessaire à fournir qui permet d'atteindre un TEB cible donné, suivant un RSB particulier. Pour un RSB et un ordre de modulation donnés, l'augmentation de la puissance à allouer (dont la pondération est le coefficient de précodage) conduit à une diminution de la valeur du TEB cible. Dans ce qui suit, nous allons considérer le même TEB cible et le même ordre de la modulation sur toutes les voies.

#### 4.4.3 Schéma de transmission

Le schéma de transmission proposé dans [4] intègre conjointement les critères du codeur JPWL et les caractéristiques d'un système MIMO précodé. Ce schéma exploite la scalabilité de flux d'image et la hiérarchisation des sous-canaux SISO, par la mise en place d'une stratégie d'allocation de puissance UPA. La figure (4.9) illustre le principe de la stratégie proposée.



**Figure 4.9.** Principe de la stratégie de transmission proposée [4]

Le codeur JPWL permet de décomposer l'image en  $b$  couches de qualité, ordonnées décroissante selon leur importance. Ainsi, le canal MIMO précodé est composé de  $b$  sous-canaux SISO classés par ordre décroissant selon leur valeur de RSB. La stratégie de transmission consiste alors à répartir hiérarchiquement les couches de qualité sur l'ensemble des sous-canaux SISO.

#### 4.4.4 Performances du schéma de transmission

Dans cette section, nous présentons l'évaluation par simulation es différents précodeurs dans un système MIMO ( $4 \times 4$ ).

##### 4.4.4.1 Paramètres de la couche application

Dans le cadre de cette évaluation, nous transmettons les images Caps et Monarch d'une résolution  $768 \times 512$  pixels (figure 4.10), codées avec le codeur JPWL.

Ces deux images ont été choisies parce qu'elles présentent un contenu riche en couleurs avec une résolution relativement importante. Ces images ont été codées en 4 couches de qualité hiérarchisées par ordre d'importance décroissante, à l'aide du codeur JPWL, selon le système de transmission MIMO ( $4 \times 4$ ). Chaque couche présente un débit de 0.25bpp (bit par pixel). Selon le JPWL, les images sont codées en une seule tuile intégrant ainsi les différentes protections pour l'entête principal, l'entête de tuile et les entêtes de paquets.

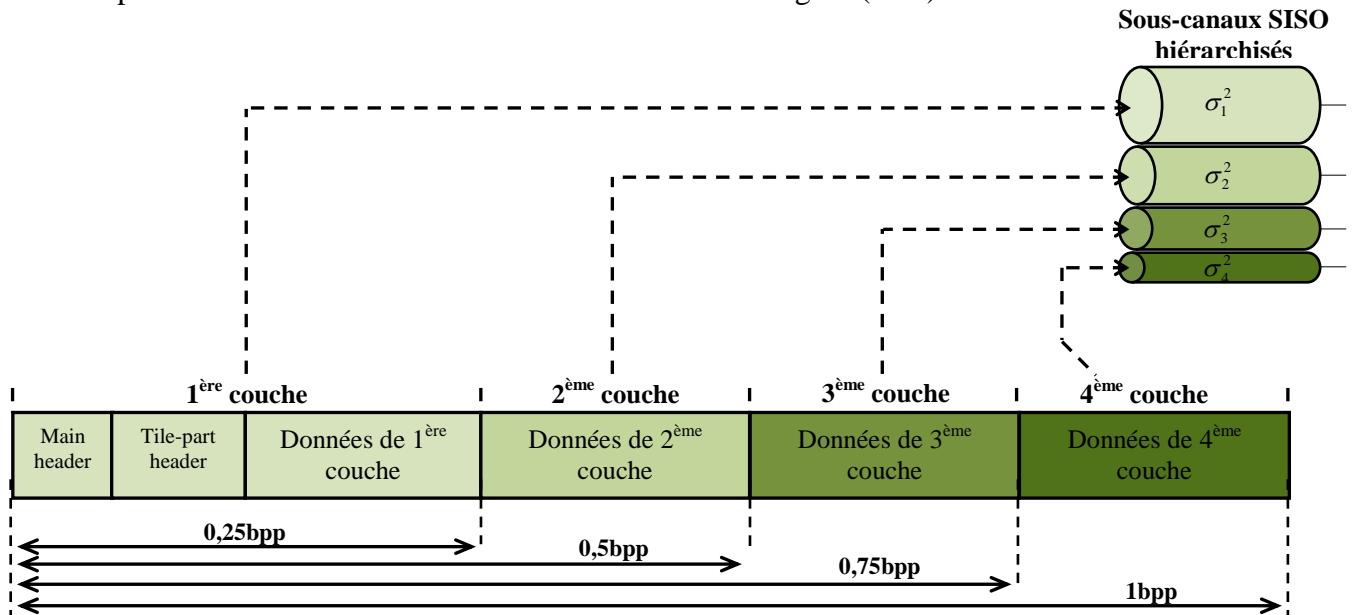


### a. Image Caps

**b. Image Monarch**

**Figure 4.10.** Images transmises d'une résolution  $768 \times 512$  pixels.

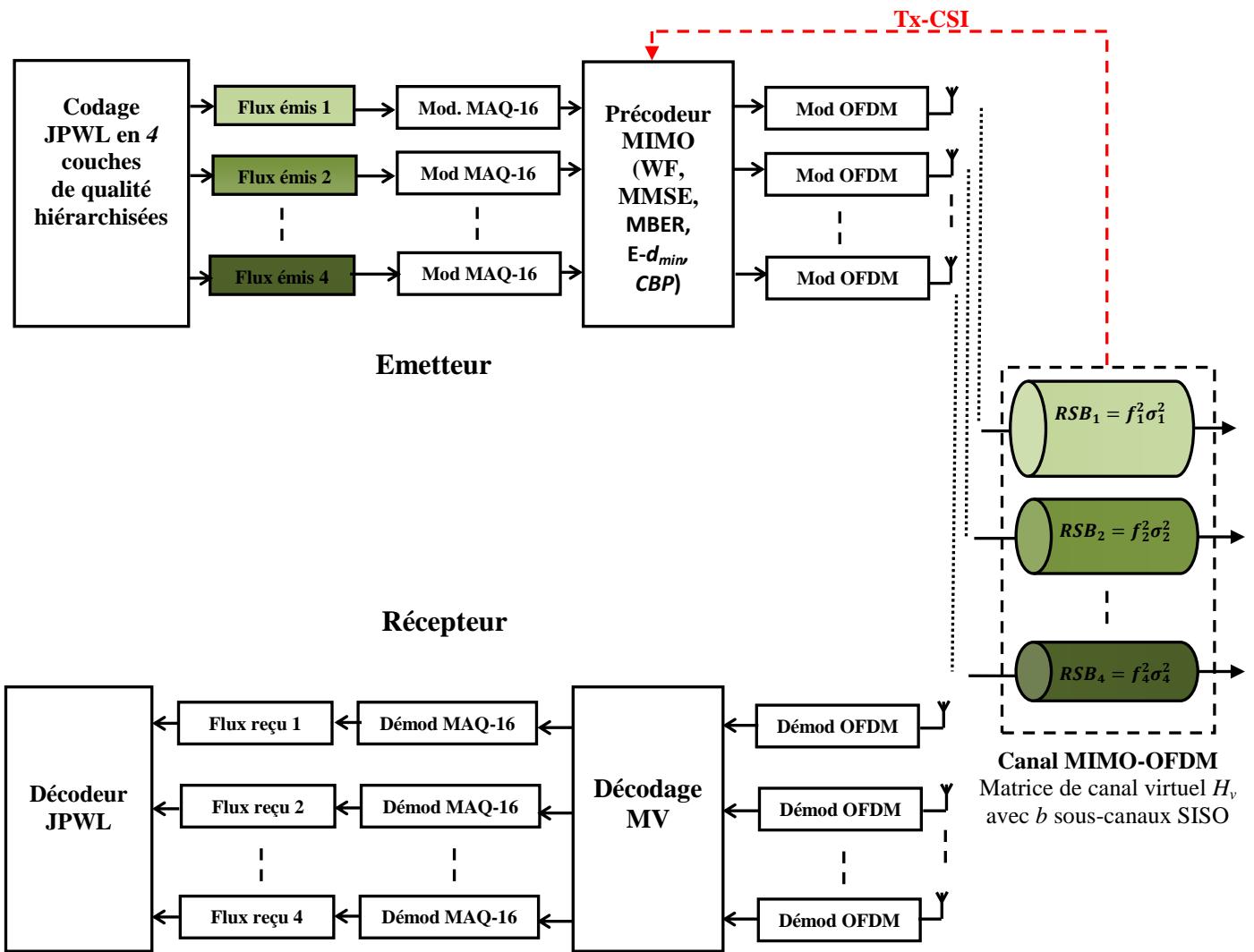
Le code Reed Solomon RS(37,32) a été utilisé, offrant ainsi la redondance la plus faible parmi les codes du standard JPWL. Afin de permettre de décoder les images, les données d'entête (main header et tile-part header) sont transmises avec la première couche (couche de base). La répartition des différentes couches est montrée sur la figure (4.11).



**Figure 4.11.** Répartition des différentes couches JPWL sur les 4 sous-canaux SISO [4]

#### 4.4.4.2 Paramètres de la couche physique

Dans notre étude, nous avons considéré un système MIMO-OFDM ( $4 \times 4$ ) en boucle fermée. La chaîne de transmission complète est montrée sur la figure (4.12).



**Figure 4.12.** Chaîne de transmission d'images JPWL sur un canal MIMO ( $4 \times 4$ ) précodé

L'opération de diagonalisation permet d'avoir 4 sous-canaux SISO. Les différents paramètres de la modulation OFDM (nombre des sous-porteuses, leur emplacement, durée d'un symbole OFDM) ont été définis selon la norme IEEE 802.11n. Nous considérons également une modulation 16-QAM sur chaque sous-canal SISO. Pour les codes correcteurs, nous utilisons le code de RS (37,32) intégré directement dans la norme JPWL. Par conséquent, la taille binaire de chaque couche comprenant les données utiles et de redondance ne dépasse pas  $10^5$  bits. Le TEB cible avant décodage canal qui permet un décodage correct de l'image reçue a été fixé à  $2.9 \times 10^{-5}$ . Il a été démontré dans [4] que cette valeur permet d'obtenir un TEB de  $10^{-9}$  après le décodage canal, suivant les capacités du code RS (37, 32).

#### 4.4.4.3 Rappel des résultats essentiels

##### a. Résultats sur un canal statistique

Nous allons tout d'abord rappeler l'évaluation des performances des différents précodeurs sur un canal statistique de Rayleigh [4]. Le canal statistique offre la possibilité de tester de nombreuses configurations selon l'état du canal par le biais des valeurs du RSB. Les résultats sont affichés en termes de TEB moyen sur la figure (4.13). Pour précision, le TEB moyen est calculé selon la formule suivante :

$$TEB_{moyen} = \frac{\sum_{i=1}^v TEB_i}{v} \quad (4.12)$$

avec  $TEB_i$  la valeur du TEB sur la voie  $i$ , et  $v \leq 4$  le nombre maximum des voies à exploiter par le précodeur.

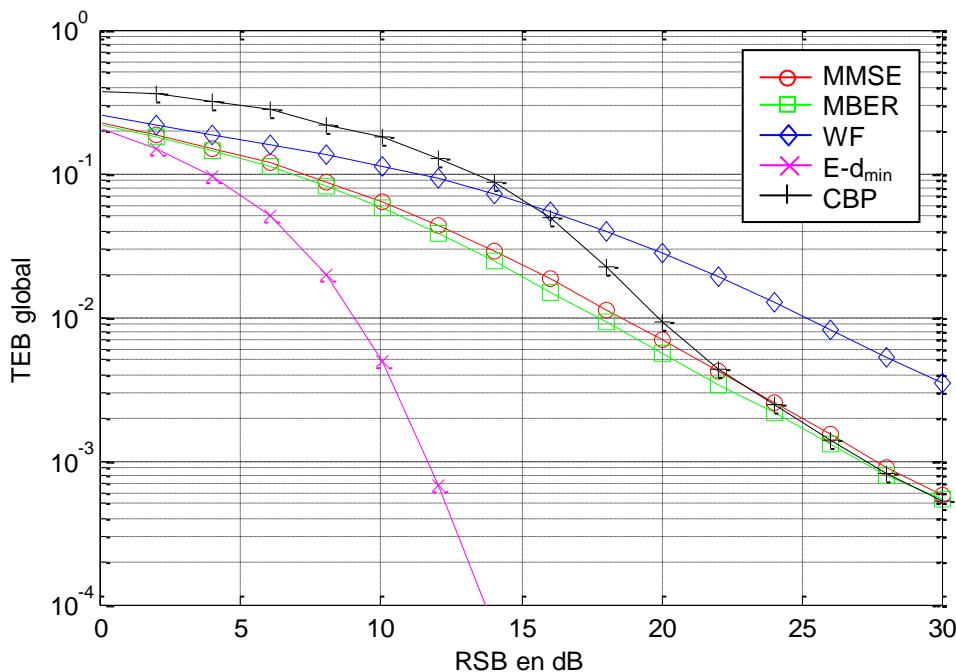
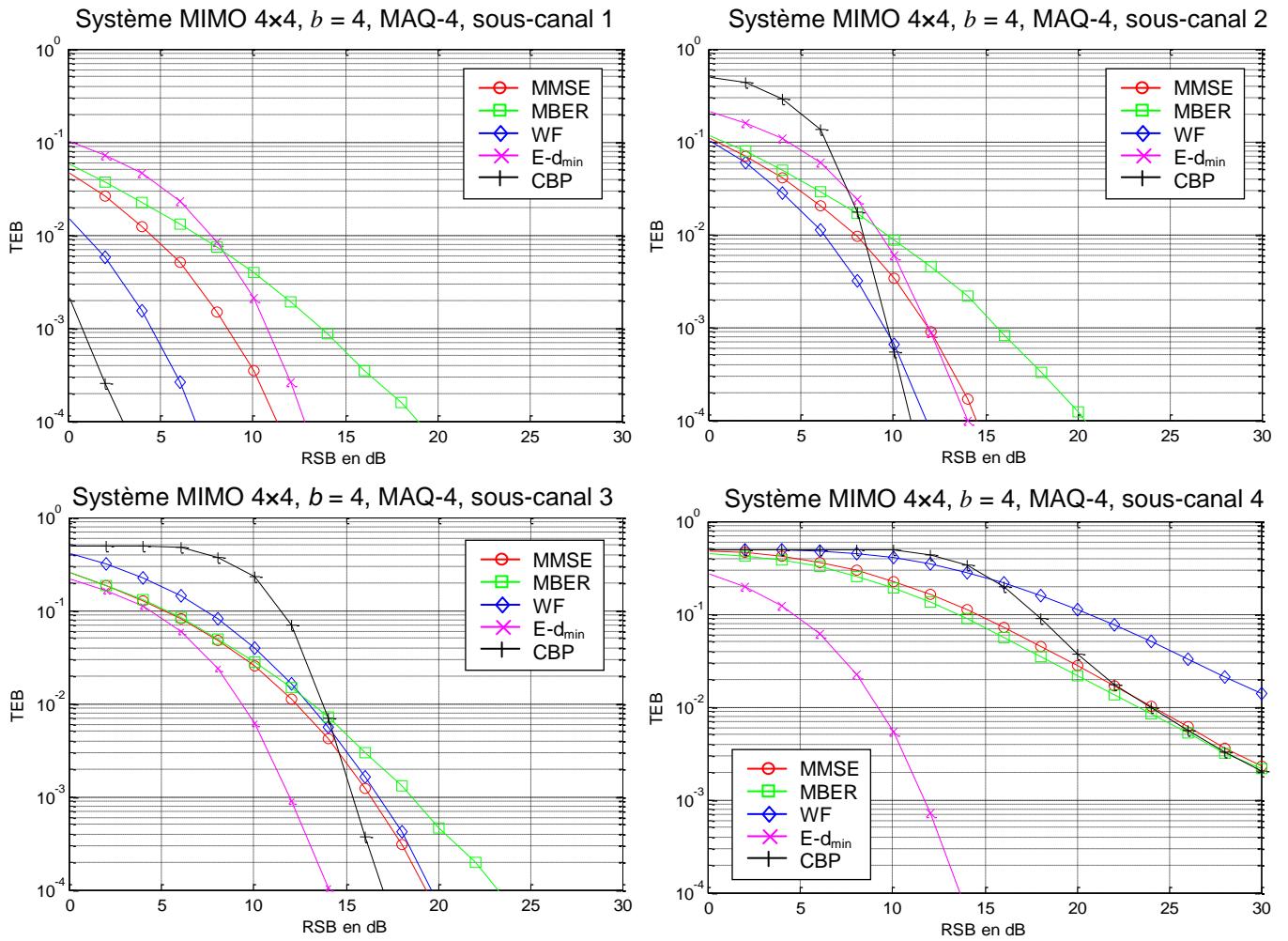


Figure 4.13. Résultats de TEB moyen des différents algorithmes de précodage [4]

Nous pouvons constater que globalement le CBP offre des performances médiocres en termes de TEB moyen, comparé aux TEB des autres précodeurs. Pour des faibles valeurs du RSB ( $RSB < 15$  dB), le CBP présente les plus mauvaises performances. A partir de cette valeur du RSB, la courbe de TEB du CBP converge vers celles des précodeurs MMSE et MBER. Nous pouvons également remarquer que les performances du précodeur non-diagonal  $E-d_{\min}$  surpassent celles des autres précodeurs. La non-diagonalité de ce dernier offre un degré de liberté supplémentaire ce qui améliore le résultat. Les mauvais résultats offerts par le CBP s'expliquent par la stratégie d'allocation de puissance du CBP comparée avec celles des autres précodeurs. Pour plus d'illustrations, nous avons affiché sur la figure (4.14), le TEB sur chaque voie.



**Figure 4.14.** Evolution du TEB par sous-canal pour les différents précodeurs

Sur cette figure, nous pouvons voir que le précodeur CBP alloue la puissance successivement sur chacun des sous-canaux afin de garantir un décodage correct de chaque couche reçue de l'image, contrairement aux autres précodeurs. De plus, la hiérarchisation offerte par le JPWL impose que le décodage d'une couche d'indice  $i$  nécessite le décodage correct des couches d'indice inférieur à  $i$ . Dans des mauvaises conditions de transmission ( $RSB < 5$  dB), le CBP alloue toute la puissance sur le premier sous-canal, en sacrifiant les autres sous-canaux. Cela permet d'assurer le décodage correct du premier flux d'une part. D'autre part, le TEB moyen résultant est mauvais étant donné que les autres sous-canaux sont sacrifiés. L'amélioration des conditions de transmission par l'augmentation du RSB permet au CBP d'utiliser les autres sous-canaux, tout en garantissant une bonne qualité de transmission.

b. Résultats sur un canal réaliste

Nous utilisons le simulateur CRT en 3D présenté dans le chapitre 3 (section 3.4.2.1), pour modéliser le canal de transmission. Rappelons que cet outil fournit la réponse impulsionnelle du canal dans l'environnement simulé. Nous considérons la scène de la figure (4.15.a) qui correspond à une zone du campus de l'Université de Poitiers, où les bâtiments sont représentés en vue de dessus par des rectangles rouges. La simulation est réalisée pour un système MIMO dans laquelle l'émetteur est fixe et le récepteur se déplace le long d'une trajectoire rectiligne de 138 m avec une vitesse de 5 m/s. Les conditions de transmission varient entre mauvaises (zone 1), moyennes (zone 2 et 4), et bonnes (zone 3) selon la position du récepteur sur la trajectoire. La figure (4.15.b) montre l'évolution des conditions de transmission selon le gain du canal  $\sigma$  défini par l'équation (4.6).

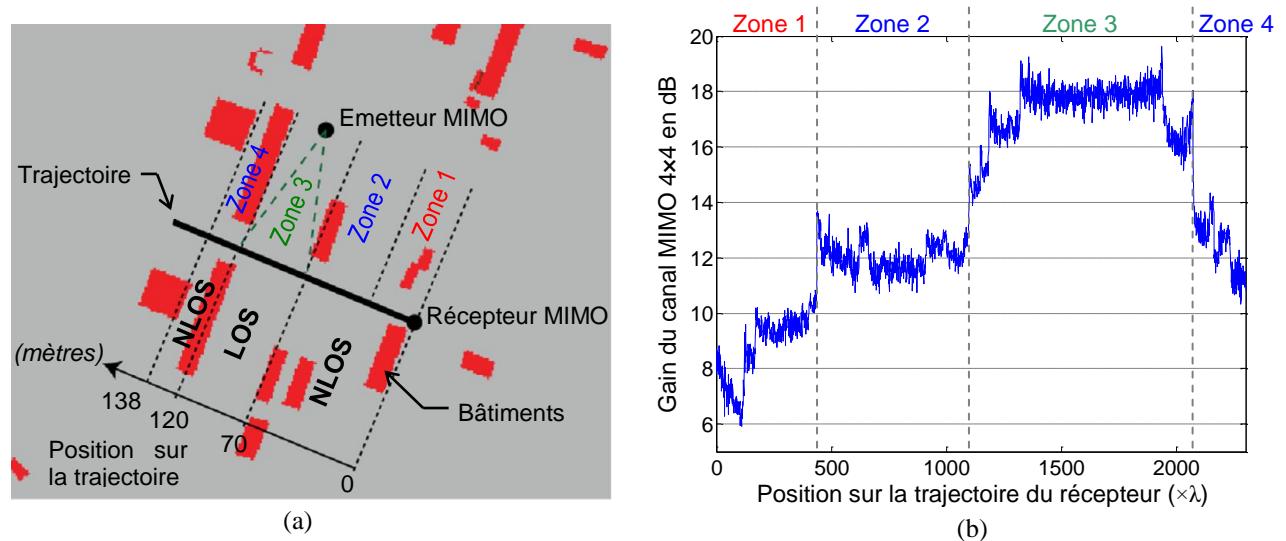


Figure 4.15. (a). Environnement de transmission (b). Évolution du gain de canal MIMO [3]

Afin d'évaluer les performances visuelles des différents précodeurs, nous utilisons la métrique PSNR (Peak Signal to Noise Ratio). Cette métrique permet d'évaluer la qualité visuelle d'une image. Pour des échantillons codés sur 8 bits, le PSNR est exprimé par :

$$PSNR = 10 \log_{10} \left( \frac{255^2}{EQM} \right) \quad (4.13)$$

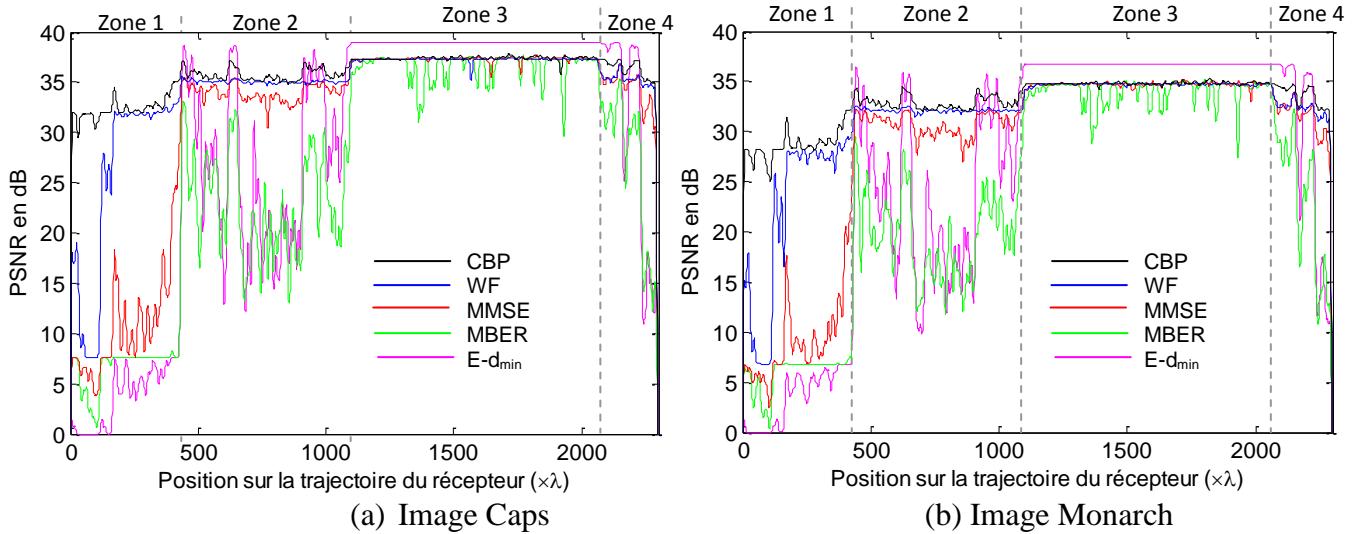
avec EQM (Erreur Quadratique Moyenne) exprimé par :

$$EQM = \frac{1}{L \times H} \sum_{i=1}^H \sum_{j=1}^L (X_{i,j}^* - X_{i,j})^2 \quad (4.14)$$

avec  $X^*$  les échantillons pixels reçus après décodage,  $X$  les échantillons pixels émis,  $H$  et  $L$  sont respectivement le nombre d'échantillons en hauteur et en largeur de l'image.

Selon la scène de la simulation présentée par la figure (4.15.a), nous disposons de 2300 images reçues correspondant aux 2300 positions de récepteur sur la trajectoire. Les résultats ont été moyennés avec un fenêtrage glissant d'une taille de 20 valeurs [4]. Cela permet de

lisser les courbes tout en conservant le comportement général des résultats. La figure (4.16) présente les résultats de PSNR pour l'image Caps et l'image Monarch.



**Figure 4.16.** Evolution du PSNR avec différents précodeurs sur un canal réaliste [4]

A partir de cette figure, nous remarquons des résultats contradictoires avec les courbes de TEB moyen présentées par la figure (4.13). Cela s'explique par la stratégie d'allocation de puissance adoptée par chaque précodeur. Par conséquent, nous remarquons que globalement, l'algorithme de précodage CBP offre des meilleurs résultats en termes de PSNR. Dans des conditions de transmissions mauvaises (zone 1), le CBP permet de maintenir un résultat exploitable à la réception contrairement aux autres précodeurs. Dans cette zone, le CBP alloue toute la puissance disponible à la première couche de qualité (couche de base) transmise sur le premier sous canal. Cette puissance allouée permet d'atteindre le TEB cible nécessaire pour décoder correctement la première couche de l'image. Cependant, les autres précodeurs exploitent aux moins deux sous-canaux simultanément sur cette zone. Il en résulte que la puissance attribuée au premier sous canal (correspondant à la couche de base) ne permet pas d'atteindre ce TEB cible. Lorsque les conditions de transmission sont moyennes (zones 2 et 4), le CBP et le WF offrent des performances similaires, contrairement aux autres précodeurs. L'amélioration des conditions de transmission permet au CBP d'exploiter simultanément deux sous canaux, en transmettant deux couches de qualité (une couche de base et une couche d'amélioration). Les autres précodeurs essaient d'exploiter trois à quatre sous-canaux, ce qui explique les résultats affichés. Dans de bonnes conditions de transmissions (zone 3), les précodeurs diagonaux ainsi que le CBP affichent des performances équivalentes. Dans cette zone, les 4 sous-canaux sont exploités, en transmettant 4 couches de qualité, ce qui explique le bon résultat en termes de PSNR. L'algorithme de précodage CBP proposé dans [4] permet globalement de garantir des bonnes performances de robustesse, dans des conditions de transmissions différentes.

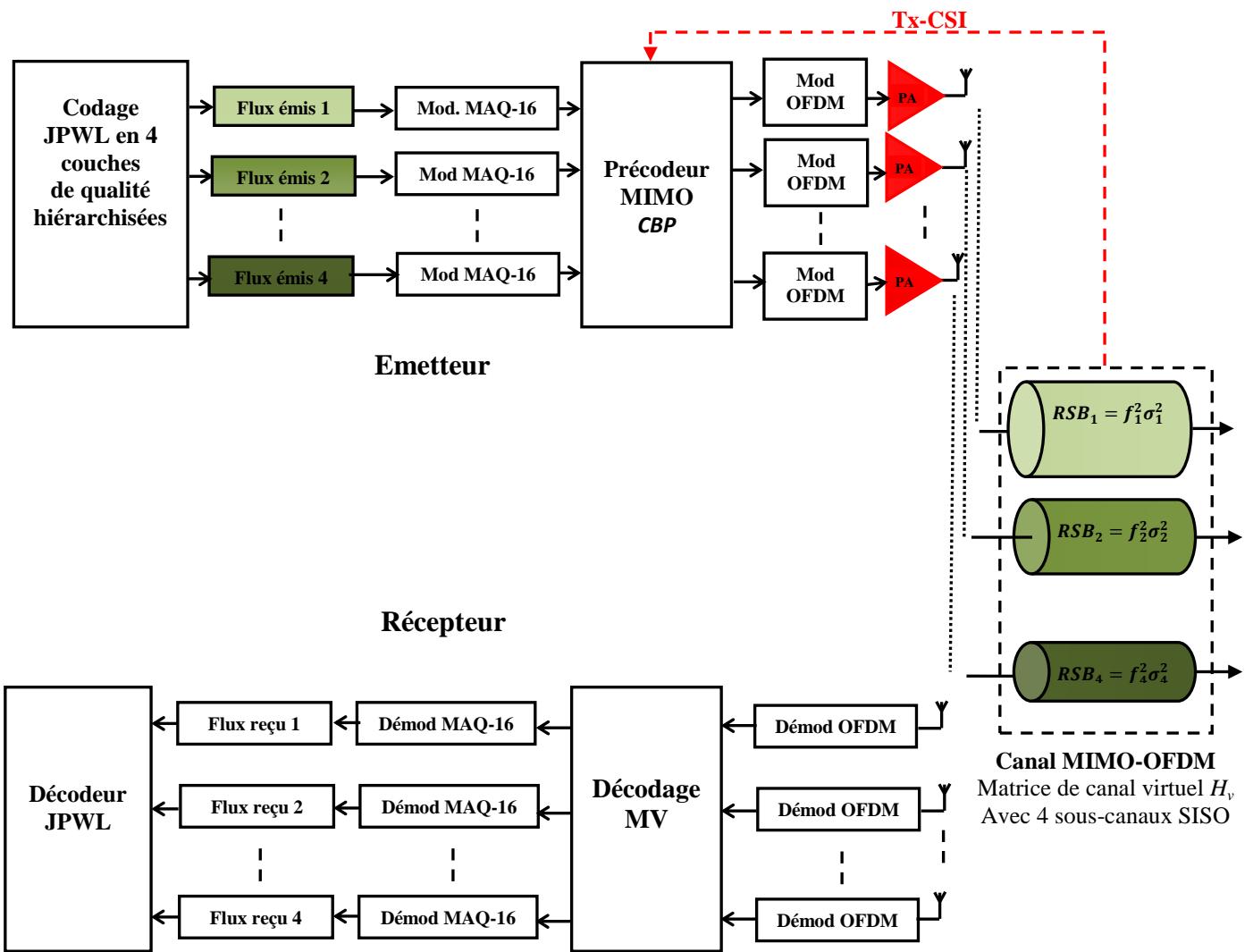
Dans la suite de ce chapitre, le précodeur CBP sera adopté comme une stratégie de transmission d'images.

## 4.5 Amélioration de la qualité de transmission

### 4.5.1 Impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité de transmission

Dans cette section, nous étudions l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la transmission d'image. Nous considérons le précodeur CBP pour la transmission d'une image JPWL, avec la même configuration que celle utilisée pour le système MIMO-OFDM ( $4 \times 4$ ) présenté dans la section précédente (figure 4.12). En pratique, le nombre d'amplificateurs à utiliser à l'émission correspond au nombre de sous-canaux SISO. Le modèle de l'amplificateur sur chaque voie est décrit par une conversion AM/AM, sans prendre en compte le déphasage AM/PM. Ce modèle a été présenté dans le chapitre 3 (section 3.3.1, modèle 1). Rappelons que 0 dB d'IBO pour cet amplificateur correspond à une puissance d'entrée égale à 20 dBm. Afin de voir l'effet de la caractéristique non-linéaire de l'amplificateur ainsi que son gain d'amplification sur la qualité de transmission, nous avons également considéré deux amplificateurs idéaux. Le premier amplificateur (noté **PA idéal 1**) possède un gain d'amplification unitaire (**G = 0 dB**) et le deuxième modèle (noté **PA idéal 2**) a un gain identique au gain de l'amplificateur non-linéaire (**G= 6.33 dB** dans la zone de linéarité). Le nouveau schéma de transmission intégrant les PA est montré sur la figure (4.17).

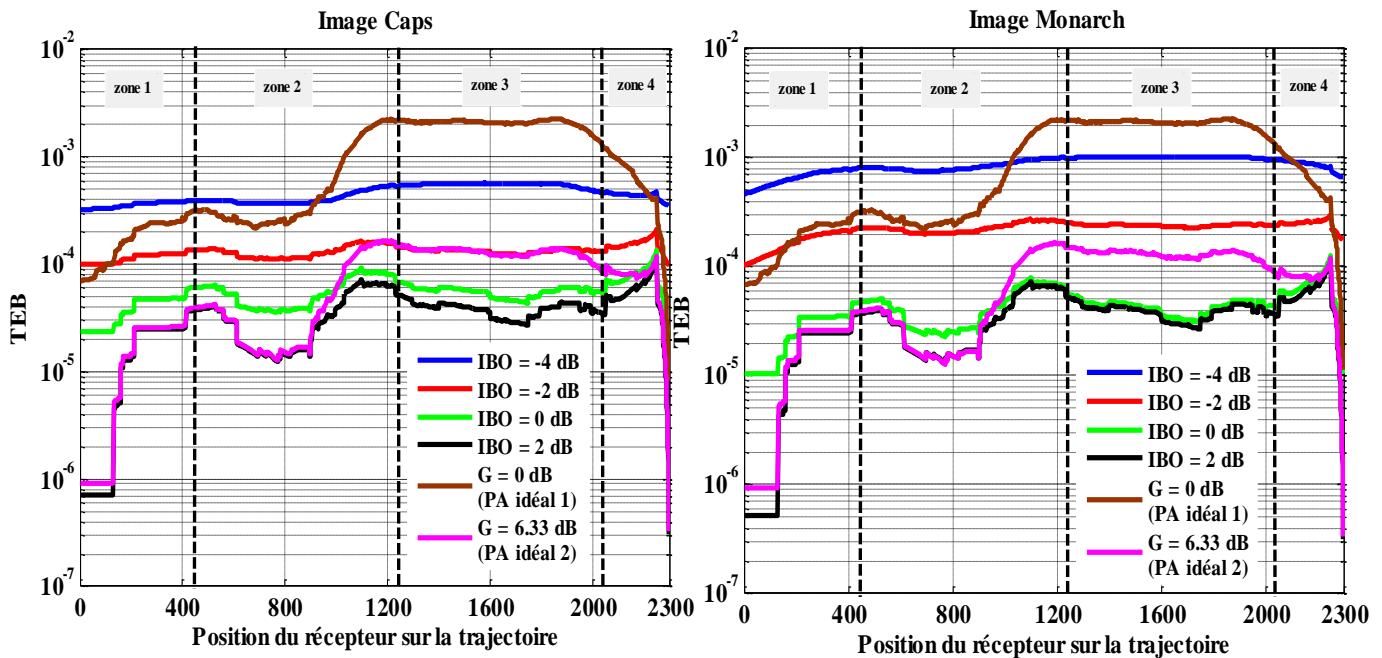
Les traitements réalisés sur cette chaîne sont identiques à ceux de la chaîne précédente (figure 4.12). Le précodeur CBP permet de déterminer le nombre de sous-canaux SISO nécessaire à la transmission par le biais de la CSI du canal, sans considérer la non-linéarité de l'amplificateur. De plus, le PA idéal 1 n'influence pas le fonctionnement du précodeur CBP. Par conséquent, nous considérerons les résultats obtenus avec ce modèle comme des résultats de référence pour la comparaison. L'amplificateur non-linéaire et le PA idéal 2 permettent en effet d'augmenter la puissance d'émission sur chaque voie, sans modifier le nombre des sous-canaux SISO. Cela signifie que la puissance totale disponible à l'émission après amplification est supérieure à  $P_0$  (donnée par l'équation 4.2). Cette configuration permet d'étudier l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur sans modifier la stratégie de transmission de l'image mise en place par le précodeur CBP.



**Figure 4.17.** Transmission d'image JPWL en présence de l'amplificateur

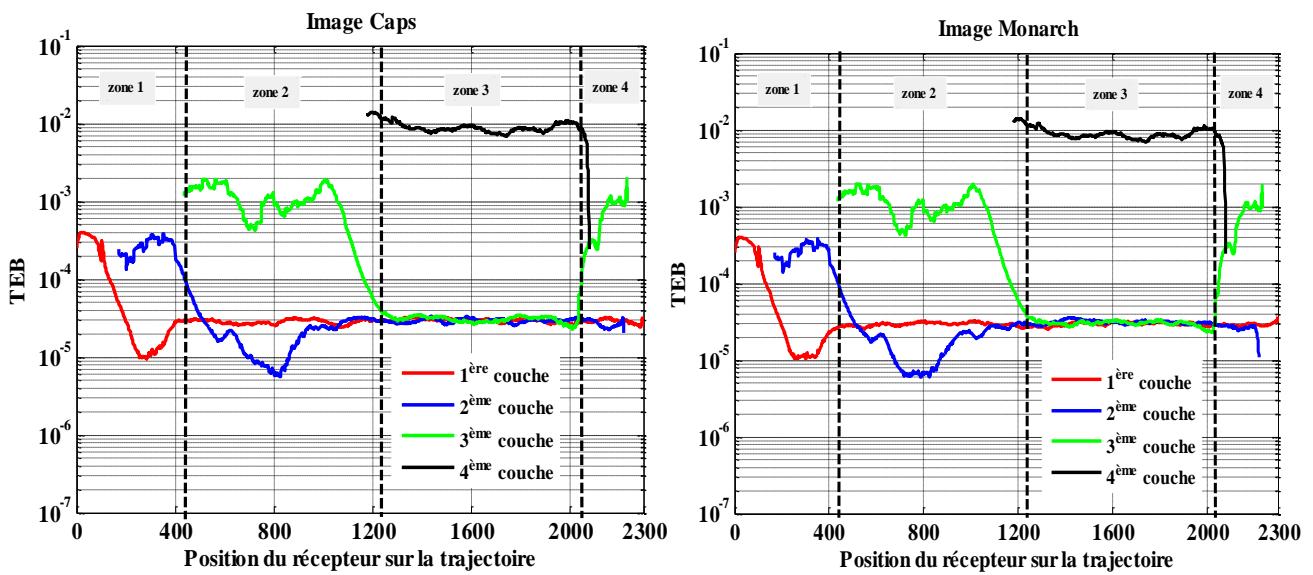
Pour voir l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur, nous avons fait varier le niveau de puissance du signal d'entrée, sur chaque sous canal SISO. Cela se traduit par l'application de plusieurs reculs exprimés en IBO (dB), à l'entrée du modèle d'amplificateur. Pour chaque valeur d'IBO, nous avons calculé le TEB moyen et le PSNR correspondants. Nous avons également calculé ces résultats pour les deux amplificateurs idéaux. Les résultats du PSNR sont moyennés avec une fenêtre glissante d'une taille de 20. Tandis que les résultats de TEB sont moyennés avec une fenêtre glissante d'une taille de 400, tout en conservant le comportement global des différentes courbes. Ces valeurs ont été déterminées par simulation après plusieurs tests.

La figure (4.18) montre les résultats de simulation en termes de TEB moyen (voir équation 4.12) des 4 sous-canaux SISO pour les images Caps et Monarch. Rappelons que ce TEB correspond à celui avant le décodage canal.



**Figure 4.18.** Résultats de simulation en termes de TEB en présence de la non-linéarité de l'amplificateur

Nous constatons tout d'abord un écart uniforme entre les courbes du TEB (courbes marron et magenta) des deux amplificateurs idéaux (PA idéal 1 et PA idéal 2). Cet écart s'explique par la différence entre les gains des deux amplificateurs. Nous remarquons aussi qu'en présence de ces deux amplificateurs idéaux (PA idéal 1 et PA idéal 2, sans non-linéarité), le CBP détermine le nombre des couches de qualité à transmettre selon l'état du canal de transmission. Suivant les conditions de transmission, le CBP alloue successivement la puissance sur chaque sous canal SISO, tout en assurant que le TEB cible soit atteint avant de transmettre une nouvelle couche. S'il reste une partie de puissance non allouée, le CBP l'attribue à un nouveau sous canal SISO, même si la condition du TEB n'est pas vérifiée (uniquement pour cette nouvelle couche). Dans le cas où le nombre maximum des sous-canaux est atteint, le CBP renforce le premier sous-canal (transmettant la couche de base) en lui rajoutant la puissance restante. Ce fonctionnement est illustré sur la figure (4.19) avec l'amplificateur PA idéal 1.



**Figure 4.19.** Illustration du fonctionnement du précodeur CBP avec l'amplificateur PA idéal1

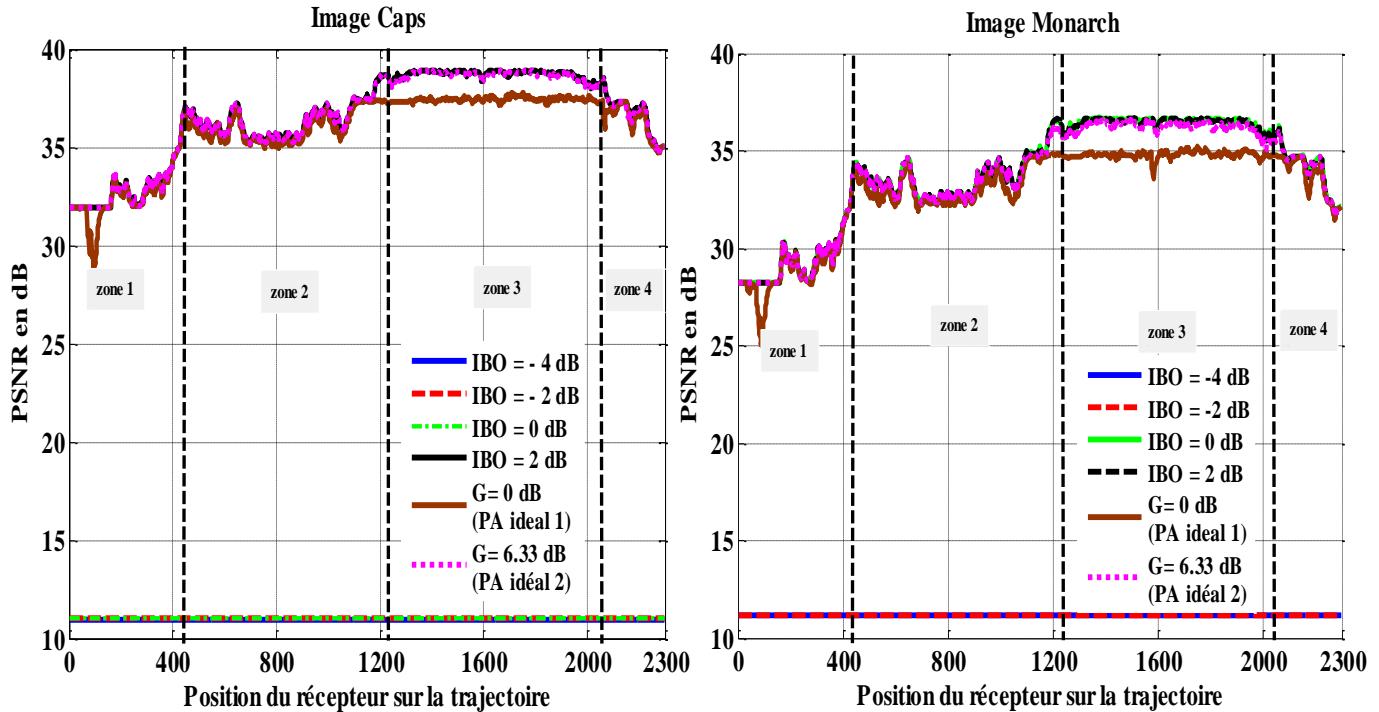
Suite à cela, nous pouvons voir que le TEB (courbes marron et magenta) est globalement meilleur dans des conditions de transmission mauvaises ou moyennes (zones 1,2 et 4). Dans des bonnes conditions de transmission (zone 3), le précodeur CBP transmet simultanément 4 couches de qualité sur les 4 sous-canaux SISO. Dans cette configuration, le TEB cible n'est pas assuré sur la quatrième voie, ce qui pénalise le TEB moyen. Dans les autres zones, le CBP transmet moins de couches de qualité.

En présence du modèle non-linéaire de l'amplificateur, cette stratégie de transmission adoptée par le CBP n'est pas modifiée (le calcul de la CSI est toujours fait selon l'état du canal). On remarque que globalement le TEB est meilleur avec IBO égal à -2, 0 et 2 dB, comparé au TEB avec l'amplificateur PA idéal 1. Dans ce cas, le gain d'amplification est plus important, ce qui améliore les résultats.

En cas d'IBO égal à -4 dB, l'effet de la non-linéarité de l'amplificateur est très sévère. Cette non-linéarité contribue à la dégradation du TEB moyen, dans des conditions de transmission moyennes ou mauvaises (zones 1,2 et 4). Dans de telles conditions, le CBP exploite moins de couches de qualité tout en garantissant le TEB cible sur chacune des voies. Il en résulte que le TEB moyen est dégradé essentiellement par la non-linéarité de l'amplificateur. On remarque que le TEB est plus dégradé avec l'amplificateur PA idéal 1 dans la zone 3, où les conditions de transmission sont bonnes. Même si la non-linéarité de l'amplificateur est plus importante dans ce cas, le gain de l'amplificateur non-linéaire améliore le TEB moyen.

D'autre part, nous pouvons voir que le TEB de l'image Monarch est légèrement supérieur au TEB de l'image Caps, en présence de la non-linéarité de l'amplificateur alors que, les courbes de TEB des deux figures sont identiques avec les amplificateurs idéaux. Cela s'explique par la nature différente des deux images qui influence les résultats, étant donné que les signaux à amplifier sont formés à partir des données représentant les flux binaires des images codés par le JPWL.

Les résultats de simulation en termes de PSNR sont montrés sur la figure (4.20).



**Figure 4.20.** Résultats de simulation en termes de PSNR en présence de la non-linéarité de l'amplificateur

Tout d'abord, nous pouvons constater le comportement non corrélé entre le TEB et le PSNR. Cette même constatation a été soulignée précédemment (figures 4.13 et 4.16).

A partir de ces résultats, nous pouvons voir l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité visuelle de l'image exprimée en PSNR. Nous pouvons aussi faire le lien avec les résultats précédents en termes de TEB. Rappelons qu'un TEB cible est nécessaire pour qu'une couche de qualité soit correctement décodable. Lorsque l'IBO est faible, la non-linéarité de l'amplificateur est plus importante que la distorsion du canal. Par conséquent, nous avons un TEB plus grand que le TEB cible. Il en résulte des erreurs de décodage, traduisant ainsi un PSNR mauvais. Dans ce cas, le PSNR est égal à environ 11 dB quelles que soit les conditions de transmission. Lorsque l'IBO est grand, l'effet de la non-linéarité est moins présent, alors le TEB cible est atteint, retrouvant ainsi le fonctionnement normal du précodeur CBP. Par conséquent, nous constatons une amélioration considérable du PSNR. Contrairement aux résultats du TEB, nous remarquons que globalement le PSNR est meilleur dans des bonnes conditions de transmissions (zone 3). Les courbes du PSNR avec l'amplificateur idéal restent des résultats de référence, sans prise en compte de la non-linéarité de l'amplificateur ni du gain d'amplification.

De plus, une différence d'environ 1 dB du PSNR est constatée dans la zone 3 où les conditions de transmission sont bonnes. Dans ce cas, l'impact du canal de transmission est négligeable et donc cet écart s'explique par l'impact du gain d'amplification. Dans des mauvaises ou moyennes conditions de transmission (zone 1, 2 ou 4), le précodeur CBP exploite moins de

sous-canaux SISO en transmettant moins de couches de qualité de l'image. Cela explique les résultats du PSNR obtenus tout au long de la trajectoire. Dans ce cas, le PSNR de l'image Caps est globalement meilleur par rapport au PSNR de l'image Monarch, traduisant ainsi la différence de contenu visuelle entre ces deux images.

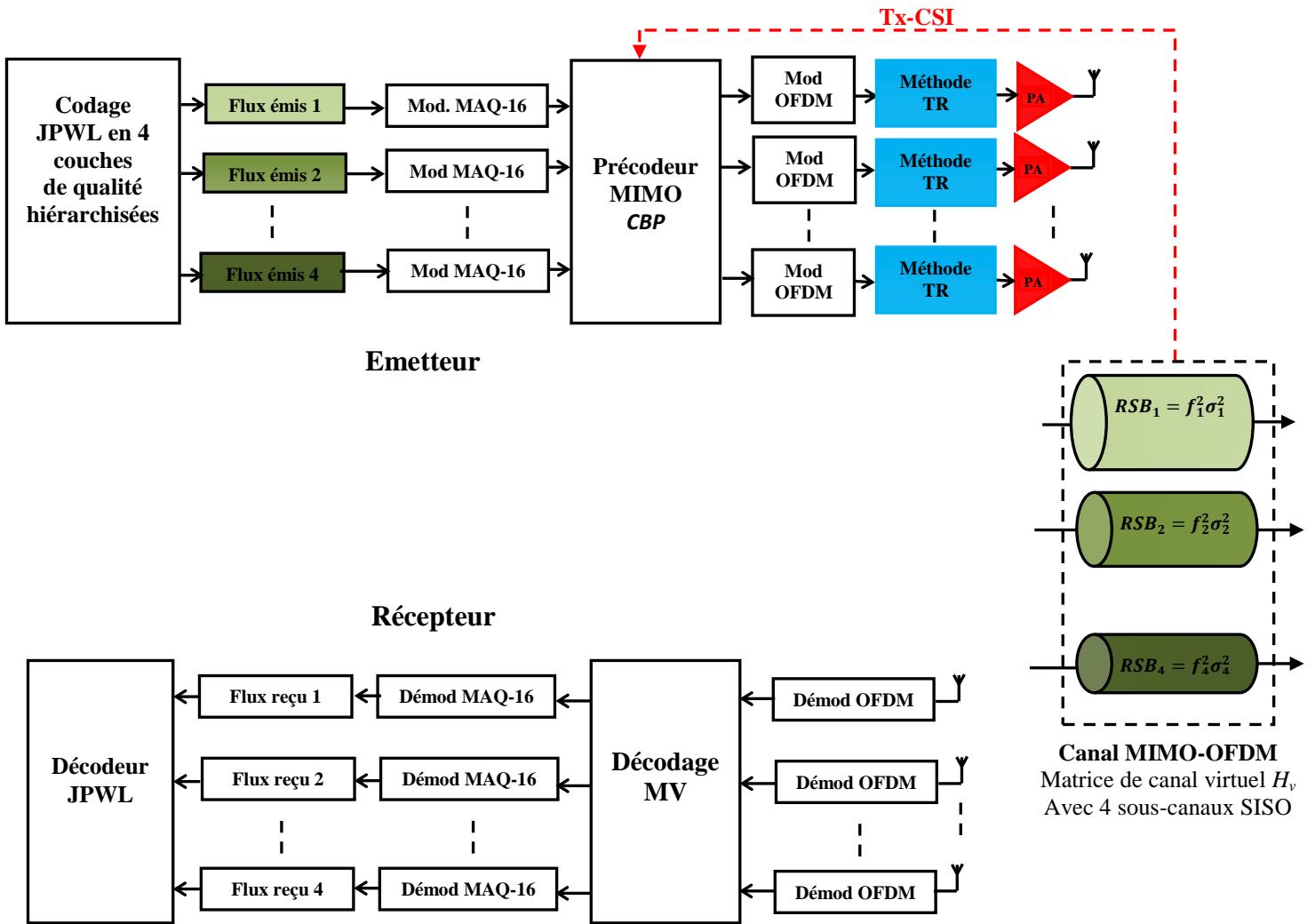
A partir des résultats de ces deux figures, nous avons montré l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité de transmission en termes de TEB et de PSNR. Nous avons également fait le lien entre le comportement du TEB et du PSNR.

Dans la section suivante, nous allons étudier l'impact de la méthode TR sur l'amélioration de la qualité de transmission, en présence de l'amplificateur de puissance et du canal de transmission.

#### **4.5.2 Impact de la réduction du PAPR par la méthode TR sur la qualité de transmission**

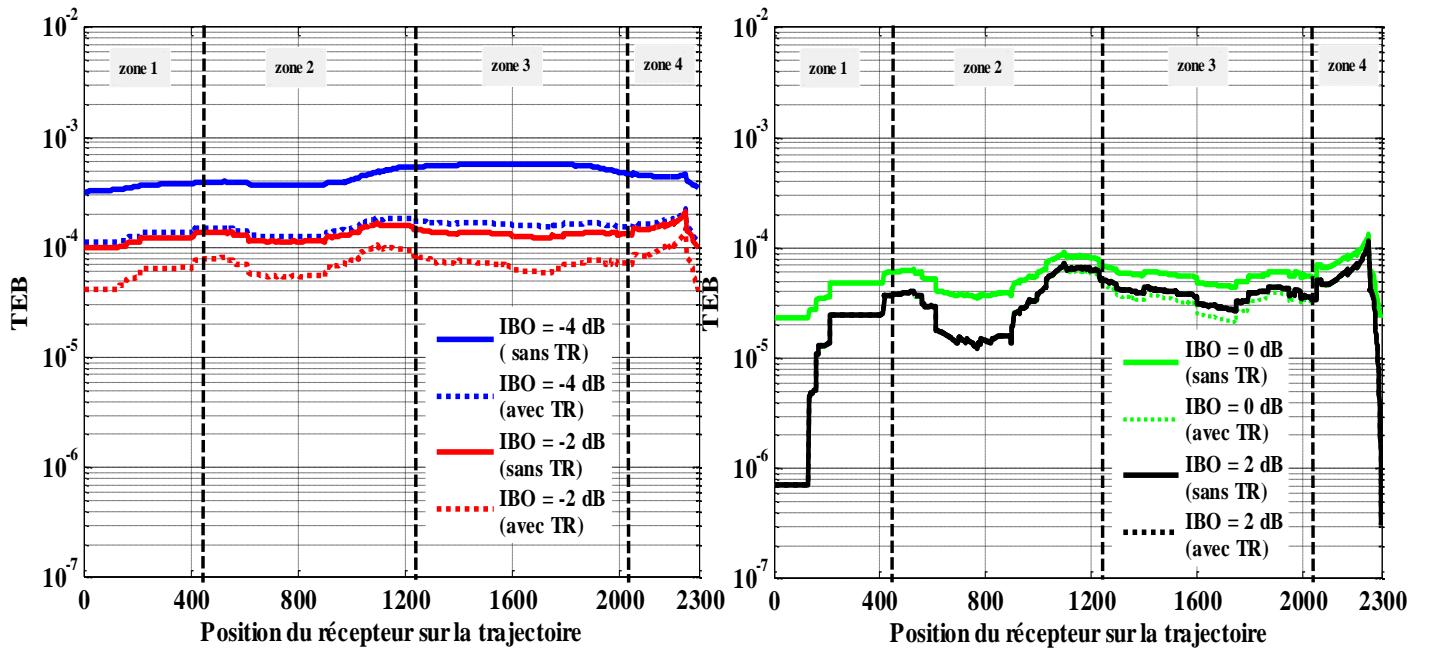
Dans cette section, nous évaluons les performances de la méthode TR pour l'amélioration de la qualité de transmission en présence de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance et du canal de transmission. Nous considérons la même configuration que celle du système MIMO présentée sur la figure (4.17), avec le précodeur CBP (pour la transmission d'une image JPWL) et l'amplificateur de puissance non-linéaire. La méthode TR basée sur l'algorithme du gradient est implémentée sur chaque voie (voir Chapitre 3, section 3.3.2.1). Rappelons que la répartition des sous-porteuses d'un symbole OFDM dans le standard IEEE 802.11n est identique à celle du standard IEEE 802.11a. La nouvelle chaîne de transmission comprenant la méthode TR et l'amplificateur de puissance est montrée sur la figure (4.21).

A la sortie du modulateur OFDM, la méthode TR est appliquée identiquement sur chaque voie. Le seuil d'écrêtage est fixé à 1.65 pour un signal OFDM dont sa puissance est normalisée à 1. De plus, le nombre d'itérations de l'algorithme du gradient conjugué est fixé à 20 sur chaque voie. Ces deux choix ont été réalisés selon l'étude présentée dans le chapitre 2. En sortie du bloc « Méthode TR », nous avons un signal avec un PAPR réduit.

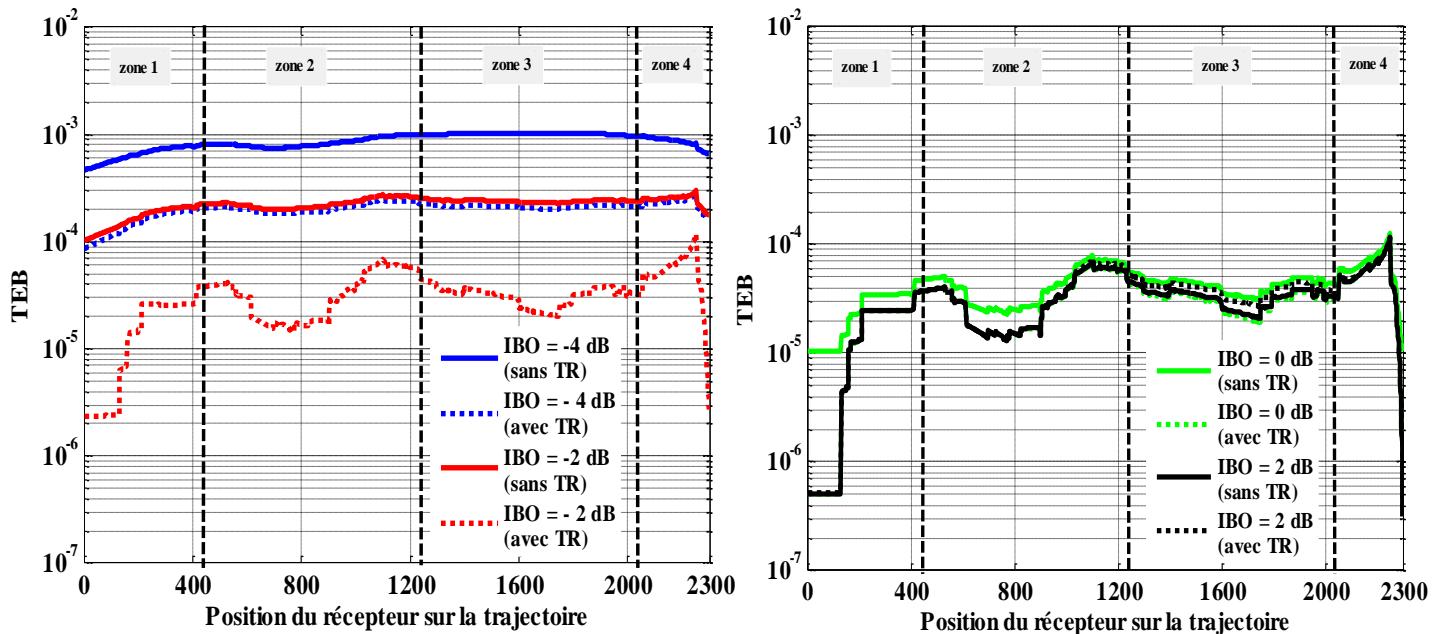


**Figure 4.21.** Application de la méthode TR pour la transmission d'image JPWL avec prise en compte de la non-linéarité de l'amplificateur

Afin d'étudier les performances de la méthode TR sur l'amélioration de la qualité de transmission, nous avons appliqué plusieurs reculs exprimés en IBO (dB), sur le signal à l'entrée du modèle d'amplificateur. Pour chaque valeur d'IBO, nous avons calculé le TEB moyen et le PSNR correspondant. Comme précédemment et afin d'améliorer la lisibilité des courbes, les résultats de PSNR sont moyennés avec une fenêtre glissante d'une taille de 20. Et les résultats de TEB sont moyennés avec une fenêtre glissante d'une taille de 400, tout en conservant le comportement global des différentes courbes. Les résultats en termes de TEB moyen sont montrés sur les figures (4.22.a-b), en les superposant avec les résultats de la figure (4.18) pour une meilleure comparaison.



a. TEB de l'image Caps

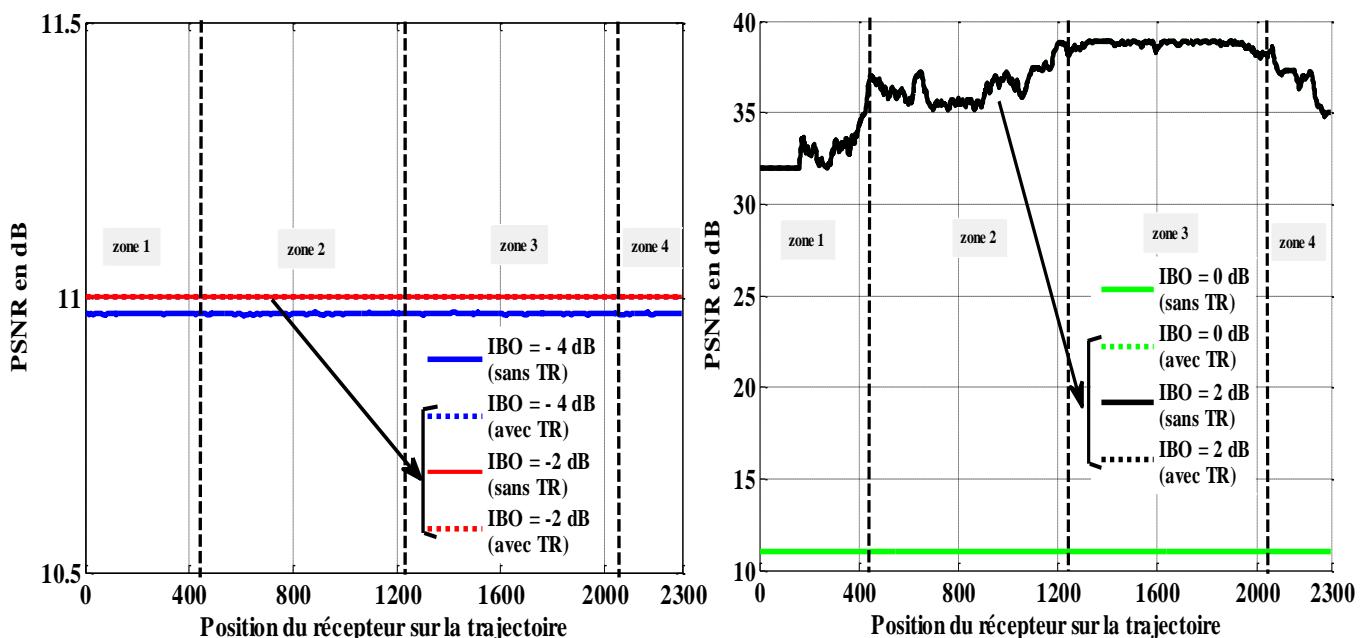


b. TEB de l'image Monarch

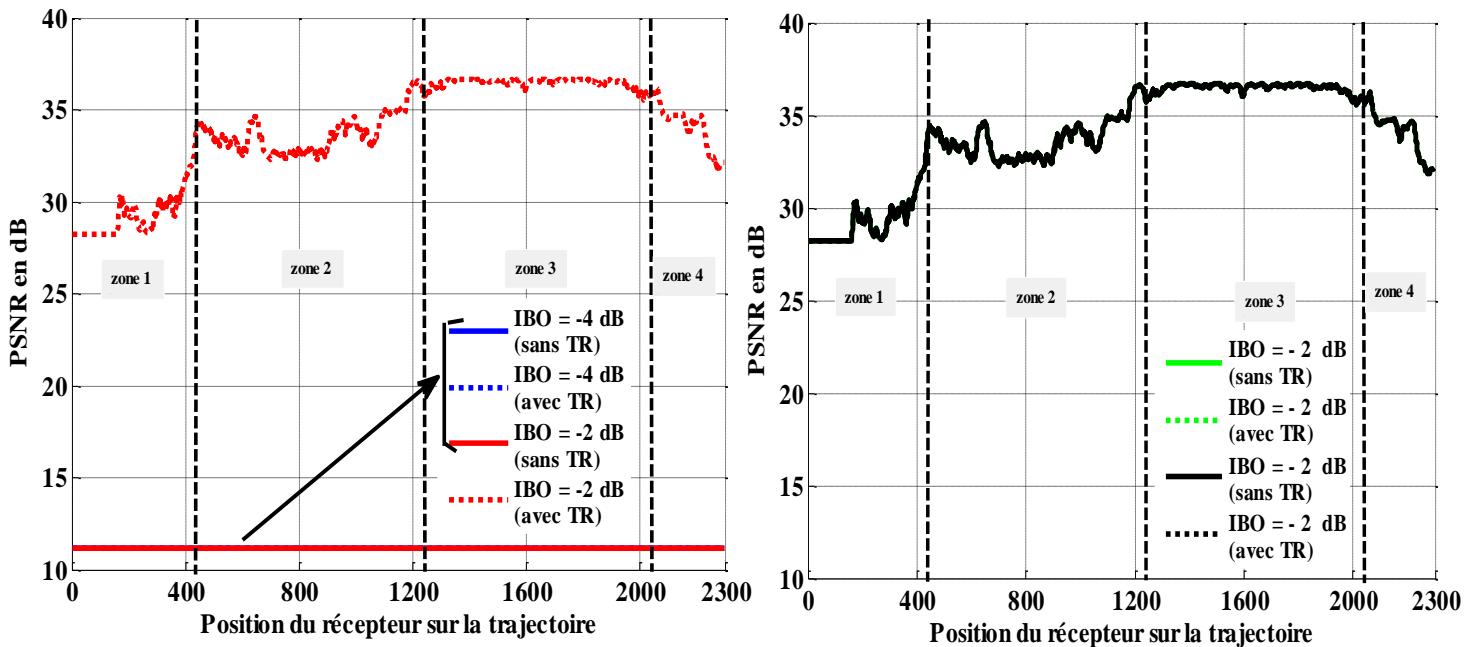
**Figure 4.22.** Impact de la méthode TR sur l'amélioration de TEB

Nous pouvons voir que globalement la méthode TR permet une amélioration du TEB, pour des petites valeurs d'IBO ( $IBO \leq 0$  dB). Cette amélioration est différente selon l'image transmise. Cela s'explique par la nature de contenu différente des deux images à savoir l'image Caps et l'image Monarch. Pour l'image Caps, nous constatons une amélioration du TEB avec un facteur d'environ 2 pour IBO égal à  $-4$  et  $-2$  dB. Pour l'image Monarch, nous observons une amélioration du TEB avec un facteur d'environ 5 et 6 pour respectivement IBO égal à  $-4$  et  $-2$  dB. Lorsque l'IBO est grand ( $IBO > 0$  dB), la non-linéarité de l'amplificateur devient négligeable devant le comportement du canal de transmission. Cela explique la superposition des différentes courbes de TEB, en particulier les courbes avec l'image Monarch. Par conséquent les courbes de TEB avec IBO égal à  $2$  dB restent inchangées. Nous constatons ainsi que les conditions de transmission influencent sur les résultats de TEB. Rappelons que le TEB affiché est un TEB moyen selon le nombre des sous-canaux considérés par le précodeur CBP. Lorsque les conditions de transmission sont bonnes (zone 3), le précodeur CBP transmet simultanément 4 couches de qualité sur les 4 sous-canaux SISO, ce qui pénalise le TEB moyen résultant. Dans les autres zones (zones 1, 2 ou 4), le CBP transmet moins de couches de qualité.

Les résultats de simulation en termes de PSNR sont montrés sur les figures (4.23.a-b), en les superposant avec les résultats de la figure (4.20) pour une meilleure comparaison.



a. PSNR de l'image Caps



b. PSNR de l'image Monarch

**Figure 4.23.** Impact de la méthode TR sur l'amélioration du PSNR

A partir de ces résultats, nous pouvons voir l'impact de la méthode TR sur l'amélioration de la qualité de transmission, tout en réduisant l'effet de la non-linéarité de l'amplificateur. Nous pouvons également établir le lien avec les résultats précédents en termes de TEB. Nous constatons ainsi que si le TEB cible n'est pas atteint, le PSNR reste très mauvais. Ceci est le cas par exemple pour l'image Caps (IBO égal à  $-4$  et  $-2$  dB) et l'image Monarch (IBO égal à  $-4$  dB), malgré l'amélioration de TEB apportée par la méthode TR. Une fois le TEB cible atteint, nous remarquons une amélioration importante du PSNR (IBO = 0 dB, image Caps et IBO =  $-2$  dB, image Monarch). Cette amélioration est d'environ 27 dB pour l'image Caps et d'environ 25 dB pour l'image Monarch dans des bonnes conditions de transmission. L'application de la méthode TR permet globalement de diminuer l'effet de la non-linéarité de l'amplificateur. Nous retrouvons ainsi le même comportement des courbes du PSNR selon les conditions de transmission. Dans ce cas, la non-linéarité de l'amplificateur est négligeable devant la distorsion du canal, et par conséquent les courbes de PSNR sont superposées. Ces résultats montrent la nécessité d'atteindre un TEB cible pour décoder correctement l'image. Dans le chapitre 3 (cf. section 3.2.3.3), nous avons établi le lien entre l'IBO et le rendement de l'amplificateur de puissance. Si on considère par exemple une transmission d'une image Caps, nous devons travailler avec un IBO égal à 2 dB sans la méthode TR pour atteindre le TEB cible et décoder l'image. L'application de la méthode TR permet d'atteindre le TEB cible avec un IBO = 0 dB. Dans ce cas, il faut souligner que nous obtenons une amélioration de rendement d'environ 6.5 % avec une consommation de puissance réduite de 18 %, pour la même qualité de transmission en termes de PSNR.

### 4.5.3 Analyse visuelle

Dans cette section, nous présentons des exemples des images reçues afin de montrer l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur ainsi que l'impact de la méthode TR. Il a été démontré dans [4] que le CBP offre les meilleures performances visuelles dans la zone 3 où les conditions de transmission sont bonnes. Par conséquent, nous avons choisi de travailler avec une position fixe qui correspond à l'indice 1700 sur la trajectoire du récepteur (voir figure 4.15.b). Dans ce cas, nous considérons que l'effet du canal est négligeable par rapport à la non-linéarité de l'amplificateur. Les résultats visuels des deux images (Caps et Monarch) sont montrés respectivement sur les figures (4.24) et (4.25), pour plusieurs valeurs d'IBO.



a. IBO = - 4 dB, sans la méthode TR, position 1700,  
PSNR=10.97dB



b. IBO= - 4 dB, avec la méthode TR, position 1700,  
PSNR=11.00dB



c. IBO = - 2 dB, sans la méthode TR, position 1700,  
PSNR=11.00dB



d. IBO = - 2 dB, avec la méthode TR, position 1700,  
PSNR=11.00dB



e. IBO =0dB, sans la méthode TR, position 1700,  
**PSNR=11.00dB**



f. IBO =0dB, avec la méthode TR, position 1700,  
**PSNR=38.92dB**

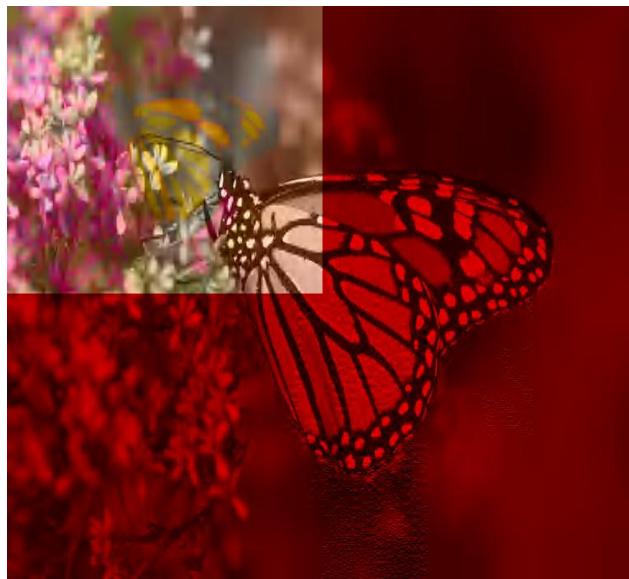


g. IBO =2dB, sans la méthode TR, position 1700,  
**PSNR=38.92dB**

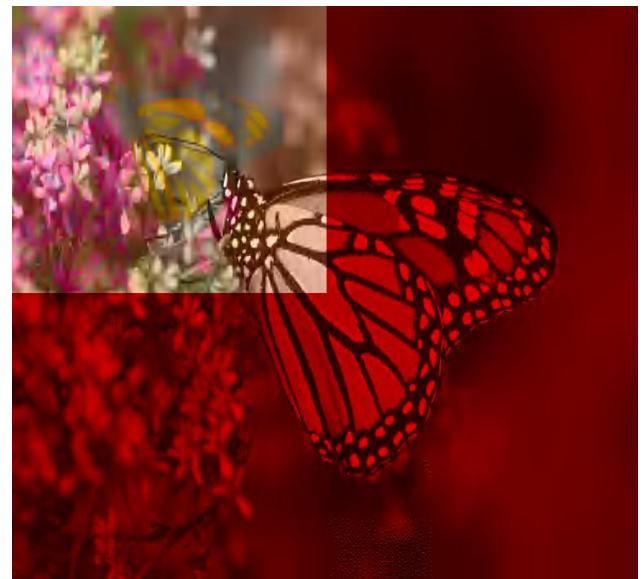


h. IBO =2dB, avec la méthode TR, position 1700,  
**PSNR=38.92dB**

**Figure 4.24.** Impact de l'amplificateur de puissance et la méthode TR sur la qualité visuelle de l'image Caps



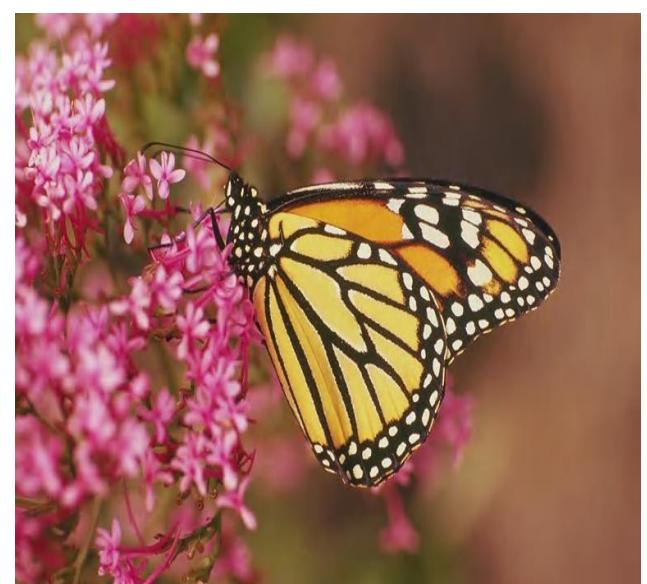
a. IBO = - 4 dB, sans la méthode TR, position 1700,  
**PSNR = 11.16dB**



b. IBO = - 4 dB, avec la méthode TR, position 1700,  
**PSNR = 11.17dB**



c. IBO = - 2 dB, sans la méthode TR, position 1700,  
**PSNR = 11.17dB**



d. IBO = - 2dB, avec la méthode TR, position 1700,  
**PSNR = 36.70dB**



e. IBO = 0 dB, sans la méthode TR, position 1700,  
PSNR = 36.70dB



f. IBO = 0 dB, avec la méthode TR, position 1700,  
PSNR = 36.70dB



g. IBO = 2 dB, sans la méthode TR, position 1700,  
PSNR = 36.70dB



h. IBO = 2 dB, avec la méthode TR, position 1700,  
PSNR = 36.70dB

**Figure 4.25.** Impact de l'amplificateur de puissance et la méthode TR sur la qualité visuelle de l'image Monarch

Ces différents résultats permettent de faire le lien avec les résultats obtenus précédemment en termes de TEB et de PSNR. Les figures (4.24.a 4.24.c et 4.24.e) et (4.25.a et 4.25.c) montrent clairement l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité visuelle de l'image reçue. Nous remarquons une dégradation de la qualité avec l'apparition d'une couleur rouge.

Cette dégradation est légèrement différente selon la valeur de l'IBO, traduisant ainsi l'impact de la distorsion non-linéaire de l'amplificateur. Ainsi, nous constatons que la dégradation est identique pour la même valeur d'IBO. Cela signifie que la non-linéarité de l'amplificateur est une source de distorsion déterministe. Nous pouvons voir également que lorsque l'IBO est faible, le décodeur JPWL décode convenablement une partie de l'image (coin carré supérieur gauche sur les figures), puis interrompt le processus de décodage pour cause d'erreurs sur la partie restante. L'application de la méthode TR permet de diminuer la non-linéarité de l'amplificateur et d'améliorer considérablement le PSNR (figures 4.24.f et 4.25.d). Cette amélioration permet un fonctionnement correct du décodeur JPWL, conduisant à un meilleur décodage de l'ensemble de l'image, tout en maintenant une bonne qualité visuelle. Nous remarquons encore une fois, que la non-linéarité de l'amplificateur ainsi que la méthode TR impactent différemment selon le contenu. Ceci explique la différence des performances entre l'image Caps et l'image Monarch pour IBO égal à 0 et -2 dB respectivement.

## 4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une évaluation originale de la méthode TR dans un contexte de transmission d'image JPWL avec un système MIMO-OFDM en boucle fermée. Nous avons considéré deux sources de distorsions à savoir l'amplificateur de puissance et le canal de transmission. La stratégie de transmission mise en place avec le précodeur CBP permet d'exploiter conjointement la hiérarchisation du flux offerte par le codeur JPWL et les caractéristiques d'un système MIMO-OFDM précodé.

Nous avons tout abord montré l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité de transmission. Nous avons constaté qu'à faible seuil de non-linéarité ( $IBO > -2$  dB), le gain de l'amplificateur permet globalement d'améliorer le TEB par rapport au cas d'un amplificateur idéal (le gain égal à 0 dB). A fort niveau du signal ( $IBO$  égal à  $-4$  dB), nous avons constaté que la non-linéarité de l'amplificateur contribue à la dégradation du TEB. Cette dégradation conduit ainsi à obtenir des mauvais résultats du PSNR. Nous avons également montré la relation non corrélée entre les deux métriques à savoir le TEB et le PSNR.

L'application de la méthode TR permet d'améliorer la qualité de transmission. En comparaison avec les résultats sans la méthode TR, nous avons remarqué une bonne amélioration du TEB. Cependant, cette amélioration reste inutile si le TEB cible pour décoder l'image n'est pas atteint. Une fois le TEB cible atteint, nous avons obtenu une amélioration de 27 et 25 dB en termes du PSNR respectivement pour l'image Caps ( $IBO$  égal à 0 dB) et l'image Monarch ( $IBO$  égal à -2 dB). Nous avons aussi fait le lien avec le rendement de l'amplificateur. Dans le cas d'une transmission d'une image Caps, la méthode TR permet d'avoir un gain en rendement de 6.5 % pour la même qualité de transmission.

En fin de ce chapitre, nous avons montré l'effet de la non-linéarité de l'amplificateur, ainsi que l'impact de la méthode TR sur la qualité visuelle des images reçues (Caps et Monarch). En présence de la non-linéarité de l'amplificateur, nous avons remarqué une dégradation de la qualité visuelle, en fonction des valeurs de l'IBO. Dans l'ensemble, plus le recul est important, meilleure est la qualité de l'image reçue. Nous avons constaté également l'apparition de certaines zones de l'image non-décodable, traduisant l'interruption du processus de décodage JPWL. L'application de la méthode TR permet un fonctionnement correct du décodeur JPWL pour des reculs de -2 et/ou 0 dB selon le contenu de l'image transmise.

## 4.7 Bibliographie

- [1] L. Collin, O. Berder, P. Rostaing, G. Burel, “Optimal minimum distance-based precoder for MIMO spatial multiplexing systems”, in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 52, no. 3, pp. 617-627, 2004.
- [2] B. Vrigneau, “Systèmes MIMO précodés optimisant la distance minimale : étude des performances et extension du nombre de voies”, Thèse de doctorat. Université de Bretagne occidentale, Brest, 2006.
- [3] W. Hamidouche, “Stratégies de transmission vidéo sur un canal MIMO”, Thèse de doctorat de l’Université de Poitiers, Nov. 2010.
- [4] Julien ABOT, “Strategie De Codage Conjoint Pour La Transmission D’images Dans Un Systeme MiMO“, Thèse de doctorat de l’Université de Poitiers, Déc. 2012.
- [5] IEEE Standard for Information Technology Part11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment: Enhancements for Higher Throughput (802.11n), 2009.
- [6] IEEE Standard for a Local and Metropolitan area networks Part16: Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation (802.11e), 2005.
- [7] S. Sesia, I. Toufik, M. Baker, “LTE – The UMTS Long Term Evolution – From Theory to Practice”, John and Wiley Sons, 2009.
- [8] B. RIHAWI, Y. LOUET, “PAPR Reduction Scheme with SOCP for MIMO-OFDM Systems “, I. J. Communications, Network and System Sciences. 2008.
- [9] B. Rihawi, “ Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes“, Thèse de Doctorat, Université de Rennes I, Mars 2008.
- [10] Ryosuke Kimura, Yuki Tajika, Kenichi Higuchi, “CF-Based Adaptive PAPR Reduction Method for Block Diagonalization-Based Multiuser MIMO-OFDM Signals”, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring 15-18 May 2011.
- [11] Sato, Y. and Iwasaki, M. and Higuchi, K., “CF-Based Adaptive PAPR Reduction Method for Precoded MIMO-OFDM Signals in Frequency-Selective Faded Channel”, IEEE Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2010-Fall), 2010.
- [12] G. J. Foschini, M. J. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas”, Wireless Personal Communications, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [13] V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank, “Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance criterion and code construction”, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.

- [14] M. O. Damen, K. Abed-Meraim, J.-C. Belfiore, “Diagonal algebraic space-time block codes”, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 48, pp. 628-636, Mar. 2002.
- [15] H. E. Gamal, M. O. Damen, “Universal Space-Time Coding”, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, no. 5, pp. 1097-1119, May 2003.
- [16] J.-C. Belfiore, G. Rekaya, E. Viterbo, “The Golen Code: A  $2 \times 2$  Full-Rate Space-Time Code with Non-Vanishing Determinants”, in Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory, Chicago, USA, Jul. 2004.
- [17] G. Rekaya, “Nouvelles constructions algébriques de codes spatio-temporels atteignant le compromis multiplexage-diversité”, Thèse de doctorat de l’Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Dec. 2004.
- [18] O. Berder, “Optimisation et stratégies d’allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes”, Thèse de doctorat de l’Université de Bretagne Occidentale, Dec. 2002.
- [19] R.F.H. Fischer and M. Hoch, “Peak-to-Average Power Ratio Reduction in MIMO OFDM”, IEEE International Conference on Communications (ICC07), Glasgow United Kingdom, June 2007.
- [20] ISO/IEC 15444-1 / ITU-T T.800, “JPEG 2000 Image Coding System: Core Coding System”, 2002.
- [21] ISO/IEC 15444-11:2007, “JPEG 2000 Image Coding System – part11: Wireless JPEG 2000”, May 2007.
- [22] H. Sampath, P. Stoica, A. Paulraj, “Generalized Linear Precoder and Decoder Design for MIMO Channels Using the Weighted MMSE Criterion”, IEEE Transactions on Communication, vol. 49, no. 12, pp. 2198-2206, Dec. 2001.
- [23] P. Rostaing, O. Berder, L. Collin, G. Burel, “Minimum BER Diagonal Precoder for MIMO Digital Transmissions”, Signal Processing, vol. 82, no. 10, pp. 1477-1480, 2002.
- [24] M. Iwasaki, K. Higuchi, “Clipping and Filtering Based PAPR reduction method for precoded OFDM-MIMO signals”. IEEE VTC-spring 2010
- [25] W. Henkel, A. Wakeel, M. Taseka, “Peak to Average ratio reduction with Tone Reservation in multi-user and OFDM MIMO”, ICCC 2012.
- [26] S. Suyama, H. Adachi, H. Suzuki, K. Fukawa, “PAPR reduction methods for eigenmode MIMO-OFDM transmission”, IEEE VTC-spring 2009.

## CHAPITRE 4. EXTENSION DE LA METHODE TR A UN CONTEXTE MIMO-OFDM DE TRANSMISSION D'IMAGES

---

- [27] Fischer, R. F H; Hoch, M., “Peak-to-Average Power Ratio Reduction in MIMO OFDM“, Communications, 2007. ICC '07. IEEE International Conference, vol, pp.762,767, 24-28 June 2007
- [28] Braz, I.; Lei Guan; Anding Zhu; Brazil, T.J., “PAPR reduction technique using unused subcarriers for SFBC-based MIMO-OFDM systems“, Wireless Technology Conference (EuWIT), 2010 European , pp.141,144, 27-28 Sept. 2010
- [29] Braz, I.; Lei Guan; Anding Zhu; Brazil, T.J., “Peak-to-average power ratio reduction of SFBC MIMO-OFDM signals using unused tones“, RF Front-ends for Software Defined and Cognitive Radio Solutions (IMWS), 2010 IEEE International Microwave Workshop Series, pp.1,4, 22-23 Feb. 2010
- [30] Tse, David and Viswanath, Pramod, “Fundamentals of Wireless Communication”, 2005, Cambridge University Press, New York, USA
- [31] Sayeed, A.M., “Modeling and capacity of realistic spatial MIMO channels“, Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2001. Proceedings. (ICASSP '01). 2001 IEEE International Conference , pp.2489,2492 vol.4, 2001

---

---

## Conclusion générale et perspectives

---

Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes intéressés à l'optimisation des performances des transmissions multimédias par une approche originale en tenant compte du contenu à transmettre, des imperfections des circuits RF, principalement de l'amplificateur de puissance et des distorsions du canal.

Le problème de non-linéarité de l'amplificateur se pose plus dans le cas des signaux OFDM. Ces derniers sont caractérisés par de fortes fluctuations d'amplitude décrites par un PAPR élevé. Il en résulte une dégradation de la qualité de transmission de tout le système aussi bien dans le domaine temporel que fréquentiel. La méthode TR fait partie des solutions les plus utilisées pour réduire ces fluctuations et donc le PAPR, tout en garantissant la compatibilité descendante de la chaîne de transmission.

Dans une approche système de communication, la non-linéarité de l'amplificateur n'est pas la seule source de distorsion. Il existe déjà d'autres sources de distorsion liées au contenu à transmettre (images, vidéos...) et au canal de transmission. Par conséquent, il est nécessaire de traiter l'ensemble de ces problèmes afin de garantir une bonne qualité de transmission. Nous nous sommes donc attachés dans ce travail de thèse à optimiser et à évaluer, en simulation et expérimentalement, la méthode TR dans le cadre d'une transmission multimédia sans fil, avec des configurations réalistes SISO et MIMO, en prenant en compte la non-linéarité de l'amplificateur et les distorsions apportées par le canal.

Le premier chapitre a introduit des notions de base nécessaires à la compréhension de la problématique de l'amplification des signaux OFDM à fort PAPR. Nous avons commencé par une description détaillée des différents blocs composant une chaîne de transmission. Ensuite, nous nous sommes focalisés sur l'amplificateur de puissance qui est un élément indispensable dans un système de communication, en présentant les différents modèles permettant de décrire son comportement non-linéaire. À partir de ces modèles, nous avons montré l'effet de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité de transmission en termes d'EVM et de TEB. Les distorsions statiques et dynamiques de l'amplificateur de puissance sont une source importante de dégradation de la qualité de transmission. Elle nécessite en effet la mise en œuvre de solutions traitant cette non-linéarité afin d'obtenir le meilleur compromis rendement/qualité de transmission. L'état de l'art a permis d'opter pour le choix des méthodes de réduction du PAPR avec compatibilité descendante.

L'objectif du deuxième chapitre était de présenter notre contribution pour l'optimisation de la méthode TR, en rapidité de convergence et en réduction du PAPR. Pour cela, nous avons étudié et comparé quatre algorithmes d'optimisation de la méthode TR, à savoir l'algorithme du gradient simple, le gradient conjugué avec ses deux variantes et la méthode de Quasi-Newton. Dans un premier temps, nous avons exploré un point essentiel qui concerne le choix de la valeur du seuil d'écrêtage  $A$  en exploitant les 12 sous-porteuses libres du standard IEEE 802.11a. Nous avons montré par une étude statistique la présence d'une valeur optimale

égale à 1,65 pour un signal OFDM dont la puissance moyenne est normalisée à 1. Ensuite, nous avons évalué la vitesse de convergence des algorithmes proposés. Cette évaluation a été réalisée en fonction de la rapidité de minimisation du critère quadratique. Nous avons constaté une amélioration de la vitesse de convergence de la méthode TR basée sur l'algorithme du gradient conjuguée. En effet, l'algorithme du gradient conjugué avec ses deux variantes permet d'atteindre une réduction du NMSE d'environ 7 dB après 10 itérations, alors que les autres algorithmes nécessitent plus d'itérations pour atteindre la même valeur. Nous avons aussi évalué le gain en réduction du PAPR pour les quatre algorithmes, avec le seuil d'écrêtage optimisé. Nous avons remarqué que la méthode TR basée sur l'algorithme du gradient conjugué permettait d'obtenir un gain de réduction du PAPR d'environ 4.5 dB. L'exploitation des sous-porteuses libres du standard est possible sous contrainte de respecter le masque du spectre du standard étudié. Par conséquent, nous avons tracé le spectre du signal avant et après l'application de la méthode TR, pour les différents algorithmes étudiés. Les résultats obtenus montrent que la méthode TR n'affecte pas les spécifications fréquentielles définies par le standard IEEE 802.11a.

Nous avons évalué dans le troisième chapitre l'impact de la méthode TR basée sur l'algorithme du gradient conjuguée sur l'amélioration de la qualité de transmission, en présence des effets non-linaires statiques et dynamiques de l'amplificateur de puissance et des distorsions apportées par le canal de transmission. Nous avons tout d'abord réalisé une étude expérimentale de la méthode TR en utilisant un banc de mesure comprenant un amplificateur commercial (SZP-2026Z).

Dans un premier temps, nous n'avons pas pris en compte l'effet du canal de transmission. A partir des résultats de mesures de l'application de la méthode TR, nous avons constaté une amélioration d'EVM d'environ 4 % et une amélioration du TEB d'un facteur 10. De plus, nous avons mesuré les spectres des signaux à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur, sans et avec la méthode TR. L'analyse des résultats fréquentiels permet de conclure quant aux possibilités offertes en termes d'amélioration des performances tout en respectant les spécifications du standard IEEE 802.11a.

Dans un second temps, nous avons évalué l'intérêt énergétique apporté par l'application de la méthode TR. En considérant une puissance à la sortie de l'amplificateur de 30.6 dBm (IBO égal à 2 dB) sans la méthode TR, nous avons obtenu un rendement de 29.5% et une consommation d'environ 3.9 W. L'application de la méthode TR a montré qu'il était possible de redimensionner l'amplificateur de puissance tout en ayant la même puissance de sortie mais avec un IBO plus faible. Il en résulte que l'IBO de 0 dB pourrait être obtenu avec un rendement de 36 % et une consommation réduite à 3.2 W. Par conséquent la méthode TR a permis de réduire de 18 % la puissance consommée, tout en maintenant une qualité de transmission comparable en termes d'EVM et de TEB. Dans ce dernier calcul, les caractéristiques du rendement en fonction de l'IBO étaient considérées identiques quelle que soit la taille des amplificateurs.

Dans un troisième temps, nous avons montré l'impact d'un modèle réaliste d'amplificateur pour l'évaluation de la méthode TR par simulation. Pour cela, nous avons identifié trois modèles décrivant l'amplificateur (SZP-2026Z) utilisé en expérimentation. Le premier modèle est un modèle simple avec seulement une distorsion AM/AM, alors que le deuxième est décrit par les deux conversions AM/AM et AM/PM. Enfin, le troisième modèle est décrit aussi par les conversions AM/AM et AM/PM mais avec prise en compte des effets mémoires. L'analyse des résultats sans et avec TR a permis de souligner l'importance de considérer l'en-

semble des phénomènes introduits par l'amplificateur dans l'évaluation théorique des techniques de réduction du PAPR.

À la fin de ce chapitre, nous avons évalué par simulation les performances de la méthode TR dans un contexte de transmission réaliste. Pour cela, nous avons considéré une chaîne de transmission SISO, comprenant le modèle de l'amplificateur à effets mémoires et un modèle de canal de transmission SISO réaliste. Ce modèle du canal multi-trajets a été obtenu par un simulateur de propagation 3D développé à XLIM-SIC, en se basant sur un environnement de propagation réel correspondant à une partie du campus de l'Université de Poitiers. L'application de la méthode TR avec deux canaux dont les caractéristiques dynamiques étaient différentes a permis de confirmer les performances offertes par cette technique, en termes d'amélioration de la qualité de transmission, dans une configuration de simulation réaliste.

Le dernier chapitre propose d'élargir l'étude de la méthode TR à un système MIMO-OFDM dédié à la transmission d'une image JPWL. Cette étude présente une évaluation originale de l'impact de la méthode TR sur l'amélioration de la qualité de service en prenant en compte le contenu à transmettre, la non-linéarité de l'amplificateur et le canal de transmission MIMO réaliste. Nous avons tout d'abord présenté les systèmes MIMO en boucle ouverte et en boucle fermée, puis la stratégie de transmission d'images développée au laboratoire XLIM-SIC et sur laquelle s'appuie cette étude. Cette chaîne de transmission permet d'exploiter conjointement la hiérarchisation du flux offerte par le codeur JPWL et les caractéristiques d'un système MIMO-OFDM précodé. Nous avons par la suite montré l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur sur la qualité de transmission de deux images différentes, à savoir l'image Caps et l'image Monarch qui présentent des caractéristiques différentes. Nous avons constaté qu'à faible seuil de non-linéarité ( $IBO > -2$  dB), le gain de l'amplificateur permet globalement d'améliorer le TEB. A fort niveau du signal ( $IBO$  égal à  $-4$  dB), nous avons constaté que la non-linéarité de l'amplificateur contribue à la dégradation du TEB. Cette dégradation a également conduit à obtenir de mauvais résultats de la qualité visuelle (PSNR). Nous avons également montré la relation non corrélée entre les deux métriques, à savoir le TEB et le PSNR. L'application de la méthode TR permet d'améliorer la qualité de service en termes de TEB. Cependant, cette amélioration n'est pas suffisante si le TEB cible nécessaire au décodage de l'image n'est pas atteint. Une fois le TEB cible atteint, nous avons obtenu une amélioration de l'ordre de 27 et 25 dB en termes de PSNR, respectivement pour l'image Caps ( $IBO$  égal à 0 dB) et l'image Monarch ( $IBO$  égal à  $-2$  dB).

A la fin de ce chapitre, nous avons montré l'effet de la non-linéarité de l'amplificateur, ainsi que l'impact de la méthode TR sur la qualité visuelle des images reçues (Caps et Monarch). En présence de la non-linéarité de l'amplificateur, nous avons remarqué une dégradation de la qualité visuelle selon les valeurs d' $IBO$ . Dans l'ensemble, plus le recul est important, meilleure est la qualité visuelle de l'image reçue. Nous avons également constaté l'apparition de distorsions dans certaines zones de l'image en raison d'erreurs trop importantes qui se traduisent par l'interruption du processus de décodage JPWL. L'application de la méthode TR a permis un fonctionnement correct du décodeur JPWL pour des reculs de  $-2$  ou 0 dB, selon le contenu de l'image transmise.

Plusieurs perspectives sont envisagées à partir des travaux présentés dans ce manuscrit.

Dans le deuxième chapitre, nous avons proposé une optimisation du seuil d'écrêtage du signal pour la réduction du PAPR avec la méthode TR. Cette optimisation a été réalisée statistiquement pour un cas précis concernant le standard IEEE 802.11a, où 12 sous-porteuses libres ont été utilisées pour ajouter le signal de correction. Ce travail pourrait être complété par une étude théorique visant une généralisation de l'optimisation du seuil d'écrêtage.

Dans ce même chapitre, nous avons étudié par simulation les performances de la méthode TR, en termes de rapidité de convergence et en réduction du PAPR, sans évoquer le problème de la complexité d'implémentation des algorithmes d'optimisation. Il serait alors intéressant de mener une étude dans ce sens, en visant l'implémentation de la méthode TR dans des circuits de type VLSI (Very Large Scale Integration). Cette analyse pourrait également enrichir l'étude présentée dans le troisième chapitre, où la méthode TR a été évaluée expérimentalement avec un amplificateur réel. L'intégration de la méthode TR dans des circuits permettrait en outre d'évaluer l'apport énergétique de tout le système, en appliquant la méthode TR.

Le troisième chapitre a permis de souligner l'importance des effets mémoires d'un amplificateur pour l'évaluation d'une méthode de réduction du PAPR. Il serait aussi intéressant pour la continuité de ce travail, de combiner la réduction du PAPR par la méthode TR avec une méthode de prédistorsion en prenant en compte les effets mémoires de l'amplificateur et en y appliquant une optimisation conjointe. Dans la littérature récente, on voit apparaître de plus en plus d'études allant dans ce sens\*. Il s'agit de les analyser expérimentalement et/ou de proposer de nouvelle stratégie avec la minimisation d'un critère conjoint à la linéarité et au rendement.

En ce qui concerne les systèmes SISO, on peut également envisager d'étudier l'impact de la réduction du PAPR sur les LNA à la réception. Cette étude permettra alors d'établir le lien entre le PAPR à l'émission, l'amplificateur de puissance, le canal de transmission, le LNA et la qualité de service de tout le système de transmission SISO.

Une nouvelle perspective s'ouvre aussi avec l'application de la méthode TR dans un système MIMO-OFDM en boucle fermée dédié à la transmission d'images. Il serait intéressant dans un premier temps d'optimiser la complexité d'implémentation de la méthode TR dans ces systèmes. Par la suite, une nouvelle stratégie de transmission d'images ou de vidéo pourrait être proposée en prenant conjointement en compte les non-linéarités de l'amplificateur (avec effets mémoires), les effets du canal de transmission ainsi que le contenu transmis. Cette nouvelle stratégie devra prendre en compte une CSI combinant le canal et l'amplificateur pour une optimisation globale de la qualité visuelle des images ou de la vidéo à transmettre.

---

\* Abel GOUBA, « Approche conjointe de la réduction du facteur de crête et de la linéarisation dans le contexte OFDM », Thèse de doctorat, Université de Rennes, SUPELEC 2013.

---

## Annexe : Identification de l'amplificateur par le modèle de Hammerstein à partir des enveloppes complexes

---

L'identification paramétrique consiste à estimer les paramètres d'un modèle comportemental à partir d'une série de mesures d'E/S de l'amplificateur. Ainsi, on excite l'amplificateur avec un signal  $V_e = I_e + j \cdot Q_e$  modulé et on mesure  $K$  échantillons de l'enveloppe complexe en sortie  $V_s$ . D'après le modèle de Hammerstein, chaque échantillon  $k$  de la sortie peut s'écrire sous la forme :

$$V_s(k) = \sum_{i=1}^m \sum_{p=0}^P b_{i,2p+1} \cdot |V_e(k-i)|^{2p} \cdot V_e(k-i) - \sum_{i=1}^n a_i \cdot V_s(k-i) \quad (\text{a.1})$$

On cherche donc à identifier les paramètres  $b_i$ ,  $2p+1$  et  $a_i$  à partir de l'enregistrement des  $K$  données d'E/S. Pour cela, il est nécessaire de mettre la relation précédente sous la forme d'une régression linéaire, ce qui permet l'application des moindres carrés.

La relation (a.1) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$V_s(k) = \varphi^T \cdot \theta \quad (\text{a.2})$$

$$\text{avec } \theta = \begin{bmatrix} b_{0,1} \\ b_{0,3} \\ \vdots \\ b_{0,2P+1} \\ \vdots \\ b_{m,1} \\ b_{m,3} \\ \vdots \\ b_{m,2P+1} \\ a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \text{ et } \varphi_k = \begin{bmatrix} V_e(k) \\ |V_e(k)|^2 \cdot V_e(k) \\ \vdots \\ |V_e(k)|^{2P} \cdot V_e(k) \\ \vdots \\ V_e(k-m) \\ |V_e(k-m)|^2 \cdot V_e(k-m) \\ \vdots \\ |V_e(k-m)|^{2P} \cdot V_e(k-m) \\ V_s(k-1) \\ V_s(k-2) \\ \vdots \\ V_s(k-n) \end{bmatrix}$$

Les composantes du vecteur  $\varphi_k$  sont aussi appelées *variables explicatives*.

Comme le modèle est linéaire par rapport aux paramètres (LP), soit par rapport à  $\theta$ , la solution analytique est fournie par la méthode des moindres carrés pour  $K$  données d'Entrée/Sortie :

$$\theta'_{MC} = \left( \sum_{k=1}^K \varphi_k \cdot \varphi_k^H \right)^{-1} \cdot \sum_{k=1}^K \varphi_k \cdot V_s(k) \quad (\text{a.3})$$

En regroupant les vecteurs régresseurs  $\varphi_k$  dans une matrice  $\phi$ , on peut écrire la solution précédente sous forme matricielle :

$$\theta'_{MC} = (\phi^H \cdot \phi)^{-1} \cdot \phi^H \cdot V_s \quad (a. 4)$$

$$\text{Tel que : } V_s(k) = \begin{bmatrix} V_s(1) \\ V_s(2) \\ \vdots \\ V_s(k) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \phi = \begin{bmatrix} \varphi_1^T \\ \varphi_2^T \\ \vdots \\ \varphi_K^T \end{bmatrix}$$

avec  $(\cdot)^H$  étant l'opération hermitienne (transposé-conjugué).

En pratique, on ne peut construire le vecteur  $\varphi_k$  qu'avec la sortie mesurée. La sortie  $V_s$  est donc remplacée par la sortie mesurée, notée  $V'_s$ , qui est entachée naturellement de bruit. Ceci pose un problème car l'estimation est systématiquement biaisée car le vecteur régresseur  $\varphi_k$  est corrélé avec le vecteur de sortie. Une solution consiste à décorrélérer le vecteur en introduisant une nouvelle variable indépendante de la sortie, c'est le principe des approches par variable instrumentale (VI).

On introduit donc un nouveau vecteur régresseur, appelé *instrument*, choisi pour répondre aux conditions suivantes :

- l'instrument  $z_k$  doit être le plus possible corrélé avec le vecteur de régression  $\varphi_k$ ,
- tout en étant décorrélé du bruit, donc de la mesure.

Dans le contexte de l'identification paramétrique, une technique simple (parmi bien d'autres) consiste à générer les instruments à partir de la simulation du modèle. En effet, si l'on dispose d'un vecteur paramètre estimé  $\theta'$ , il est possible de simuler le modèle de Hammerstein :

$$V'_s(k) = \sum_{i=1}^m \sum_{p=0}^P b'_{i,2p+1} \cdot |V_e(k-i)|^{2p} \cdot V_e(k-i) - \sum_{i=1}^n a'_i \cdot V'_s(k-i) \quad (a. 5)$$

dont la sortie  $V'_s(k)$ , en absence de rebouclage, est décorrélée du bruit.

On remplace la sortie mesurée par la sortie simulée dans le vecteur régresseur  $\varphi_k$  ce qui permet d'écrire l'instrument  $z_k$  tel que :

$$z_k = \begin{bmatrix} V_e(k) \\ |V_e(k)|^2 \cdot V_e(k) \\ \vdots \\ |V_e(k)|^{2P} \cdot V_e(k) \\ \vdots \\ V_e(k-m) \\ |V_e(k-m)|^2 \cdot V_e(k-m) \\ \vdots \\ |V_e(k-m)|^{2P} \cdot V_e(k-m) \\ V'_s(k-1) \\ V'_s(k-2) \\ \vdots \\ V'_s(k-n) \end{bmatrix} \quad (a. 6)$$

L'estimateur des MCO avec variable instrumentale (MCO/VI) s'écrit donc :

$$\theta'_{VI} = (Z^H \cdot \phi)^{-1} \cdot Z^H \cdot Y^* \quad (a.7)$$

avec  $Z = \begin{bmatrix} V_s(1) \\ V_s(2) \\ \vdots \\ V_s(k) \end{bmatrix}$

Ainsi, à chaque fois que l'on obtient un nouveau vecteur des paramètres  $\theta'$ , on peut réitérer l'algorithme en re-calculant la sortie simulée et donc un nouvel instrument. Ceci donne une version itérative très simple d'application mais au prix toutefois d'un temps de calcul plus long.



---

---

## Liste des publications

---

---

### Articles dans une revue :

- **B. Koussa**, S. Bachir, C. Perrine, C. Duvanaud and R. Vauzelle, "Peak-To-Average Power Ratio Reduction in OFDM-based Cognitive Radio Context", Revue Technologies Avancées 2014. A paraître.

### Articles dans des conférences internationales :

- **Koussa, B.**; Bachir, S.; Perrine, C.; Duvanaud, C.; Vauzelle, R., "A comparison of several gradient based optimization algorithms for PAPR reduction in OFDM systems," *International Conference on Communications, Computing and Control Applications (CCCA)*, 2012 2nd , vol., no., pp.1,6, 6-8 Dec. 2012.
- **Koussa, B.**; Bachir, S.; Perrine, C.; Duvanaud, C.; Vauzelle, R., "Flexible OFDM system for peak power reduction in OFDM-based Cognitive Radio context," *8th International Workshop on Systems, Signal Processing and their Applications (WoSSPA)*, 2013, vol., no., pp.452,459, 12-15 May 2013.
- **Koussa, B.**; Perrine, C.; Bachir, S.; Vauzelle, R.; Duvanaud, C., "An evaluation of PAPR reduction effects in OFDM systems using several power amplifier models," *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, 2013 IEEE 11th International , vol., no., pp.1,4, 16-19 June 2013.
- Bachir, S.; **Koussa, B.**; Perrine, C.; Duvanaud, C.; Vauzelle, R., "Peak power reduction for OFDM systems in vehicular wireless communications context," *International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, 2013, vol., no., pp.1,9, 27-29 June 2013.

### Articles dans un congrès national :

- **Koussa, B.**; Bachir, S.; Perrine, C.; Duvanaud, C.; Vauzelle, R., "Evaluation expérimentale d'une optimisation de la méthode TR pour la réduction du PAPR," 18ème Journée Nationale des Microondes JNM Mai 2013.





**Résumé :** Ce travail de thèse s'intéresse à l'optimisation des performances de transmissions multimédias par une approche originale combinant des circuits radiofréquences, tel que l'amplificateur de puissance et les distorsions du canal de transmission. Les signaux OFDM sont très sensibles aux non-linéarités de l'amplificateur à cause des fortes fluctuations du niveau du signal, caractérisées par le PAPR. Afin de réduire le PAPR, on propose tout d'abord d'améliorer la méthode TR en termes de rapidité de convergence et de réduction du PAPR, en comparant plusieurs algorithmes d'optimisation. On montre que l'algorithme du gradient conjugué offre les meilleures performances tout en respectant les spécifications fréquentielles du standard IEEE 802.11a. Par la suite, la méthode TR est évaluée expérimentalement en présence d'un amplificateur de puissance (SZP-2026Z) en utilisant un banc de mesures. On montre ainsi que la méthode TR permet une amélioration de la qualité de transmission. Cette amélioration peut être utilisée pour modifier le point de fonctionnement de l'amplificateur et permettre ainsi une réduction de 18 % de la puissance consommée. Les résultats expérimentaux ont conduit au choix d'un modèle réaliste d'amplificateur en considérant les effets mémoires. Ce dernier a été intégré dans une chaîne de simulation SISO comprenant également un modèle réaliste de canal de transmission. La chaîne décrite a permis d'évaluer les performances de la méthode TR dans des conditions de transmission réalistes. Enfin, on propose d'appliquer la méthode TR dans une chaîne MIMO-OFDM en bouclé fermée dédiée à la transmission de contenus multimédias scalables dans un environnement réaliste, en utilisant le standard IEEE 802.11n. Cette étude présente une évaluation originale de l'impact de la méthode TR sur la qualité visuelle des images transmises, en prenant en compte le contenu multimédia, la non-linéarité de l'amplificateur et les distorsions apportées par le canal.

**Mots clés :** PAPR, Méthode TR, amplificateurs de puissance, effets mémoires, canal réaliste, MIMO-OFDM, boucle fermée, scalabilité, JPWL.

**Abstract:** In this thesis, we are interested on the performances optimization of multimedia transmissions systems with an original contribution combining RF circuits' imperfections presented by the power amplifier (PA) nonlinearities and the transmission channel distortions. The studied system uses the OFDM technique which is the most widespread multicarrier modulation in recent radio communications systems. However, its major drawback is the high PAPR value, which degrades the transmission quality due to the PA nonlinearities. To reduce the PAPR, we first propose to improve the TR method in terms of convergence speed and PAPR reduction, by studying several optimization algorithms. We show that the conjugate gradient algorithm provides the best performance while respecting the frequency specifications of the IEEE 802.11a standard. Thereafter, TR method has been evaluated experimentally in the presence of a commercial PA (SZP-2026Z) and using a measurement bench. It is shown that the TR method improves the quality of service (QoS), with 18% reduction in PA power consumption. The experimental study has resulted to choosing a realistic PA model considering memory effects. This PA model has been integrated into a SISO simulation chain including also a realistic channel model. This chain is used to evaluate the TR method performances under realistic transmission conditions. Finally, we propose to apply the TR method in a closed-loop MIMO-OFDM chain dedicated to the transmission of scalable multimedia content in a realistic context with the IEEE 802.1n standard. This study presents a new contribution of the TR method evaluation to improve the visual quality of the JPWL transmitted images, considering in the same time the multimedia content, the PA nonlinearity and the channel transmission distortions.

**Keywords:** PAPR, TR method, power amplifiers, memory effects, realistic channel model, closed-loop MIMO-OFDM, scalability, JPWL, QoS.