



**HAL**  
open science

# Approche conjointe canal et amplificateur d'émission pour l'allocation dynamique de puissance dans les systèmes MIMO-OFDM

Hermann Sohtsinda

► **To cite this version:**

Hermann Sohtsinda. Approche conjointe canal et amplificateur d'émission pour l'allocation dynamique de puissance dans les systèmes MIMO-OFDM. Electronique. Université de Poitiers, 2017. Français. NNT : 2017POIT2260 . tel-01858368

**HAL Id: tel-01858368**

**<https://theses.hal.science/tel-01858368v1>**

Submitted on 20 Aug 2018

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

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

**THESE**

Pour l'obtention du grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE POITIERS**

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

Ecole Doctorale : SCIENCES ET INGENIERIE POUR L'INFORMATION

Secteur De Recherche : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée par

**Hermann Sohtsinda**

\*\*\*\*\*

**Approche conjointe canal et amplificateur d'émission  
pour l'allocation dynamique de puissance dans les  
systèmes MIMO-OFDM**

\*\*\*\*\*

Directeurs de Thèse :

**Claude DUVANAUD, Clency PERRINE, Smail BACHIR**

\*\*\*\*\*

Soutenue le 05 Avril 2017

**devant la Commission d'Examen**

\*\*\*\*\*

**JURY**

<i>Rapporteurs :</i>	François-Xavier COUDOUX	Professeur des Universités, Université de Valenciennes
	Daniel ROVIRAS	Professeur des Universités, CNAM Paris
<i>Examineurs :</i>	Dominique DALLET	Professeur des Universités, Université de Bordeaux
	Claude DUVANAUD	Maître de Conférences – HDR, Université de Poitiers
	Smail BACHIR	Maître de Conférences–HDR, Université de Poitiers
	Clency PERRINE	Maître de Conférences, Université de Poitiers

Mis en page avec la classe thloria.

## Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit ont été réalisés au Laboratoire XLIM de l'Université de Poitiers, au sein de l'équipe RESYST (REseaux et SYStèmes de Télécommunications). À ce titre, je tiens à remercier l'Université de Poitiers, pour m'avoir permis de poursuivre mes études ainsi que la région Nouvelle Aquitaine qui a financé ces travaux de recherche dans le cadre du Schéma Régional pour l'Enseignement Supérieur et la Recherche.

Je remercie chaleureusement mon directeur de thèse, Monsieur Claude Duvanaud, actuellement Maître de Conférences - HDR à l'Université de Poitiers, pour la qualité de l'encadrement durant mes travaux de recherche. Ses conseils scientifiques et pédagogiques m'ont permis de surmonter toutes les difficultés rencontrées durant ma thèse.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à mon co-directeur de thèse, Monsieur Clency Perrine, actuellement Maître de Conférences à l'Université de Poitiers, pour m'avoir encadré durant tout le déroulement de cette thèse. Merci d'avoir toujours consacré du temps pour moi, que ce soit sur le plan scientifique ou humain. Merci de m'avoir apporté le soutien, les encouragements et les précieux conseils tout au long de mes études à l'Université de Poitiers.

Je remercie également mon co-directeur de thèse, Monsieur Smail Bachir, présentement Maître de Conférences - HDR à l'Université de Poitiers, pour m'avoir encadré au cours de ces trois années. Les nombreuses discussions et la qualité de la collaboration scientifique que nous avons eu ont contribué à l'achèvement de ce projet de recherche.

Je remercie Monsieur Daniel ROVIRAS, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers ainsi que Monsieur François-Xavier COUDOUX, professeur à l'Université de Valenciennes d'avoir accepté de rapporter ce manuscrit et pour la qualité de leurs remarques et suggestions.

Je tiens également à remercier Monsieur Dominique DALLET, Professeur à l'Université de Bordeaux pour avoir accepté de faire partie du Jury de cette thèse.

J'ai également une pensée pour Monsieur Yannis Pousset, Professeur à l'Université de Poitiers ainsi que l'ensemble du personnel du département Electronique, Electro-technique et Automatique de l'Université de Poitiers, pour m'avoir permis de faire mes premiers pas en tant qu'enseignant-chercheur.

Je remercie tous les membres du Laboratoire XLIM, stagiaires, à savoir les collègues doctorants, les secrétaires et les permanents pour tous les échanges enrichissants et les activités que nous avons eu durant cette période. Cette collaboration a créé une atmosphère chaleureuse et fait du laboratoire un environnement très agréable pour travailler.

Enfin, j'exprime toute ma gratitude au Dr. NGAHA Guy Martin qui m'a apporté son soutien précieux durant mes études. Je remercie très chaleureusement toute ma famille et mes amis qui m'ont toujours soutenu. Retrouvez à travers ce manuscrit, le fruit de mon dévouement au travail et l'expression de ma profonde reconnaissance.



# Table des matières

<b>LISTE DES ABBREVIATIONS</b>	<b>ix</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>1 Transmission dans les réseaux sans-fil</b>	<b>7</b>
1.1 Introduction . . . . .	7
1.2 Synoptique de la chaîne de communication numérique . . . . .	7
1.3 Traitement numérique . . . . .	8
1.3.1 Codeur de source . . . . .	8
1.3.2 Codeur de canal . . . . .	10
1.3.3 Les modulations numériques . . . . .	10
1.3.4 Les modulations d'amplitude en quadrature (QAM) . . . . .	11
1.4 Traitement analogique . . . . .	12
1.5 Le canal de transmission . . . . .	13
1.5.1 Phénomènes liés à la propagation en environnement réel . . . . .	13
1.5.2 Modélisation du canal de transmission sans-fil . . . . .	15
1.5.2.1 Les modèles statistiques . . . . .	16
1.5.2.2 Les modèles déterministes . . . . .	17
1.6 Notion de diversité . . . . .	17
1.6.1 La diversité temporelle . . . . .	17
1.6.2 La diversité fréquentielle . . . . .	18
1.6.3 La diversité spatiale . . . . .	18
1.7 Techniques de transmission multi-porteuses . . . . .	19
1.7.1 Principe de la modulation OFDM . . . . .	19
1.7.2 Implémentation numérique de la modulation OFDM . . . . .	20
1.7.3 Puissance d'un signal OFDM et Théorème de Parseval . . . . .	21
1.7.4 Intervalle de garde . . . . .	22
1.7.5 Caractéristiques de la dynamique des signaux OFDM . . . . .	23
1.7.5.1 Distribution de l'enveloppe du signal OFDM . . . . .	23
1.7.5.2 Peak to Average Power Ratio (PAPR) . . . . .	24
1.7.5.3 Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF) . . . . .	25
1.7.5.4 Les avantages et les limites de la modulation OFDM . . . . .	26

1.8	L'association MIMO-OFDM . . . . .	26
1.9	Généralités sur l'amplificateur de puissance (AP) . . . . .	28
1.9.1	La fonction de transfert . . . . .	28
1.9.2	Recul en puissance . . . . .	29
1.9.3	Notion de rendement . . . . .	30
1.9.4	Modélisation d'un amplificateur de puissance . . . . .	31
1.9.4.1	Les modèles sans effet mémoire . . . . .	31
1.9.4.2	Les modèles à effets mémoire . . . . .	32
1.9.5	Mesure des distorsions . . . . .	34
1.9.5.1	Mesure des distorsions hors bande : ACPR . . . . .	34
1.9.5.2	Mesure des distorsions dans la bande utile : EVM . . . . .	35
1.9.6	Influence de l'amplificateur de puissance sur les performances d'un système de communication . . . . .	36
1.9.6.1	Impact sur la constellation et mesure de l'Error Vector Magnitude (EVM) . . . . .	36
1.9.6.2	Impact sur le Taux d'Erreur Binaire (TEB) . . . . .	38
1.10	État de l'art sur les techniques de correction des non-linéarités et de réduction du PAPR . . . . .	39
1.10.1	Techniques de linéarisation . . . . .	39
1.10.1.1	Enveloppe Elimination and Restauration (EER) . . . . .	39
1.10.1.2	Enveloppe Tracking (ET) . . . . .	40
1.10.1.3	Prédistorsion . . . . .	40
1.10.1.4	Feedback . . . . .	41
1.10.2	Techniques de réduction du PAPR . . . . .	41
1.10.2.1	Méthodes sans compatibilité descendante . . . . .	42
1.10.2.2	Méthodes avec compatibilité descendante . . . . .	43
1.11	État de l'art sur les stratégies de transmission dans les systèmes MIMO-OFDM . . . . .	44
1.11.1	Les stratégies de protection inégale contre les erreurs (UEP) . . . . .	45
1.11.2	Les stratégies d'allocation inégale de puissance (UPA) . . . . .	46
1.11.3	Optimisation de la qualité de transmission dans les systèmes MIMO-OFDM en présence de la non-linéarité . . . . .	47
1.12	Positionnement de la thèse et contributions . . . . .	48
1.13	Synthèse et conclusion . . . . .	50
<b>2</b>	<b>Optimisation de la méthode Tone Reservation pour la réduction du PAPR dans les systèmes OFDM</b> . . . . .	<b>53</b>
2.1	Introduction . . . . .	53
2.2	Principe de la méthode Tone Reservation . . . . .	54
2.3	Étude analytique de la méthode TR . . . . .	55
2.3.1	Formulation du problème d'optimisation . . . . .	56
2.3.2	Inconvénients de la méthode TR . . . . .	57

2.4	Amélioration de la méthode TR . . . . .	58
2.4.1	Inclusion de l'intervalle de garde dans le processus de réduction du PAPR . . . . .	58
2.4.2	Nouvelle formulation du problème de réduction du PAPR : la méthode Hybrid Tone Reservation . . . . .	62
2.4.3	Algorithme d'optimisation de la méthode HTR . . . . .	63
2.4.3.1	Algorithme de Marquardt-Levenberg . . . . .	63
2.4.3.2	Optimisation de la méthode Hybrid Tone Reservation . . . . .	64
2.4.4	Étude préliminaire de la méthode Hybrid Tone Reservation . . . . .	65
2.5	Évaluation de la méthode Hybrid Tone Reservation . . . . .	67
2.5.1	Choix du seuil d'écrêtage optimal . . . . .	68
2.5.2	Optimisation du coefficient de réglage $\alpha_{IG}$ . . . . .	70
2.5.3	Comparaison des méthodes en terme de réduction du PAPR . . . . .	73
2.5.4	Minimisation et vitesse de convergence du critère quadratique . . . . .	74
2.5.5	Distribution du signal de l'intervalle de garde . . . . .	75
2.5.6	Impact des perturbations du canal radio sur les performances de la méthode HTR . . . . .	76
2.5.6.1	Cas d'un canal Gaussien . . . . .	76
2.5.6.2	Cas d'un canal de Rayleigh de type multi-trajets . . . . .	77
2.5.6.3	Cas d'un canal réaliste . . . . .	79
2.6	Évaluation de la méthode Hybrid Tone Reservation en présence de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance . . . . .	81
2.6.1	Description du modèle de l'amplificateur utilisé . . . . .	81
2.6.2	Résultats de simulation en termes de TEB et d'EVM . . . . .	82
2.6.3	Analyse spectrale . . . . .	84
2.6.4	Amélioration du rendement énergétique . . . . .	85
2.7	Synthèse et conclusion . . . . .	86

**3 Impact de l'amplificateur de puissance et du canal radio sur la qualité de transmission de contenus multimédias 89**

3.1	Introduction . . . . .	89
3.2	Stratégie de transmission d'un contenu multimédia hiérarchisé dans un système MIMO-OFDM en boucle fermée . . . . .	91
3.2.1	Stratégies de précodage classiques . . . . .	91
3.2.1.1	Les précodeurs diagonaux . . . . .	94
3.2.1.2	Les précodeurs non-diagonaux . . . . .	96
3.2.2	Stratégie de précodage basée sur le contenu (CBP) . . . . .	96
3.3	Extension de la méthode TR pour la réduction du PAPR dans un système MIMO-OFDM précodé . . . . .	98
3.3.1	Schéma de transmission . . . . .	98
3.3.2	Définition du PAPR et implémentation de la méthode Tone Reservation . . . . .	100
3.4	Résultats de simulation et analyse des performances du système . . . . .	101



3.4.1	Configuration de la couche Application . . . . .	101
3.4.2	Configuration de la couche Physique . . . . .	103
3.4.3	Description et modélisation du canal de propagation réaliste . . . . .	103
3.4.4	Métriques d'évaluation des performances de la chaîne de transmission . . . . .	104
3.4.5	Évaluation des performances d'un système MIMO-OFDM précodé en l'absence de la non-linéarité . . . . .	105
3.4.6	Impact de la non-linéarité statique de l'amplificateur de puissance sur la qualité de transmission . . . . .	106
3.4.7	Impact de la réduction du PAPR dans un système MIMO-OFDM précodé . . . . .	109
3.5	Synthèse et conclusion . . . . .	111
<b>4</b>	<b>Conception d'une stratégie de précodage basée sur le contenu avec prise en compte de l'amplificateur de puissance</b>	<b>113</b>
4.1	Introduction . . . . .	113
4.2	Caractérisation des distorsions non-linéaires . . . . .	114
4.2.1	Formulation du théorème de Bussgang dans un système OFDM . . . . .	115
4.2.2	Caractérisation analytique des paramètres de Bussgang . . . . .	116
4.3	Proposition d'une méthode d'estimation des paramètres de Bussgang . . . . .	119
4.3.1	Algorithme d'optimisation . . . . .	120
4.3.2	Évaluation et comparaison des résultats de simulation . . . . .	121
4.4	Stratégie de précodage basée sur le contenu avec prise en compte de l'Amplificateur de Puissance (AP) . . . . .	123
4.4.1	Modélisation du système MIMO-OFDM en présence des distorsions non-linéaires	123
4.4.2	Transformation du canal MIMO en canal virtuel . . . . .	125
4.5	Nouvelle approche d'allocation successive de puissance en prenant en compte l'AP . . . . .	128
4.5.1	Principe d'allocation de puissance . . . . .	128
4.5.2	Définition du critère d'optimisation . . . . .	129
4.5.3	Modélisation du problème d'optimisation . . . . .	130
4.5.4	Algorithme d'allocation successive de la puissance . . . . .	135
4.6	Résultats de simulation . . . . .	137
4.6.1	Résultats sur un canal SISO-OFDM Gaussien . . . . .	138
4.6.2	Résultats sur un canal MIMO-OFDM réaliste . . . . .	139
4.6.2.1	Amélioration des résultats en terme de TEB . . . . .	140
4.6.2.2	Réduction de la puissance totale d'émission sous-contrainte de la qualité de transmission . . . . .	141
4.6.2.3	Amélioration de la qualité visuelle . . . . .	142
4.7	Synthèse et conclusion . . . . .	145
	<b>Conclusion générale</b>	<b>147</b>





## LISTE DES ABBREVIATIONS

<b>AACBP</b>	Amplifier-Aware Content-Based Precoder
<b>ACPR</b>	Adjacent Chanel Power Ratio
<b>AP</b>	Amplificateur de Puissance
<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise
<b>BBAG</b>	Bruit Blanc Additif Gaussien
<b>CBP</b>	Content Based Precoder
<b>CCDF</b>	Complementary Cumulative Distribution Function
<b>CCE</b>	Code Correcteur d'Erreur
<b>CNA</b>	Convertisseur Numérique-Analogique
<b>CP</b>	Préfixe Cyclique
<b>CSI</b>	Channel State Information
<b>DSP</b>	Densité Spectrale de Puissance
<b>EVM</b>	Error Vector Magnitude
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform
<b>GI</b>	Guard Interval
<b>HTR</b>	Hybrid Tone Reservation
<b>IBO</b>	Input Back-Off
<b>IEC</b>	Interférences Entre Canaux
<b>IES</b>	Interférences Entre Symboles
<b>IFFT</b>	Inverse Fast Fourier Transform
<b>IG</b>	Intervalle de Garde
<b>JPWL</b>	JPEG 2000 Wireless
<b>LTE</b>	Long-Term Evolution
<b>MBER</b>	Minimum Bit Error Rate

## *LISTE DES ABBREVIATIONS*

---

**MIMO** Multiple Input Multiple Output

**MMSE** Minimum Mean Squared Error

**MV** Maximum de Vraisemblance

**OBO** Output Back-Off

**OFDM** Orthogonal Frequency Division Multiplexing

**PAPR** Peak-to-Average Power Ratio

**PRT** Peak Reduction Tones

**PSNR** Peak Signal-to-Noise Ratio

**QAM** Quadrature Amplitude Modulation

**QoS** Qualité de Service

**RF** Radio Fréquence

**RI** Réponse Impulsionnelle

**RS** Reed Solomon

**RSB** Rapport Signal à Bruit

**SCOP** Second Order Cone Program

**SISO** Single Input Single Output

**SNR** Signal to Noise Ratio

**SPN** Sous-porteuses Nulles

**STBC** Space-Time Bloc Code

**SVD** Singular Value Decomposition

**TEB** Taux d'Erreur Binaire

**TFID** Transformée de Fourier Inverse Discrète

**TR** Tone Reservation

**TRNS** Tone Reservation Using Null Subcarriers

**UEP** Unequal Error Protection

**UPA** Unequal Power Allocation

**WF** Water-Filling

**WiMAX** Worldwide Interoperability for Microwave Access

**WLAN** Wireless Local Area Network

**ZP** Zero-Padding

# Liste des figures

1.1	Synoptique de la chaîne de transmission . . . . .	8
1.2	Principe de la norme JPWL [1] . . . . .	9
1.3	Exemple de constellation de la modulation 16-QAM . . . . .	12
1.4	Exemple de transposition en fréquence autour de la fréquence $f_{RF}$ . . . . .	13
1.5	Exemple de scénario typique de transmission par ondes radio . . . . .	15
1.6	Principe de la diversité temporelle . . . . .	18
1.7	Principe de la diversité fréquentielle . . . . .	18
1.8	Principe de la diversité spatiale . . . . .	19
1.9	Principe de la modulation OFDM . . . . .	20
1.10	Orthogonalité entre les sous-porteuses . . . . .	21
1.11	Architecture simplifiée d'un modulateur OFDM . . . . .	21
1.12	Intervalle de Garde . . . . .	23
1.13	Distribution d'amplitude d'un signal OFDM normalisé . . . . .	23
1.14	Exemple de courbes de CCDF pour une modulation 16-QAM . . . . .	25
1.15	Principe d'un système MIMO-OFDM . . . . .	27
1.16	Exemple de caractéristique AM/AM d'un amplificateur SSPA . . . . .	29
1.17	Bilan simplifié de puissance d'un amplificateur SSPA . . . . .	30
1.18	Courbe du rendement en fonction de la puissance de sortie . . . . .	30
1.19	Exemple d'impact des effets mémoire sur la caractéristique AM/AM d'un amplificateur . . . . .	33
1.20	Représentation du modèle de Wiener . . . . .	34
1.21	Représentation du modèle de Hammerstein . . . . .	34
1.22	Illustration de l'ACPR . . . . .	35
1.23	Exemple de distorsions sur une constellation 16-MAQ . . . . .	35
1.24	Définition de la mesure de l'EVM . . . . .	36
1.25	Caractéristique AM/AM de l'amplificateur considéré . . . . .	37
1.26	Synoptique de la chaîne de communication . . . . .	37
1.27	Exemple d'EVM en fonction de l'IBO pour différents RSB . . . . .	37
1.28	Impact de l'amplificateur de puissance sur le TEB . . . . .	38
1.29	Architecture simplifiée de la technique EER [2] . . . . .	39
1.30	Architecture simplifiée de la technique ET . . . . .	40
1.31	Architecture simplifiée de la technique de prédistorsion . . . . .	40
1.32	Architecture simplifiée de la technique Feedback . . . . .	41
1.33	Principe de base de la méthode de codage . . . . .	42
1.34	Principe de base de la méthode SLM . . . . .	43
2.1	Principe de la méthode TR . . . . .	55
2.2	Exemple de réduction du PAPR en utilisant les sous-porteuses nulles . . . . .	56
2.3	Méthodes classiques d'insertion du signal d'IG pour un symbole OFDM . . . . .	59
2.4	Architecture classique d'un émetteur OFDM . . . . .	60
2.5	Nouvelle architecture d'insertion de l'intervalle de garde . . . . .	61
2.6	Construction du signal de correction . . . . .	62

2.7	Principe de la méthode HTR . . . . .	63
2.8	Nouvelle architecture simplifiée de l'émetteur OFDM basée sur la méthode HTR . . . . .	66
2.9	Comparaison entre les architectures simplifiées du récepteur OFDM . . . . .	67
2.10	Chaînes de simulation . . . . .	68
2.11	Recherche de la valeur optimale du PAPR cible pour la méthode TRNS . . . . .	69
2.12	Exemples de courbes de CCDF pour différentes valeurs du coefficient de variation $\alpha_{IG}$ . . . . .	71
2.13	Exemples de courbes d'EVM pour différentes valeurs du coefficient de variation $\alpha_{IG}$ . . . . .	72
2.14	Recherche de la valeur optimale du coefficient de variation $\alpha_{IG}$ . . . . .	72
2.15	Comparaison des courbes de CCDF après 20 itérations entre les méthodes TRNS et HTR . . . . .	73
2.16	Allure temporelle des signaux après application des méthodes TRNS et HTR . . . . .	74
2.17	Comparaison des méthodes TRNS et HTR en terme de minimisation du critère quadratique . . . . .	75
2.18	Comparaison de la distribution d'amplitude du signal de l'intervalle de garde . . . . .	76
2.19	Performances des méthodes TRNS et HTR en présence d'un canal BBAG . . . . .	77
2.20	Modélisation du canal à trajets multiples utilisé . . . . .	78
2.21	Performances des méthodes TRNS et HTR en présence d'un canal de Rayleigh . . . . .	78
2.22	Environnement de propagation considéré [3] . . . . .	79
2.23	Gain et phase du canal de transmission pour un symbole OFDM et une position du récepteur . . . . .	80
2.24	Performances des méthodes TRNS et HTR en présence d'un canal réaliste . . . . .	80
2.25	Caractéristiques de l'amplificateur de puissance SZP-2026z utilisé . . . . .	82
2.26	Synoptique de la chaîne de simulation en présence de la non-linéarité . . . . .	83
2.27	Performances des méthodes TRNS et HTR pour un IBO(dB)=0 dB . . . . .	83
2.28	Performances des méthodes TRNS et HTR pour un RSB(dB)=15 dB . . . . .	84
2.29	Comparaison des Densité Spectrale de Puissance (DSP) normalisées à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur . . . . .	85
2.30	Rendement de l'amplificateur en fonction de l'IBO . . . . .	86
3.1	Synoptique de la chaîne MIMO-OFDM précodée [4] . . . . .	91
3.2	Système MIMO précodé en bande étroite [5] . . . . .	92
3.3	Transformation virtuelle d'un système MIMO précodé en bande étroite [5] . . . . .	93
3.4	Principe du précodage diagonal [5] . . . . .	95
3.5	Principe du précodage non-diagonal [5] . . . . .	96
3.6	Principe du précodage CBP [5] . . . . .	97
3.7	Schéma bloc du système MIMO-OFDM précodé [5] . . . . .	99
3.8	Implémentation de la méthode TR dans un système MIMO-OFDM précodé . . . . .	101
3.9	Contenu multimédia transmis . . . . .	102
3.10	Répartition des couches de qualité JPWL sur les sous-canaux SISO . . . . .	102
3.11	Modélisation du canal réaliste . . . . .	104
3.12	Modélisation du canal réaliste . . . . .	105
3.13	Impact de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance sur le TEB . . . . .	107
3.14	Modélisation de la non-linéarité en bande étroite [6][7] . . . . .	108
3.15	Impact de la réduction du PAPR par la méthode TR sur la qualité de transmission . . . . .	110
3.16	Impact de la réduction du PAPR sur les performances du PSNR . . . . .	111
4.1	Synoptique de l'émetteur IEEE 802.11a utilisé . . . . .	121
4.2	Courbes iso-critères de la fonction coût $J$ . . . . .	122
4.3	Comparaison des paramètres de Bussgang ( $\lambda = 10^{-4}$ ) . . . . .	122
4.4	Architecture de l'émetteur MIMO-OFDM [6] . . . . .	123
4.5	Modélisation de la chaîne MIMO en présence du bruit non-linéaire . . . . .	126
4.6	Synoptique de la stratégie d'allocation inégale de puissance . . . . .	129
4.7	Synoptique de la stratégie d'allocation inégale de puissance . . . . .	131

---

4.8	Évolution du RSB effectif $\gamma_i(dB)$ en fonction de la puissance allouée $P_i(dBm)$ et du RSB intrinsèque $\sigma_i(dB)$ . . . . .	131
4.9	Évolution du RSB effectif $\gamma_i(dB)$ en fonction du coefficient de précodage $f_i$ et du RSB intrinsèque $\sigma_i(dB)$ . . . . .	132
4.10	Exemple de recherche itérative du coefficient de précodage . . . . .	134
4.11	Algorithme d'allocation successive de la puissance (AACBP) . . . . .	136
4.12	Exemple de courbes utilisées pour l'allocation successive de la puissance (AACBP) . . . . .	137
4.13	Architecture simplifiée de la chaîne classique d'émission avec précodage CBP . . . . .	138
4.14	Architecture simplifiée de la nouvelle chaîne d'émission avec précodage AACBP . . . . .	138
4.15	Comparaison des stratégies de précodage CBP et AACBP en présence d'un canal Gaussien	139
4.16	Comparaison des stratégies de précodage CBP et AACBP en terme de TEB sur un canal réaliste . . . . .	140
4.17	Évolution de la puissance moyenne d'émission en fonction des conditions de propagation	141
4.18	Comparaison des stratégies de précodage CBP et AACBP . . . . .	143
4.19	Comparaison de la qualité visuelle . . . . .	144





# Liste des tableaux

2.1	Résultats d'évaluation en termes d'EVM et de réduction du PAPR . . . . .	73
2.2	Paramètres du canal de Rayleigh . . . . .	78
2.3	Paramètres du modèle discret de Hammerstein . . . . .	82
3.1	Nombre de bits et PSNR par couche de qualité . . . . .	103
3.2	Allocation de puissance par le précodeur CBP . . . . .	108



# Introduction générale

L'émergence des réseaux sans-fil de Nouvelle Génération (NG) a permis la prolifération et la consommation sans cesse croissante des services multimédias à très haut débit telles que la Télévision en Haute Définition (HDTV) ou encore la vidéo streaming en Haute Définition (4K UHD). En effet, les utilisateurs ne se contentent plus d'émettre ou de recevoir des appels téléphoniques comme autrefois. Ces derniers demandent des communications par visiophonie, l'accès au réseau Internet, le paiement en ligne ou encore le transfert sécurisé des fichiers volumineux. À l'instar des réseaux mobiles de Quatrième et Cinquième Génération (4G et 5G), les réseaux sans-fil du futur devront gérer la mobilité des utilisateurs, tout en assurant une qualité de service acceptable dans des environnements plus ou moins hostiles à la propagation des ondes radio. Si l'on rajoute le développement rapide d'objets connectés, des capteurs et des appareils mobiles nouvelle génération, les futurs réseaux sans-fil devront en plus de cela, gérer la consommation électrique de tous ces équipements mobiles. En effet, une gestion optimale de la consommation énergétique permettra non seulement d'augmenter l'autonomie énergétique des batteries de charge, mais aussi de réduire la pollution électromagnétique, qui constitue un enjeu majeur pour notre planète. L'évolution rapide des réseaux sans-fil constitue donc une source de nouvelles opportunités, mais pose également de nouveaux challenges technologiques.

Ces challenges nécessitent d'être pris en compte dans la conception des chaînes de communication actuelles. En effet, le développement des circuits intégrés a permis la miniaturisation de la plupart des équipements radio-mobiles. Ces derniers fonctionnent grâce à une batterie d'alimentation rechargeable, mais limitée en capacité de stockage d'énergie et en dimensions. Par conséquent, une importance particulière doit être accordée au problème d'autonomie de ces batteries afin d'offrir un confort satisfaisant aux utilisateurs.

De plus, le volume et la sensibilité des données aux erreurs de transmission, comme dans le cas de l'imagerie médicale sont en contradiction avec la capacité de stockage des équipements et les phénomènes liés au canal de propagation. En effet, le canal radio-mobile est caractérisé par plusieurs phénomènes, comme les multi-trajets que l'on retrouve dans les zones urbaines ou encore le décalage fréquentiel lié à la mobilité de l'utilisateur. Ces différents phénomènes entraînent une dégradation de la qualité de transmission. Par conséquent, des méthodes d'optimisation doivent être développées afin de prendre en compte les dégradations du canal radio.

L'amélioration de la qualité de transmission des réseaux sans-fil sous contraintes énergétiques devient donc impérative, particulièrement dans les environnements soumis à de fortes perturbations du canal radio-mobile.

## Objectifs de la thèse

L'avancée des nouvelles technologies et la démocratisation des équipements mobiles ont permis de diversifier et d'augmenter le volume des contenus multimédias transmis à travers les réseaux sans-fil. Cependant, la transmission de ces contenus doit répondre à des exigences en qualité selon le type d'application visée. Par exemple, le stockage et la transmission des données cliniques sur un canal sans-fil dans le cadre de l'imagerie médicale doivent répondre à des niveaux d'exigences très strictes en termes de débit, de qualité et de délai de transmission.

Pour faire face à ces avancées sans cesse croissantes, plusieurs techniques ont été développées afin d'augmenter l'efficacité spectrale, combattre la sélectivité fréquentielle du canal radio-mobile et améliorer la qualité de transmission. Parmi ces techniques, nous pouvons citer les modulations multi-porteuses comme l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), qui consistent à diviser la bande passante disponible en plusieurs sous-bandes étroites et orthogonales pour la transmission des données numériques. Nous pouvons également citer l'utilisation des Codes Correcteurs d'Erreurs. Ces derniers se caractérisent par l'ajout de redondance à l'information utile, afin d'augmenter la robustesse de transmission face aux erreurs de transmission. Notons que l'ajout de la redondance contribue à la réduction du débit utile. Il est donc important de trouver un compromis entre la robustesse et le débit utile lorsqu'un code correcteur d'erreur est utilisé.

D'autre part, les systèmes d'émission ont besoin de puissance pour rayonner les signaux et atteindre les récepteurs. Ainsi, l'amplificateur de puissance est largement utilisé dans les réseaux sans-fil et constitue un élément indispensable dans la conception des équipements radio-mobiles. Cependant, l'utilisation de l'amplificateur de puissance n'est pas sans contrainte car il possède une fonction de transfert non-linéaire, ce qui peut engendrer de fortes dégradations de la qualité de transmission. En effet, un signal OFDM présente de fortes fluctuations d'amplitude caractérisées par le rapport entre la puissance instantanée maximale et la puissance moyenne du signal sur un intervalle de temps donné. Ce rapport, appelé PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) est très élevé dans le cas des modulations multi-porteuses comme l'OFDM, rendant les signaux très vulnérables aux non-linéarités de l'amplificateur de puissance. Ces non-linéarités créent des déformations d'amplitude, des produits d'inter-modulation, des interférences et des remontées spectrales, ce qui a pour conséquence de dégrader le signal d'émission avant même qu'il ne soit transmis..

Pour éviter ces dégradations de la qualité de transmission, une solution très simple consiste à utiliser l'amplificateur de puissance exclusivement dans sa zone linéaire. Cependant, cette solution est sous-optimale et peut s'avérer très coûteuse. En effet, il faut appliquer un recul en puissance assez important de sorte que tous les pics d'amplitude soient situés dans la zone linéaire. Cette solution peut également entraîner une réduction du rendement énergétique de la chaîne de communication. Par conséquent, le recul en puissance optimal doit être déterminé afin de garantir une bonne qualité de transmission tout en améliorant le bilan énergétique de la chaîne.

Pour fournir des services à Haut Débit, il est important d'accroître les débits de transmission. Une solution permettant d'augmenter le débit est l'utilisation de la technologie multi-antennes ou MIMO (Multiple Input Multiple Output). Cette technologie est largement adoptée dans les standards de communication sans-fil actuels. Elle consiste à utiliser plusieurs antennes à l'émission ( $N_t$  antennes) et plusieurs antennes à la réception ( $N_r$  antennes). L'un des avantages de cette technologie est la diversité spatiale offerte par la multitude des liens radios entre les antennes d'émission et de réception. Ainsi, les débits de transmission peuvent être multipliés par  $b = \min(N_t, N_r)$  dans un système MIMO, comparativement à un système mono-antenne SISO (Single Input Single Output). En revanche, l'augmentation du nombre d'antennes s'accompagne d'une augmentation de la consommation électrique liée aux différents amplificateurs de puissance utilisés. Cette contrainte sur la consommation électrique, ainsi que celle engendrée par la modulation OFDM rendent la combinaison des technologies MIMO et OFDM (MIMO-OFDM) peu attractive, particulièrement lorsque l'utilisation de l'amplificateur de puissance n'est pas optimisée.

Dans l'optique de rendre la modulation OFDM moins vulnérable à la non-linéarité, une simple solution consiste à développer des techniques de réduction du PAPR. En effet, un signal à faible PAPR est moins vulnérable à la non-linéarité, ce qui permet de travailler avec des niveaux de puissance plus proches de la zone non-linéaire. Une multitude de techniques de réduction du PAPR a été proposée dans la littérature. Les performances offertes en terme de complexité des calculs, de gain de réduction du PAPR ou d'efficacité énergétique varient selon la méthode d'optimisation proposée. Dans nos travaux, nous nous focaliserons sur les techniques dites "d'ajout de signal", en particulier la technique TR (Tone Reservation). Elle consiste à réserver certaines sous-porteuses de la bande passante pour générer le

---

signal de correction du PAPR. Ce signal de correction est ensuite ajouté au signal OFDM afin de réduire les fluctuations d'enveloppe. Cependant, le degré de liberté du problème d'optimisation de la technique TR est limité aux sous-porteuses réservées, ce qui peut réduire ses performances. L'un des objectifs de nos travaux consiste à proposer une nouvelle approche où le degré de liberté du problème d'optimisation est plus important, afin d'améliorer les performances de la technique TR en termes de réduction du PAPR et de qualité de transmission.

Malgré les performances de la technique TR, l'impact du canal radio sur la qualité de transmission n'est pas toujours pris en compte dans le problème d'optimisation pour la réduction du PAPR. Cependant, l'amplificateur de puissance et le canal radio impactent la qualité de transmission globale ainsi que le bilan énergétique de la chaîne de communication, notamment dans un système MIMO-OFDM dédié à la transmission des contenus multimédias scalables ou hiérarchisés. Le principe de la hiérarchisation consiste à coder et à transmettre le contenu en plusieurs couches, rangées selon un ordre de sensibilité aux erreurs de transmission décroissant. Ainsi, les couches les plus sensibles peuvent être mieux protégées contre les effets de la non-linéarité de l'amplificateur et du canal radio. La protection contre les erreurs de transmissions est généralement basée sur le principe d'allocation inégale de la puissance totale entre les différentes couches. D'une part, la réduction du PAPR peut permettre d'augmenter la puissance totale afin de renforcer la qualité du lien radio. En revanche, cette même augmentation de la puissance totale peut générer du bruit non-linéaire, qui dégrade la qualité de transmission. D'autre part, on peut diminuer la puissance totale afin d'éviter la non-linéarité ou de réduire la consommation électrique. En revanche, cette diminution de la puissance totale peut avoir un impact très important sur la qualité de transmission, notamment lorsque les conditions de propagation entre l'émetteur et le récepteur sont très mauvaises. Par conséquent, dans un contexte de transmission de contenus scalables, il est important de considérer conjointement l'impact de l'amplificateur de puissance, du canal radio et de la sensibilité du contenu à transmettre dans l'optimisation de la qualité de transmission globale.

Étant donné que la réduction du PAPR n'intègre pas toutes ces différentes contraintes dans le problème d'optimisation, il est donc important de proposer des stratégies de transmission qui considèrent conjointement la sensibilité du contenu à transmettre, les conditions de propagation et les caractéristiques de l'amplificateur de puissance.

Ainsi, les contributions de cette thèse peuvent être résumés comme suit :

- Tout d'abord, nous proposons une nouvelle approche permettant d'améliorer la technique TR dans les systèmes OFDM. Cette approche a pour objectif d'exploiter le signal de l'Intervalle de Garde dans les systèmes OFDM afin d'améliorer la réduction du PAPR tout en garantissant une bonne qualité de transmission. Une évaluation des performances de cette nouvelle approche est également proposée en présence d'un canal de transmission réaliste et d'un amplificateur de puissance avec effets mémoire.
- Ensuite, nous proposons une étude conjointe de l'impact de l'amplificateur de puissance et du canal radio sur la qualité de transmission des contenus multimédias scalables. Pour cette étude, nous allons considérer un système MIMO-OFDM précodé, un canal radio-mobile réaliste modélisé grâce à un simulateur 3D à tracé de rayons, un modèle d'amplificateur de puissance commercial sans effets mémoire et des images codées selon la norme JPWL<sup>1</sup>.
- Enfin, nous proposons la conception d'une nouvelle stratégie d'allocation inégale de la puissance basée sur le contenu, avec prise en compte de l'amplificateur de puissance dans un système MIMO-OFDM. La nouvelle stratégie proposée consiste à prendre conjointement en compte la sensibilité du contenu à transmettre, les variations des conditions de propagation du canal radio et les distorsions statiques générées par l'amplificateur de puissance, afin de maximiser la qualité de transmission tout en minimisant la puissance totale d'émission.

---

<sup>1</sup>JPEG2000 Wireless

## Organisation du document

Ce document est structuré en quatre chapitres :

Le premier chapitre est une introduction à la transmission dans les réseaux sans-fil. Nous commençons ce chapitre par une description des différents éléments constituant la chaîne de transmission numérique. Ensuite, nous présentons la modélisation du canal de transmission, les phénomènes liés à la propagation des ondes radio ainsi que la notion de diversité du canal radio. Nous présentons également les caractéristiques d'un signal OFDM ainsi que le principe et les avantages de l'association MIMO-OFDM. Au vu de la place qu'occupe l'amplificateur de puissance dans la transmission des signaux OFDM, nous présentons les généralités et l'impact de la non-linéarité de ce dernier sur la qualité de transmission. Nous poursuivons ce chapitre par un état de l'art sur les techniques de correction de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. Nous nous focalisons principalement sur les techniques de linéarisation et de réduction du PAPR. Nous présentons également un état de l'art sur les stratégies de transmission dans les systèmes MIMO-OFDM en présence de l'amplificateur de puissance. Ainsi, les différentes stratégies de protection inégale contre les erreurs, les stratégies d'allocation inégale de la puissance et les stratégies d'optimisation de la qualité de transmission en présence de l'amplificateur de puissance sont présentées. Nous terminons ce chapitre par le positionnement de nos travaux par rapport à l'état de l'art.

Le deuxième chapitre est consacré à une contribution sur l'amélioration des méthodes de réduction du PAPR dans les systèmes OFDM, en particulier la méthode TR (Tone Reservation). Nous nous intéressons particulièrement à cette technique qui répond au critère de compatibilité descendante, c'est-à-dire qu'elle ne nécessite pas la transmission d'une information supplémentaire au récepteur pour décoder les données utiles. Le principe de cette méthode consiste à générer le signal de correction du PAPR à partir d'un certain nombre de sous-porteuses réservées dans les différents standards de communication. Nous commençons ce chapitre par une analyse descriptive des avantages et des inconvénients de la méthode TR. De cette analyse, nous proposons une nouvelle méthode appelée HTR (Hybrid Tone Reservation) dont l'objectif consiste à améliorer le gain en réduction du PAPR tout en garantissant la qualité de transmission globale de la chaîne. Le principe de la méthode HTR consiste à augmenter le degré de liberté du problème d'optimisation de la méthode TR, en utilisant le signal de l'Intervalle de Garde (IG), disponible dans les systèmes OFDM. Un nouvel algorithme basé sur ce principe est donc proposé, permettant d'inclure le signal de l'IG dans le problème de réduction du PAPR. Ensuite, les performances de la méthode HTR en termes de gain en réduction du PAPR et de qualité de transmission sont évaluées en considérant des configurations particulières de la chaîne de transmission. À partir de cette évaluation, les différents paramètres du problème d'optimisation pour la recherche du signal de correction sont déterminés. La couche physique du standard IEEE 802.11a a été choisie comme exemple de standard, mais d'autres standards peuvent également être adoptés pour cette évaluation. En fin de chapitre, les performances de la méthode HTR en termes de qualité de transmission et de densité spectrale de puissance sont évaluées, en présence d'un modèle d'amplificateur de puissance avec des effets mémoire. L'apport énergétique de la méthode HTR en comparaison à la méthode TR est également évalué. Nous terminons ce chapitre par une synthèse et une conclusion.

Dans le chapitre 3, nous présentons tout d'abord une étude de l'impact de l'amplificateur de puissance et du canal radio-mobile sur la qualité de transmission de contenus multimédias scalables. Pour cette étude, nous considérons un système MIMO-OFDM en boucle fermée, dédié à la transmission d'images JPWL sur un canal réaliste. La norme JPWL permet de décomposer l'image en plusieurs couches de qualité, rangées par ordre d'importance ou de sensibilité décroissante. Elle est largement utilisée dans les systèmes MIMO pour améliorer la qualité de transmission ou la robustesse de transmission contre les erreurs. En effet, dans un système MIMO en boucle fermée, la connaissance du canal radio permet d'optimiser l'allocation de la puissance afin de garantir la qualité de transmission des différentes couches de qualité. Ainsi, les couches de qualité les plus sensibles peuvent être mieux protégées durant la transmission. Cependant, la majorité des stratégies d'allocation de puissance disponibles dans

---

la littérature ne prennent pas en compte la non-linéarité de l'amplificateur de puissance dans le processus d'allocation de puissance. Ceci peut avoir un impact considérable sur les performances globales de la chaîne. Pour éviter la non-linéarité, la plupart des stratégies d'allocation limitent la puissance totale dans la zone linéaire de l'amplificateur de puissance. En revanche, cette solution n'est pas optimale, puisqu'elle peut contribuer par exemple à une baisse du rendement énergétique. De plus, cette solution ne permet pas de déterminer le recul optimal en puissance à appliquer afin de garantir la meilleure qualité de transmission. Pour garantir un meilleur bilan énergétique de la chaîne, la réduction du PAPR est souvent utilisée. Cependant, le problème d'optimisation pour la réduction du PAPR ne prend pas en compte les conditions de propagation et la sensibilité du contenu à transmettre. De même, l'application d'une méthode de réduction du PAPR ne permet pas d'éviter complètement la non-linéarité. Ceci restreint son application dans toutes les configurations de transmission envisageables. Ces différentes problématiques n'étant pas suffisamment abordées dans la littérature, nous présentons également dans ce chapitre une étude de l'impact de la méthode TR pour la réduction du PAPR dans une configuration réaliste MIMO-OFDM. Nous commençons ce chapitre par un rappel des différentes stratégies d'allocation inégale de puissance en boucle fermée, proposées dans la littérature. Ensuite, nous détaillons le principe de la stratégie d'allocation CBP (Content-Based Precoder) pour la transmission d'images JPWL. Cette stratégie est utilisée par défaut pour l'allocation de puissance dans la suite de nos travaux. En effet, l'état de l'art démontre que cette stratégie offre de meilleures performances en termes de robustesse et de qualité de transmission d'images JPWL. En fin de ce chapitre, nous présentons les résultats de simulation montrant l'impact de la non-linéarité et de la réduction du PAPR sur la transmission d'images JPWL. Une chaîne de simulation réaliste, respectant les recommandations du standard IEEE 802.11n, est utilisée pour les simulations. Nous terminons ce chapitre par une synthèse et une conclusion.

Dans les stratégies d'allocation de puissance classiques, le canal radio-mobile constitue la principale contrainte prise en compte dans l'optimisation de la qualité de transmission. De plus, le recul en puissance est généralement appliqué de façon statique, sans prendre en compte les conditions de propagation et la hiérarchisation du contenu à transmettre. Par exemple, dans les systèmes MIMO-OFDM actuels, les phases d'allocation inégale de puissance et d'amplification de puissance sont totalement indépendantes. Cependant, l'amplificateur de puissance, les caractéristiques du contenu et le canal radio-mobile impactent conjointement la qualité de transmission et le bilan énergétique de la chaîne. Ainsi, nous proposons dans le quatrième chapitre une nouvelle stratégie prenant conjointement en compte les distorsions statiques de l'amplificateur de puissance, les variations du canal radio-mobile et la sensibilité du contenu dans le processus d'allocation inégale de puissance. Le principe de cette nouvelle stratégie consiste à déterminer de façon dynamique le recul optimal en puissance, qui maximise la qualité et la robustesse de transmission, tout en minimisant la puissance totale d'émission. Nous commençons ce chapitre par un rappel des méthodes analytiques permettant d'estimer les paramètres physiques de l'amplificateur de puissance dans un système OFDM. Ces méthodes sont basées sur le théorème de Bussgang, qui est souvent utilisé dans la littérature pour modéliser les distorsions statiques de l'amplificateur de puissance. Ensuite, nous proposons une méthode d'optimisation numérique, permettant de vérifier et de valider les résultats fournis par les méthodes analytiques de la littérature. Après cette étape de validation, la modélisation de Bussgang sera exploitée pour proposer le schéma de transmission d'un système MIMO-OFDM, intégrant les distorsions statiques de l'amplificateur de puissance. Un nouveau processus d'allocation successive de puissance, appelé AACBP (Amplifier-Aware Content-Based Precoder) est proposé. Ce processus met en correspondance la hiérarchisation du contenu à transmettre et la décomposition du canal MIMO en sous-canaux SISO en prenant en compte des contraintes liées à la non-linéarité et la qualité de transmission. Enfin, les performances de cette nouvelle stratégie en termes de robustesse, de qualité visuelle et de réduction de la puissance totale d'émission sont évaluées dans un contexte réaliste de transmission d'images JPWL.





# Chapitre 1

## Transmission dans les réseaux sans-fil

### 1.1 Introduction

Un réseau sans-fil permet à deux ou plusieurs équipements de communiquer par liaison radio grâce à la propagation des ondes électromagnétiques. La mise en place d'un réseau sans-fil consiste en général à trouver des stratégies et des moyens permettant de répondre aux nombreuses demandes des utilisateurs parmi lesquelles le débit de transmission et la fiabilité des communications, la mobilité des utilisateurs et le coût faible des équipements. En effet, le fonctionnement de ces réseaux est plus ou moins perturbé par de nombreuses sources de distorsions liées notamment à la propagation des ondes électromagnétiques en environnement réel et aux défauts intrinsèques des composants électroniques présents dans la chaîne de communication.

Dans le cadre de nos travaux, nous nous intéressons aux systèmes combinant les technologies Multiple Input Multiple Output (MIMO) et Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). L'intérêt d'utiliser la technologie OFDM réside dans sa capacité à mieux gérer les ressources spectrales, à sa facilité d'implémentation et à sa capacité à réduire les perturbations du canal radio sur les signaux émis. En outre, son association avec la technologie MIMO permet d'améliorer les performances de transmission en termes de débit et de robustesse en tirant parti de la diversité temporelle, fréquentielle et spatiale offerte par le canal de transmission. Plusieurs standards de communication ont adopté cette combinaison dans le cadre de la quatrième génération (4G) des communications mobiles, pour offrir un accès à haut débit et couvrir des zones jusque-là inaccessibles.

Le but de ce chapitre est de présenter les éléments essentiels de la chaîne de communication dont l'objectif est de transmettre un message porteur d'information d'un émetteur à un récepteur éloigné géographiquement. Au regard de nos travaux, nous présenterons tout d'abord les différents éléments de la chaîne de communication permettant le traitement numérique de l'information source en bande de base et le traitement analogique de l'information en bande transposée. Ensuite, nous nous intéresserons aux phénomènes que subit l'information lors de son passage par le canal radio. Nous étudierons aussi le principe de la modulation OFDM, en présentant ses avantages et inconvénients. Les distorsions dues aux dispositifs électroniques non-linéaires seront aussi évoquées en se focalisant principalement sur l'amplificateur de puissance, qui est un composant essentiel dans une chaîne de communication numérique. Nous présenterons ensuite un état de l'art sur les stratégies de transmission sur canal radio en présence des non-linéarités de l'amplificateur de puissance et des dégradations du canal. La fin du chapitre sera consacrée au positionnement de nos travaux par rapport à cet état de l'art.

### 1.2 Synoptique de la chaîne de communication numérique

Le but d'une chaîne de communication numérique est de transmettre une information source entre un émetteur et un récepteur en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore les ondes électromagnétiques. L'information source est de type binaire, c'est-à-dire constituée d'une suite

d'éléments de 0 et de 1. Les deux principaux traitements nécessaires à l'acheminement de l'information source au récepteur sont :

- Le traitement numérique qui consiste à manipuler les signaux en bande de base sous forme de suite d'échantillons numériques obtenus à partir des signaux physiques réels au moyen de convertisseurs analogiques-numériques à l'émission et à la réception,
- Le traitement analogique effectué dans la partie Front-End Radio Fréquence (RF) et qui consiste à manipuler les signaux à leur état physique, c'est-à-dire sous forme d'ondes. Il permet la mise en forme et l'adaptation des signaux issus de la bande de base au support de transmission. L'interface nécessaire entre la partie bande de base et la partie Front-End RF est réalisée à l'aide de convertisseurs numériques-analogiques à l'émission et de convertisseurs analogiques-numériques à la réception.

On rappelle que le rôle d'un convertisseur analogique-numérique est de convertir un signal analogique en un signal numérique pouvant être traité par une logique numérique, et que le rôle d'un convertisseur numérique-analogique est de reconvertir le signal numérique une fois traité en un signal analogique. Le synoptique de base d'une chaîne de communication numérique est illustré à la figure (1.1).

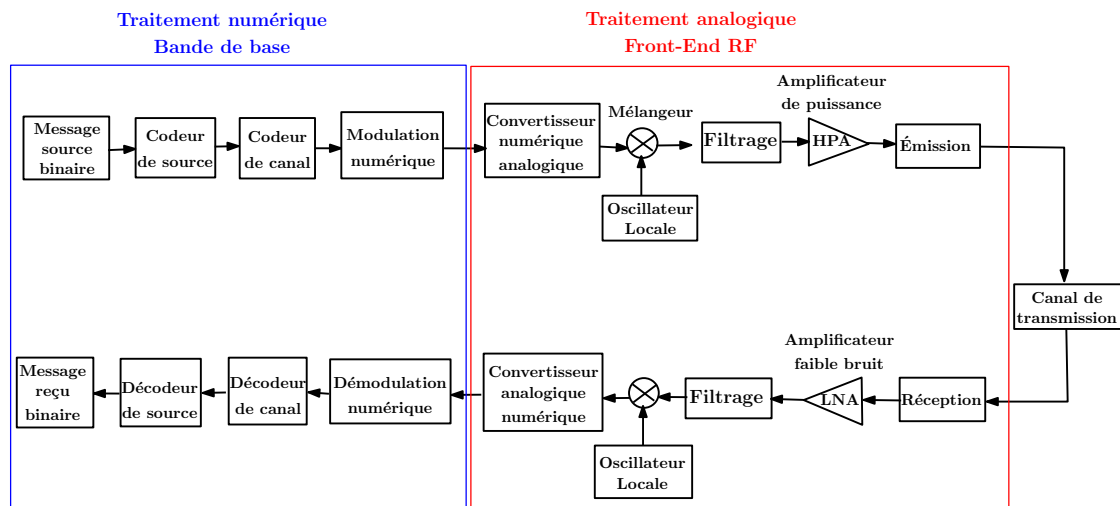


Figure 1.1: Synoptique de la chaîne de transmission

Le message source représente l'information originale que l'on désire transmettre à travers la chaîne de communication. Il peut être sous forme analogique ou numérique. Dans la suite de ce chapitre, les différents blocs de base de la chaîne de communication seront brièvement décrits en supposant que le message source est numérique et de type binaire. Plus de détails sur la chaîne de communication numérique sont disponibles dans [8] et [9].

## 1.3 Traitement numérique

Les opérations de base constituant le traitement numérique sont le codage de source, le codage de canal et la modulation numérique. Ces opérations sont généralement réalisées à l'aide des microcontrôleurs de type DSP<sup>1</sup> ou des circuits programmables de type FPGA<sup>2</sup>.

### 1.3.1 Codeur de source

Le codeur de source vise à compresser l'information source binaire, afin de minimiser les ressources nécessaires à la transmission (mémoire de stockage, bande passante, temps de traitement, etc.). Cette

<sup>1</sup>Digital Signal Processing

<sup>2</sup>Field Programmable Gate Array

compression s’effectue en supprimant autant que possible la redondance des données non significatives, c’est-à-dire des informations jugées non destructives du point de vue des sens humain. Ainsi, le message émis par la source peut être remplacé par un message de taille beaucoup plus réduite à condition que cette opération soit réversible et respecte les limites de la théorie de l’information fixées par le premier théorème de Shannon [10].

Dans la littérature, il existe plusieurs types de codeurs de source selon les applications à transmettre et les critères de performances considérées. Dans le cadre de nos travaux, l’application considérée peut-être de l’image ou de la vidéo et le critère de performance qui nous intéresse est la robustesse aux erreurs de transmission. Au regard de l’état de l’art, le codeur JPEG 2000 Wireless (JPWL) [11] développé par le comité JPEG (Joint Photographic Experts Group) est le seul standard de compression intégrant des outils spécifiques pour la transmission d’images sur canal sans-fil. Nous utiliserons donc ce codeur dans le cadre de nos travaux.

En effet, le comité JPEG a lancé en 1997 le codeur JPEG 2000 [12] dont l’objectif était de proposer une méthode de compression intégrant diverses fonctionnalités en relation avec le développement des applications multimédias de l’époque. Cependant, les outils de base du codeur JPEG 2000 permettant d’assurer la robustesse ne sont pas adaptés aux environnements sans-fil sujets à d’importantes perturbations. Afin de moderniser le codeur JPEG 2000 et permettre son exploitation pour les applications multimédias sans-fil dans de tels environnements, le comité JPEG a récemment défini un nouveau codeur désigné sous le nom de JPWL ou JPEG 2000 sans-fil, également connu comme la partie 11 des caractéristiques du codeur JPEG 2000 (JPEG 2000 - Part 11) [13]. Plus spécifiquement, la norme JPWL regroupe un ensemble d’outils et de méthodes pour la transmission d’images sur canaux fortement bruités. Pour cela, ce codeur intègre trois principales fonctionnalités qui sont :

- Protéger les données ou codestream contre les erreurs de transmission en intégrant les Codes Correcteurs d’Erreurs (CCEs).
- Décrire le degré de sensibilité des différentes parties du codestream aux erreurs de transmission
- Décrire et localiser les endroits des erreurs résiduelles dans le codestream.

Ces fonctionnalités peuvent être exploités afin de mettre en place des stratégies de protection inégales contre les erreurs de transmission. Dans ce type de stratégies, les parties du codestream les plus sensibles aux erreurs, comme l’en-tête principale ou “Main header” de l’image, bénéficient d’une redondance plus importante offrant ainsi une meilleure robustesse aux erreurs [5]. La figure (1.2) illustre le principe du codeur JPWL appliqué à un codestream JPEG 2000 de JPEG.

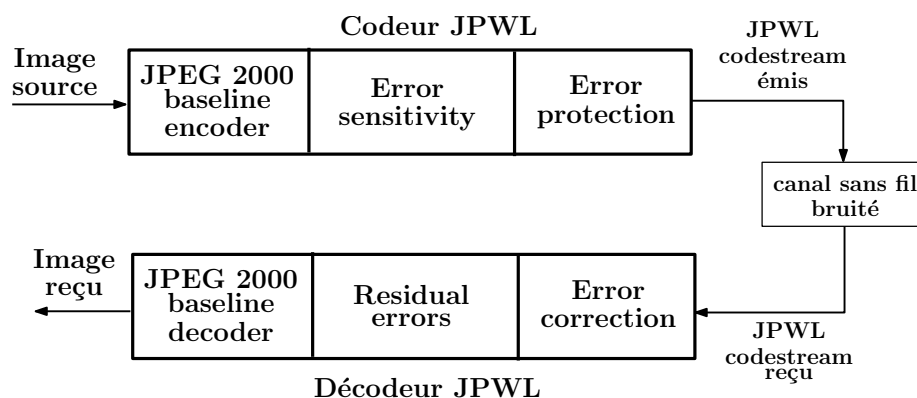


Figure 1.2: Principe de la norme JPWL [1]

À l’émission, le codeur JPWL intègre un encodeur de ligne de base JPEG 2000 (JPEG 2000 baseline encoder) permettant de compresser l’image source, un générateur de la description des sensibilités d’erreur (Error sensitivity) et un processeur appliquant l’outil de protection d’erreur (Error protection).

La sortie du codeur JPWL est un codestream JPWL hiérarchisé en plusieurs couches de qualité et robuste aux éventuelles erreurs du canal sans-fil. À la réception, le décodeur JPWL intègre un processeur pour corriger les erreurs (Error correction), un générateur de la description des erreurs résiduelles (Residual errors) et un décodeur de ligne de base JPEG 2000 (JPEG 2000 baseline decoder) [1].

### 1.3.2 Codeur de canal

Le codage de canal vise à la protection de l'information compressée issue du codeur de source contre les perturbations du canal de transmission. En effet, la suppression de la redondance par le codeur de source rend l'information source très sensible aux erreurs de transmission. Le rôle du codage de canal consiste alors à augmenter la fiabilité de transmission en introduisant de manière contrôlée de la redondance dans le message compressé. Ainsi, il y a antagonisme entre codeur de source et codage de canal, l'objectif du premier étant de réduire la redondance du message source pour augmenter le débit utile, celui du deuxième étant d'ajouter de la redondance dans le but de protéger l'information contre les erreurs de transmission. Par conséquent, la redondance introduite par le codeur de canal doit permettre de protéger les données tout en assurant le débit utile, c'est-à-dire sans toutefois sacrifier la transmission de l'information utile.

La stratégie de codage de canal la plus connue au niveau de la couche physique des systèmes de transmission sans-fil est la stratégie basée sur les CCEs. En effet, une telle stratégie permet de détecter et de corriger certaines erreurs de transmission. Il est caractérisé par son rendement  $R$  qui est défini comme étant le rapport entre la taille du bloc d'information utile notée  $K$  et la taille du bloc d'information contenant la redondance notée  $N$ , tel que :

$$R = \frac{K}{N}, \text{ avec } K < N \quad (1.1)$$

La capacité de correction du CCE augmente avec la taille de la redondance introduite. En revanche, plus la redondance est importante et plus le rendement diminue. On distingue plusieurs catégories de CCE comme les codes en blocs linéaires [14], les codes convolutifs [15] ou encore les Turbo-codes [16].

### 1.3.3 Les modulations numériques

La modulation est l'opération qui consiste à adapter le signal issu du codage canal au support de transmission. Le signal issu de la modulation numérique est appelé signal modulé et s'obtient en faisant varier un ou plusieurs paramètres (amplitude, phase, fréquence) d'une onde porteuse en fonction du signal à transmettre (signal modulant). L'onde porteuse de type sinusoïdale peut être représentée sous la forme générale suivante :

$$s(t) = A \times \cos(\omega_c t + \phi) \quad (1.2)$$

Dans cette expression, les paramètres modifiables sont les suivants :

- L'amplitude de l'onde notée  $A$
- La fréquence porteuse  $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$
- La phase de l'onde  $\phi$

Dans un alphabet de type  $M$ -aire contenant  $M = 2^n$  valeurs possibles, un seul changement de paramètre de l'onde porteuse peut ainsi être associé à un symbole de l'alphabet, donc à un mot binaire de longueur  $n$ . Supposons que la période de génération des éléments binaires soit de durée  $T_b$ , correspondant à un débit binaire  $D_b = \frac{1}{T_b}$ , alors la période d'un symbole de type  $M$ -aire est définie par

$T_s = nT_b$ . La rapidité de modulation  $R = \frac{1}{T_s} = \frac{D_b}{\log_2 M}$  s'exprime en bauds et correspond au nombre de changements d'un ou de plusieurs paramètres de l'onde porteuse par seconde et simultanément.

On distingue plusieurs types de modulations numériques classiques comme la modulation à déplacement d'amplitude (MDA) ou ASK <sup>1</sup>, la modulation à déplacement de fréquence (MDF) ou FSK <sup>2</sup>, la modulation à déplacement de phase (MDP) ou PSK <sup>3</sup> et la modulation d'amplitude en quadrature (MAQ) ou Quadrature Amplitude Modulation (QAM).

### 1.3.4 Les modulations d'amplitude en quadrature (QAM)

Dans le cadre de nos travaux, nous utiliserons la Modulation QAM car elle offre un rapport entre l'efficacité énergétique et l'efficacité spectrale beaucoup plus importante que les modulations MDA, MDF et MDP [17]. Elle consiste à moduler l'onde porteuse en modifiant simultanément son amplitude et sa phase. Le signal modulé  $m(t)$  est obtenu par la somme de deux porteuses en quadrature tel que :

$$m(t) = a(t)\cos(w_c t + \phi) - b(t)\sin(w_c t + \phi) \quad (1.3)$$

où  $\phi$  est la phase de référence et les signaux  $a(t)$  et  $b(t)$  ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k h(t - kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k h(t - kT) \quad (1.4)$$

où  $h(t)$  est un filtre de mise en forme des impulsions. Par exemple une fenêtre rectangulaire telle que :

$$h(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t \in [0, T] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.5)$$

Les suites  $\{a_k\}$  et  $\{b_k\}$  sont issues d'un alphabet de type M-aire et chaque état de la modulation QAM est représenté par un couple  $(a_k, b_k)$ , ou ce qui revient au même, par un symbole complexe  $c_k = a_k + jb_k$ . Le symbole complexe  $c_k$  représente donc un mot de  $2n$  bits et la modulation M-QAM comporte une constellation de  $Q = 2^{2n}$  points répartis sur le plan complexe, on parle de modulation Q-QAM. La seule contrainte que nous considérons est que la puissance moyenne de l'ensemble des éléments de la constellation doit être unitaire, c'est-à-dire [5] :

$$E[|c_k|^2] = \frac{1}{Q} \sum_{i=1}^Q |c_i|^2 = 1 \quad (1.6)$$

où  $E[.]$  représente l'espérance mathématique.

L'ensemble des symboles complexes  $\{c_k\}$  avec une puissance moyenne unitaire forme une constellation QAM à contour carré dont les points sont uniformément répartis dans le plan complexe. Pour obtenir une puissance unitaire, la distance  $d$  séparant deux points de la constellation est définie par [18] :

$$d = 2\sqrt{\beta_Q} \quad \text{avec} \quad \beta_Q = \frac{3}{2(Q-1)} \quad (1.7)$$

Dans les réseaux sans-fil actuels, on distingue les modulations 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM où un symbole complexe de la constellation représente respectivement un mot de 2 bits, 4 bits, 6 bits et 8 bits. La figure (1.3) représente un exemple de constellation de la modulation 16-QAM.

<sup>1</sup>Amplitude-Shift Keying

<sup>2</sup>Frequency-Shift Keying

<sup>3</sup>Phase-Shift Keying

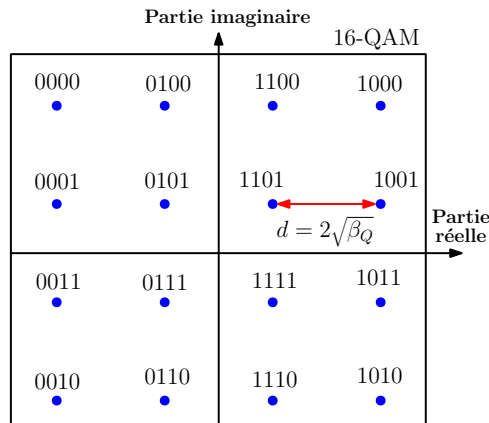


Figure 1.3: Exemple de constellation de la modulation 16-QAM

## 1.4 Traitement analogique

À la sortie des blocs précédents, les signaux en bande de base ont une énergie très faible, concentrée autour des basses fréquences. Par conséquent, l'adaptation de la bande utile du signal à la bande passante du canal de transmission est nécessaire. C'est à ce niveau qu'intervient la partie analogique RF qu'on appelle aussi partie Front-End.

Les traitements analogiques effectués dans cette partie ont donc pour rôle de créer un signal physique qui pourra se propager à travers le canal de transmission autour d'une fréquence porteuse ou centrale. Comme le montre la figure (1.1), les opérations de base effectuées pour atteindre cet objectif sont :

### 1. La Conversion Numérique Analogique (CNA) à l'émission

Elle constitue la première étape du traitement analogique. L'objectif est de convertir le signal numérique en un signal analogique continu. La plupart des CNA sont disponibles sous forme de circuits intégrés.

### 2. La mise sur porteuse ou transposition en fréquence

C'est une opération fondamentale en transmissions numériques. Elle consiste à translater le spectre du signal provenant de la partie numérique autour d'une fréquence  $f_{RF}$  plus élevée afin de le transmettre par voie radio. Comme le montre la figure(1.1), la réalisation de cette opération peut faire appel à un oscillateur local (OL) qui permet de fixer la valeur de  $f_{RF}$ , à un dispositif non-linéaire appelé mélangeur permettant d'effectuer la translation et à un système de filtrage pour éliminer les fréquences indésirables. La figure (1.4) présente un exemple de spectre d'un signal comportant deux raies fréquentielles avant et après la transposition en fréquence, où  $\Delta f$  représente la largeur de bande passante utile allouée pour la communication.

### 3. L'amplification de puissance

Après l'étape de transposition en fréquence, il est utilisé en fin de la partie RF pour augmenter le niveau de puissance du signal à émettre, sans idéalement modifier son contenu. Le but est de compenser les pertes liées au canal de transmission afin de garantir une meilleure qualité de transmission. Une étude plus détaillée de l'amplification sera présentée dans la section 1.9.

En dehors du Convertisseur Numérique-Analogique (CNA), la partie RF est consacrée au traitement des signaux analogiques hautes fréquences. La partie numérique quant à elle traite des signaux numériques basses fréquences, centrés autour de la fréquence nulle. La bande de fréquence RF s'étend de quelques centaines de kHz (kilohertz) à quelques GHz (gigahertz) selon le canal de transmission alloué pour la transmission. La conception de la partie RF reste délicate car son implémentation fait appel

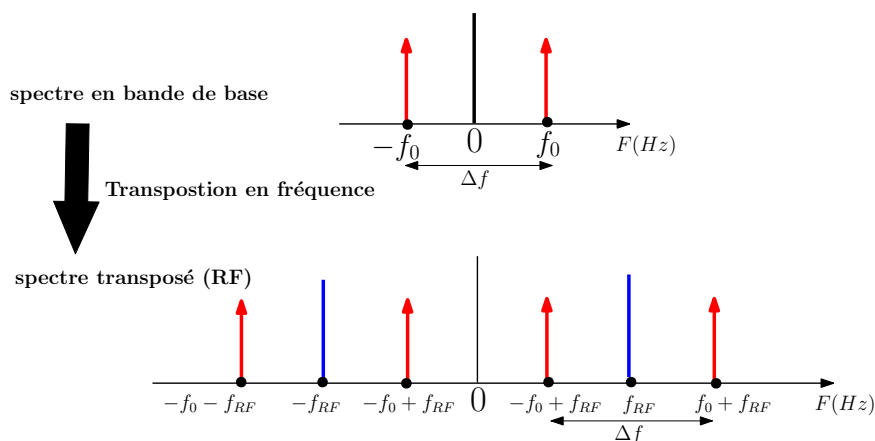


Figure 1.4: Exemple de transposition en fréquence autour de la fréquence  $f_{RF}$

à des composants électroniques ayant un comportement non-linéaire (mélangeur, oscillateur, amplificateur) et donc, elle exige le plus souvent des compromis entre des contraintes plus ou moins antagonistes telles que le bruit, la puissance, la consommation, le gain, ou les distorsions non-linéaires.

## 1.5 Le canal de transmission

La transmission d'une information entre un émetteur et un récepteur s'effectue sur un support physique comme l'espace libre, la fibre optique ou les câbles coaxiaux. Dans le cas des réseaux sans-fil en particulier, les signaux se propagent en espace libre sous-forme d'ondes électromagnétiques entre l'émetteur et le récepteur. Le support physique de propagation de ces ondes, associé à aux antennes d'émission et de réception, est désigné sous le nom de canal de transmission ou canal radio. En général, les antennes et certains organes de la chaîne sont englobés dans un modèle de canal de transmission dont les caractéristiques dépendent de la nature du milieu dans lequel sont placés l'émetteur et le récepteur, de la distance entre ces derniers, des perturbations issues du milieu de propagation ou des équipements électroniques et des interférences provenant d'autres utilisateurs du milieu de propagation ou de brouilleurs [19]. L'ensemble de ces phénomènes contribue à la dégradation de la qualité du signal lors de la transmission et doit par conséquent être pris en compte lors de l'élaboration d'une stratégie de transmission.

Dans cette section, nous allons détailler les différents phénomènes liés au canal de transmission ainsi que les modèles les plus couramment utilisés pour décrire son comportement.

### 1.5.1 Phénomènes liés à la propagation en environnement réel

En général, la transmission de l'information sur le canal radio dans les réseaux sans-fil s'effectue soit en liaison descendante ou "downlink" (de l'émetteur vers le récepteur), soit en liaison montante ou "uplink" (du récepteur vers l'émetteur). Dans la suite, nous considérons par défaut la liaison descendante. Les principaux phénomènes qui se produisent lors des transmissions sur le canal radio sont donnés ci-dessous:

#### 1. Le bruit radioélectrique

Le bruit est un phénomène inhérent aux transmissions sans-fil et constitue l'élément perturbateur majeur des communications numériques [20]. En effet, lors de la transmission, certains signaux peuvent se superposer au signal initial émis par l'émetteur. Ces signaux, ne transportent aucune information utile et sont qualifiés de bruit radioélectrique car ils perturbent le décodage du signal initial. Les sources à l'origine de ce bruit sont à la fois internes au système de transmission (bruit thermique des composants électroniques par exemple) et externes (interférences, brouillage,



etc.). Dans les communications numériques, ce bruit est caractérisé par une puissance et permet d'introduire un paramètre de référence pour l'évaluation de la qualité du canal de transmission: le Rapport Signal à Bruit (RSB) ou Signal to Noise Ratio (SNR). La puissance du bruit est une valeur indépendante de l'émetteur et du récepteur. Il est donc nécessaire d'attribuer un modèle statistique au bruit. Le modèle le plus utilisé dans la littérature est de considérer un Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG) ou Additive White Gaussian Noise (AWGN). Ainsi, le signal reçu  $r(t)$  à l'instant  $t$  s'écrit:

$$r(t) = x(t) + n(t) \quad (1.8)$$

où  $x(t)$  est le signal initial et  $n(t)$  représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle et de variance  $\sigma_n^2$ . La densité de probabilité conditionnelle est donnée par l'expression [17]:

$$P(r|x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} e^{-\frac{(r-x)^2}{2\sigma_n^2}} \quad (1.9)$$

## 2. Les atténuations du canal

Outre le bruit ajouté, le canal de transmission atténue la puissance du signal émis : c'est le phénomène d'atténuation ou d'évanouissement. Ainsi, les transmissions sans-fil ont besoin d'un modèle de canal plus élaboré prenant en compte plusieurs éléments comme la distance ou la présence d'obstacles (bâtiments, objets métalliques, voitures, montagnes, etc.) entre l'émetteur et le récepteur, ou encore le mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur. On distingue trois principaux types d'évanouissements qui sont :

- **Les évanouissements à grande échelle** : ils dépendent principalement de la distance entre l'émetteur et le récepteur et se manifestent par un affaiblissement de la puissance du signal émis sur des distances de l'ordre de la centaine de longueur d'onde. La puissance reçue s'exprime alors en fonction de l'inverse du carré de la distance comme suit [5] :

$$P_r = P_e \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_e G_r \quad (1.10)$$

où  $P_r$  et  $P_e$  dénotent respectivement la puissance reçue et la puissance émise.  $\lambda$  représente la longueur d'onde de la fréquence porteuse,  $d$  est la distance entre l'émetteur et le récepteur,  $G_r$  et  $G_e$  sont respectivement les gains d'antennes de réception et d'émission.

- **Les évanouissements à moyenne échelle** : ils influent sur la distribution de la puissance moyenne reçue et sont dus principalement à la présence d'obstacles sur la trajectoire de l'onde. Ces évanouissements apparaissent sur des distances de l'ordre de la dizaine de longueur d'onde  $\lambda$
- **Les évanouissements à petite échelle** : ils se présentent sous forme de fluctuations du signal sur des faibles distances de l'ordre de la longueur d'onde.

## 3. Les multi-trajets

Le phénomène de multi-trajets apparaît lorsque l'onde transmise entre en interaction avec les diffuseurs (bâtiments, obstacles, voitures, etc.) situés sur sa trajectoire. La figure (1.5) illustre un exemple de phénomène de multi-trajets en milieu urbain.

On distingue différentes interactions à savoir : la réflexion, la diffraction et la dispersion [19]. Ainsi, à la réception, le signal reçu est la superposition d'un nombre important d'échos du signal émis provenant de plusieurs directions. Chaque écho est caractérisé par sa trajectoire, son temps de parcours et son atténuation propre.

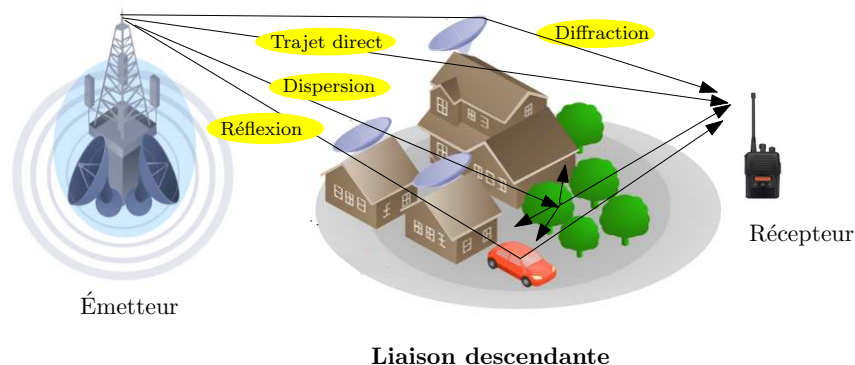


Figure 1.5: Exemple de scénario typique de transmission par ondes radio

Un canal multi-trajets est généralement caractérisé par sa Réponse Impulsionnelle (RI) donnée par la relation suivante [19] [5] :

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^{N_t} a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (1.11)$$

où  $\delta$  est l'impulsion de Dirac,  $N_t$  est le nombre de trajets,  $\tau_i$  et  $a_i$  représentent respectivement le retard et le gain complexe associés au trajet  $i$ .

#### 4. L'effet Doppler

En environnement radio-mobile, l'effet Doppler est un phénomène essentiellement lié au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur. Lorsque le récepteur ou l'émetteur sont en mouvement à une vitesse radiale constante, le signal reçu est sujet à un décalage fréquentiel, appelé effet Doppler, proportionnel à cette vitesse et à la fréquence porteuse. Cette dispersion fréquentielle, due à la variation de la réponse impulsionnelle (RI) du canal en fonction du temps se traduit par une augmentation de la bande de fréquence occupée par le signal ( $B_c$ ). Ceci implique lors de la conception d'un système de transmission, de trouver un compromis entre le temps de cohérence du canal ( $T_c \simeq \frac{1}{B_c}$ ), durant lequel les variations de la RI restent négligeables et la période d'un symbole ( $T_s$ ) tel que  $T_s \ll T_c$  [17].

### 1.5.2 Modélisation du canal de transmission sans-fil

La réalisation et l'implémentation d'un système de communication, de façon optimale, nécessitent une parfaite connaissance de tous ses éléments constitutifs, en particulier le canal de transmission. Ainsi, pour réaliser des simulations du système complet, on a recouru à la modélisation du canal de transmission afin de reproduire son comportement de la façon la plus réaliste possible, tout en tenant compte des contraintes de complexité et de temps de simulation. Par conséquent, il n'existe pas un seul modèle de canal pour un environnement de propagation donné, mais une multitude de modèles possibles en fonction des phénomènes que l'on souhaite reproduire en simulation.

On peut classifier ces modèles en deux grandes familles : les modèles stochastiques ou statistiques qui permettent de décrire les phénomènes et les variations du canal par des variables aléatoires et les modèles déterministes qui permettent une description des différents phénomènes du canal dans un environnement particulier [21]. Dans cette section, nous nous limiterons uniquement aux modèles de référence régulièrement utilisés dans la littérature et aux modèles déterministes considérés dans le cadre de nos travaux bien qu'il existe de nombreux modèles dans la littérature (voir par exemple [18] et [22]).

### 1.5.2.1 Les modèles statistiques

Ces modèles sont basés sur des lois statistiques permettant de modéliser de manière simple le comportement du canal de transmission. Ils sont souvent utilisés pour l'étude des variations du canal à petite échelle associées aux multi-trajets. Ils présentent l'avantage d'être moins complexes en calcul. Dans ce paragraphe, nous présenterons les deux modèles classiques les plus utilisés dans la littérature, à savoir celui de Rayleigh et de Rice.

#### 1. Le modèle de Rayleigh

La distribution de Rayleigh permet de modéliser les fluctuations d'amplitude du signal reçu à petite échelle [23]. Si le signal complexe reçu  $r(t)$  est constitué d'un grand nombre de trajets indirects (NLOS <sup>1</sup>) ayant des amplitudes et phases aléatoires, indépendantes et uniformément distribuées, alors l'amplitude de ce signal ( $\rho(t) = |r(t)|$ ) suit un processus aléatoire avec une distribution de Rayleigh dont la densité de probabilité est :

$$P(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma^2}\right), \quad \rho \geq 0 \quad (1.12)$$

où  $\sigma^2$  représente la variance du signal reçu.

Le modèle de Rayleigh constitue en général le modèle de canal standard pour l'étude des transmissions numériques [24].

#### 2. Le modèle de Rice

La loi de Rice permet de modéliser les fluctuations d'amplitude du signal reçu à petite échelle lorsque le canal de propagation est constitué de plusieurs trajets indirects et d'un trajet prédominant (par exemple le trajet direct ou LOS <sup>2</sup>) [22]. Dans ce cas, l'amplitude du signal reçu suit un processus aléatoire avec une distribution de Rice dont la densité de probabilité est donnée par l'équation suivante :

$$P(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\rho^2 + \mu^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\rho\mu}{\sigma^2}\right), \quad \rho \geq 0 \quad (1.13)$$

où  $\sigma^2$  représente la variance du signal reçu,  $\mu$  représente l'amplitude crête du trajet dominant et  $I_0(\cdot)$  est la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre zéro.

Le modèle de Rice peut également varier en fonction d'un paramètre noté  $K$ , appelé facteur de Rice. Ce paramètre représente le rapport entre la puissance moyenne efficace du trajet prédominant et celle des trajets indirects tel que :

$$K = \frac{\mu^2}{2\sigma^2} \quad (1.14)$$

- $K = 0$  correspond à une distribution de Rayleigh (pas de trajet prédominant);
- $K = \infty$  correspond à une transmission en visibilité directe (trajet unique).

Il existe d'autres modèles statistiques utilisés dans la littérature comme par exemple le modèle de Weibull, le modèle de Nakagami et le modèle Log-normal [24].

<sup>1</sup>Non Line Of Sight

<sup>2</sup>Line of Sight

### 1.5.2.2 Les modèles déterministes

Ces modèles sont en général plus précis que les modèles statistiques dans un environnement donné. Les modèles les plus connus permettant de modéliser de manière très fine les interactions électromagnétiques dans un environnement de transmission donné sont les modèles à rayons. Ces modèles entrent dans la famille des modèles utilisant une approche asymptotique en fréquence et s'appuient sur les caractéristiques des ondes électromagnétiques. Ils peuvent être classés en deux principales familles, à savoir l'Optique Géométrique (OG) et la Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD) [25] qui assimilent l'onde électromagnétique à des rayons. Dans chacune de ces deux familles, les principales interactions telles que la réflexion, la diffraction et la réfraction sont considérées [24]. Deux modèles sont directement issus de ces méthodes :

#### 1. Le modèle à lancer de rayons

Le principe consiste à inonder l'environnement de transmission par des rayons et à déterminer grâce à un algorithme les différentes interactions électromagnétiques entre chaque rayon et les diffuseurs (bâtiments, objets métalliques, etc.) présents dans l'environnement de transmission. Pour l'ensemble des rayons à proximité du récepteur, la mise en oeuvre de l'algorithme prend en compte la géométrie et les propriétés électriques des matériaux rencontrés [26]. Les performances de cette modélisation dépendent du nombre de rayons à lancer et du pas angulaire choisi pour la discrétisation de l'espace [5].

#### 2. Le modèle à tracé de rayons

Un autre modèle à rayons est le modèle à tracé de rayons, souvent appelé méthode inverse [27]. Ce modèle détermine sans aucune approximation les rayons qui peuvent se propager d'un émetteur vers un récepteur. La recherche de rayons se fait par la méthode des images qui consiste à commencer la recherche à partir du récepteur pour atteindre l'émetteur. L'atténuation de chaque trajet reçu est déterminée en prenant en compte l'ensemble des propriétés électriques des matériaux rencontrés et l'atténuation liée à la propagation de l'onde en espace libre. Ce modèle est plus précis que le modèle à lancer de rayons. Cependant, les résultats sont valables uniquement pour une configuration d'émetteur-récepteur donnée, ce qui impose autant de simulations que de configurations envisagées [5].

## 1.6 Notion de diversité

La diversité est une notion très utilisée dans les systèmes de communication numérique pour combattre les évanouissements inhérents au canal radio. En exploitant la diversité, une information peut être transmise sur diverses liaisons ayant des évanouissements indépendants. Dans ce contexte, il est probable qu'une des liaisons subisse de plus faibles atténuations, permettant ainsi d'améliorer de robustesse de la liaison. La diversité permet également d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes de transmission radio. Les trois formes de diversité, traditionnellement exploitées en communication numérique, sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale [28].

### 1.6.1 La diversité temporelle

Le canal radio évolue au cours du temps en subissant des évanouissements temporels (canaux sélectifs en temps). Le principe de la diversité temporelle consiste à transmettre plusieurs répliques du signal  $x(t)$  dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence  $T_c$  du canal (temps pendant lequel le canal est considéré comme étant stationnaire) comme le montre la figure (1.6). Le principal inconvénient de cette technique est la réduction du débit utile et le retard introduit par la diversité.

La diversité temporelle est généralement implémentée par des techniques telles que l'entrelacement ou l'introduction de la redondance par l'intermédiaire de CCE[5].

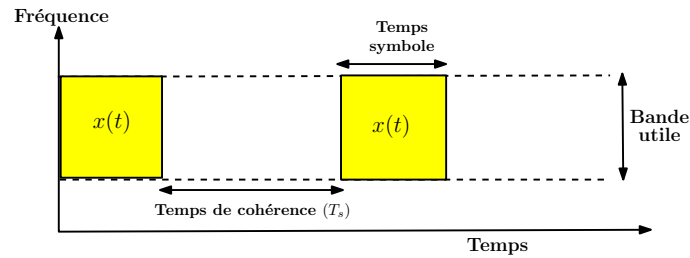


Figure 1.6: Principe de la diversité temporelle

### 1.6.2 La diversité fréquentielle

La sélectivité fréquentielle du canal radio provient du phénomène de multi-trajets (retard et atténuation des répliques du signal) qui fait interagir des ondes constructives ou destructives entre elles. On introduit alors la diversité fréquentielle pour combattre les évanouissements sélectifs en fréquence du canal. Le principe consiste à émettre le même signal  $x(t)$  sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est au moins égal à la bande de cohérence du canal (bande passante  $B_c$  pour laquelle le canal est considéré comme stationnaire). La figure (1.7) illustre le principe de la diversité fréquentielle.

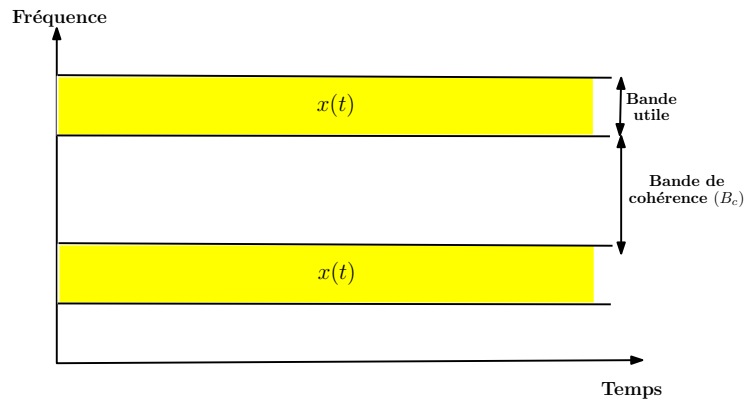


Figure 1.7: Principe de la diversité fréquentielle

La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation des modulations multi-porteuses comme la modulation OFDM[29] que nous allons présenter de façon détaillée dans la section (1.7) de ce chapitre. Les techniques d'étalement de spectre [30] et de saut de fréquence[31] peuvent aussi être exploitées.

### 1.6.3 La diversité spatiale

La diversité spatiale ou d'antenne consiste à émettre ou recevoir l'information sur plusieurs antennes. La tendance actuelle dans les réseaux sans-fil est d'associer plusieurs antennes à la fois à l'émission et à la réception, formant ainsi des systèmes multi-antennes plus connus sous le nom de systèmes MIMO<sup>1</sup> [32]. La figure (1.8) illustre le principe des systèmes MIMO.

Chaque antenne réceptrice reçoit la somme des signaux émis sur les différentes antennes émettrices. L'exploitation efficace de la diversité spatiale passe par une disposition optimale des antennes dans l'espace permettant de garantir des évanouissements indépendants sur les différentes trajectoires des signaux émis. On introduit ainsi la notion de distance de cohérence ( $D_c$ ), qui correspond à la séparation minimale entre deux antennes en-dessous de laquelle les signaux émis et/ou reçus sont fortement corrélés. La richesse de la diversité spatiale dépend de cette distance, car le système MIMO n'apportera aucun avantage si les antennes sont disposées de manière à fournir le même écho sur chaque antenne

<sup>1</sup>Multiple-Input Multiple-Output

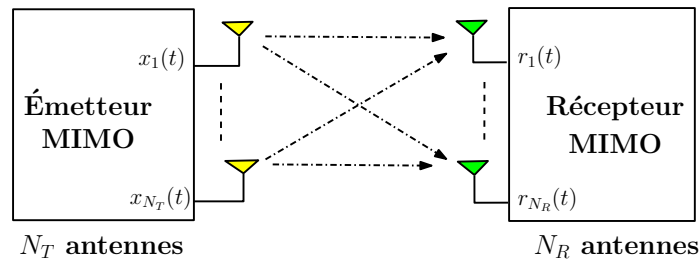


Figure 1.8: Principe de la diversité spatiale

réceptrice (forte corrélation entre les trajectoires). Des mesures empiriques ont montré que cette distance dépend de la longueur d'onde  $\lambda$ . Des distances de cohérence minimale de  $10\lambda$  à l'émission et  $0.4\lambda$  à la réception suffisent à décorréler suffisamment les trajectoires [32] [33]. On diminue ainsi la probabilité qu'un évanouissement apparaisse simultanément ou sur la même bande de fréquence pour les différentes trajectoires. La diversité spatiale est aussi une technique très efficace pour augmenter la capacité des systèmes de communication, c'est-à-dire la quantité maximale d'informations qui peut être transmise sur un canal puis reçue avec une probabilité d'erreur négligeable [5] [32].

Les différentes techniques, permettant d'exploiter la diversité, peuvent être combinées afin d'atteindre de hauts degrés de robustesse. C'est le cas par exemple des systèmes MIMO-OFDM qui exploitent efficacement la diversité spatiale et de la diversité fréquentielle afin d'augmenter la robustesse des transmissions et la capacité des systèmes de communication. Dans le cadre de nos travaux, nous nous intéresserons à ces systèmes.

## 1.7 Techniques de transmission multi-porteuses

Dans un environnement propice au phénomène de multi-trajets, les techniques de modulations mono-porteuses (une seule fréquence porteuse) sont vulnérables à la sélectivité fréquentielle ou temporelle du canal et génèrent les Interférences Entre Symboles (IES). En effet, pour éviter l'IES, la période symbole (temps séparant la transmission de deux symboles consécutifs) doit être largement supérieure au plus long des retards, ce qui réduit le spectre utilisable. Pour compenser ces effets négatifs tout en augmentant le débit de transmission, les techniques de modulations multi-porteuses ont été introduites. Elles consistent à répartir le signal à transmettre sur un grand nombre de fréquences porteuses (sous-porteuses) dans la bande du canal de transmission. Ainsi, sur un canal multi-trajets où certaines fréquences sont atténuées, le système sera toujours capable de récupérer le signal perdu sur d'autres sous-porteuses qui n'auront pas été affectées par le phénomène de multi-trajets [34]. Dans cette section, nous présenterons les modulations multi-porteuses et en particulier la modulation OFDM qui est utilisée dans plusieurs normes de télécommunication : Long-Term Evolution (LTE), Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX), Wireless Local Area Network (WLAN) IEEE 802.11a/g/n [35], etc.

### 1.7.1 Principe de la modulation OFDM

Contrairement à la modulation mono-porteuse qui consiste à transmettre les données en série sur toute la bande de fréquence disponible, le principe de la modulation OFDM est de répartir les données numériques sur un nombre prédéfini de sous-porteuses ayant toutes la même largeur de bande et orthogonales entre-elles. Les données sont alors transmises en parallèle sur des sous-porteuses situées dans la bande utile. La condition d'orthogonalité permet d'éviter que les sous-porteuses se perturbent mutuellement à cause des interférences.

Les données sont regroupées par symboles. Un symbole OFDM est une séquence de  $N$  symboles numériques répartis sur  $N$  sous-porteuses orthogonales. Soit  $\{f_k\}$  l'ensemble des  $N$  sous-porteuses

considérées pour la modulation OFDM tel que [36] :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}, \quad 0 \leq k \leq N - 1 \quad (1.15)$$

où  $T_s$  représente la durée d'un symbole OFDM.

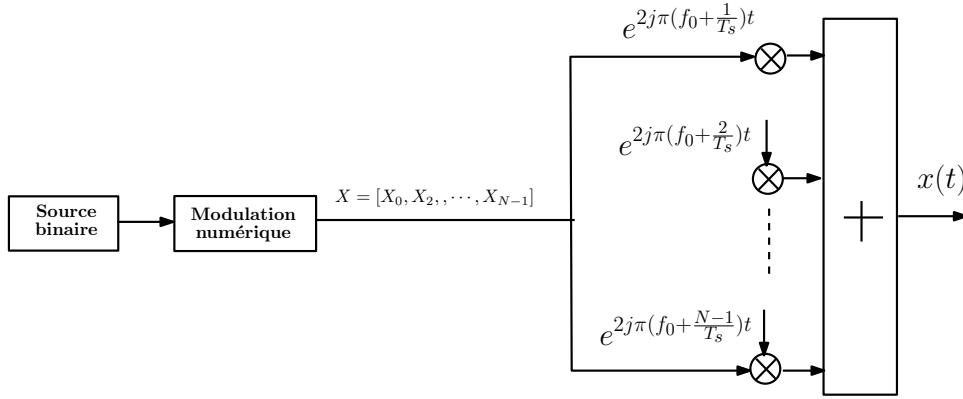


Figure 1.9: Principe de la modulation OFDM

La figure (1.9) illustre le principe de la modulation OFDM. Sur cette figure, les données à transmettre sur les  $N$  sous-porteuses sont regroupées par séquence de  $N$  symboles avant d'effectuer la modulation OFDM.

En effet, soit  $X = [X_0, \dots, X_k, \dots, X_{N-1}]$  une séquence de  $N$  symboles complexes à transmettre. Chaque symbole  $X_k$  est un nombre complexe généralement obtenu à partir d'une modulation numérique, par exemple de type QAM. Le  $k^{\text{ième}}$  symbole  $X_k$  module la  $k^{\text{ième}}$  sous-porteuse  $f_k$ . L'enveloppe complexe du signal  $x(t)$ , correspondant à l'ensemble des  $N$  symboles ré-assemblés, est la représentation temporelle du signal OFDM tel que :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{2j\pi f_k t}, \quad 0 \leq t < T_s \quad (1.16)$$

La figure (1.10) représente un exemple de spectre d'un symbole OFDM lorsque  $N = 4$ . Les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquences consécutives est de  $\Delta f = \frac{1}{T_s}$ . Chaque sous-porteuse  $f_k$  est modulée par un symbole numérique (QAM) pendant une période correspondant à une fenêtre rectangulaire de durée  $T_s$ , de telle sorte que son spectre soit un sinus cardinal, fonction qui s'annule tous les multiples de  $\Delta f$ . Ainsi, lorsque l'échantillonnage de la  $k^{\text{ième}}$  sous-porteuse est réalisé à la fréquence  $f_k$ , le maximum d'amplitude est obtenu sans interférence avec les autres sous-porteuses. Cette condition d'orthogonalité permet de garantir une occupation spectrale optimale et de simplifier les processus d'égalisation du canal radio [35].

## 1.7.2 Implémentation numérique de la modulation OFDM

Le signal  $x(t)$  représenté à l'équation (1.16) est un signal continu dans le temps. L'implémentation numérique de la modulation OFDM consiste à discrétiser le signal  $x(t)$  afin d'effectuer les traitements numériques nécessaires. Dans l'intervalle de temps  $[0, T_s]$ , on considère la période d'échantillonnage  $T_e$  tel que  $T_s = NT_e$ , ainsi, l'écart fréquentiel  $\Delta f = \frac{1}{NT_e}$  et  $f_k = k\Delta f = \frac{k}{NT_e}$ . En discrétisant ce signal aux instants  $nT_e$  et en le ramenant en bande de base, on obtient ses échantillons  $x_n$  par la relation suivante :

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{2j\pi n \frac{k}{N}}, \quad 0 \leq n < N \quad (1.17)$$

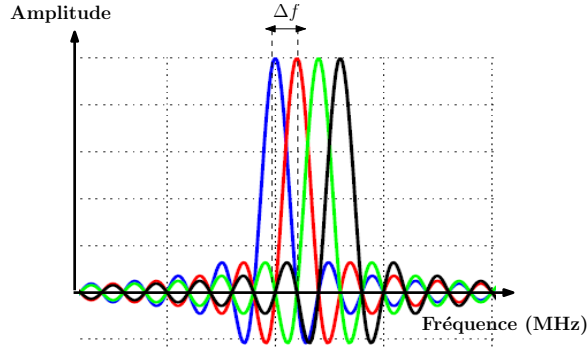


Figure 1.10: Orthogonalité entre les sous-porteuses

où  $X_k$  représente un symbole complexe issu de la modulation numérique et  $N$  représente le nombre de sous-porteuses.

L'équation (1.17) montre que les échantillons  $\{x_n\}$  sont obtenus par la Transformée de Fourier Inverse Discrète (TFID) des symboles  $\{X_k\}$ . À noter que le symbole OFDM ( $x = [x_0, \dots, x_{N-1}]$ ) est périodique, de période fondamentale  $N$ , c'est-à-dire que  $x_{n+N} = x_n, \forall n \in [0, \dots, N - 1]$ .

En choisissant le nombre de sous-porteuses  $N$  comme une puissance de 2, c'est-à-dire  $N = 2^m$ , on peut réaliser cette transformée de Fourier à l'aide de l'algorithme Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) [36]. La figure (1.11) illustre l'architecture simplifiée d'un modulateur OFDM numérique.

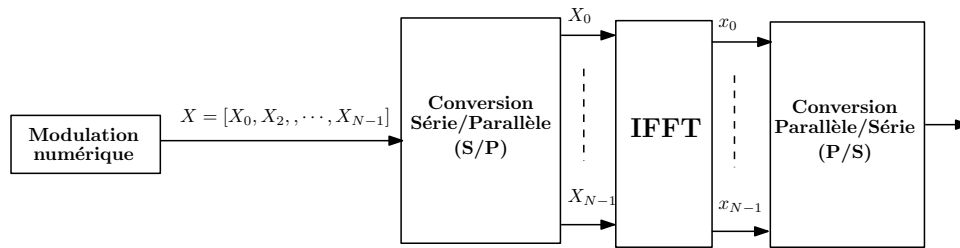


Figure 1.11: Architecture simplifiée d'un modulateur OFDM

En réception, la démodulation OFDM est réalisée à l'aide de l'algorithme FFT (Fast Fourier Transform). Les composantes fréquentielles du symbole démodulé  $X = [X_0, \dots, X_{N-1}]$  s'obtiennent par la relation suivante :

$$X_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-2j\pi n \frac{k}{N}}, \quad 0 \leq k < N \quad (1.18)$$

où  $x_n$  sont les échantillons du symbole OFDM initial et  $N$  représente le nombre de sous-porteuses

### 1.7.3 Puissance d'un signal OFDM et Théorème de Parseval

#### 1. Définition de la puissance moyenne d'un signal OFDM

Le signal OFDM  $x(t)$  dans les circuits électroniques peut être sous forme d'une tension  $v(t)$  ou d'un courant  $i(t)$ . La puissance instantanée dissipée dans une résistance  $R$  est définie par [37] :

$$P(t) = \frac{v^2(t)}{R} \quad (1.19)$$

ou de façon équivalente :

$$P(t) = Ri^2(t) \quad \text{car} \quad v(t) = Ri(t) \quad (1.20)$$



Si on suppose que la résistance à une valeur unitaire ( $1 \Omega$ ), alors les équations (1.19) et (1.20) sont équivalentes. On généralise cette hypothèse en théorie du signal: la puissance instantanée associée à un signal complexe  $x(t)$  est par définition donnée par [37] :

$$P(t) = |x(t)|^2 \quad (1.21)$$

Partant de cette définition, si le signal est périodique de période  $T$ , alors la puissance moyenne est définie par la relation suivante :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt \quad (1.22)$$

De même, la puissance moyenne d'un symbole OFDM discret périodique, de période fondamentale  $N$  est définie par [37] :

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^2 \quad (1.23)$$

où  $\{x_n\}_{n=0, \dots, N-1}$  représente les échantillons du symbole OFDM et  $N$  représente le nombre de sous-porteuses.

2. **Théorème de Parseval** Une propriété importante en théorie du signal est exprimée par l'égalité de Parseval qui s'exprime comme suit [37] :

$$\text{Si } x = \text{IFFT}(X), \quad \text{alors } \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |x_n|^2 = \sum_{k=0}^{N-1} |X_k|^2 = |X|^2 \quad (1.24)$$

où  $\{X_k\}$  sont les symboles issus de la modulation numérique dans le domaine fréquentiel et  $\{x_n\}$  sont les échantillons du symbole OFDM dans le domaine temporel.

La quantité  $|X|^2$  est appelée DSP du symbole OFDM. Cette égalité traduit le fait que lors de la transformée de Fourier du signal, il y a conservation de la puissance moyenne du signal OFDM.

#### 1.7.4 Intervalle de garde

L'OFDM est une technique de transmission par blocs (un symbole OFDM est composé de  $N$  symboles numériques). Ainsi, à cause de l'étalement temporel dû au phénomène de multi-trajets, les premières composantes d'un symbole OFDM courant peuvent interférer avec les dernières composantes des symboles OFDM précédents. Cela donne naissance au phénomène d'IES entre les symboles OFDM transmis successivement. Pour s'en affranchir, une astuce consiste à ajouter un intervalle de temps entre deux symboles OFDM consécutifs comme le montre la figure (1.12), d'une durée supérieure ou égale au temps d'arrivée du dernier trajet. Ainsi, les derniers échos du symbole OFDM précédent auront lieu dans cet intervalle dit Intervalle de Garde (IG) ou Guard Interval (GI), et le symbole OFDM courant ne sera plus perturbé par les symboles précédents. Bien que l'IG permette de réduire l'IES, il conduit naturellement à une perte de débit utile puisque aucune information utile n'est transmise pendant cet intervalle de temps, ce qui exige en pratique un compromis entre le nombre d'échantillons  $M$  du signal de l'IG et la perte de débit utile. Il existe deux principales méthodes permettant l'insertion de l'IG dans un système OFDM [38] :

- La méthode du Préfixe Cyclique (CP) : elle consiste à recopier les  $M$  derniers échantillons du symbole au début de celui-ci.
- La méthode du Bourrage de Zéros ou Zero-Padding (ZP) : elle consiste à insérer  $M$  zéros au début du symbole.

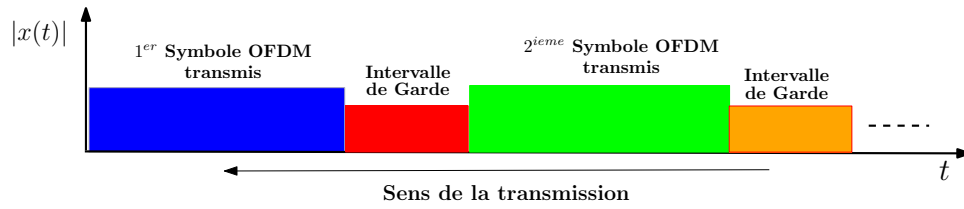


Figure 1.12: Intervalle de Garde

### 1.7.5 Caractéristiques de la dynamique des signaux OFDM

L'équation (1.16) montre que le signal OFDM est issu d'une somme de  $N$  sinusoïdes ou sous-porteuses modulées par des symboles complexes dont les amplitudes peuvent varier de façon aléatoire. Ainsi, l'enveloppe complexe du signal OFDM est une combinaison constructive ou destructive des différentes amplitudes fluctuantes sur l'ensemble des  $N$  sous-porteuses. Les signaux OFDM possèdent donc une forte dynamique d'amplitude, ce qui les rend vulnérable au comportement non-linéaire des circuits électroniques, notamment l'amplificateur de puissance. Dans cette section, nous présenterons les caractéristiques des signaux OFDM et nous définirons la notion de Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) pour la caractérisation de la dynamique d'amplitude de ces signaux.

#### 1.7.5.1 Distribution de l'enveloppe du signal OFDM

On peut étudier les caractéristiques d'un signal OFDM en traçant sa distribution ou densité d'amplitude comme le montre la figure (1.13) [36]. Cette figure illustre la densité d'amplitude d'un signal OFDM de puissance moyenne unitaire (signal normalisé) lorsque le nombre de sous-porteuses est fixé à  $N = 64$  et les symboles numériques sont issus de la modulation 16-QAM.

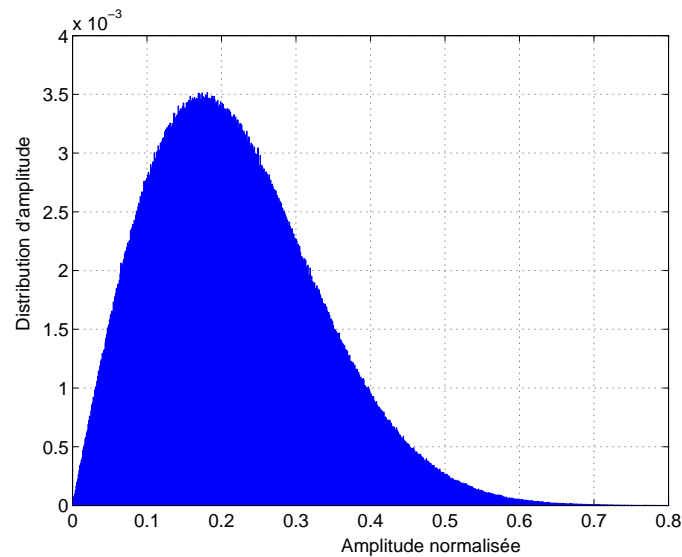


Figure 1.13: Distribution d'amplitude d'un signal OFDM normalisé

On peut observer visuellement une grande plage de distribution des amplitudes de ce signal, ce qui traduit une forte dynamique d'amplitude. Plusieurs facteurs influent la variation des amplitudes d'un signal OFDM, à savoir le nombre de sous-porteuses, le facteur de sur-échantillonnage, la modulation numérique et le filtrage [39] [32].

Généralement, les modulations numériques supposent que les éléments du vecteur  $X = [X_0, \dots, X_{N-1}]$  sont des variables aléatoires mutuellement indépendantes et identiquement distribuées de moyenne nulle et de variance  $\frac{1}{2}\sigma^2$ , tel que [40] :

- $E[X_i] = 0$

- $E [X_i X_q^*] = \begin{cases} \frac{1}{2}\sigma^2 & \text{si } i = q \\ 0 & \text{si } i \neq q \end{cases}$ , où  $\sigma^2$  est la variance du signal OFDM.

Ainsi, le signal OFDM  $x(t)$  peut s'écrire de la façon suivante[36] :

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} \text{Re}(X_k) \cos(2\pi f_k t) + j \sum_{k=0}^{N-1} \text{Im}(X_k) \sin(2\pi f_k t) \\ &= I(t) + jQ(t) \end{aligned} \quad (1.25)$$

où  $\text{Re}(X_k)$  et  $\text{Im}(X_k)$  représentent respectivement les parties réelle et imaginaire du symbole  $X_k$ .

En utilisant le Théorème de la Limite Centrale de Lyapunov [41], on démontre que lorsque  $N$  est suffisamment grand, la partie réelle  $I(t)$  et la partie imaginaire  $Q(t)$  sont mutuellement indépendantes et tendent vers une distribution Gaussienne de moyenne nulle et de variance  $\frac{1}{2}\sigma^2$  ( $\mathcal{N}(0, \frac{1}{2}\sigma^2)$ ). Par conséquent, l'amplitude du signal OFDM définie par  $\rho(t) = \sqrt{|I(t)|^2 + |Q(t)|^2}$  suit asymptotiquement une distribution de Rayleigh de paramètre  $\sigma^2$  [36] [42].

### 1.7.5.2 Peak to Average Power Ratio (PAPR)

Afin de quantifier la dynamique d'un signal OFDM, la métrique PAPR est communément utilisée dans la littérature. Elle est définie comme étant le rapport entre la puissance instantanée maximale ou puissance crête et la puissance moyenne du signal OFDM sur un intervalle de temps de durée  $T$ .

Le PAPR d'un signal OFDM peut être exprimé en  $dB$  par la relation suivante :

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{\max_{0 \leq t < T} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \right) \quad (1.26)$$

où  $\max_{0 \leq t < T} |x(t)|^2$  est la puissance crête et  $E[|x(t)|^2]$  est la puissance moyenne du signal.

Dans la littérature, certains auteurs utilisent le facteur de crête (CF<sup>1</sup>) pour caractériser la dynamique d'un signal OFDM tel que :

$$CF = \sqrt{PAPR} \quad (1.27)$$

Dans nos travaux, nous utiliserons le PAPR pour les signaux OFDM en bande de base comme métrique de référence car la plupart des techniques de réduction du PAPR que nous traiterons sont implémentées en bande de base. Il est à noter que le PAPR d'un signal transposé en RF est deux fois supérieur au PAPR du même signal en bande de base. En effet, la transposition en fréquence du signal OFDM correspond à une modulation à la fréquence  $f_c$  tel que [36] :

$$\begin{aligned} x_{rf}(t) &= \text{Re} \left[ x(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \\ &= I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (1.28)$$

où  $x_{rf}$  est le signal RF et  $x(t)$  est le signal en bande de base.

On montre que le signal modulé et son équivalent en bande de base ont la même puissance crête tel que [36] :

$$\max_{0 \leq t < T} |x_{rf}(t)|^2 \simeq \max_{0 \leq t < T} |x(t)|^2 \quad (1.29)$$

Pour une modulation numérique de type MAQ on a :

$$E[|x_{rf}(t)|^2] = \frac{1}{2} E[|I(t)|^2] + \frac{1}{2} E[|Q(t)|^2] = \frac{1}{2} E[|x(t)|^2] \quad (1.30)$$

D'après l'équation (1.30), on montre que [36] :

<sup>1</sup>Crest Factor

$$\begin{aligned} \frac{\max_{0 \leq t < T} |x_{rf}(t)|^2}{E[|x_{rf}(t)|^2]} &\simeq \frac{\max_{0 \leq t < T} |x(t)|^2}{\frac{1}{2}E[|x(t)|^2]} \\ &\simeq 2 \frac{\max_{0 \leq t < T} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \end{aligned} \quad (1.31)$$

Ainsi le PAPR en bande de base est lié au PAPR en RF ( $PAPR_{RF}$ ) par la relation suivante :

$$PAPR_{RF}(dB) \simeq PAPR + 3 \text{ dB} \quad (1.32)$$

Un PAPR élevé traduit un signal avec une puissance crête très grande devant la puissance moyenne. Autrement dit, le signal possède une grande dynamique avec la présence de plusieurs pics d'amplitude. Les signaux à fort PAPR sont vulnérables aux effets non-linéaires des dispositifs électroniques et en particulier de l'amplificateur de puissance. La réduction du PAPR dans les systèmes OFDM est largement abordée dans la littérature et constituera l'un des axes majeurs de nos travaux.

### 1.7.5.3 Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF)

La CCDF est aussi une métrique utilisée dans les systèmes OFDM afin de quantifier la dynamique des signaux et le gain de réduction du PAPR. Elle est définie comme la probabilité que le PAPR soit supérieur à un PAPR fixé, noté  $PAPR_0$  tel que [43] [36] :

$$CCDF = P_b(PAPR \geq PAPR_0) \quad (1.33)$$

où  $P_b$  représente la fonction de probabilité.

On représente généralement la courbe de la CCDF en fonction de  $PAPR_0$ . La figure (1.14) illustre des exemples de courbes de la CCDF pour différents nombres de sous-porteuses  $N$ .

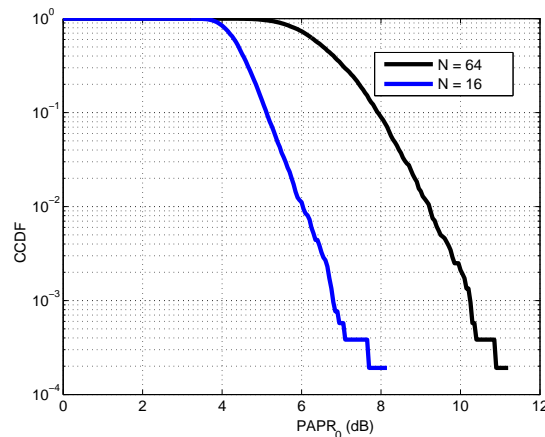


Figure 1.14: Exemple de courbes de CCDF pour une modulation 16-QAM

On peut tout d'abord observer sur cette figure que la CCDF augmente avec le nombre de sous-porteuses ( $N$ ). En effet, lorsque le nombre de sous-porteuses augmente, la dynamique du signal devient plus importante. Par conséquent, la probabilité que le PAPR soit supérieur à un PAPR fixé augmente. Ensuite, lorsque la valeur de  $PAPR_0$  augmente en abscisse, on constate que la CCDF diminue. En effet, lorsque la valeur de  $PAPR_0$  est importante, la probabilité d'avoir un PAPR supérieur à ce  $PAPR_0$  diminue. En général dans un système OFDM, on cherche à réduire la courbe de la CCDF pour une valeur de  $PAPR_0$  donnée, c'est-à-dire réduire la probabilité pour que le signal ait un PAPR supérieur à  $PAPR_0$ . Par conséquent, la bonne interprétation de la courbe de la CCDF dépend directement de la valeur de  $PAPR_0$ .

### 1.7.5.4 Les avantages et les limites de la modulation OFDM

Les avantages de la modulation OFDM sont nombreux et sont énumérés ci-dessous de manière non-exhaustive :

- Le premier avantage est le gain en efficacité spectrale en comparaison avec les modulations mono-porteuses. Ceci est dû au fait que la bande passante utile est divisée en plusieurs sous-bandes qui se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.
- L'OFDM permet également de simplifier l'égalisation du canal radio en réception et donc un décodage plus simple grâce à l'ajout de l'intervalle de garde.
- Les modulations multi-porteuses et l'OFDM en particulier sont robustes aux bruits impulsifs, puisque chaque sous-porteuse est affectée par un bruit totalement indépendant des autres sous-porteuses. Contrairement aux modulations mono-porteuses où le bruit peut entièrement affecter un certain nombre de symboles transmis en série. Avec la modulation OFDM, la perte d'un symbole due au bruit impulsif n'affecte pas les autres symboles.
- La modulation OFDM facilite l'estimation du canal radio. En effet, certaines sous-porteuses sont exclusivement réservées à l'envoi simultanée d'une séquence d'apprentissage et de pilotes pour l'estimation du canal.
- Enfin, la réalisation du modulateur OFDM est devenue très simple grâce à l'implémentation de l'algorithme IFFT.

Malgré ses nombreux avantages, la modulation OFDM possède néanmoins quelques inconvénients :

- Le premier et le plus important est le fort PAPR des signaux produits par la modulation OFDM. En effet, les signaux issus de la modulation OFDM sont la combinaison de plusieurs sinusoïdes d'amplitudes différentes, ceci produit un fort PAPR qui dégrade les signaux transmis à cause notamment des non-linéarités de l'amplificateur de puissance. Ces non-linéarités sont des sources de dégradation hors bande utile (remontées spectrales, interférences, etc.) et dans la bande utile (dégradation du TEB par exemple).
- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage fréquentiel et de synchronisation dans la partie RF. En effet, le moindre décalage fréquentiel peut engendrer une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et donc des interférences entre sous-porteuses. De même une perte de synchronisation peut introduire un déphasage sur les symboles reçus. Ces problèmes sont dus en grande partie au bruit de phase des oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur.

## 1.8 L'association MIMO-OFDM

Comme nous l'avons vu, la technologie MIMO est largement utilisée dans les réseaux sans-fil pour améliorer la capacité de communication et la robustesse des transmissions contre les erreurs liées au canal radio. Cependant, l'utilisation des systèmes MIMO en bande de fréquence étroite contribue à la réduction de l'efficacité spectrale. En effet, pour éviter les IES en bande étroite, le temps symbole doit être plus long que les retards liés aux différents trajets. Ceci a pour conséquence de réduire la bande utile. L'une des solutions les plus simples permettant d'augmenter la bande passante du canal MIMO tout en conservant l'hypothèse de bande étroite est d'associer le système MIMO à une modulation multi-porteuse[5]. Ainsi, l'association MIMO-OFDM a été adoptée par plusieurs standards de communication à l'instar du Wifi [44], du WiMax [35] et de la Long-Term Evolution [45], et continue de faire l'objet de plusieurs travaux de recherche. La figure (1.15) présente le schéma simplifié de la chaîne de communication du système MIMO-OFDM où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de  $N_T$  et  $N_R$  antennes.

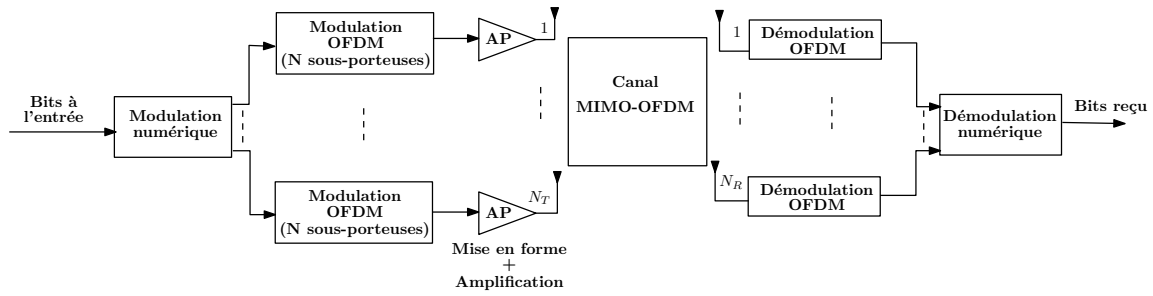


Figure 1.15: Principe d'un système MIMO-OFDM

Le canal MIMO-OFDM est modélisé par un vecteur de  $N$  matrices  $H$  de taille  $N_T \times N_R$  chacune. Chaque matrice  $H$  de taille  $N_T \times N_R$  représente la réponse du canal MIMO pour la fréquence de la  $n^{\text{ième}}$  sous-porteuse, avec  $n = 1, \dots, N$ . La matrice  $H$  peut être décrite par la relation suivante [5] :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & \dots & h_{N_R N_T} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

où chaque élément  $h_{ij}$  de la matrice  $H$  représente le gain complexe du canal entre l'antenne émettrice  $i$  et l'antenne réceptrice  $j$ .

Dans la littérature, on classe les systèmes MIMO en deux grandes familles selon la connaissance des éléments de la matrice  $H$ , qu'on appelle aussi Channel State Information (CSI): les systèmes MIMO en boucle ouverte ou OL-MIMO (Open Loop MIMO) [46] où la CSI est disponible uniquement au récepteur et les systèmes MIMO en boucle fermée ou CL-MIMO (Closed Loop MIMO) [46] où l'émetteur et le récepteur disposent des informations sur la CSI. En effet, l'estimation de la CSI est une étape très importante avant la transmission car sa connaissance permet d'optimiser de manière significative les systèmes MIMO-OFDM [5]. D'ailleurs, une séquence de symboles, dite séquence d'apprentissage, est entièrement réservée pour l'estimation du canal dans certains standards [44].

Dans les systèmes OL-MIMO-OFDM, plusieurs techniques de codage espace-temps et de multiplexage sont utilisées pour profiter efficacement des ressources espace, temps et fréquences disponibles [5]. On peut citer par exemple les codes espace-temps en treillis (STTC<sup>1</sup>) développés par *Tarakh et al.* [47] et les codes espace-temps en blocs ou Space-Time Bloc Code (STBC) comme le code d'Alamouti [48]. Le principe des STBC consiste à répartir le vecteur de symboles à transmettre en blocs de symboles, puis à appliquer un multiplexage spatio-temporel afin d'exploiter toutes les voies de communication disponibles. Les codes STBC ont l'avantage d'augmenter la robustesse de la transmission mais ne permettent pas d'augmenter le débit par rapport à un système OFDM mono-antenne ou Single Input Single Output (SISO) [5].

En revanche, dans les systèmes CL-MIMO-OFDM, il existe une voie de retour entre l'émetteur et le récepteur permettant d'échanger les informations sur la qualité du canal, c'est-à-dire la CSI. La connaissance du canal par l'émetteur avant la transmission permet ainsi d'optimiser la transmission par une prise en compte anticipée des effets néfastes du canal sur le signal émis. La phase d'optimisation dans ces systèmes est généralement réalisée en utilisant un algorithme de précodage dont le rôle est d'exploiter la connaissance de la CSI afin d'optimiser la transmission. L'utilisation des précodeurs présente de nombreux avantages par rapport aux systèmes OL-MIMO-OFDM car ils permettent de mieux exploiter les ressources disponibles, ils offrent des possibilités d'améliorer la robustesse des transmissions ou le débit de transmission et de trouver un meilleur compromis entre le débit et la robustesse [5]. La connaissance de la CSI permet également de décomposer le canal MIMO en plusieurs sous-canaux SISO décorrelés. Cette décomposition est très souvent exploitée grâce au précodage qui permet de mettre en

<sup>1</sup>Space-Time Treillis Code

place des stratégies d'allocation de puissance inégale ou Unequal Power Allocation (UPA). L'objectif d'une stratégie UPA consiste à optimiser un ou plusieurs critères de la chaîne de communication tels que la capacité, le débit, l'erreur quadratique et la robustesse [5]. Alors que dans les systèmes OL-MIMO-OFDM, la seule stratégie d'allocation de puissance optimale est la répartition uniforme [5].

Plusieurs études dans la littérature ont permis de montrer que l'utilisation des précodeurs dans les systèmes CL-MIMO-OFDM permet d'améliorer considérablement l'efficacité des transmissions [17][19][5], en comparaison avec les systèmes OL-MIMO-OFDM. Ainsi, nous nous intéresserons dans nos travaux aux systèmes MIMO-OFDM en bouche fermée intégrant les précodeurs linéaires.

## 1.9 Généralités sur l'amplificateur de puissance (AP)

L'AP est un composant essentiel dans les émetteurs de systèmes de communications. Il est utilisé pour amplifier le signal RF émis afin de compenser les atténuations introduites par le canal de transmission. Cependant, l'AP est un composant analogique pouvant dégrader le signal utile de part sa nature non-linéaire. De plus, il représente l'élément qui consomme le plus d'énergie à l'émission [49]. Par conséquent, la linéarité et le rendement énergétique de l'AP sont deux critères très importants à prendre en compte dans la conception d'un système de communication, en particulier dans le contexte de l'OFDM où les signaux présentent une forte fluctuation d'enveloppe (PAPR élevé).

Dans l'objectif d'améliorer la qualité de transmission tout en réduisant la consommation électrique dans les systèmes de communications actuels, il est donc nécessaire d'étudier et d'intégrer le comportement de l'AP dans les stratégies de transmission envisagées. Dans cette section, nous présenterons des généralités sur l'AP à savoir, la fonction de transfert qui traduit la relation entrée-sortie, les notions de recul en puissance et de rendement, les différentes classes de fonctionnement de l'AP et les différentes méthodes de modélisation existantes. Pour évaluer l'effet de la non-linéarité sur le signal amplifié, nous définirons également les grandeurs de mérite comme l'Adjacent Channel Power Ratio (ACPR) et l'EVM. Cette section se terminera par des exemples mettant en évidence l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance sur la qualité de transmission en termes d'EVM et de TEB.

### 1.9.1 La fonction de transfert

La caractéristique de transfert d'un AP représente la relation entrée-sortie de l'amplificateur. La caractéristique AM/AM (Amplitude à Amplitude) traduit la relation entre l'amplitude du signal de sortie et l'amplitude du signal d'entrée tandis que la caractéristique AM/PM (Amplitude à Phase) traduit le déphasage entrée/sortie. La fonction AM/AM peut aussi être représentée en fonction des puissances d'entrée et de sortie. La figure (1.16) représente l'allure typique de la caractéristique AM/AM pour tous les amplificateurs de puissance à l'état solide (SSPA<sup>1</sup>), largement utilisés dans les réseaux sans-fil [50].

La fonction de transfert AM/PM n'a pas d'allure de référence. Elle varie selon la technique de conception et les conditions de fonctionnement de l'amplificateur [51]. En se focalisant sur la caractéristique AM/AM présentée à la figure (1.16), on peut distinguer trois zones :

- La zone linéaire (Zone 1) : Dans cette zone, l'amplificateur possède un comportement linéaire. La puissance de sortie  $P_s$  est proportionnelle à la puissance d'entrée  $P_e$  selon une valeur constante appelée gain de l'amplificateur tel que :

$$P_s(\text{dBm}) = P_e(\text{dBm}) + G(\text{dB}) \quad (1.35)$$

où  $G(\text{dB})$  représente le gain de l'amplificateur exprimé en décibel.

Cette zone se caractérise aussi par des niveaux de puissance très faibles et des distorsions quasi inexistantes. Cependant, le rendement de l'amplificateur est très faible dans cette zone.

<sup>1</sup>Solid State Power Amplifier

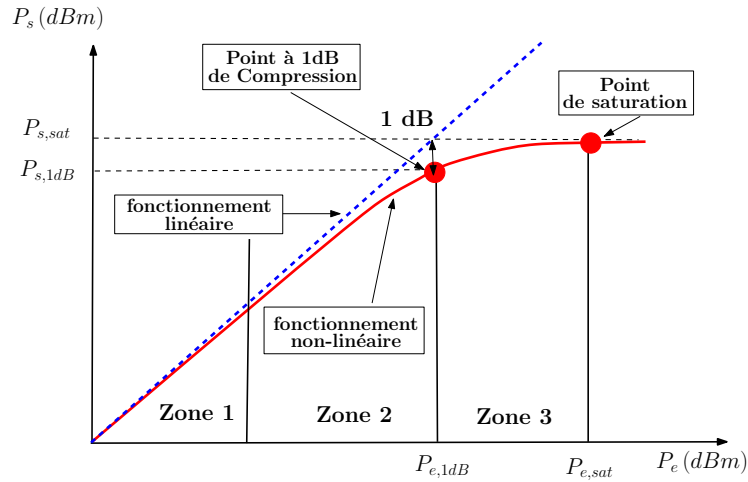


Figure 1.16: Exemple de caractéristique AM/AM d'un amplificateur SSPA

- La zone de compression (Zone 2) : Dans cette zone, la puissance de sortie n'est plus proportionnelle à la puissance d'entrée. La courbe de fonctionnement commence à s'éloigner de la droite linéaire et les distorsions commencent à apparaître. Le gain de l'amplificateur commence à diminuer avec l'augmentation de la puissance d'entrée : on parle de compression du gain. Le point à 1dB de compression est situé dans cette zone [52]; c'est le point où l'écart entre les courbes de fonctionnement linéaire et non-linéaire en puissance vaut 1 dB. Il est largement utilisé dans la littérature pour caractériser le niveau de recul en puissance à l'entrée ou à la sortie l'amplificateur de puissance.
- La zone de saturation (Zone 3) : Dans cette zone, la puissance de sortie est quasi constante quelle que soit la puissance d'entrée. Cette zone est caractérisée par d'importantes distorsions, rendant la réception du signal quasi impossible.

Les distorsions non-linéaires de l'AP peuvent modifier de manière irréversible le signal utile. Très souvent, la solution la plus simple pour éviter ces distorsions consiste à sur-dimensionner l'AP en appliquant un recul en puissance très important à son entrée pour qu'il puisse fonctionner dans sa zone linéaire. Cette solution est très coûteuse car elle entraîne une perte du rendement énergétique.

### 1.9.2 Recul en puissance

Un recul en puissance important permet d'éviter les distorsions causées par l'amplificateur. Pour appliquer ce recul, on utilise souvent le point à 1dB de compression comme référence de recul. On définit alors les notions de recul en entrée ou Input Back-Off (IBO) et de recul en sortie ou Output Back-Off (OBO) [3][38][32].

Soient  $P_{e,1dB}$  et  $P_{s,1dB}$  les puissances en entrée et en sortie au point à 1dB de compression (voir figure (1.16)). La grandeur IBO généralement exprimée en dB, est le rapport entre la puissance d'entrée au point à 1dB de compression et la puissance du signal à amplifier ( $P_e$ ) tel que [53] :

$$IBO(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{e,1dB}}{P_e} \right) \quad (1.36)$$

De même, on définit la grandeur OBO comme le rapport entre la puissance de sortie au point de compression à 1dB et la puissance moyenne du signal à la sortie de l'amplificateur ( $P_s$ ) tel que [53] :

$$OBO(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{s,1dB}}{P_s} \right) \quad (1.37)$$



À partir des équations (1.36) et (1.37) et de la figure (1.16), on peut en déduire que plus le recul en entrée ou en sortie est élevé, plus l'amplificateur fonctionne en zone linéaire et par conséquent il y a moins de distorsions. En revanche, le rendement énergétique diminue lorsque le recul en puissance augmente.

### 1.9.3 Notion de rendement

L'amplificateur de puissance est un dispositif transformateur d'énergie présentant deux entrées (alimentation et signal à amplifier) et une sortie (signal amplifié). En effet, l'amplificateur reçoit de l'énergie d'une source d'alimentation. La puissance  $P_{dc}$  fournie par cette source contribue à fournir la puissance de sortie  $P_s$ . Pour faire le bilan de puissance, il faut considérer une puissance  $P_{diss}$  dissipée sous-forme de chaleur au sein de l'amplificateur comme illustré à la figure (1.17).

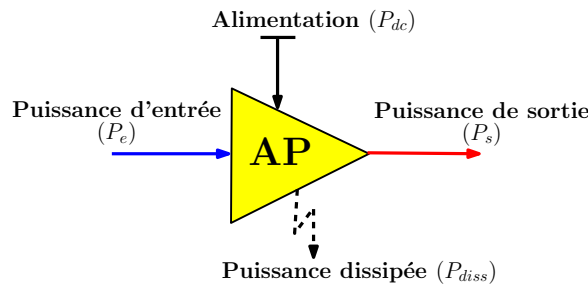


Figure 1.17: Bilan simplifié de puissance d'un amplificateur SSPA

Le bilan de puissance d'un amplificateur est donné par la relation suivante[38] :

$$P_e + P_{dc} = P_s + P_{diss} \quad (1.38)$$

On définit la notion de rendement pour estimer la quantité de puissance totale  $P_{dc}$  qui a été effectivement convertie en puissance utile  $P_s$ . Le rendement permet ainsi d'avoir une information concernant la quantité de puissance dissipée, qui constitue un paramètre important dans la conception et le dimensionnement d'un amplificateur de puissance.

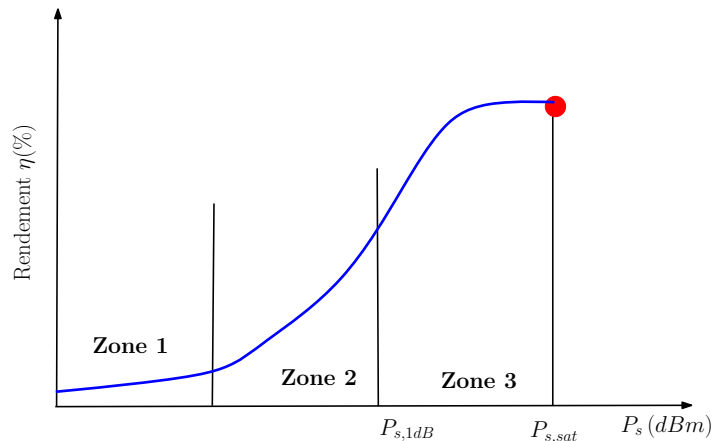


Figure 1.18: Courbe du rendement en fonction de la puissance de sortie

La figure (1.18) représente l'allure typique du rendement d'un amplificateur de puissance en fonction de la puissance de sortie  $P_s$ . On constate qu'en zone linéaire (zone 1) où les non-linéarités sont négligeables, on obtient un rendement très faible comparativement aux zones non-linéaires ( zones 2 et 3). Ceci montre que le rendement et la qualité de transmission sont deux notions opposées. En effet, l'augmentation du rendement se fait au prix d'une dégradation plus importante de la qualité du signal à cause des non-linéarités.

Plusieurs expressions, permettant de mesurer la valeur du rendement, existent dans la littérature. Parmi les plus répandues, nous pouvons citer [38] :

- Le rendement DC, qui se définit comme le rapport entre la puissance de sortie  $P_s$  et la puissance totale fournie par l'alimentation  $P_{dc}$  tel que :

$$\eta_{dc} = \frac{P_s}{P_{dc}} \quad (1.39)$$

- Le rendement total défini par :

$$\eta_{total} = \frac{P_s}{P_e + P_{dc}} \quad (1.40)$$

- Le rendement PAE (Power Added Efficiency) défini par :

$$\eta_{PAE} = \frac{P_s - P_e}{P_{dc}} \quad (1.41)$$

#### 1.9.4 Modélisation d'un amplificateur de puissance

Il faut noter que dans la littérature, les amplificateurs de puissance sont classés en plusieurs catégories selon les classes de fonctionnement [54]. Historiquement, les amplificateurs sont classés en catégories A, B, AB, C pour les amplificateurs de type analogique, et D, E, F, G, H et S pour les amplificateurs à découpage [36]. La modélisation fait abstraction des classes de fonctionnement et consiste à décrire mathématiquement le comportement de la fonction de transfert de l'amplificateur de puissance.

De façon générale, soit un signal  $x(t)$  à l'entrée d'un amplificateur de fonction de transfert complexe  $\mathcal{F}(\cdot)$ , le signal de sortie (amplifié)  $z(t)$  peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned} z(t) &= \mathcal{F}(x(t)) \\ &= \mathcal{F}_A(\rho(t))e^{j(\phi(t)+\mathcal{F}_\phi(\rho(t)))} \end{aligned} \quad (1.42)$$

où  $\rho(t)$  et  $\phi(t)$  sont respectivement le module et la phase du signal  $x(t)$ .  $\mathcal{F}_A(\cdot)$  décrit le comportement de la caractéristique de transfert AM/AM et  $\mathcal{F}_\phi(\cdot)$  décrit le comportement de la caractéristique de transfert AM/PM de l'amplificateur.

La première étape de la modélisation d'un système non-linéaire consiste à choisir le modèle des fonctions  $\mathcal{F}_A(\cdot)$  et  $\mathcal{F}_\phi(\cdot)$ . La deuxième étape consiste à estimer les paramètres de ces deux fonctions à partir des mesures. La troisième et dernière étape est l'analyse des performances et la généralisation du modèle [55].

Plusieurs modèles existants permettent de modéliser le comportement d'un amplificateur de puissance. On peut les classer en deux grandes familles à savoir, les modèles sans effet mémoire et les modèles avec effets mémoire [55].

##### 1.9.4.1 Les modèles sans effet mémoire

Lorsque le signal à la sortie de l'amplificateur est une valeur instantanée du signal d'entrée, alors le modèle est qualifié de sans effets mémoire ou statique. La relation entrée-sortie peut être décrite par la caractéristique AM/AM pour les modèles simplistes ou complétée par la caractéristique AM/PM pour les modèles plus complets. Dans cette famille de modèles, les plus cités dans la littérature sont le modèle polynomial sans effet mémoire, le modèle de Rapp et le modèle de Saleh.

- **Le modèle polynomial sans effet mémoire:**

Il fait partie des modèles les plus utilisés pour décrire le comportement des composants non-linéaires et en particulier de l'amplificateur de puissance [56] [3]. Il traduit sous forme polynomiale les variations du signal de sortie en fonction du signal d'entrée. La relation entrée-sortie est donnée par l'équation suivante :

$$z(t) = \sum_{k=0}^K a_k x(t)^k \quad (1.43)$$

où  $x(t)$  et  $z(t)$  représentent respectivement le signaux d'entrée et de sortie à l'instant  $t$ . Les coefficients  $\{a_k\}$  sont déterminés expérimentalement.  $k$  représente le degré du polynôme. Il a été démontré que lorsque l'amplificateur est modélisé sous forme polynomiale, le polynôme est constitué de monômes de degrés impairs et la caractéristique AM/AM s'écrit comme suit [57] [58] :

$$\mathcal{F}_A(\rho(t)) = \sum_{k=0}^K a_k \rho(t)^k \quad (1.44)$$

Lorsque les coefficients  $a_k$  sont réels, on considère uniquement la caractéristique AM/AM. Par contre, lorsqu'ils sont complexes, la caractéristique AM/PM est aussi prise en compte.

- **Le modèle de Rapp :**

Ce modèle permet une modélisation simple de la conversion d'amplitude. Il est donné par la relation suivante [36]:

$$\mathcal{F}_A(\rho(t)) = \frac{G_a \rho(t)}{\left(1 + \left(\frac{G_a \rho(t)}{A}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}} \quad \text{et} \quad \mathcal{F}_\phi(\rho(t)) = 0 \quad (1.45)$$

où  $A$  représente l'amplitude maximale en zone de saturation et  $G_a$  est le gain d'amplification en zone linéaire. Le paramètre  $p$  permet d'ajuster la caractéristique en contrôlant la transition entre la zone linéaire et la zone de saturation de la caractéristique AM/AM.

- **Le modèle de Saleh :**

Ce modèle considère les caractéristiques AM/AM et AM/PM contrairement au modèle de Rapp. C'est un modèle considéré comme quasi-statique avec des effets mémoires négligeables [3][36]. Il est décrit en fonction de quatre paramètres  $\alpha_a$ ,  $\beta_a$ ,  $\alpha_\phi$  et  $\beta_\phi$ . Les caractéristiques AM/AM et AM/PM sont données par :

$$\mathcal{F}_A(\rho(t)) = \frac{\alpha_a \rho(t)}{1 + \beta_a \rho(t)^2} \quad \text{et} \quad \mathcal{F}_\phi(\rho(t)) = \frac{\alpha_\phi \rho(t)^2}{1 + \beta_\phi \rho(t)^2} \quad (1.46)$$

#### 1.9.4.2 Les modèles à effets mémoire

En pratique, les amplificateurs sont des dispositifs à effets mémoire et présentent des caractéristiques AM/AM et AM/PM qui dépendent de la fréquence. Ces effets mémoire doivent être pris en compte dans les systèmes large bande [36]. Un dispositif est dit à effets mémoire si à un instant donné, le signal à sa sortie dépend du signal d'entrée à ce même instant et aux instants précédents.

L'effet mémoire est dû principalement à l'emménagement de l'énergie dans l'amplificateur de puissance. Cette énergie peut être stockée sous forme électrique ou thermique. La constante de temps de la charge et de la décharge de cette énergie détermine la gamme de fréquence où agit l'effet mémoire [36]. On distingue en général deux types d'effets mémoire :

- Les effets mémoire basse fréquence dus aux phénomènes électro-thermiques liés aux variations de la température des circuits semi-conducteurs.
- Les effets mémoire haute fréquence qui ont principalement pour origine les éléments réactifs des circuits d'adaptation et les défauts physiques des semi-conducteurs.

Les effets mémoire créent des hystérésis au niveau des caractéristiques de l'amplificateur comme illustré à la figure (1.19). Pour prendre en compte ces effets mémoire, plusieurs modèles existent dans la littérature. Ces modèles introduisent généralement des filtres continus ou discrets permettant de prendre en compte les variations fréquentielles du signal à amplifier. Parmi ces modèles, nous pouvons citer le modèle de Volterra, le modèle de Hammerstein et le modèle de Wiener.

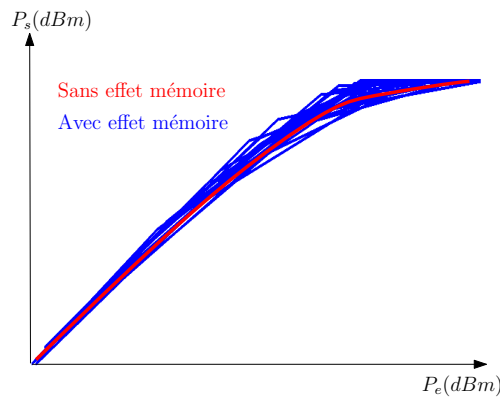


Figure 1.19: Exemple d'impact des effets mémoire sur la caractéristique AM/AM d'un amplificateur

- **Le modèle de Volterra :**

Les séries de Volterra permettent généralement de modéliser la réponse impulsionnelle d'un système non-linéaire. Dans le cas de la modélisation des amplificateurs avec effets mémoire, la relation entre les enveloppes complexes d'entrée  $x(t)$  et de sortie  $z(t)$  peut être donnée comme suit[38] :

$$z(t) = \sum_{i=0}^M h_1(i)x(t-i) + \sum_{i=0}^M \sum_{j=0}^M \sum_{k=0}^M h_3(i,j,k)x(t-i)x(t-j)x^*(t-k) \cdots + \epsilon(t) \quad (1.47)$$

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

Le modèle de Volterra permet une modélisation précise de l'amplificateur de puissance avec la prise en compte des effets mémoire. Cependant, les paramètres de ce modèle sont difficiles à obtenir en pratique, ce qui rend le processus de modélisation très complexe et difficile à réaliser. Une multitude de modèles particuliers du modèle de Volterra est alors proposée dans la littérature comme les modèles de Hammerstein et de Wiener.

- **Le modèle de Wiener:**

Le modèle de Wiener permet la décomposition du modèle de Volterra en associant un filtre modélisant les effets mémoire et une fonction non-linéaire [59]. Comme le montre la figure(1.20), le signal d'entrée  $x(t)$  est filtré par un filtre de réponse impulsionnelle  $h(t)$  pour fournir le signal intermédiaire  $x_i(t)$ . Le signal  $x_i(t)$  est ensuite transformé par la fonction non-linéaire  $F_{NL}(\cdot)$  pour fournir le signal de sortie  $z(t)$ .

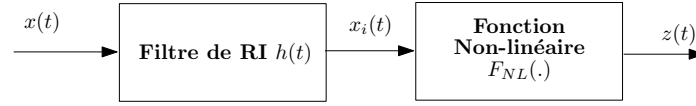


Figure 1.20: Représentation du modèle de Wiener

La relation entrée-sortie peut être exprimée par :

$$x_i(t) = \int_{-\infty}^t h(\tau)x(t - \tau)d\tau \quad \text{et} \quad z(t) = \sum_{k=0}^K a_{2k+1}|x_i(t)|^{2k}x_i(t) \quad (1.48)$$

où les coefficients  $\{a_{2k+1}\}$  sont les paramètres de la fonction non-linéaire  $F_{NL}(\cdot)$ .

- **Le modèle de Hammerstein :**

Le modèle de Hammerstein est basé sur le même principe que le modèle de Wiener comme le montre la figure (1.21). Ce modèle permet de prendre en compte les effets mémoire après la fonction non-linéaire  $F_{NL}(\cdot)$ .

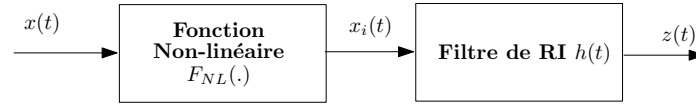


Figure 1.21: Représentation du modèle de Hammerstein

La relation entrée-sortie peut être exprimée par :

$$x_i(t) = \sum_{k=0}^K a_{2k+1}|x(t)|^{2k}x(t) \quad \text{et} \quad z(t) = \int_{-\infty}^t h(\tau)x_i(t - \tau)d\tau \quad (1.49)$$

Pour le modèle de Hammerstein discret, la relation entrée-sortie peut être donnée par [3]:

$$z(k) = \sum_{i=0}^M \sum_k^K \alpha_{i,2k+1}|x(k - i)|^{2k+1}x(k - i) \quad (1.50)$$

où  $\alpha_{i,2k+1} = h_i a_{2k+1}$  est le coefficient qui modélise l'effet de filtrage et la non-linéarité.  $h_i$  représente les coefficients de la réponse impulsionnelle du filtre.

## 1.9.5 Mesure des distorsions

Dans le cadre des transmissions multi-porteuses, plusieurs critères pour mesurer la qualité de transmission à l'émission permettent d'évaluer de façon objective la linéarité d'un amplificateur de puissance. Nous présentons dans cette section les métriques ACPR [36] et EVM [36] largement utilisées dans la littérature.

### 1.9.5.1 Mesure des distorsions hors bande : ACPR

L'amplification non-linéaire des signaux multi-porteuses comme l'OFDM engendre un étalement de spectre qui se traduit par l'apparition des lobes secondaires dans les bandes adjacentes à la bande utile comme le montre la figure (1.22). La métrique ACPR est souvent utilisée pour quantifier les remontées spectrales dans les bandes adjacentes. L'ACPR se définit comme le rapport entre la puissance dans la bande utile ( $BU$ ) et la puissance dans les bandes adjacentes gauche ( $BA_g$ ) et droite ( $BA_d$ ) tel que [3] [36] :

$$ACPR = \frac{2 \int_{BU} DSP(f)df}{\int_{BA_g} DSP(f)df + \int_{BA_d} DSP(f)df} \quad (1.51)$$

où  $DSP(f)$  est la densité spectrale de puissance sur la largeur de bande considérée.

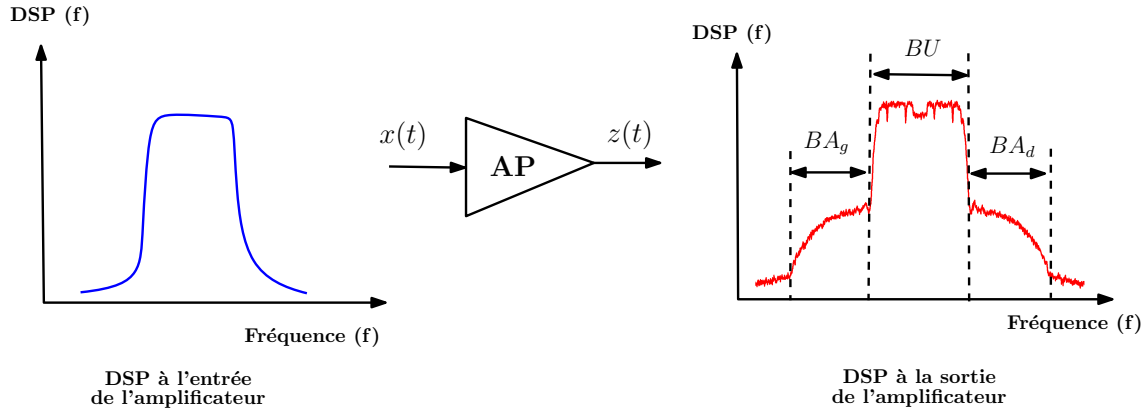


Figure 1.22: Illustration de l'ACPR

### 1.9.5.2 Mesure des distorsions dans la bande utile : EVM

L'EVM est une métrique utilisée pour mesurer l'impact des non-linéarités sur le signal utile à l'émission ou à la réception. L'EVM est par définition une erreur quadratique moyenne normalisée de la constellation du signal en bande de base. La diagramme de constellation est une représentation de tous les symboles numériques constituant le signal dans le plan complexe. La partie imaginaire (Q) de chaque symbole est représentée en fonction de sa partie réelle (I). La figure (1.23) illustre l'impact de l'amplificateur de puissance sur une modulation 16-QAM.

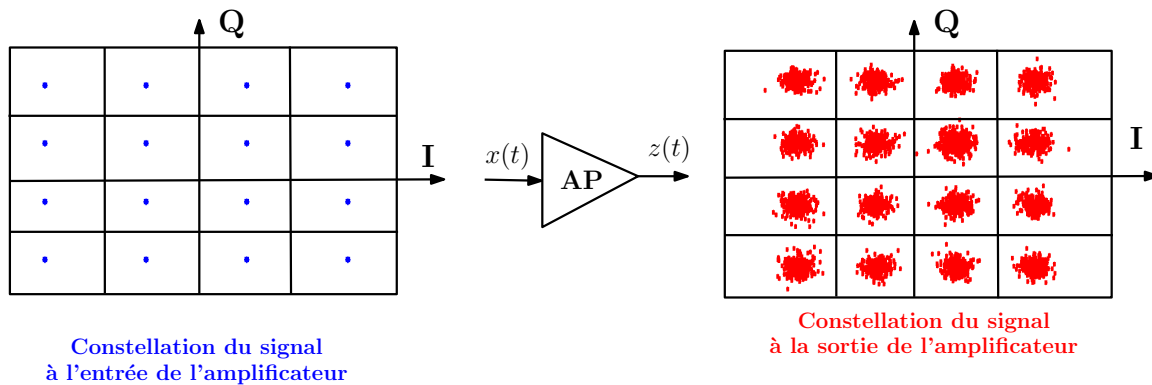


Figure 1.23: Exemple de distorsions sur une constellation 16-QAM

Nous pouvons observer une dispersion des différents points de la constellation à la sortie de l'amplificateur. Ceci est dû à la non-linéarité introduite par l'amplificateur.

L'EVM est un paramètre qui permet d'évaluer les distorsions appliquées au diagramme de constellation. Il caractérise à la fois les erreurs dues aux fluctuations d'amplitudes et de phase comme illustré à la figure (1.24).

La mesure de l'EVM s'effectue sur des signaux en bande de base. Par conséquent, il faut d'abord démoduler le signal OFDM pour récupérer les symboles numériques. Soit  $\{Z_n\}$  l'ensemble des symboles qui forment le signal mesuré en émission ou en réception et soit  $\{S_n\}$  l'ensemble des symboles

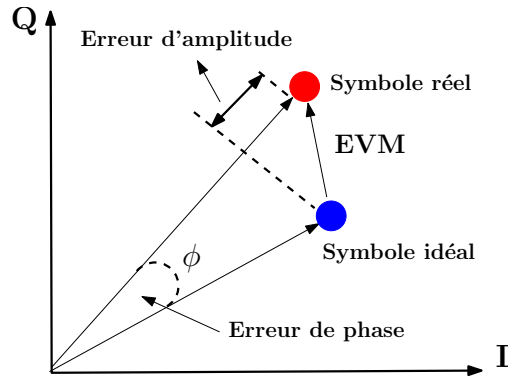


Figure 1.24: Définition de la mesure de l'EVM

qui constituent le signal de référence idéal. L'EVM est calculé comme suit [3] :

$$EVM(\%) = 100 \sqrt{\frac{\sum_n |Z_n - S_n|^2}{\sum_n |S_n|^2}} \quad (1.52)$$

### 1.9.6 Influence de l'amplificateur de puissance sur les performances d'un système de communication

La non-linéarité aurait eu moins d'impact si les signaux à amplifier étaient à enveloppe constante et à faible dynamique d'amplitude (faible PAPR). Cependant, la majorité des standards de communication actuels utilisent les modulations multi-porteuses comme l'OFDM pour les avantages qu'elles offrent. Ceci pose un problème supplémentaire lié à la très forte dynamique des signaux (PAPR élevé). Dans cette section, nous illustrons les effets de la non-linéarité et ses conséquences sur la qualité de transmission.

Nous utilisons une chaîne de communication simpliste constituée d'un générateur binaire pseudo-aléatoire modulé en 16-QAM suivi par un modulateur OFDM à 64 sous-porteuses et un amplificateur de puissance modélisé suivant le modèle polynomial sans effet mémoire comme suit [3] :

$$z(t) = 4.3170x(t) - 0.0678x(t)^3 + 0.0005x(t)^5 \quad (1.53)$$

où  $z(t)$  et  $x(t)$  représentent respectivement l'enveloppe complexe du signal d'entrée et de sortie de l'amplificateur. Ce modèle décrit un amplificateur avec une caractéristique AM/AM représentée dans la figure (1.25).

La figure (1.26) illustre le synoptique de la chaîne de communication considérée. Le canal est modélisé à travers un BBAG noté  $n(t)$  et le signal reçu  $r(t)$  s'écrit tel que :

$$r(t) = z(t) + n(t) \quad (1.54)$$

#### 1.9.6.1 Impact sur la constellation et mesure de l'EVM

L'amplificateur a une incidence directe sur la constellation du signal émis, ce qui se traduit par une déformation du signal entraînant de ce fait des erreurs sur les bits émis. Pour illustrer ce phénomène, nous avons calculé l'EVM en fonction du recul en entrée (IBO) à partir du signal à la réception pour plusieurs valeurs du RSB comme le montre la figure (1.27).

On peut observer que l'EVM décroît lorsque le recul en entrée augmente. En effet, lorsque l'IBO augmente, les signaux d'entrée de l'amplificateur sont de plus en plus en zone linéaire où il y a moins de distorsions sur la constellation du signal reçu. Pour les grandes valeurs d'IBO ( $\geq 7$  dB), on constate

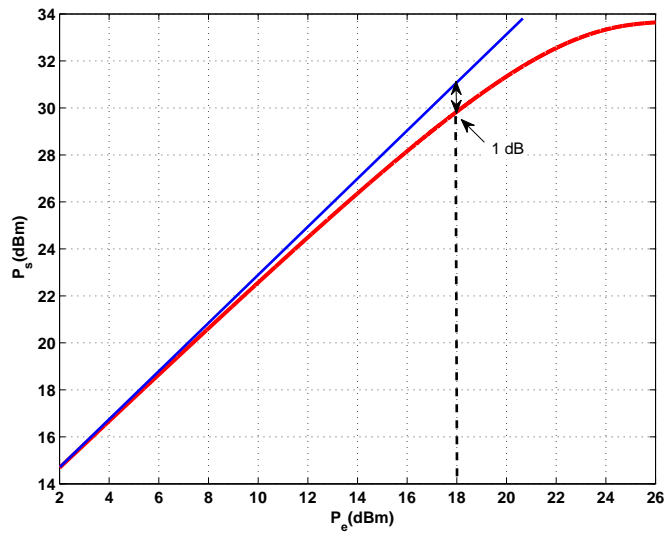


Figure 1.25: Caractéristique AM/AM de l'amplificateur considéré

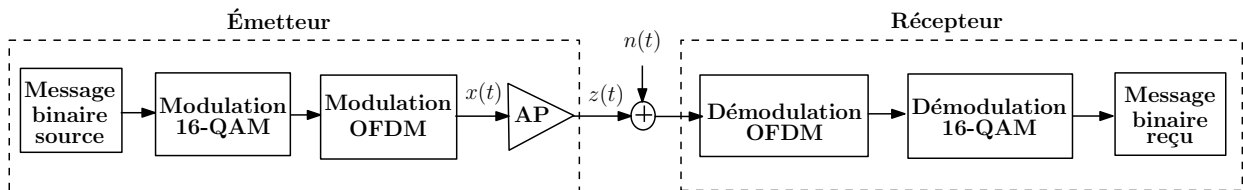


Figure 1.26: Synoptique de la chaîne de communication

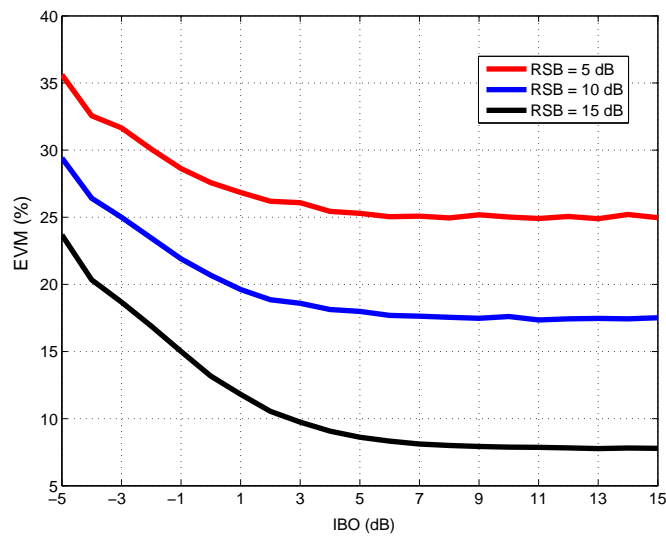


Figure 1.27: Exemple d'EVM en fonction de l'IBO pour différents RSB



que la courbe d'EVM est constante pour chaque valeur du RBS. En effet, pour des reculs en entrée très importants, on peut considérer que le canal BBAG est la seule source de distorsion du signal reçu.

On observe aussi que l'EVM s'améliore lorsque la valeur du RSB augmente. En effet, un RSB faible traduit un niveau de bruit plus important et donc une déformation plus importante du signal dans la bande utile. Pour un RSB de 15 dB, la distorsion liée au canal peut être négligée. Ceci nous permet d'estimer le niveau de distorsion causées par la non-linéarité de l'amplificateur de puissance toute seule. La figure (1.27) montre par exemple que pour un  $IBO(dB) = 1\text{ dB}$ , la non-linéarité engendre une dégradation de l'EVM d'environ 13%

### 1.9.6.2 Impact sur le TEB

Les résultats précédents montrent que l'amplificateur de puissance en zone non-linéaire a un impact très important sur la constellation du signal émis, qui se traduit par une dégradation de l'EVM et donc une dégradation de la qualité de transmission. Pour illustrer cette dégradation, la figure (1.28) montre les performances du TEB en fonction du RSB pour différentes valeurs d'IBO. On rappelle que le TEB représente le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre de bits reçus ou transmis pour la séquence binaire considérée tel que :

$$TEB = \frac{\text{nombre de bits erronés}}{\text{nombre de bits transmis}} \tag{1.55}$$

Nous pouvons observer une dégradation plus importante du TEB lorsque la valeur de l'IBO diminue car la non-linéarité de l'amplificateur de puissance devient plus importante. Lorsque l'IBO devient important ( $IBO(dB) = 4\text{ dB}$  par exemple), la courbe du TEB se rapproche peu à peu de la courbe théorique du TEB.

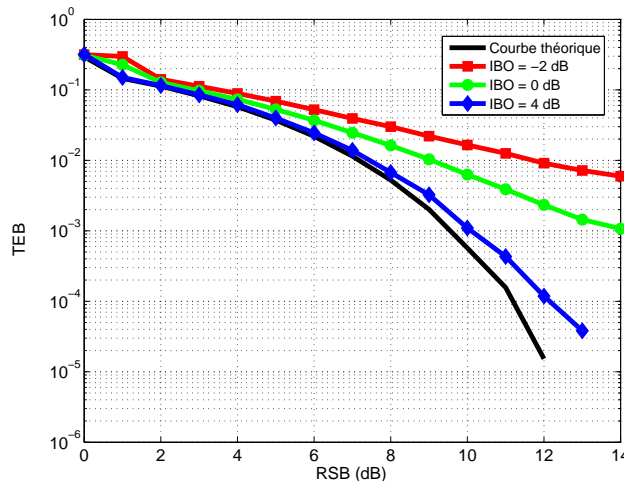


Figure 1.28: Impact de l'amplificateur de puissance sur le TEB

Ces résultats montrent que la non-linéarité liée à l'amplificateur de puissance est moins présente en zone linéaire et plus importante lorsqu'on s'approche de la zone non-linéaire. Par conséquent, pour éviter les distorsions de l'amplificateur de puissance, il faut appliquer un recul en puissance très important. En revanche, un recul en puissance important implique une diminution du rendement car c'est précisément en zone non-linéaire que l'amplificateur est capable de fournir des niveaux de puissance plus élevés, ce qui permet d'augmenter son rendement énergétique. Ceci entraîne donc un compromis entre la distorsion et le rendement de l'amplificateur et constitue un enjeu majeur dans les systèmes de communication actuels. Il existe dans la littérature plusieurs techniques de traitement de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. Dans la suite de ce chapitre, nous présenterons un état de l'art sur ces différentes techniques.

## 1.10 État de l'art sur les techniques de correction des non-linéarités et de réduction du PAPR

L'utilisation de l'amplificateur de puissance dans les systèmes de communications est indispensable. Cependant, nous avons montré que les modulations multi-porteuses comme l'OFDM utilisées dans ces systèmes sont vulnérables aux non-linéarités de l'amplificateur. Travailler avec l'amplificateur en zone linéaire (IBO élevé) n'étant pas optimale à cause du mauvais rendement, une autre solution consiste soit à traiter les non-linéarités de l'amplificateur en agissant sur la fonction de transfert (techniques de linéarisation), soit à réduire les fluctuations d'enveloppe des signaux OFDM (techniques de réduction du PAPR) afin de pouvoir faire fonctionner l'amplificateur le plus proche de sa zone non-linéaire [39].

Dans la littérature, il existe une diversité de techniques de traitement des non-linéarités à l'émission suivant les contextes, les possibilités offertes aux utilisateurs et les performances attendues en termes de complexité, de consommation en ressources mémoires, d'efficacité spectrale et de qualité de transmission.

Compte tenu de la diversité des techniques existantes, nous allons établir dans la suite de cette section un état de l'art non-exhaustif des différentes techniques de traitement des non-linéarités à l'émission sachant que dans la suite de nos travaux, nous allons nous intéresser plus particulièrement aux techniques de réduction du PAPR dites "à ajout de signal" parce qu'elles sont relativement plus simples à implémenter et satisfont aux contraintes des systèmes embarqués [36].

### 1.10.1 Techniques de linéarisation

Les techniques de linéarisation consistent à établir une relation entre l'entrée d'un amplificateur et sa sortie de sorte que la caractéristique non-linéaire engendrée soit la plus proche possible de celle d'un amplificateur linéaire [3]. On peut classer ces techniques en deux catégories [60]; celles basées sur une modification des tensions de polarisation de l'amplificateur comme les techniques Enveloppe Elimination and Restauration (EER) [2] et Enveloppe Tracking (ET) [61] et celles basées sur l'utilisation de systèmes de type Prédistorsion, Feedback et FeedForward.

#### 1.10.1.1 Enveloppe Elimination and Restauration (EER)

Le principe de la technique EER est illustré à la figure (1.29). L'idée de base consiste à décomposer le signal à amplifier  $x(t)$  en deux signaux; un signal à enveloppe constante  $x_p(t)$  qui attaque l'amplificateur et un signal à enveloppe non constante  $x_A(t)$  qui module l'alimentation de l'amplificateur de puissance.

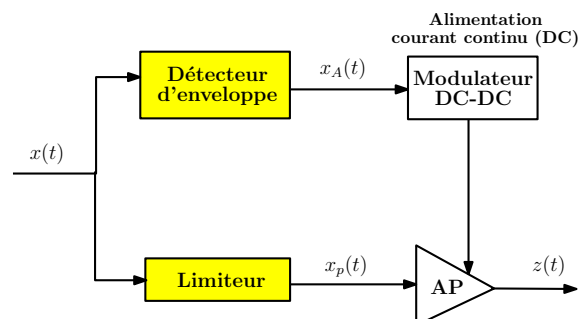


Figure 1.29: Architecture simplifiée de la technique EER [2]

La technique EER permet d'obtenir de bons résultats en terme de rendement. Cependant, d'un point de vue linéarité, ses performances sont limitées aux variations limitées de l'enveloppe du signal d'entrée. En effet, de très fortes variations peuvent engendrer d'importantes distorsions [38].

### 1.10.1.2 Enveloppe Tracking (ET)

La technique ET est basée sur le même principe que la technique EER comme le montre la figure (1.30). Elle utilise uniquement un circuit de détection d'enveloppe et un modulateur DC-DC qui permet de contrôler dynamiquement l'alimentation de l'amplificateur.

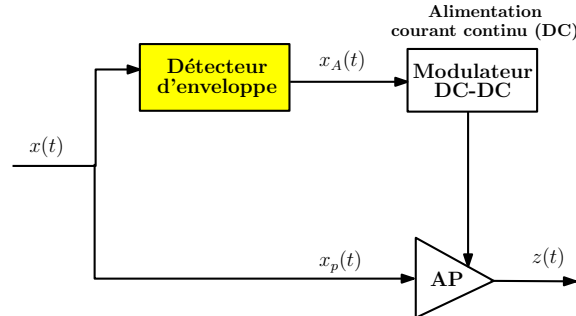


Figure 1.30: Architecture simplifiée de la technique ET

La technique ET permet d'améliorer la qualité du signal par rapport à la technique EER en dimensionnant la plage de variation de l'alimentation de manière à laisser une marge de variation par rapport au niveau de saturation [38]. Malgré les performances des technique ET et EER, l'implémentation en pratique est très complexe car plusieurs phénomènes peuvent contribuer à la dégradation de la qualité du signal. En effet, ces méthodes exigent par exemple une synchronisation parfaite entre les différents signaux qui attaquent l'amplificateur afin d'éviter d'introduire de nouvelles distorsions sur le signal résultant [38, 62].

### 1.10.1.3 Prédistorion

Le principe est de compenser les distorsions de l'amplificateur par un autre dispositif non-linéaire inverse placé juste avant l'amplificateur [63] [38]. Cette non-linéarité inverse est introduite de telle sorte que la fonction de transfert globale soit linéaire comme l'illustre la figure (1.31).

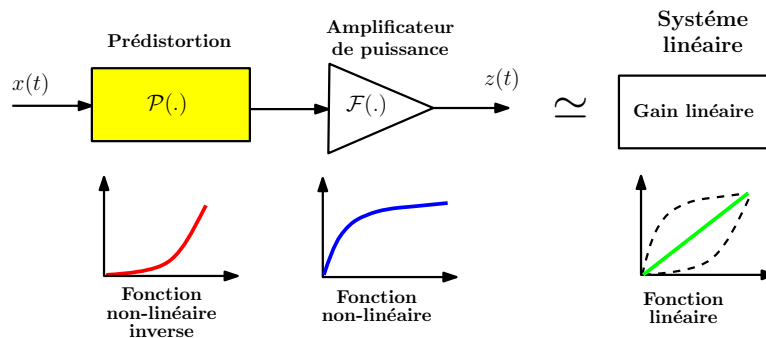


Figure 1.31: Architecture simplifiée de la technique de prédistorion

Pour analyser les spécificités de cette technique, on considère un amplificateur de fonction de transfert  $\mathcal{F}(\cdot)$ . De part son principe, le module de prédistorion doit présenter une fonction de transfert  $\mathcal{P}(\cdot)$  tel qu'en sortie de l'amplificateur on trouve :

$$z(t) = \mathcal{F}(\mathcal{P}(x(t))) = G_p x(t) \quad (1.56)$$

où  $x(t)$  représente le signal d'entrée et  $G_p$  est un gain constant. On peut ainsi dire que  $\mathcal{P} \simeq \mathcal{F}^{-1}$ .

Malgré son principe qui semble évident, la prédistorion requiert une connaissance parfaite de la caractéristique de l'amplificateur afin de trouver sa fonction inverse. La fonction  $\mathcal{F}$  est déterminée généralement en utilisant les modèles présentés précédemment. Ceci limite les performances de la

technique de prédistorsion car la fonction  $\mathcal{F}(\cdot)$  est souvent très complexe et difficile à inverser, surtout dans le cas des modèles avec effets mémoire.

#### 1.10.1.4 Feedback

Contrairement à la technique de prédistorsion qui est basée sur le modèle de l'amplificateur de puissance, les techniques Feedback utilisent une boucle de contre réaction "Feedback" permettant d'effectuer une comparaison entre les signaux à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur afin de corriger les distorsions introduites lors de l'amplification [64]. Comme l'illustre la figure (1.32), la comparaison entre le signal en entrée et le signal en sortie atténué d'un gain  $K$  permet de corriger le signal avant son passage dans l'amplificateur. La linéarité de l'amplificateur est ainsi améliorée mais au détriment d'une perte de gain de l'ensemble du dispositif.

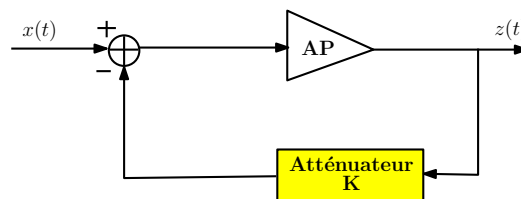


Figure 1.32: Architecture simplifiée de la technique Feedback

Cette technique reste aussi limitée aux applications bande étroite et est applicable uniquement en basse fréquence car elle est très sensible à la stabilité fréquentielle du système et aux délais engendrés dans la boucle de contre réaction.

Plusieurs solutions dérivées de la technique du Feedback ont été proposées afin de corriger certaines de ces limitations. On peut citer par exemple le *Feedback cartésien* pour les signaux en bande de base qui consiste à appliquer des modifications sur les composantes I et Q du signal à amplifier et le *Feedback d'enveloppe* qui reprend le même principe mais ne compare que les enveloppes des signaux d'entrée et de sortie [38].

### 1.10.2 Techniques de réduction du PAPR

Les signaux OFDM présentent de fortes fluctuations d'enveloppe caractérisées par l'apparition des pics d'amplitude très élevés, ce qui les rend vulnérables aux non-linéarités de l'amplificateur de puissance. À côté des techniques de linéarisation, une autre solution consiste à réduire le PAPR des signaux OFDM afin d'éviter une saturation de l'amplificateur lors de l'apparition des pics d'amplitude du signal. La réduction du PAPR permet ainsi de faire fonctionner l'amplificateur le plus près de sa zone de saturation où le rendement est meilleur.

Différentes méthodes permettant de réduire le PAPR ont été proposées dans la littérature [43] [60]. Ces dernières peuvent être classées en deux catégories selon le critère de compatibilité descendante [39]. Il y a compatibilité descendante lorsque l'implémentation d'une méthode de réduction du PAPR à l'émission ne nécessite pas de modification au niveau du récepteur. Dans le cas contraire, la méthode est dite à compatibilité non descendante [36].

Plusieurs autres critères de classification peuvent aussi être proposés comme [60] :

- **La dégradation du TEB:** C'est un paramètre très important pour toute technique de réduction du PAPR. En effet, certaines techniques de réduction du PAPR peuvent dégrader la qualité de transmission. Il est donc important pour chaque technique de vérifier que le niveau de dégradation du TEB est acceptable.
- **La diminution du débit utile :** Certaines techniques ont besoin de transmettre une information complémentaire au récepteur pour permettre le décodage des données utiles. Ceci a pour conséquence une réduction du débit utile.

- **La complexité d'implémentation** : En fonction des caractéristiques des techniques de réduction du PAPR, la complexité peut fortement augmenter et rendre son implémentation dans les circuits de traitement du signal irréalisable.
- **L'augmentation de la puissance moyenne** : Certaines techniques génèrent une augmentation de la puissance moyenne du signal. En présence de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance, cette augmentation peut avoir des conséquences néfastes comme la génération d'interférences, les remontées spectrales et la dégradation de l'EVM.

### 1.10.2.1 Méthodes sans compatibilité descendante

Ces méthodes impliquent une modification du récepteur. Parmi elles, nous pouvons citer les méthodes suivantes :

- **La méthode Coding [65]:**

La méthode Coding ou de Codage utilise des codes bien définis pour réduire le PAPR. On peut citer par exemple les codes de Reed Muller ou les codes de Treillis Shapping [66] qui permettent de générer à partir du signal original des séquences à faible PAPR [67]. L'idée de base de la méthode de Coding est énoncée comme suit : en exploitant la redondance introduite par un choix adéquat de code, il est possible d'éviter de transmettre des symboles OFDM avec un PAPR élevé. La figure (1.33) illustre le principe de base de cette méthode.

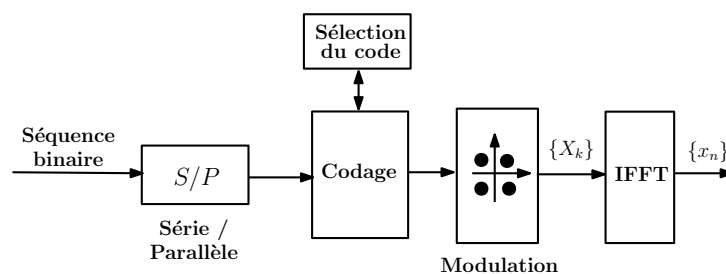


Figure 1.33: Principe de base de la méthode de codage

Pour un PAPR plus faible, l'émetteur doit effectuer une recherche exhaustive afin de trouver le bon code. Cela demande une grande capacité de stockage et une complexité élevée, en particulier lorsque le nombre de sous-porteuses est élevé. Le code optimal doit ensuite être transmis au récepteur, ce qui réduit le débit utile.

- **La méthode Selective Mapping (SLM) [65][68]:**

Le principe consiste à multiplier la séquence de symboles complexes  $\{X_k\}_{k=0, \dots, N-1}$  issue de la modulation numérique par une série de  $L$  vecteurs  $\{\Phi_k^u\}_{k=0, \dots, N-1, u=0, \dots, L-1}$  afin de générer plusieurs versions de blocs de données représentant toutes la séquence originale. Ensuite, on choisit le bloc ayant le plus faible PAPR pour la transmission. La figure (1.34) illustre le principe de cette méthode.

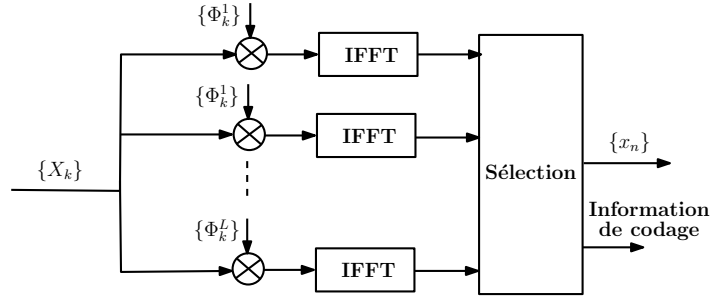


Figure 1.34: Principe de base de la méthode SLM

Les informations sur la phase doivent être transmises au récepteur car elles permettent de savoir le vecteur qui a été sélectionné [68]. Le débit utile est ainsi réduit. De plus, il faut également envoyer les informations permettant au récepteur de décoder les données. Un autre inconvénient de cette méthode est sa complexité liée à la répétition de l'algorithme d'IFFT.

- **La méthode Partial Transmit Sequence (PTS) [68]:**

La méthode PTS est basée sur le même principe que la méthode SLM. L'idée de base est de tronquer la séquence de  $N$  sous-porteuses en  $M$  vecteurs disjoints [39] [3]. Chaque bloc est ensuite pondéré par un facteur de phase qui minimise le PAPR. Cependant, la complexité augmente rapidement avec le nombre de blocs et le nombre de facteur de phase. En outre, les informations sur la phase doivent être transmises au récepteur, ce qui réduit de façon considérable le débit utile.

### 1.10.2.2 Méthodes avec compatibilité descendante

Certaines méthodes permettent d'assurer la compatibilité descendante, parmi celles ci, la plus simple à implémenter est la méthode du Clipping avec filtrage (Clipping and Filtering) [69] [68]. Elle est basée sur le principe de saturation qui consiste à écrêter le signal à amplifier afin de supprimer les amplitudes supérieures à un seuil de saturation prédéfini. Étant donné le signal original  $x(t)$ , le signal écrêté  $x_e(t)$  s'exprime alors comme suit :

$$x_e(t) = \begin{cases} x(t) & \text{si } |x(t)| \leq A_{clip} \\ A_{clip} e^{j\phi(t)} & \text{si } |x(t)| > A_{clip} \end{cases} \quad (1.57)$$

où  $A_{clip}$  est l'amplitude de saturation et  $\phi(t)$  est la phase du signal OFDM original.

Malgré sa simplicité, cette méthode a des inconvénients majeurs à savoir les interférences dans la bande utile (dégradation du TEB et de l'EVM) et hors bande (remontée spectrale des lobes secondaires). Un filtre est généralement utilisé pour réduire les interférences hors bande, cependant la dégradation du TEB reste l'inconvénient majeur de cette méthode [38]. Plusieurs travaux permettant d'améliorer cette méthode sont proposées dans la littérature [38].

Les autres méthodes à compatibilité descendante sont dites "à ajout de signal" [68] car elles sont toutes basées sur l'ajout d'un signal dit "signal de correction" permettant de réduire la dynamique du signal original et donc de réduire le PAPR tel que :

$$PAPR(x(t) + c(t)) \leq PAPR(x(t)) \quad (1.58)$$

où  $x(t)$  est le signal original et  $c(t)$  est le signal de correction dans le domaine temporel.

La plupart de ces méthodes sont implémentées en bande de base, on peut citer par exemple :

- **La méthode Tone Injection (TI) [70] :**

Le principe de la méthode TI consiste à augmenter la taille de la constellation pour que chaque point de la constellation initiale puisse correspondre à plusieurs points équivalents. Ceci permet

d'obtenir un degré de liberté supplémentaire dans le choix du point de constellation afin de réduire les pics d'amplitude. Ainsi, un point de la constellation de départ peut être substitué par un point de la nouvelle constellation. La technique TI opère sur les parties réelles et imaginaires de chaque symbole du signal afin de réduire le PAPR [68].

- **La méthode Active Constellation Extension (ACE) [71] :**

La méthode ACE est basée sur le même principe que la méthode TI avec à priori une non dégradation du TEB. En revanche, l'ajout du signal d'extension de la constellation dans cette méthode augmente la puissance moyenne du signal original, ce qui peut dégrader le TEB [68].

- **La méthode Tone Reservation (TR) :**

La méthode TR est l'une des méthodes les plus utilisées pour la réduction du PAPR dans les systèmes OFDM. Le précurseur de cette méthode est J. Tellado [72]. Le principe de base consiste à réserver un nombre de sous-porteuses sur lesquelles sera ajoutée une information optimisée afin de modifier la dynamique d'enveloppe du signal original. Dans ce contexte, pour assurer la compatibilité descendante, l'émetteur et le récepteur doivent s'accorder au préalable sur le nombre et les positions des sous-porteuses qui seront utilisées pour l'ajout du signal de correction. Ceci réduit évidemment le débit utile.

Afin d'assurer la compatibilité descendante de façon permanente et éviter la réduction du débit utile, certains travaux ont proposé la méthode Tone Reservation Using Null Subcarriers (TRNS), qui consiste à utiliser uniquement les sous-porteuses nulles des différents standards pour l'ajout du signal de correction [73] [39], à l'instar des 12 sous-porteuses nulles du standard IEEE 802.11a [3].

Dans la suite de cette thèse, nous présenterons de manière plus détaillée la méthode TR car l'un de nos objectifs sera de proposer une nouvelle approche permettant d'améliorer ses performances en termes de gain de réduction du PAPR.

## 1.11 État de l'art sur les stratégies de transmission dans les systèmes MIMO-OFDM

Avec le développement rapide des systèmes de communication numérique, les exigences en termes de quantité et de qualité des services multimédia transmis ne cessent d'augmenter. Ainsi, de plus en plus d'utilisateurs exigeant du multi-service (images, vidéos, Internet, etc.) doivent se partager les ressources radio, qui sont par nature limitées. D'autre part, la miniaturisation et l'exigence en autonomie énergétique des équipements de communication obligent les opérateurs de télécommunications à innover dans la conception des stratégies de communication. L'objectif des systèmes de communication actuels est alors de fournir une qualité de service satisfaisante avec une consommation électrique minimale, tout en faisant face à certaines contraintes pouvant dégrader la qualité de transmission. Les sources de dégradation peuvent être liées à la nature des données à transmettre (par exemple les contenus multimédia scalables sont très vulnérable aux erreurs de transmission), aux phénomènes liés du canal radio (multi-trajets, évanouissements, etc.), aux bruits non-linéaires générés par les composants électroniques de la chaîne de communication, en particulier l'amplificateur de puissance.

Pour pallier à ces différentes contraintes, plusieurs stratégies de transmissions existent dans la littérature. Elles consistent généralement à trouver une configuration optimale pour les différents paramètres constitutifs des blocs de la chaîne de communication afin d'atteindre des objectifs fixés (augmentation de la capacité du réseaux, réduction des dégradations liées au canal radio, amélioration du rendement énergétique, etc.).

On peut distinguer dans la littérature trois facteurs récurrents dans les problèmes d'optimisation des stratégies de communication [5]. Le premier facteur est associé à une fonction dite fonction objectif. La résolution du problème d'optimisation consiste alors à trouver une solution optimale qui maximise ou minimise, selon le contexte, la fonction objectif. Dans le cadre des stratégies d'amélioration de la qualité de transmission, la fonction objectif du problème d'optimisation consiste le plus souvent à réduire les dégradations générées lors de la transmission du signal entre l'émetteur et le récepteur. On définit alors la notion de Qualité de Service (QoS), permettant d'estimer le gain de réduction des dégradations. Le deuxième facteur du problème d'optimisation est associé à un critère permettant de mesurer la QoS. Pour ce qui est de la qualité de transmission, le critère le plus répandu est le TEB. On trouve également le critère d'erreur quadratique moyenne ou Peak Signal-to-Noise Ratio (PSNR).

Une fois que la fonction objectif et le critère ont été identifiés, le dernier facteur est associé à la définition des contraintes que le système doit respecter. On retrouve généralement les contraintes liées à la complexité des calculs, au débit visé, à la puissance d'émission, à la consommation énergétique, etc. Ainsi, les contraintes dépendent étroitement du contexte considéré et des paramètres ou blocs de la chaîne de communication mis en jeu dans le problème d'optimisation. Pour ce qui est de nos travaux, nous imposerons comme contrainte la réduction de la puissance consommée ou l'amélioration du rendement énergétique.

Les stratégies d'amélioration de la qualité de transmission proposées dans la littérature peuvent être classifiées en deux grandes familles: la première est constituée des stratégies de protection inégale contre les erreurs de transmissions ou stratégies UEP (Unequal Error Protection) et la deuxième est constituée des stratégies d'allocation inégale de puissance ou stratégies UPA (Unequal Power Allocation).

Ces deux stratégies ont démontré des performances pertinentes, il existe d'autres stratégies qui proposent d'utiliser conjointement les stratégies UPA et UEP, généralement au prix d'une complexité plus élevée [5].

### 1.11.1 Les stratégies de protection inégale contre les erreurs (UEP)

Les systèmes MIMO-OFDM présentent une architecture favorable à la mise en place des stratégies de protection inégale contre les erreurs ou stratégies Unequal Error Protection (UEP). Ces stratégies ont pour objectif d'exploiter la hiérarchisation des données issues du codeur de source afin d'améliorer les performances des systèmes de transmission MIMO-OFDM [5]. Le principe est de protéger plus efficacement les données les plus sensibles aux erreurs de transmission à l'aide de CCEs. En effet, les données compressées issues du codeur source peuvent être classées en différentes couches de qualité suivant le critère de sensibilité aux erreurs de transmission. Ainsi, les couches les plus importantes se voient attribuer un CCE de rendement faible pour plus de protection (plus de redondance) alors que les données moins importantes se voient attribuer un CCE de rendement important (moins de redondance). L'attribution de CCE dans une stratégie UEP doit également se faire tout en maximisant le débit utile. Il convient donc à la stratégie UEP de déterminer les débits à allouer aux différentes couches et au codage canal permettant d'avoir des performances optimales.

Par exemple, les codeurs JPEG2000 et JPWL dédiés à la transmission d'images sont caractérisés par une forte hiérarchisation des données. Ainsi, l'image ou la vidéo source est hiérarchisée de façon à séparer les parties les plus sensibles (en-têtes et Tuile-partie) du reste des données (coefficients fréquentiels de l'image). Ces données sensibles contiennent les informations spécifiques de l'image et les paramètres de codage. Cette hiérarchisation est exploitée dans plusieurs travaux pour mettre en oeuvre des stratégies UEP par le biais de CCE de Reed Solomon (RS) [74][75][76]. Les résultats montrent une amélioration de la qualité des images reçues, comparativement à une stratégie de protection uniforme. Cependant, ces travaux ne permettent pas une allocation optimale du débit utile. Pour allouer efficacement le débit utile, les auteurs dans [77] [78] [79] ont proposé des stratégies UEP conjointes entre le codeur source et le codeur canal. L'objectif de ces stratégies est d'ajuster les débits à allouer au codeur de source et au codeur de canal afin d'améliorer la qualité des contenus reçus tout en optimisant la courbe débit-



distorsion du système de transmission. Dans ces nouvelles stratégies, l'optimisation est réalisée de telle sorte que la réduction de la distorsion soit maximisée sous la contrainte que le débit alloué soit inférieur au débit disponible. Dans [80], les auteurs proposent également une stratégie UEP conjointe pour la transmission d'images JPEG 2000 intégrant les codes STTC<sup>1</sup> variables. Dans ce schéma, les différentes couches de l'image codée sont protégées en utilisant les codes RS. Un entrelacement est appliqué au sein de chaque couche de qualité pour limiter l'impact des erreurs par paquets. Ensuite, les couches de qualité sont à nouveau protégées par un code STTC. Un bloc conjoint d'optimisation du débit permet de déterminer le nombre de couches de qualité ainsi que le rendement des différents codes RS à appliquer sur chaque couche.

Dans [81], les auteurs ont proposé une étude d'évaluation des différentes stratégies UEP conjointes pour un système MIMO-OFDM en boucle ouverte dédié à la transmission d'images JPEG 2000 Wireless (JPWL). Cette étude montre que les meilleures performances de la courbe débit-distorsion sont obtenus en combinant les codes STBC d'Alamouti à faible gain de codage avec les codes RS à faible rendement ou en utilisant les codes STBC présentant un fort gain de codage avec les codes RS à fort rendement. Les auteurs montrent aussi qu'aucune stratégie ne permet d'atteindre des performances optimales pour tous les états du canal radio, ce qui implique de mettre en place des stratégies UEP adaptatives afin de garantir la meilleure qualité de service face aux fluctuations du canal radio.

Les stratégies UEP, étudiées dans la littérature, montrent qu'il est donc indispensable de prendre conjointement en compte la hiérarchisation des données issues du codeur de source et les distorsions liées au canal radio. Cependant, les fluctuations du canal nécessitent d'intégrer l'adaptabilité dans les stratégies proposées.

### 1.11.2 Les stratégies d'allocation inégale de puissance (UPA)

La limitation des ressources spectrales et de la puissance d'émission dans les systèmes MIMO-OFDM pose une contrainte majeure à la transmission des contenus multimédias à très haut débit. En plus, la miniaturisation des équipements de communication pose le problème d'autonomie des batteries, principale source d'alimentation des amplificateurs de puissance. Par conséquent, la gestion de la puissance d'émission disponible constitue un problème essentiel dans les systèmes destinés aux nouvelles générations. En effet, ces systèmes doivent garantir la qualité de service tout en gérant au mieux la puissance totale disponible. Plusieurs travaux de recherche se sont focalisés sur l'optimisation de la puissance d'émission en fonction des autres paramètres de la chaîne de communication, comme la nature des données à transmettre, la consommation électrique, le débit, les distorsions du canal radio, etc. Tout comme les stratégies UEP présentées précédemment, les stratégies d'allocation inégale de puissance, encore appelées stratégies UPA sont largement exploitées dans de nombreux standards de communication afin d'améliorer la qualité de service. Dans un contexte MIMO-OFDM, les auteurs exploitent généralement la hiérarchisation des données issues du codeur de source afin de mettre en place les stratégies UPA. L'idée de base est d'allouer davantage la puissance aux couches les plus sensibles aux erreurs de transmission, tout en respectant la puissance totale d'émission disponible. Dans [82] et [83], les auteurs proposent une stratégie UPA pour la transmission d'images JPEG 2000 sur un canal MIMO fortement bruité. Dans cette stratégie, l'image source est subdivisée en plusieurs couches de qualité et la puissance totale est ensuite partagée entre les différentes couches en fonction de leur contribution sur la qualité de l'image reçue et l'état du canal radio. Les résultats montrent un gain de la qualité des images reçues d'environ  $4\text{ dB}$  sur un canal BBAG et un canal de Rayleigh, comparativement à une stratégie d'allocation égale de puissance (EPA<sup>2</sup>).

On peut également citer les stratégies UPA d'adaptation de lien dédiées à la transmission des contenus multimédias, proposées dans [84] et [85] où les auteurs proposent des algorithmes de précodage prenant en compte conjointement la hiérarchisation des données, le rendement du CCE, la modulation

<sup>1</sup>Space-Time Treillis Code

<sup>2</sup>Equal Power Allocation

numérique et la qualité du canal radio dans un système MIMO-OFDM en boucle fermée. Dans ce schéma, la connaissance de la CSI permet de décomposer le canal MIMO en plusieurs sous-canaux SISO décorrelés. Ensuite, la stratégie UPA alloue successivement la puissance sur les différents sous-canaux afin de maximiser la qualité des images reçues. Contrairement aux stratégies EPA, le processus d'allocation de puissance permet de prendre en compte les fluctuations du canal radio. Par exemple, lorsque la valeur du RSB des sous-canaux est très faible, la puissance totale est allouée à la couche de qualité la plus sensible afin de minimiser les erreurs de transmission. Dans [86], les mêmes auteurs intègrent l'adaptabilité dans la stratégie UPA proposée dans [84]. Cette solution d'adaptation de lien permet de régler dynamiquement les paramètres de la chaîne de communication en fonction des variations du canal radio sous contrainte de la puissance totale disponible.

Dans [87], une stratégie UPA permettant de minimiser l'énergie d'un système MIMO-OFDM dédié à la transmission d'images en environnement indoor a été proposée. Dans cette stratégie, le système exploite la variabilité des données présentes dans l'image et la réponse impulsionnelle du canal pour proposer un algorithme dynamique permettant de déterminer la configuration de puissance optimale en fonction des contraintes sur le TEB en réception.

### 1.11.3 Optimisation de la qualité de transmission dans les systèmes MIMO-OFDM en présence de la non-linéarité

Comme nous l'avons montré, l'inconvénient majeur de la modulation OFDM est la génération des signaux à fort PAPR, qui engendre des distorsions nonlinéaires de signaux à la sortie de l'amplificateur de puissance. Dans les stratégies UPA classiques, les auteurs préconisent l'utilisation des amplificateurs de puissance exclusivement en zone linéaire. Cette approche peut cependant affecter l'efficacité énergétique des systèmes MIMO-OFDM ou réduire la puissance totale d'émission disponible. Plusieurs études sur les performances des systèmes MIMO-OFDM en présence de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance ont été proposées dans la littérature [6][88][89]. Les travaux proposés dans [90] permettent de caractériser analytiquement les distorsions nonlinéaires de l'amplificateur dans un système OFDM et montrent que le choix du recul en puissance à l'entrée de l'amplificateur de puissance doit se faire de manière dynamique. Dans cette étude, l'amplificateur est modélisé par un modèle polynomial sans effet mémoire et la distorsion engendrée par sa non-linéarité est traitée comme un bruit additionnel. Le bruit est introduit par le modèle de Bussgang [91] et sa variance est exprimée en fonction du recul en puissance ou de l'IBO à l'entrée de l'amplificateur. Dans [92], les auteurs proposent d'étudier la capacité des systèmes MIMO-OFDM en présence de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance modélisé sous forme polynomiale sans effet mémoire. Les résultats sur un canal de Rayleigh montrent qu'en déterminant les expressions analytiques traduisant les distorsions non-linéaires à l'émission, des algorithmes de compensation d'erreur peuvent être appliqués à la réception afin d'améliorer la capacité des systèmes MIMO-OFDM. Cependant, ces travaux ne prennent pas en compte les effets mémoires de l'amplificateur.

Au vu de ces études, quelques auteurs se sont intéressés à l'étude des systèmes MIMO-OFDM pré-codés en présence de la non-linéarité de puissance. Dans [6], les auteurs proposent une formule générale permettant de caractériser la distorsion du signal utile dans un système MIMO-OFDM pré-codé où les effets mémoires de l'amplificateur de puissance sont pris en compte. Dans ces travaux, une stratégie EPA est utilisée et l'amplificateur sur chaque branche du système MIMO est modélisé en utilisant le modèle de Wiener-Hammerstein. Dans [93], les auteurs proposent d'analyser l'impact de la non-linéarité sur les performances d'un système MIMO pré-codé, dédié aux transmissions par satellite. Dans cet article, une stratégie de pré-codage connue sous le nom de zero-forcing (ZF) qui consiste à inverser la matrice du canal MIMO est utilisée à l'émission. Les résultats montrent qu'en présence de ce pré-codage, le signal transmis est plus vulnérable en présence de la non-linéarité, en comparaison aux systèmes traditionnels qui n'utilisent pas de pré-codage. Par conséquent, l'application du pré-codage impose un recul en puissance beaucoup plus important pour la même qualité de service.

Dans [7], les auteurs proposent une étude sur la recherche du débit maximal des systèmes MIMO-OFDM en boucle fermée en présence de la non-linéarité de l'amplificateur. Dans cette étude, l'algorithme Singular Value Decomposition (SVD) [94] est utilisé pour la décomposition du canal MIMO et le précodeur Water-Filling (WF) [95] pour l'allocation de puissance. Les paramètres du précodeur WF classique dépendent uniquement de l'état du canal MIMO. Les auteurs ont d'abord montré que l'utilisation de la puissance totale disponible à l'émission ne permet pas de maximiser la capacité du système à cause de la non-linéarité. Ensuite, en modélisant la non-linéarité de l'amplificateur de puissance sous forme de bruit additionnel de Busgang comme dans [90], ils ont utilisé la recherche par Dichotomie pour déterminer les paramètres optimaux du précodeur WF permettant d'avoir un compromis optimal entre le rendement et la capacité du système. Les résultats montrent que cette version optimisée du précodeur WF permet d'améliorer considérablement les performances du système, en comparaison à la méthode classique où la valeur de l'IBO à l'entrée de l'amplificateur est toujours fixe.

## 1.12 Positionnement de la thèse et contributions

La demande en services multimédia à hauts débits dans des environnements caractérisés par des sources de distorsions et la miniaturisation des équipements de communication mobile nécessitent des exigences en qualité de service avec une consommation électrique minimale. Pour aider au développement des systèmes de communication sans-fil et répondre à la demande des utilisateurs, plusieurs travaux de recherche proposent des stratégies de plus en plus élaborées permettant de réduire l'impact des sources de distorsions sur la qualité de transmission dans un contexte de réduction de la consommation électrique. Ces sources de distorsions sont en général liées aux contraintes propres des contenus multimédia (image, vidéos, temps réel, latence, etc.), aux défauts intrinsèques des composants électroniques (non-linéarité, durée de vie, fiabilité, etc.) et aux propriétés spatio-temporelles du canal de transmission (multi-trajets, interférences, atténuations, effet Doppler, etc.).

Dans ce contexte, nous nous sommes intéressés dans ce chapitre à l'impact de deux sources de distorsions à savoir la non-linéarité de l'amplificateur de puissance et le canal de transmission [29]. L'utilisation de la modulation OFDM permet de compenser les effets néfastes introduits par le canal de transmission tout en augmentant le débit de transmission. Cependant, elle génère des signaux à fort PAPR et donc vulnérables à la non-linéarité de l'amplificateur de puissance [36]. Dans ce contexte, plusieurs méthodes de réduction du PAPR dans les systèmes OFDM ont été proposées dans la littérature. À travers ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art de ces méthodes, ce qui nous a permis de choisir les méthodes à compatibilité descendante et en particulier la méthode Tone Reservation (TR) proposée par *J. Tellado* dans [72]. En effet, la méthode TR est utilisée dans les émetteurs de communication actuels et permet de réduire le PAPR sans dégradation du TEB et sans modification du récepteur. Cependant, le nombre limité de sous-porteuses utilisées pour ajouter le signal de correction du PAPR dans la méthode TR diminue les performances des algorithmes d'optimisation utilisés. Dans le cadre de nos travaux, nous étudierons dans le deuxième chapitre la méthode TR et nous proposerons une nouvelle approche permettant d'améliorer ses performances en terme de gain de réduction du PAPR tout en garantissant une bonne qualité de transmission. Cette nouvelle approche consiste à inclure le signal de l'intervalle de garde dans le processus de réduction du PAPR afin d'augmenter le degré de liberté des algorithmes d'optimisation utilisés.

Habituellement, la modulation OFDM est combinée avec la technologie MIMO afin d'exploiter la diversité spatiale offerte par le canal de transmission. La technologie MIMO consiste à utiliser plusieurs antennes à l'émission et à la réception afin d'améliorer le débit de transmission et la robustesse des transmissions contre les sources de distorsions liées au canal de transmission. Pour atteindre ces objectifs dans les systèmes MIMO-OFDM, de nombreux mécanismes de précodage, comme les stratégies UPA, sont généralement implémentées. Malgré les avantages offerts par les systèmes MIMO-OFDM précodés, ces derniers sont caractérisés par un PAPR très élevé, ce qui engendre aussi des dégradations des signaux en présence de la nonlinéarité des amplificateurs de puissance et augmente la consommation

électrique [96]. Dans ce contexte, plusieurs travaux de recherche dans la littérature se sont focalisés sur la réduction du PAPR dans les systèmes MIMO-OFDM [97][98][99][100][101].

Cependant, à l'exception des travaux réalisés par *B. Koussa* dans sa thèse [3], très peu d'auteurs ont abordé l'impact des méthodes de réduction du PAPR sur l'amélioration de la qualité de service en présence de l'amplificateur de puissance dans les systèmes MIMO-OFDM précodés, dédiés à la transmission des contenus multimédia. En effet, les stratégies UPA classiques sont exploitées dans les systèmes MIMO-OFDM pour optimiser la puissance de transmission avec une garantie de la qualité de service requise, mais ne considèrent pas la non-linéarité de l'amplificateur de puissance dans le processus d'allocation de puissance. Ainsi, les auteurs qui développent ces stratégies préconisent en général de limiter la puissance de transmission dans la zone linéaire de l'amplificateur de puissance afin d'éviter les dégradations des signaux précodés [102] [103] [7]. En revanche, cette démarche ne constitue pas une solution optimale dans un contexte de réduction de la consommation électrique. Pour optimiser le rendement énergétique de la chaîne de transmission et réduire le coût énergétique, les méthodes de réduction du PAPR sont alors utilisées à l'émission. Néanmoins, ces méthodes ne s'intéressent pas à l'optimisation de la puissance de transmission. La difficulté actuelle pour les stratégies d'allocation de puissance dans les systèmes MIMO-OFDM est alors de maintenir la qualité de service exigée dans un contexte de réduction de la consommation électrique. Les évaluations menées par *B. Koussa* dans [3] intègrent déjà une stratégie UPA d'optimisation de la puissance de transmission et la prise en compte de la réduction du PAPR par la méthode TR dans un système MIMO-OFDM  $4 \times 4$  (IEEE 802.11n) dédié à la transmission de contenus multimédias (images JPWL). Les résultats obtenus permettent de mettre en relation le gain de réduction apporté par la méthode TR et la qualité visuelle des images reçues en présence d'un amplificateur de puissance. Par contre, cette relation reste sous-optimale et ne permet pas d'évaluer de manière réaliste les performances de la chaîne de communication car elle ne considère pas une modélisation réaliste de la non-linéarité engendrée par les amplificateurs de puissance sur les différentes branches du système MIMO. Fort de ces travaux, nous allons développer dans le chapitre 3 une nouvelle méthode d'évaluation réaliste de l'impact de la réduction du PAPR par la méthode TR dans un système MIMO-OFDM en boucle fermée, dédié à la transmission d'images JPWL en utilisant le standard IEEE 802.11n. Cette nouvelle évaluation aura aussi pour objectif de comprendre de manière explicite les limites d'une stratégie UPA dans un système MIMO-OFDM réaliste, dédié à la transmission de contenus multimédias hiérarchisés.

Les stratégies UPA ou UEP sont généralement utilisées dans les systèmes MIMO-OFDM pour protéger les couches les plus sensibles aux erreurs liées au canal de transmission. Dans ces stratégies, le canal de transmission est généralement considéré comme la seule source de distorsion et la non-linéarité de l'amplificateur de puissance est rarement prise en compte lors du processus d'optimisation [3]. Or dans un système de communication destiné à fournir la meilleure qualité de service tout en réduisant la consommation électrique, la mise en place d'une stratégie d'amélioration de la qualité de transmission doit considérer de manière conjointe toutes les contraintes liées aux contenus à transmettre, à la non-linéarité de l'amplificateur de puissance et au canal de transmission. En effet, ces contraintes ont un impact sur les performances globales de la chaîne de communication. Dans la littérature, quelques auteurs s'intéressent de plus en plus aux stratégies de précodage prenant conjointement en compte les distorsions du canal de transmission et la nonlinéarité de l'amplificateur de puissance. Dans [90] par exemple, les auteurs ont proposé une optimisation de la stratégie classique de précodage Water Filling (WF) en présence des non-linéarités de l'amplificateur de puissance dans un système MIMO-OFDM. Mais, la solution WF n'est pas adaptée à la transmission de contenus hiérarchisés. Partant des résultats d'évaluation de la non-linéarité et de la réduction du PAPR obtenus dans le chapitre 3, nous proposerons dans le chapitre 4 une nouvelle stratégie UPA dans un système MIMO-OFDM dédié à la transmission de contenus hiérarchisés. Cette nouvelle stratégie permettra de prendre conjointement en compte les contraintes sur le contenu à transmettre, les paramètres physiques des amplificateurs de puissance utilisés et les variations du canal de transmission. L'objectif sera d'améliorer la qualité visuelle des images reçues tout en évitant une surconsommation électrique. À travers cette nouvelle stratégie, le recul en puissance

à l'entrée des amplificateurs de puissance sera déterminé de façon dynamique selon les critères liés à la qualité de service, contrairement aux systèmes MIMO-OFDM traditionnels.

Tous les travaux que nous présenterons dans les systèmes MIMO-OFDM sont basés sur des études antérieures élaborées au sein de l'Institut de Recherche XLIM de l'Université de Poitiers. Tout d'abord, nous exploiterons les spécificités de la stratégie de précodage CBP (Content-Based Precoder) dédiée à la transmission des contenus hiérarchisés, développé par *Julien Abot* dans sa thèse [5]. Ensuite, nous utiliserons une chaîne de communication MIMO-OFDM en boucle fermée où l'émetteur et le récepteur ont une parfaite connaissance de la CSI. Cette chaîne est dédiée à la transmission d'images JPWL et comprend un modèle de canal de transmission réaliste ainsi que toutes les spécifications du standard IEEE 802.11n.

## 1.13 Synthèse et conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté quelques généralités sur les transmissions numériques en décrivant succinctement les différents traitements que subit l'information lors de la transmission tels que le codage de source, le codage canal et la modulation numérique. Nous avons ensuite présentés les phénomènes spécifiques au canal de transmission radio-mobile tels que le phénomène de multi-trajets, l'effet Doppler et le bruit de transmission. Pour prendre en compte ces phénomènes dans la mise en place d'une chaîne de communication, quelques modèles de canaux utilisés dans la littérature ont été décrits, en particulier les modèles permettant de caractériser les canaux radio-mobiles. Les inconvénients inhérents au canal radio-mobile peuvent être surmontés en utilisant des techniques qui tirent parti de la diversité temporelle, fréquentielle ou spatiale du canal de transmission. Ainsi, les modulations multi-porteuses ou les systèmes multi-antennes (MIMO) apparaissent comme des techniques incontournables permettant d'augmenter la robustesse des transmissions sur des canaux radio. Nous avons donc proposé une étude des caractéristiques des signaux issus de la modulation OFDM, qui sera la modulation multi-porteuses utilisée dans toute la suite de nos travaux.

Au vu des fortes fluctuations d'enveloppe des signaux OFDM et de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance, qui est un élément indispensable dans les systèmes de communication sans-fil, nous nous sommes focalisés sur les généralités ainsi que les modèles existants dans la littérature permettant de décrire son comportement non-linéaire. Ensuite, nous avons étudié l'influence de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance dans un système utilisant la modulation OFDM. En effet, la non-linéarité de l'amplificateur de puissance est un phénomène qui affecte la qualité de transmission surtout dans le cas des signaux OFDM caractérisés par un PAPR élevé. Nous avons aussi dressé un état de l'art des différentes méthodes de traitement de la non-linéarité. Ceci nous a permis de sélectionner les méthodes à compatibilité descendante et en particulier la méthode Tone Reservation (TR), qui sera celle considérée dans la suite de nos travaux.

En fin de ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les différentes stratégies d'amélioration de la qualité de transmission dans les systèmes de communication actuels. Nous avons ensuite positionné nos travaux par rapport à cet état de l'art suivant deux axes :

- Il s'agira tout d'abord de proposer une approche permettant d'améliorer les performances de la méthode TR en terme de gain de réduction du PAPR tout en maintenant une bonne qualité de service.
- Et par la suite de concevoir et de développer de nouvelles stratégies d'amélioration de la qualité de transmission prenant conjointement en compte les distorsions et les variations du canal radio, la non-linéarité de l'amplificateur de puissance et la scalabilité des contenus multimédia à transmettre. L'objectif de ces stratégies sera de garantir la qualité de service tout en évitant la surconsommation électrique de l'amplificateur de puissance.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier en détails les caractéristiques de la méthode TR pour la réduction du PAPR et proposer une nouvelle approche permettant d'améliorer ses performances.



## Chapitre 2

# Optimisation de la méthode Tone Reservation pour la réduction du PAPR dans les systèmes OFDM

### 2.1 Introduction

L'utilisation de la modulation OFDM dans les standards de communication sans-fil offre plusieurs avantages comme la robustesse de la transmission face aux canaux multi-trajets et sélectifs en fréquence, l'utilisation optimale de la bande de fréquence disponible et la simplicité d'implémentation à travers l'algorithme IFFT [36]. Elle est notamment déployée dans plusieurs standards de télécommunication comme la norme LTE, le réseau WiMAX, le réseau WLAN IEEE 802.11 et bien d'autres [104]. Cependant, l'un des inconvénients majeurs de la modulation OFDM est la génération de signaux à très forte dynamique d'enveloppe, qui se caractérise par un PAPR très élevé (cf. Chapitre 1). En effet, la très forte dynamique de signaux issus de la modulation OFDM est difficile à gérer par les composants électroniques non-linéaires de la chaîne de communication comme l'AP. Ce dernier constitue d'ailleurs l'élément le plus consommateur d'énergie de la chaîne (près de 60 % de la consommation totale) [49]. Lorsqu'un signal possède un PAPR élevé, il apparaît plusieurs pics d'amplitude qui ne peuvent plus être négligés dès lors que l'on travaille à très forts niveaux d'amplification. La solution la plus simple est donc d'appliquer un certain recul en puissance à l'entrée de l'amplificateur afin d'éviter que ces pics ne se retrouvent dans la zone où la réponse de l'amplificateur est non-linéaire. En revanche, cette solution diminue considérablement le rendement énergétique de la chaîne de communication.

Pour avoir un rendement énergétique optimal, l'AP doit fonctionner le plus proche de sa zone de saturation. Cependant, cette zone est caractérisée par d'importantes distorsions causées par la non-linéarité de l'amplificateur (remontées spectrales, dégradation du taux d'erreur binaire, interférences entre les canaux adjacents, etc.). Ces distorsions sont d'autant plus importantes quand les signaux à l'entrée de l'amplificateur ont une forte dynamique d'enveloppe. Par conséquent, l'amélioration du rendement énergétique occupe une place prépondérante dans tous les systèmes qui utilisent la modulation OFDM.

L'état de l'art regroupe plusieurs méthodes traitant la non-linéarité de l'amplificateur afin d'améliorer son rendement. Ces méthodes proposent de réduire le PAPR juste avant la phase d'amplification. Ainsi, diverses méthodes assurant le critère de compatibilité descendante sont proposées. Parmi ces méthodes, la méthode TR est de loin l'une des plus utilisées car elle ne dégrade pas le TEB, ne génère pas de remontées spectrales et est simple à implémenter [104]. Le principe de la méthode TR consiste à utiliser un ensemble de sous-porteuses dans la bande de fréquence allouée pour générer un signal dit "signal de correction". Ce signal de correction est ensuite ajouté au signal original pour former un signal résultant ayant un PAPR plus faible. Pour assurer la compatibilité descendante, une variante de la méthode TR connue sous le nom de méthode Tone Reservation Using Null Subcarriers (TRNS) propose de générer le



signal de correction en utilisant les Sous-porteuses Nulles (SPN), ou non utilisées, disponibles dans les différents standards de communication. La méthode TRNS permet par exemple d'atteindre un gain de réduction du PAPR d'environ  $3\text{ dB}$  et  $4.5\text{ dB}$  en utilisant respectivement les SPN des standards WLAN IEEE 802.11a et WiMAX [105] [106]. Toutefois, la flexibilité et les performances de la méthode TRNS sont limitées au nombre de SPN disponibles. En effet, le degré de liberté des différents algorithmes d'optimisation, utilisés par la méthode TRNS pour la recherche du signal de correction optimal, est limité au nombre de SPN. Par conséquent, la capacité de correction du PAPR offerte par la méthode TRNS diminue lorsque ce nombre est relativement faible. Dans ce chapitre, notre objectif est d'apporter des solutions à cet inconvénient.

L'une des particularités des systèmes OFDM est l'utilisation de l'IG pour combattre les IES et les Interférences Entre Canaux (IEC) (cf. Chapitre 1). Le principe consiste à générer et à insérer entre deux symboles OFDM à l'émission un signal dit signal de l'IG d'une durée supérieure au retard maximal des différents trajets du canal. Les techniques du Préfixe Cyclique (CP) et du Zero-Padding (ZP) sont largement utilisées dans les systèmes actuels pour générer ce signal. Malgré son utilité durant la transmission, sa suppression à la réception sans aucune autre forme d'utilisation peut être interprétée comme une perte du débit utile. Par conséquent, nous proposons dans ce chapitre d'adjoindre le signal de l'IG aux SPN dans le processus d'optimisation de la méthode TRNS pour la réduction du PAPR. Ainsi, le signal de l'IG sera généré à partir du bloc de réduction du PAPR de la chaîne de communication, ce qui constituera un degré de liberté supplémentaire pour les algorithmes d'optimisation utilisés. Cette nouvelle approche que nous appellerons "Hybrid Tone Reservation (HTR)" sera étudiée plus en détails dans la suite de ce chapitre. Nous commencerons par une étude analytique de la méthode TR en général avant de nous concentrer sur la méthode HTR. Une nouvelle architecture offrant des possibilités d'inclusion du signal de l'IG dans le bloc de réduction du PAPR sera proposée. Ensuite, une évaluation des performances de la méthode HTR en présence des dégradations du canal radio et des effets non-linéaires de l'amplificateur de puissance sera proposée. Nous terminerons ce chapitre par une synthèse et une conclusion.

## 2.2 Principe de la méthode Tone Reservation

La méthode TR fait partie des méthodes dites à "ajout de signal" dont l'idée de base est d'ajouter un signal temporel dit "signal de correction" au signal original afin de réduire le PAPR de ce dernier. Le signal de correction est obtenu par optimisation et la problématique de réduction du PAPR peut être traduite par la relation suivante[32] :

$$\min_c PAPR\{x + c\} \quad (2.1)$$

où  $x$  est le signal original et  $c$  représente le signal de correction dans le domaine temporel.

Afin d'assurer la compatibilité descendante, le signal  $c$  doit être ajouté de façon à ce que le signal de données  $x$  ne subisse aucune distorsion (dans le cas idéal) et sans modification du récepteur. On peut aussi de façon équivalente traduire le processus de réduction du PAPR de l'équation (2.1) dans le domaine fréquentiel sous la forme[32] :

$$\min_C PAPR\{IFFT(X + C)\} \quad (2.2)$$

où  $X$  et  $C$  sont les signaux de données et de correction dans le domaine fréquentiel tel que :  $x = IFFT(X)$  et  $c = IFFT(C)$ . Cette formulation permet d'introduire le signal de correction dans le domaine fréquentiel, c'est-à-dire au niveau des sous-porteuses, juste avant l'algorithme IFFT à l'émission.

Les relations précédentes montrent que l'on peut appliquer cette démarche à n'importe quel signal de données  $x$ . Dans un contexte OFDM, la méthode TR a été introduite par *J. Tellado-Mourelou* [72] pour les signaux OFDM d'une façon générale sans spécification de standard particulier. Le principe de

la méthode TR consiste à réserver un nombre de sous-porteuses dans la bande de fréquence allouée afin de générer le signal de correction d'où l'appellation méthode Tone Reservation, c'est-à-dire une *méthode à réservation de sous-porteuses*. Le principe de la méthode TR est illustré sur la figure (2.1).

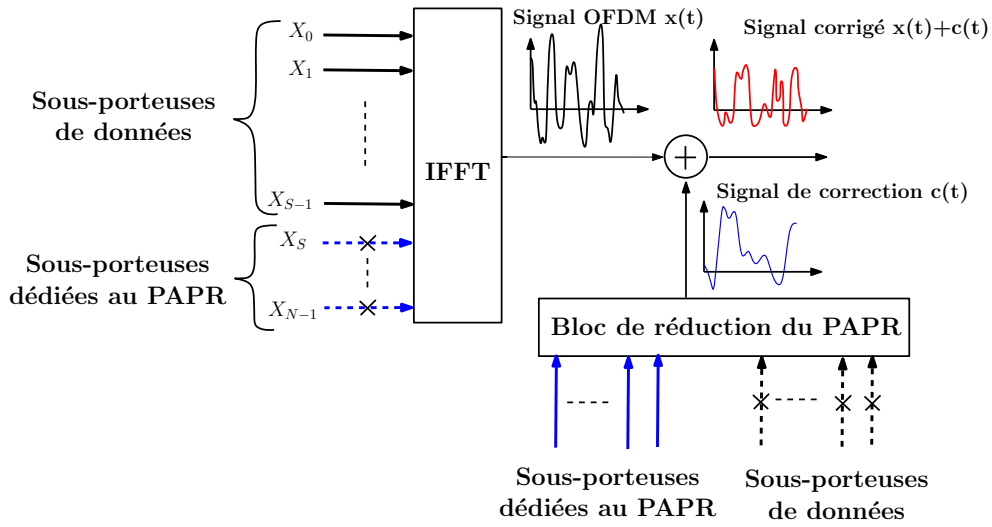


Figure 2.1: Principe de la méthode TR

On peut voir sur cette figure que les sous-porteuses dédiées à la réduction du PAPR sont séparées des sous-porteuses de données [3]. L'avantage principal de la méthode TR est qu'elle peut être élaborée de façon à assurer le critère de compatibilité descendante. En effet, en faisant le choix de prendre uniquement les sous-porteuses non-utilisées du standard pour la génération du signal de correction, on peut réduire le PAPR à l'émission sans transmettre les informations sur leur emplacement au récepteur. Dans la suite de nos travaux nous ferons le choix de respecter le critère de compatibilité descendante lors de l'implémentation de la méthode TR.

## 2.3 Étude analytique de la méthode TR

Lorsque le nombre et l'emplacement des sous-porteuses dédiées à la réduction du PAPR, dites Peak Reduction Tones (PRT), sont connus à l'avance, la méthode TR proposée par *J. Tellado* est à compatibilité descendante. En effet, *S. Zabré* [39] a proposé une modélisation du problème de réduction du PAPR proposé par *J. Tellado* par un Second Order Cone Program (SCOP), ce qui permet de générer le signal de correction du PAPR à partir des sous-porteuses non utilisées dans les différents standards encore appelées SPN. L'utilisation des SPN a ainsi permis de rendre la méthode TR à compatibilité descendante. En effet, ces dernières sont fixes, et donc connues de l'émetteur et du récepteur. Dans ce contexte, les SPN sont utilisées comme PRT pour réduire le PAPR à condition de respecter le spectre d'émission exigé par le standard. Cette variante de la méthode TR est connue sous le nom de méthode TRNS.

De façon générale, le principe de la méthode TR et de ses variantes peut être énoncé comme suit :

Soit  $X = [X_0, \dots, X_{N-1}]$  le vecteur de taille  $N$  contenant les données fréquentielles (symboles numériques) à partir desquelles le signal OFDM  $x(t)$  est généré dans le domaine temporel et soit  $C = [C_0, \dots, C_{N-1}]$  le vecteur contenant les échantillons du signal de correction dans le domaine fréquentiel de taille  $N$ . Par définition, les vecteurs  $X$  et  $C$  sont orthogonaux, c'est-à-dire :

$$X_k \times C_k = 0, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (2.3)$$

Posons  $\mathcal{R}^{\text{PRT}} = \{e_0, \dots, e_L\}$  l'ensemble ordonné des indices des  $L$  sous-porteuses réservées à la réduction du PAPR ( $L < N$ ). Le vecteur fréquentiel à transmettre après la réduction du PAPR peut être

exprimé comme suit[3] :

$$X + C = \begin{cases} X_k & \text{si } k \notin \mathcal{R}^{\text{PRT}} \\ C_k & \text{si } k \in \mathcal{R}^{\text{PRT}} \end{cases} \quad (2.4)$$

Le signal temporel résultant s'obtient par l'algorithme IFFT tel que :

$$x + c = Q (X + C) \quad (2.5)$$

où  $Q$  est la matrice d'IFFT de taille  $N \times N$  permettant le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel et définie par :

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & u & u^2 & \dots & u^{N-1} \\ 1 & u^2 & u^4 & \dots & u^{2(N-1)} \\ 1 & u^3 & u^6 & \dots & u^{3(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & u^{N-1} & u^{2(N-1)} & \dots & u^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

où  $u = e^{j\frac{2\pi}{N}}$  est le terme générique de la matrice  $Q$  et  $j = \sqrt{-1}$ .

Dans le domaine temporel discret, un facteur de sur-échantillonnage d'au moins 4 est nécessaire pour une bonne approximation du PAPR [72]. Dans la suite, on considérera que les signaux  $x(t)$  et  $c(t)$  sont sur-échantillonnés avec un facteur 4.

À noter que l'ensemble  $\mathcal{R}^{\text{PRT}}$  est remplacé par l'ensemble des SPN dans la méthode TRNS afin d'assurer le critère de compatibilité descendante comme illustré à la figure (2.2) pour un symbole OFDM.

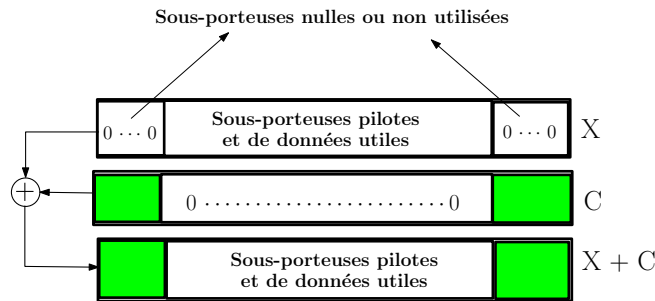


Figure 2.2: Exemple de réduction du PAPR en utilisant les sous-porteuses nulles

Les SPN sont en général placées à l'extrémité de chaque symbole OFDM avec la méthode TRNS [3]. Comme le montre la figure (2.2), l'objectif de la méthode TRNS est de déterminer le signal de correction  $C$  à insérer à l'emplacement de ces sous-porteuses de façon à réduire le PAPR du signal original.

### 2.3.1 Formulation du problème d'optimisation

À partir de l'équation (2.5), nous pouvons maintenant définir le PAPR du signal à transmettre par la relation suivante (cf. Chapitre 1) :

$$PAPR = \left( \frac{\max_{0 \leq n < N} |x_n + c_n|^2}{E[|x + c|^2]} \right) \quad (2.7)$$

où  $E[\cdot]$  représente l'espérance mathématique.

Le fait d'ajouter un signal pour la réduction du PAPR n'est pas toujours sans conséquence. En effet, il y a ajout d'une puissance additionnelle, ce qui risque de dégrader la qualité de transmission. L'objectif de la méthode TR est donc de réduire le PAPR en agissant uniquement sur le vecteur  $C$ , ce qui se traduit par la relation suivante[38] :

$$\min_c \text{PAPR}\{x + c\} = \min_c \left( \frac{\max_n |x_n + c_n|^2}{E[|x|^2]} \right), 0 \leq n < N \quad (2.8)$$

Comme le dénominateur de l'équation (2.8) ne dépend pas du signal de correction  $c$ , le problème de minimisation du PAPR est alors équivalent à la relation suivante :

$$\begin{aligned} \min_c \max_n |x_n + c_n|^2 &= \min_c \|x + c\|_\infty \\ &= \min_C \|QX + QC\|_\infty \end{aligned} \quad (2.9)$$

où  $\|\cdot\|_\infty$  est la norme infinie<sup>1</sup>.

Le problème de réduction du PAPR donné par l'équation (2.9) est un problème d'optimisation convexe de variable  $C$  [107] et peut être formulé comme un problème QPQC (Quadratic Program with Quadratic Constraints) qui admet au moins une solution optimale [36].

La résolution des problèmes QPQC a fait l'objet de nombreux travaux de recherche dans la littérature. Dans [72] par exemple, *J. Tellado* a utilisé l'algorithme du gradient classique pour résoudre ce problème d'optimisation, mais avec une complexité très importante. Dans [108], *S. Litsyn* a proposé un algorithme du gradient avec une complexité de calcul relativement réduite. Malgré le gain de réduction du PAPR qu'offre l'algorithme du gradient et ses variantes, l'approche QPQC ne permet pas de prendre en compte la variation de la puissance moyenne du signal ainsi que le nombre de sous-porteuses et leurs emplacements.

Dans [39], *S. Zabré* a modélisé le problème d'optimisation de l'équation (2.9) sous la forme SOCP<sup>2</sup>. Cette modélisation permet de prendre en compte la variation de la puissance moyenne au détriment d'une complexité de calcul plus élevée.

Dans [3], *B. Koussa* a proposé une analyse des performances d'autres algorithmes itératifs pour la recherche du signal de correction en termes de vitesse de convergence, d'augmentation de la puissance moyenne du signal corrigé et de gain de réduction du PAPR. Les résultats montrent que l'algorithme du gradient conjugué et l'algorithme de Marquardt-Levenberg [109] qui combine l'algorithme du gradient et la méthode de Quasi-Newton [110] offrent un bon compromis entre les performances de la méthode TRNS et l'augmentation de la puissance moyenne du signal corrigé.

Notre objectif ne sera pas de proposer une nouvelle forme de modélisation du problème d'optimisation car elle est déjà largement étudiée dans la littérature. En revanche, nous nous servirons de ces études pour proposer une implémentation de l'approche que nous présenterons dans la suite de ce chapitre.

### 2.3.2 Inconvénients de la méthode TR

Malgré son utilisation très répandue dans les standards de communication, la méthode TRNS possède quelques inconvénients. Tout d'abord, pour assurer le critère de compatibilité descendante de la méthode TR, les standards actuels utilisent les SPN pour ajouter le signal de correction du PAPR. Ces SPN sont situées en général aux extrémités de la bande de fréquence allouée, ce qui peut engendrer des remontées spectrales et donc causer des interférences avec les canaux adjacents. Ensuite, les performances de la méthode TRNS sont limitées au nombre de SPN disponibles. Ainsi, lorsque le nombre de SPN est faible, la capacité de correction offerte par la méthode TRNS diminue. Un autre inconvénient de la

<sup>1</sup>Maximum des valeurs absolues des éléments d'un vecteur

<sup>2</sup>Second Order Cone Programming

méthode TR, mais qui est inhérent à toutes les méthodes basées sur l'ajout d'un signal de correction, est l'augmentation de la puissance moyenne du signal à transmettre.

Au vu de ces différents inconvénients, notre objectif dans la suite consistera à proposer une solution pour améliorer le gain de réduction du PAPR de la méthode TRNS. Il s'agira d'exploiter les possibilités offertes par l'ajout du signal de l'intervalle de garde sans pour autant modifier fondamentalement l'architecture des systèmes OFDM. De même, la solution envisagée doit avoir un impact négligeable sur la qualité de transmission.

## 2.4 Amélioration de la méthode TR

Nous proposons dans cette partie d'adjoindre les échantillons du signal de l'IG aux SPN dans le processus d'optimisation de la méthode TR, ce qui constituera un degré de liberté supplémentaire pour les algorithmes d'optimisation utilisés pour la recherche du signal de correction. En effet, dans les systèmes OFDM, plusieurs techniques sont utilisées pour ajouter le signal de l'IG à l'émission afin de combattre les IES<sup>1</sup> et les IEC<sup>2</sup>. Ce signal est toutefois supprimé à la réception sans aucune autre forme d'utilisation. Partant de l'hypothèse que la méthode TR est également une technique d'ajout de signal à l'émission, nous proposons une nouvelle approche d'extension du signal de correction au signal de l'IG dans le processus d'optimisation de la méthode TRNS.

### 2.4.1 Inclusion de l'intervalle de garde dans le processus de réduction du PAPR

Soit un symbole OFDM, noté  $x$ , obtenu en combinant  $N$  sous-porteuses modulées par le vecteur de symboles numériques  $X = [X_0, \dots, X_{N-1}]$ . Comme nous l'avons mentionné à l'équation (2.6), l'enveloppe complexe du signal dans le domaine temporel est obtenue de façon générale en réalisant l'opération d'IFFT telle que :

$$x = Q \times X \quad (2.10)$$

Dans les systèmes OFDM, le signal de l'IG est inséré au début du symbole OFDM juste après l'opération d'IFFT pour former le signal à transmettre. À la réception, les échantillons du signal de l'IG sont supprimés car ils n'ont aucun rôle à jouer dans le processus de décodage du signal utile reçu pendant la durée d'un symbole OFDM.

Habituellement, les méthodes du CP<sup>3</sup> ou du ZP<sup>4</sup> sont utilisées pour générer le signal d'IG. La figure (2.3) illustre le principe de ces deux méthodes, le vecteur contenant les  $M$  échantillons du signal d'IG est représenté par  $w$  et le signal OFDM obtenu après l'insertion de l'IG est représenté par  $y$  de taille  $P \times 1$  tel que :

$$P = N + M \quad (2.11)$$

La figure 2.3(b) illustre le principe de la méthode ZP où le vecteur contenant les  $M$  échantillons du signal d'IG est une séquence de zéros, insérée en amont du symbole OFDM pour former le vecteur à transmettre tel que :

$$w = [w_1, \dots, w_{M-1}] \quad \text{avec} \quad w_i = 0, \forall i \in [0, \dots, M-1] \quad (2.12)$$

La méthode ZP est très sensible aux problèmes de synchronisation temporelle, génère des IEC et introduit des distorsions du signal utile en présence des dispositifs non-linéaires [111, 112]. En revanche, la méthode du CP est insensible aux IEC et permet de réduire l'impact des effets non-linéaires. Le

<sup>1</sup>Interférences Entre Symboles

<sup>2</sup>Interférences Entre Canaux

<sup>3</sup>Préfixe Cyclique

<sup>4</sup>Zero-Padding

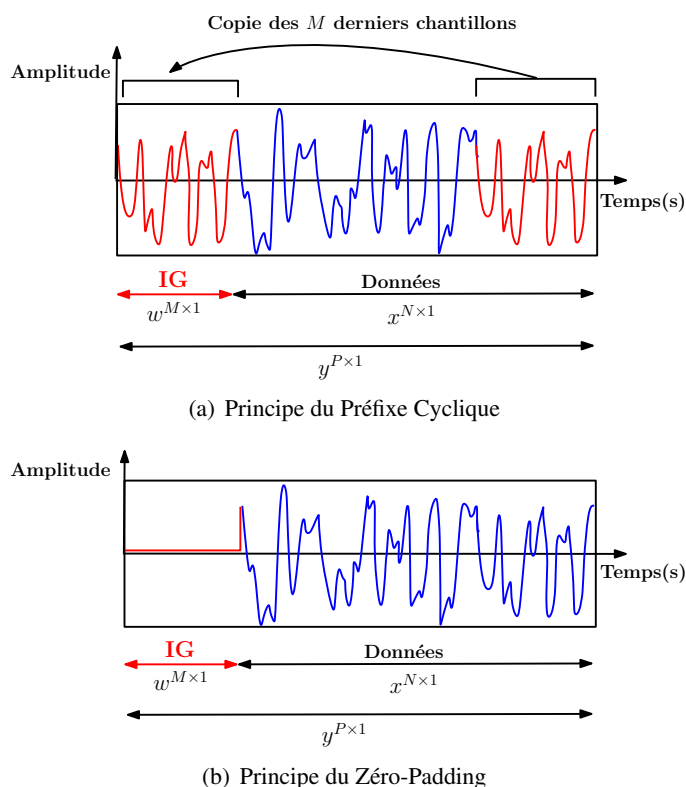


Figure 2.3: Méthodes classiques d'insertion du signal d'IG pour un symbole OFDM

le principe de la méthode du CP consiste à remplir le vecteur contenant les échantillons du signal d'IG par une copie des  $M$  derniers échantillons du signal utile comme illustré à la figure 2.3(a) tel que :

$$w = [x_{N-M}, \dots, x_{N-1}] \quad (2.13)$$

Malgré l'avantage qu'offre la méthode CP, la suppression de l'IG à la réception sans aucune autre forme d'utilisation est en soit un inconvénient. En effet, l'ajout systématique du signal de l'IG contribue à la réduction du débit utile de la chaîne de communication. Plusieurs travaux dans la littérature proposent des approches multi-fonctionnelles permettant d'utiliser l'IG pour remplir d'autres fonctionnalités en plus d'éliminer les IES et les IEC. Citons par exemple :

- Dans [113], les auteurs proposent l'approche UW-OFDM (Unique Word OFDM) qui consiste à ajouter l'IG dans le domaine fréquentiel. Contrairement aux méthodes CP et ZP, l'IG dans l'approche UW-OFDM est une séquence connue au préalable par l'émetteur et le récepteur et peut être utilisée pour la synchronisation et l'égalisation du canal radio à la réception.
- Dans [114], les auteurs proposent un algorithme connu sous le nom de VGI (Variable Guard Interval) permettant d'insérer dynamiquement le signal de l'IG. Contrairement à la méthode du CP qui sélectionne toujours les  $M$  derniers échantillons du signal utile pour former le signal de l'IG, l'algorithme VGI permet d'améliorer significativement l'efficacité spectrale des systèmes OFDM.
- Dans [115], les auteurs montrent que les méthodes du CP ou du ZP qui utilisent un signal d'IG de taille fixe contribuent à une réduction très importante du débit de transmission dans les environnements hostiles à la propagation radio. Ils proposent une nouvelle approche permettant d'adapter cette longueur aux variations du canal radio sans modification du récepteur.

Plusieurs autres travaux sur le renforcement des fonctionnalités du signal d'IG dans les systèmes OFDM peuvent être trouvés dans la littérature [116] [117]. Dans ce contexte et dans l'objectif d'améliorer

l'efficacité énergétique des communications sans-fil, nous proposons de reformuler la problématique de l'inclusion de l'IG afin d'améliorer la réduction du PAPR.

En observant les équations (2.10), (2.12) et (2.13), on constate qu'il n'existe aucune relation mathématique entre le signal d'IG et le signal utile. En effet, la figure (2.4) illustre l'architecture classique d'un émetteur OFDM où l'IG est inséré dans le domaine temporel après les blocs d'IFFT et de réduction du PAPR. Par conséquent, l'IG dans l'état actuel ne peut pas être inclus dans le processus de réduction du PAPR.

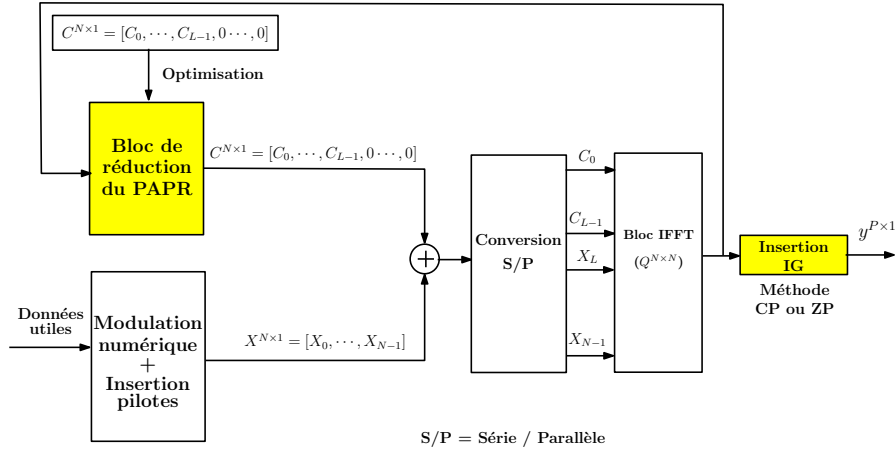


Figure 2.4: Architecture classique d'un émetteur OFDM

Pour que l'IG impacte la réduction du PAPR en modifiant l'enveloppe complexe du signal à transmettre, l'idée est d'établir une corrélation entre ce dernier et le signal de données juste avant les blocs d'IFFT et de réduction du PAPR. Par conséquent, nous proposons de modifier la relation d'IFFT présentée à l'équation (2.10) en ajoutant l'IG dans le domaine fréquentiel tel que :

$$x = Q \times X + H_{21} \times W \quad (2.14)$$

où  $W$  est un vecteur de taille  $M \times 1$  représentant l'IG dans le domaine fréquentiel et  $H_{21}$  est une matrice à coefficients complexes de taille  $N \times M$ . À noter qu'on parle à présent des symboles de l'IG dans le domaine fréquentiel.

De même, nous reformulons la relation permettant d'obtenir le signal d'IG dans le domaine temporel comme suit:

$$w = H_{11}W + H_{12}X \quad (2.15)$$

où  $w$  est un vecteur de taille  $M \times 1$  représentant l'IG dans le domaine temporel.  $H_{11}$  et  $H_{12}$  sont deux matrices à coefficients complexes de taille  $M \times M$  et  $M \times N$  respectivement.

À partir des équations (2.14) et (2.15), le signal transmis résultant de la concaténation du signal d'IG et du signal de données s'obtient à partir de la multiplication matricielle par bloc suivante :

$$y = \begin{bmatrix} w \\ x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W \\ X \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

où  $y$  est un vecteur de taille  $P \times 1$  contenant les échantillons du signal transmis dans le domaine temporel tel que :

$$y = \begin{bmatrix} y_0 \\ \vdots \\ y_{P-1} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Le vecteur du signal transmis correspondant dans le domaine fréquentiel s'écrit alors :

$$Y = \begin{bmatrix} Y_0 \\ \vdots \\ Y_{P-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W \\ X \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

La figure (2.5) illustre l'architecture en blocs matriciels, du système d'insertion de l'IG, proposée dans l'équation (2.16). On peut voir que le vecteur du signal de l'IG dans le domaine fréquentiel constitue une entrée du système d'insertion de l'IG. Il est donc évident qu'à travers les différentes opérations mathématiques proposées dans ce système, les valeurs des échantillons du signal de l'IG  $W$  auront un impact sur l'enveloppe complexe du signal transmis  $y$ .

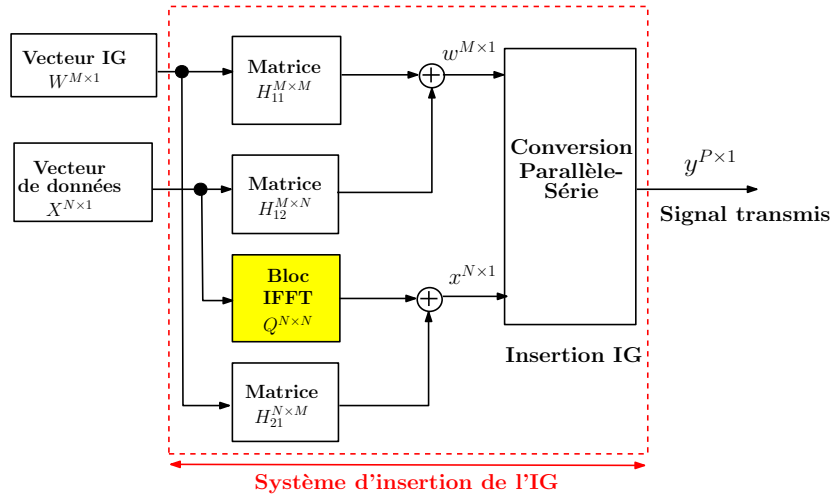


Figure 2.5: Nouvelle architecture d'insertion de l'intervalle de garde

On constate également que le système d'insertion proposé fait intervenir la matrice d'IFFT et possède maintenant une entrée constituée de  $P = N + M$  composantes fréquentielles. Contrairement au processus d'insertion classique présenté à la figure (2.4) qui possède un système d'insertion de l'IG constitué d'une entrée à  $N$  éléments uniquement. Ces  $M$  éléments supplémentaires du signal de l'IG seront utilisés par la suite pour ajouter un degré de liberté supplémentaire dans le bloc de réduction du PAPR.

Cependant, le nouveau système d'insertion de l'IG, à  $P$  composantes fréquentielles, peut avoir des conséquences non négligeables sur la bande utile du système et le critère de compatibilité descendante à garantir. Par conséquent, nous proposons d'adopter les simplifications matricielles suivantes :

$$H_{11} = I_M \quad \text{et} \quad H_{12} = [0]_{M \times N} \quad (2.19)$$

où  $I_M$  est la matrice identité de taille  $M \times M$  et  $[0]_{M \times N}$  est la matrice nulle de taille  $M \times N$ .

Compte tenu de ces simplifications matricielles, la généralisation de l'équation (2.16), permettant d'obtenir le signal transmis corrélé au signal d'IG, s'écrit comme suit :

$$y = G \cdot Y \quad (2.20)$$

où  $G$  est la nouvelle matrice par bloc de taille  $P \times P$  permettant le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel tel que :

$$G = \begin{bmatrix} I_M & [0]_{M \times N} \\ H_{21} & Q \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

De même, l'équation (2.15) peut être simplifiée comme suit :

$$w^{M \times 1} = W^{M \times 1} \quad (2.22)$$



L'équation (2.22) traduit une égalité entre les échantillons du signal de l'IG dans les domaines fréquentiel et temporel. Ceci permettra de simplifier l'architecture du système présentée à la figure (2.5).

La matrice  $H_{21}$  reste donc le seul paramètre à considérer dans la nouvelle architecture proposée. D'après l'équation (2.14), les coefficients de cette matrice influencent directement le décodage du signal utile. On montrera dans la suite que cette matrice joue un rôle important dans la convergence des algorithmes d'optimisation pour la recherche du signal de correction.

## 2.4.2 Nouvelle formulation du problème de réduction du PAPR : la méthode Hybrid Tone Reservation

D'après l'équation (2.20), le signal OFDM dans le domaine temporel contenant l'intervalle de garde est généré à partir du vecteur  $Y$  de taille  $P \times 1$ . Par conséquent, le signal de correction à ajouter dans le domaine temporel doit être généré à partir d'un vecteur fréquentiel  $C$  de même taille  $P$ . Le vecteur obtenu, après application de la méthode HTR dans le domaine fréquentiel, s'écrit alors comme suit :

$$Y + C = \begin{cases} X_k & \text{si } k \notin \mathcal{R}^{\text{IG}} \cup \mathcal{R}^{\text{PRT}} \\ C_k & \text{si } k \in \mathcal{R}^{\text{IG}} \cup \mathcal{R}^{\text{PRT}} \end{cases} \quad (2.23)$$

où  $\mathcal{R}^{\text{IG}} = \{i_0, \dots, i_M\}$  représente l'ensemble des indices des  $M$  échantillons du signal d'IG et  $\mathcal{R}^{\text{PRT}} = \{e_0, \dots, e_L\}$  représente l'ensemble des indices des  $L$  SPN dédiées au signal de correction tel que :

$$\mathcal{R}^{\text{IG}} \cap \mathcal{R}^{\text{PRT}} = \emptyset \quad (2.24)$$

Par construction du vecteur de correction, les échantillons du signal d'IG sont indépendants des échantillons appliqués aux SPN tel que :

$$C = \begin{cases} C_k^{\text{SPN}} & \text{si } k \in \mathcal{R}^{\text{PRT}} \\ C_k^{\text{IG}} & \text{si } k \in \mathcal{R}^{\text{IG}} \end{cases} \quad (2.25)$$

où  $C^{\text{SPN}}$  et  $C^{\text{IG}}$  sont les signaux de correction issus respectivement des sous-porteuses nulles et des échantillons de l'intervalle de garde. Ainsi, le vecteur de correction  $C$  de taille  $P \times 1$  résulte de la combinaison des vecteurs  $C^{\text{SPN}}$  et  $C^{\text{IG}}$  comme le montre la figure (2.6).

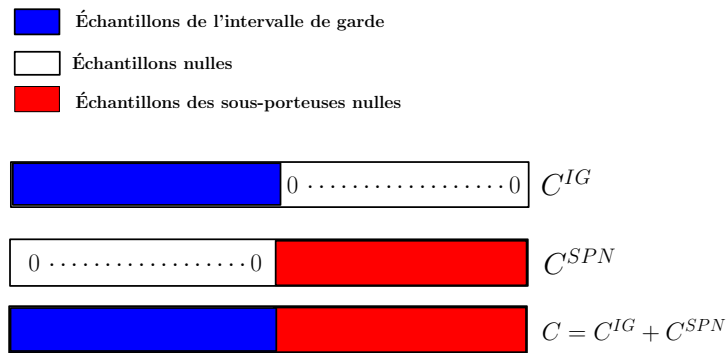


Figure 2.6: Construction du signal de correction

La figure (2.7) illustre le principe de la méthode HTR qui consiste à inclure le signal de l'IG dans le bloc de réduction du PAPR.

Ainsi, le signal OFDM à transmettre, obtenu dans le domaine temporel après application de la méthode HTR, peut être exprimé par la relation suivante :

$$y + c = G \cdot (Y + C) \quad (2.26)$$

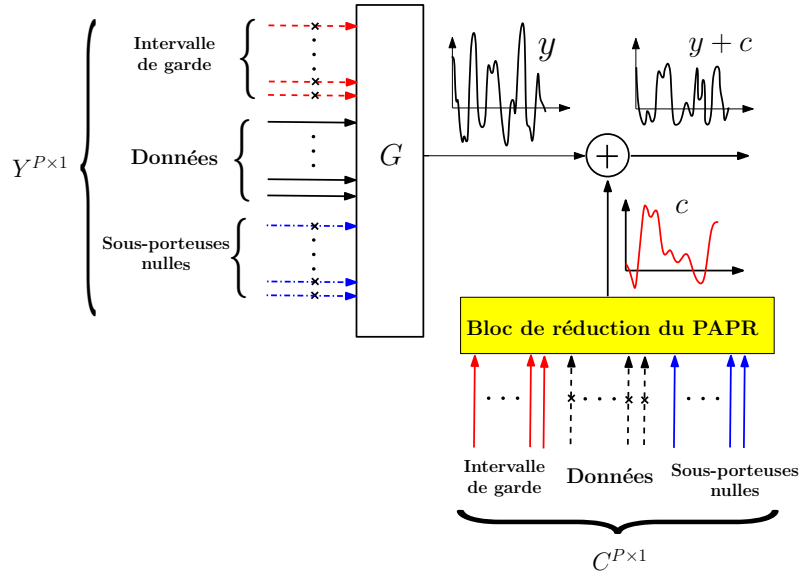


Figure 2.7: Principe de la méthode HTR

où  $G$  est la matrice de transformation définie à l'équation (2.21).  $Y$  représente le signal OFDM contenant le signal d'IG à transmettre dans le domaine fréquentiel.  $C$  représente le signal de correction. On peut encore simplifier l'écriture de l'équation (2.26) comme suit :

$$\begin{aligned}
 y + c &= y + c^{SPN} + c^{IG} \\
 &= y + G \times C^{SPN} + G \times C^{IG} \\
 &= y + G^{SPN} \times C + G^{IG} \times C
 \end{aligned} \tag{2.27}$$

où  $c^{SPN}$  et  $c^{IG}$  sont les signaux de correction dans le domaine temporel, issus respectivement des sous-porteuses nulles et des échantillons de l'intervalle de garde. Les matrices  $G^{SPN}$  et  $G^{IG}$  sont les restrictions de la matrice  $G$  aux colonnes d'indices  $\{e_0, \dots, e_L\}$  et  $\{i_0, \dots, i_M\}$  respectivement.

La minimisation du PAPR sans augmentation de la puissance moyenne peut être écrite comme un problème d'optimisation convexe de variables  $C^{IG}$  et  $C^{SPN}$  tel que :

$$\begin{aligned}
 \min_c \max_n |y_n + c_n|^2 &= \min_c \|y + c\|_\infty \\
 &= \min_{C^{IG}, C^{SPN}} \|y + GC^{IG} + GC^{SPN}\|_\infty
 \end{aligned} \tag{2.28}$$

D'après cette équation, rechercher le signal de correction  $C$  consiste à rechercher les signaux de correction relatifs à l'IG  $C^{IG}$  et aux SPN  $C^{SPN}$ .

### 2.4.3 Algorithme d'optimisation de la méthode HTR

Plusieurs algorithmes permettant de résoudre le problème d'optimisation posé à l'équation (2.28) existent dans la littérature. Dans cette section, nous nous limiterons uniquement à l'algorithme d'optimisation convexe sans contrainte de Marquardt-Levenberg, basé les méthodes du gradient et de Quasi-Newton. En effet, il a été démontré dans [3] que l'utilisation de cet algorithme pour l'optimisation de la méthode TRNS offre un bon compromis entre le gain de réduction du PAPR et l'augmentation de la puissance moyenne du signal corrigé.

#### 2.4.3.1 Algorithme de Marquardt-Levenberg

Soit une fonction  $f(x)$  continue et dérivable définie comme suit :

$$x \rightarrow f(x), \quad \text{avec} \quad x \in \mathbb{C}^n \tag{2.29}$$

où  $n$  est un entier naturel et  $\mathbb{C}^n$  représente un espace vectoriel complexe de dimension  $n$ . Le problème d'optimisation consiste à trouver la valeur optimale  $x_{op}$  qui minimise (ou maximise) la fonction  $f(x)$  tel que :

$$f(x_{op}) = \min_{x \in \mathbb{C}^n} f(x) \quad (2.30)$$

En partant d'un point  $x_0$ , le principe de la méthode de Quasi-Newton consiste à rechercher de façon itérative le minimum de la fonction  $f(x)$  en passant d'un point  $x_i$  à un point  $x_{i+1}$  tel que [3] :

$$f(x_{i+1}) < f(x_i) \quad \text{avec} \quad x_{i+1} = x_i + d_i \quad (2.31)$$

où  $i$  est le numéro de l'itération et  $d_i$  est un paramètre variable définissant la direction et l'amplitude choisies pour l'optimisation à l'itération  $(i + 1)$ .

Au vu de l'importance de la direction  $d_i$ , son choix constitue une des problématiques rencontrées dans la plupart des algorithmes d'optimisation [3]. La méthode de Quasi-Newton utilise la deuxième dérivée de la fonction  $f(x)$ , appelée aussi le Hessien pour régler la recherche. Ceci permet de réduire considérablement le nombre d'itérations nécessaire pour trouver la valeur optimale.

L'algorithme de Marquardt-Levenberg combine les méthodes du gradient et de Quasi-Newton pour définir la direction  $d_i$ . La recherche itérative basée sur cet algorithme peut être décrite par [3] :

$$x_{i+1} = x_i - [f''_i + \mu I_n]^{-1} \times f'_i \quad (2.32)$$

où  $\mu$  représente le pas du gradient,  $f''_i = \left[ \frac{\partial^2 f}{\partial^2 x} \right]_{x=x_i}$  est le Hessien de  $f(x)$  au point  $x = x_i$  et  $f'_i = \left[ \frac{\partial f}{\partial x} \right]_{x=x_i}$  représente le gradient de  $f(x)$  au point  $x = x_i$ .  $I_n$  est la matrice identité de taille  $n \times n$ .

### 2.4.3.2 Optimisation de la méthode Hybrid Tone Reservation

Nous allons utiliser l'algorithme de Marquardt-Levenberg présenté précédemment pour rechercher le signal de correction dans le domaine fréquentiel issu de la méthode HTR. À partir de l'équation (2.28), on définit généralement dans la littérature un seuil d'amplitude d'écrêtage et une fonction de coût ou critère quadratique à minimiser tel que [3] :

$$J = \frac{1}{2} \sum_{|y_k + c_k| > A} \varepsilon_k^2 \quad (2.33)$$

où  $J$  est la fonction coût,  $A$  est le seuil d'amplitude d'écrêtage prédéfini et  $\varepsilon_k = |y_k + c_k| - A$  représente l'erreur quadratique moyenne entre l'échantillon corrigé  $|y_k + c_k|$  et le seuil d'amplitude  $A$ .

Nous pouvons noter que dans le critère quadratique  $J$ , on considère uniquement les amplitudes d'indices  $k$  du signal corrigé  $y + c$  qui sont supérieures au seuil prédéfini  $A$ . L'équation (2.25) nous permet de définir deux vecteurs de correction dont les échantillons sont indépendants. Ainsi, nous pouvons redéfinir un nouveau critère composite  $J$  permettant l'adjonction du signal d'IG dans la recherche du vecteur de correction optimal tel que :

$$\begin{aligned} J &= J^{SPN} + \alpha_{IG} \times J^{IG} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{|y_k + c_k^{SPN}| > A} (\varepsilon_k^{SPN})^2 + \alpha_{IG} \cdot \frac{1}{2} \sum_{|y_k + c_k^{IG}| > A} (\varepsilon_k^{IG})^2 \end{aligned} \quad (2.34)$$

où  $\varepsilon_k^{SPN} = |y_k + c_k^{SPN}| - A$  et  $\varepsilon_k^{IG} = |y_k + c_k^{IG}| - A$  représentent respectivement les erreurs quadratiques moyennes entre l'échantillon corrigé grâce aux signaux de correction  $c^{SPN}$  et  $c^{IG}$  et le seuil d'écrêtage prédéfini  $A$ . De même,  $J^{SPN}$  et  $J^{IG}$  sont les deux fonctions de coût liées respectivement aux SPN et au signal de l'IG. La variable  $\alpha_{IG}$  est un coefficient de variation compris entre 0 et 1 permettant de contrôler le niveau de puissance du signal de l'IG lors du processus d'optimisation.

Tout comme le seuil d'écrêtage  $A$ , la valeur optimale du coefficient  $\alpha_{IG}$  peut être déterminée analytiquement ou par simulation. En effet, supposons que les vecteurs de correction  $c^{SPN}$  et  $c^{IG}$  soient tous initialisés à zéro au début du processus d'optimisation, on peut avoir les deux cas typiques suivants :

- Si la valeur de  $\alpha_{IG}$  vaut 0, alors l'erreur quadratique est systématiquement nulle, c'est-à-dire  $\alpha_{IG} \times \varepsilon_k^{IG} = 0, \forall k$ . Par conséquent, le critère quadratique est équivalent à  $J^{SPN}$  et  $c^{IG}$  est un vecteur à coefficients nuls. Ainsi, l'IG n'intervient pas dans la minimisation de la fonction  $J$ . Ce cas est équivalent à la méthode du ZP où le vecteur de l'IG est une séquence de zéro.
- Si la valeur de  $\alpha_{IG}$  vaut 1, l'erreur quadratique  $\alpha_{IG} \times \varepsilon_k^{IG}$  n'est plus systématiquement nulle. Par conséquent, les échantillons du signal d'IG peuvent être inclus dans le processus de réduction du PAPR. En revanche, le niveau de puissance du signal de l'IG à la sortie du bloc de réduction du PAPR risque d'être élevé. Ceci aura un impact sur le décodage du signal utile à la réception.

Cette analyse asymptotique met en évidence le rôle du coefficient de réglage  $\alpha_{IG}$  sur la réduction du PAPR et la qualité de transmission. Dans la suite, nous détaillerons la méthode par simulation permettant de déterminer la valeur optimale du coefficient  $\alpha_{IG}$ .

En utilisant l'algorithme de Marquardt-Levenberg donné à la section 2.4.3, nous pouvons donc formuler le processus de recherche itérative du signal de correction  $c$  pour la réduction du PAPR comme suit :

$$c_{i+1} = c_i - [J''_i + \mu \cdot I_P]^{-1} \times J'_i \quad (2.35)$$

où  $J'_i = \left[ \frac{\partial J_i}{\partial c} \right]_{c=c_i}$  est la valeur du gradient du critère quadratique  $J$  au point  $c = c_i$ . De même,  $J''_i = \left[ \frac{\partial^2 J_i}{\partial c^2} \right]_{c=c_i}$  est la valeur du Hessian de  $J$  et  $I_P$  est la matrice identité de taille  $P \times P$ .

L'expression analytique du gradient  $J'_i$  est donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} J'_i = (J_i^{SPN})' + \alpha_{IG} \times (J_i^{IG})' \\ \text{avec } (J_i^{SPN})' = \sum_{|y_k + c_k^{SPN}| > A} e^{j \cdot \arg(y_k + c_k^{SPN})} \cdot \varepsilon_k^{SPN} \cdot G \cdot g_k^{row} \\ \text{et } (J_i^{IG})' = \sum_{|y_k + c_k^{IG}| > A} e^{j \cdot \arg(y_k + c_k^{IG})} \cdot \varepsilon_k^{IG} \cdot G \cdot g_k^{row} \end{array} \right. \quad (2.36)$$

où  $g_k^{row}$  correspond à la ligne  $k$  de la matrice  $G$ ,  $\arg(\cdot)$  est la fonction de phase donnant la valeur en radian de l'argument d'un nombre complexe.

De même le Hessian a été estimé par la formule suivante :

$$\begin{aligned} J''_i &= (J_i^{SPN})'' + \alpha_{IG} \times (J_i^{IG})'' \\ &= \sum_{|y_k + c_k^{SPN}| > A} g_k^{row} \times (g_k^{row})^T + \alpha_{IG} \times \sum_{|y_k + c_k^{IG}| > A} g_k^{row} \times (g_k^{row})^T \end{aligned} \quad (2.37)$$

où  $(\cdot)^T$  est l'opération de transposition vectorielle.

#### 2.4.4 Étude préliminaire de la méthode Hybrid Tone Reservation

Nous avons vu que le principe de la méthode HTR proposée consistait à modifier l'architecture classique d'insertion de l'intervalle de garde dans un système OFDM. L'inclusion de l'intervalle de garde dans le processus de réduction du PAPR aura donc un impact direct sur l'architecture du standard étudié. En effet, la relation proposée à l'équation (2.14) permet de créer une corrélation entre le signal de données,

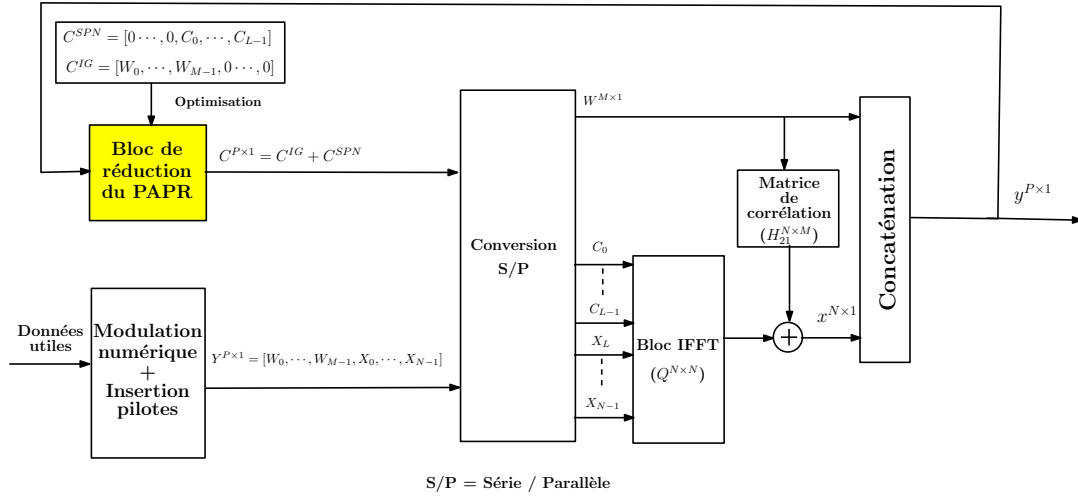


Figure 2.8: Nouvelle architecture simplifiée de l'émetteur OFDM basée sur la méthode HTR

noté  $X$ , et le signal de l'IG, noté  $W$ , pour l'extension du signal de correction aux échantillons du signal de l'IG. Cependant, cette corrélation n'est possible qu'en opérant une modification de l'architecture globale du système comme nous l'avons illustré à la figure (2.5).

En effet, la figure (2.8) illustre l'architecture de l'émetteur lorsque la méthode HTR est implémentée à l'émission. L'opération d'IFFT est réalisée avec  $N$  sous-porteuses parmi lesquelles  $L$  sont réservées pour la réduction du PAPR. Le vecteur du signal de l'IG comporte  $M$  échantillons générés à partir du bloc de réduction du PAPR.

Contrairement à l'architecture classique proposée à la figure (2.4), on peut noter que la matrice  $H_{21}$  est un paramètre de l'émetteur et plus particulièrement du bloc de réduction du PAPR car elle est utilisée pour calculer le signal à transmettre  $y^{P \times 1}$ . Ce bloc utilise un algorithme d'optimisation pour la recherche du signal de correction, ce qui veut dire que la nature de la matrice  $H_{21}$  aura un impact sur la robustesse et la convergence du processus d'optimisation. En effet, dans le contexte de la recherche itérative par identification paramétrique présentée à l'équation (2.34), les essais que nous avons effectués montrent que la vitesse de convergence vers la solution optimale est sensible aux erreurs de mesures et à la dépendance entre les différents paramètres du problème d'optimisation [3]. La matrice  $H_{21}$  faisant partie de ces paramètres, il est donc nécessaire d'assurer au moins d'une part sa non-singularité et d'autre part une indépendance entre ses coefficients. Dans ce cas, la solution la plus simple permettant d'assurer ces deux propriétés est de choisir les coefficients de la matrice  $H_{21}$  de façon pseudo-aléatoire et uniformément répartis sur un intervalle  $[a, b]$  donné. À noter également que la relation entre le signal de données et le signal d'IG présentée à l'équation (2.14) implique une modification mineure de l'architecture du récepteur afin de pouvoir décoder le signal de données reçues. En effet, en se basant sur cette équation, le vecteur de symboles numériques  $X_r$  reçu dans le domaine fréquentiel s'obtient par la relation suivante :

$$X_r = Q^{-1} \cdot (x_r - H_{21} \cdot w_r) \quad (2.38)$$

où  $x_r$  est le vecteur du signal de données reçu dans le domaine temporel,  $w_r$  est le vecteur contenant les échantillons du signal d'IG dans le domaine temporel ou fréquentiel,  $Q^{-1}$  représente l'inverse de la matrice d'IFFT et  $H_{21}$  représente la matrice de corrélation entre le signal de données et le signal d'IG.

La figure (2.9) présente une comparaison entre les architectures simplifiées du récepteur OFDM. À travers la nouvelle architecture du récepteur (figure 2.9(b)), on peut observer que le signal de l'IG n'est plus supprimé à la réception comme dans l'architecture classique (figure 2.9(a)). Il est utilisé à la réception pour décoder le signal utile, ce qui peut avoir des conséquences sur la qualité de transmission en présence des perturbations du canal radio ou de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. Cependant, on montrera dans la suite que si les amplitudes du signal de l'IG sont générées de façon optimisée, notamment par le biais du coefficient de variation  $\alpha_{IG}$  présenté à l'équation (2.34), on peut

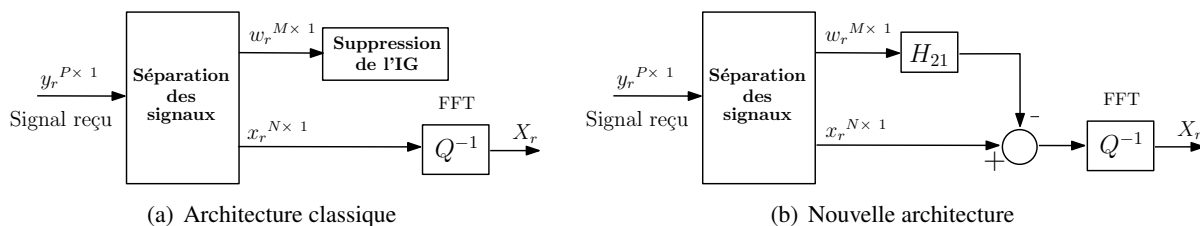


Figure 2.9: Comparaison entre les architectures simplifiées du récepteur OFDM

réduire le PAPR tout en maintenant une bonne qualité de transmission.

Enfin, il faut noter que la matrice  $H_{21}$  fait partie de l'architecture globale du système. Elle peut par conséquent être générée une seule fois à l'émission et à la réception avec des coefficients strictement identiques pour toutes les transmissions. Ceci permettra de conserver le critère de compatibilité descendante dans la mesure où l'émetteur et le récepteur n'auront pas besoin d'échanger les informations concernant son contenu.

## 2.5 Évaluation de la méthode Hybrid Tone Reservation

Dans cette section, nous allons évaluer expérimentalement la méthode HTR proposée dans le cas du standard IEEE 802.11a. En effet, la couche Physique de ce standard est relativement simple à implémenter. Cependant, n'importe quel autre standard utilisant la modulation OFDM peut être utilisé pour les simulations. L'objectif de l'évaluation expérimentale consiste à chercher les meilleures performances en terme de gain de réduction du PAPR, tout en maintenant une bonne qualité de transmission et en respectant les spécifications fréquentielles imposées par le standard. Le standard IEEE 802.11a utilise la modulation OFDM avec  $N = 64$  sous-porteuses parmi lesquelles 48 sont réservées pour les données utiles, 4 sont réservées pour les pilotes et les 12 sous-porteuses restantes sont nulles (SPN). L'intervalle de garde est constitué d'une séquence de  $M$  échantillons de longueur égale à 25% de la longueur d'un symbole OFDM.  $M = 16$  dans le cas du standard IEEE 802.11a. L'implémentation de la méthode TRNS utilise uniquement les  $L = 12$  SPN pour la réduction du PAPR et l'intervalle de garde est inséré sous forme de préfixe cyclique. En revanche, la méthode HTR combine les échantillons de l'intervalle de garde et les SPN pour générer le signal de correction du PAPR. Les signaux de correction sont calculés en utilisant l'algorithme itératif de Marquardt-Levenberg. La figure (2.10) présente le synoptique des chaînes de simulation réalisées en utilisant le logiciel de simulation MATLAB.

À l'émission, une séquence pseudo-aléatoire de  $2^{16}$  bits est générée et modulée en 16-QAM avant d'être convertie en un signal OFDM selon le standard IEEE 802.11a. Ensuite, les signaux sont amplifiés et transmis sur le canal radio. Les méthodes TNRS et HTR sont implémentées dans le domaine fréquentiel. À noter que durant toutes les simulations, nous n'avons pas utilisé de CCE afin de limiter son impact sur l'interprétation des résultats de simulation.

À la réception, le signal d'IG est supprimé ou utilisé selon la méthode de réduction du PAPR considérée. Pour réaliser la synchronisation, nous avons introduit une séquence d'apprentissage constituée de deux symboles OFDM modulés en 4-QAM comme spécifié par le standard IEEE 802.11a. Ensuite, nous appliquons la démodulation OFDM (algorithme FFT). Afin de corriger la séquence de symboles reçus, nous effectuons une égalisation à l'aide de l'algorithme adaptatif LMS (Least Mean Square) [118]. Le calcul des paramètres de cet égalisateur est basé sur la séquence d'apprentissage introduite à l'émission. Nous avons choisi cet algorithme pour sa simplicité d'implémentation. Enfin, nous appliquons une démodulation numérique 16-QAM pour récupérer la séquence binaire transmise.

Le bloc d'évaluation de la qualité de transmission a pour rôle de comparer les séquences binaires émises et reçues en termes de TEB et d'EVM. Dans cette section, nous considérons un amplificateur de puissance de caractéristique idéale et modélisé par un gain unitaire. Par conséquent, la non-linéarité

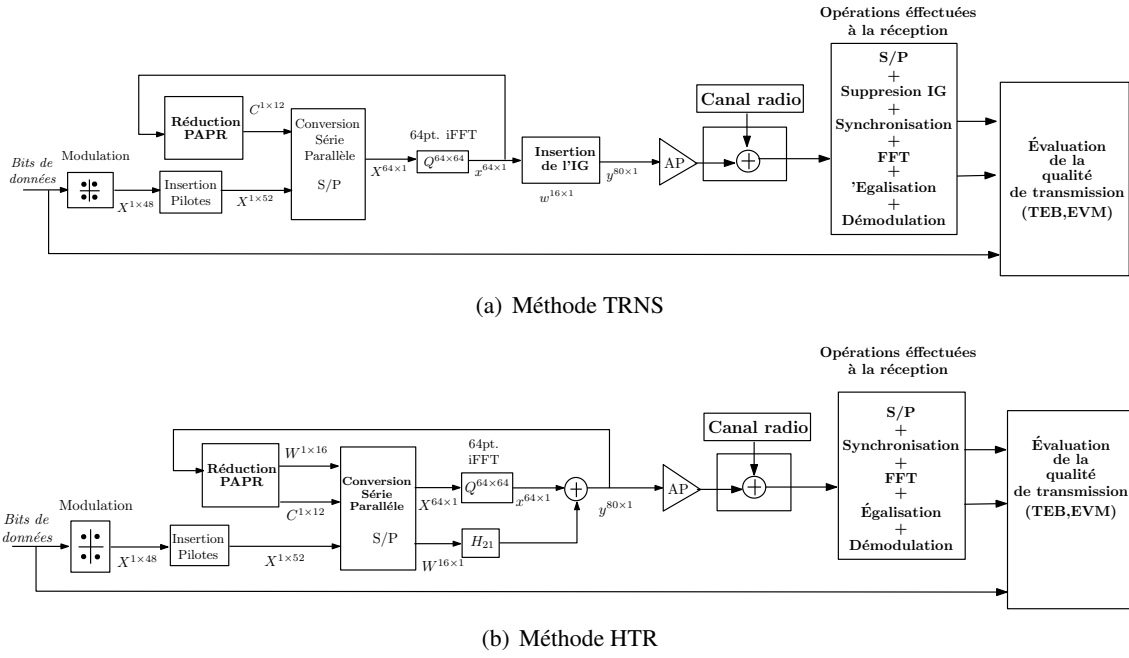


Figure 2.10: Chaînes de simulation

de l'amplificateur de puissance ne sera pas prise en compte dans l'évaluation des performances de la méthode HTR. Nous aborderons les effets de la non-linéarité un peu plus tard dans ce chapitre.

### 2.5.1 Choix du seuil d'écrêtage optimal

Nous avons montré dans la section précédente que le problème de réduction du PAPR se ramenait à la minimisation d'un critère quadratique entre les amplitudes des échantillons du signal corrigé et un seuil d'écrêtage noté  $A$ . De plus, seuls les pics du signal ayant une amplitude supérieure à ce seuil sont considérés dans l'algorithme itératif de Marquardt-Levenberg. Le choix de la valeur de ce seuil aura donc un impact direct sur le gain de réduction du PAPR. Malheureusement, il n'existe pas dans la littérature de formules analytiques ou de références précises permettant de choisir ce seuil d'écrêtage. Théoriquement, la recherche d'un seuil optimal nécessite des informations sur la distribution des pics du signal OFDM. En effet, on sait que le PAPR d'un signal OFDM est défini par :

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{\max_{0 \leq n < N} |x_n|^2}{E[|x|^2]} \right) \quad (2.39)$$

où  $E[|x|^2]$  représente la puissance moyenne du signal et  $\max_{0 \leq n < N} |x_n|^2$  représente la puissance instantanée maximale du signal OFDM.

Comme la puissance moyenne et la puissance maximale évoluent au cours du temps d'un symbole à un autre, nous pouvons déterminer la valeur optimale du seuil d'écrêtage par une étude statistique basée sur la simulation [3]. Supposons que l'on souhaite obtenir à la fin du processus de réduction du PAPR des signaux caractérisés par un PAPR cible donné. Alors, on peut déterminer la valeur cible du seuil d'écrêtage par la relation suivante :

$$A = \left( \sqrt{E[|x|^2]} \right) 10^{\frac{PAPR_{cible}}{20}} \quad (2.40)$$

où  $PAPR_{cible}$  représente la valeur du PAPR obtenue à la sortie du bloc de réduction du PAPR.

À partir de l'équation (2.40), on peut en déduire que la connaissance de la valeur optimale du PAPR cible permet de déterminer la valeur optimale du seuil d'écrêtage. Pour déterminer la valeur optimale

du PAPR cible, nous allons procéder à une étude statistique qui consiste à faire varier la valeur du PAPR cible dans un intervalle donné et avec un pas assez fin, puis pour chaque valeur du PAPR cible, nous allons évaluer simultanément le PAPR moyen et l'augmentation de la puissance moyenne du signal corrigé tel que :

$$PAPR_M = \frac{\sum \text{PAPR de chaque symbole}}{\text{Nombre total de symboles}} \quad (2.41)$$

Et

$$\Delta P_{ag} = 10 \log_{10} (E[|x|^2 + |c|^2]) - 10 \log_{10} (E[|x|^2]) \quad (2.42)$$

où  $x$  et  $c$  représentent les signaux de données et de correction du PAPR.  $PAPR_M$  représente le PAPR moyen du signal obtenu après écrêtage et  $\Delta P_{ag}$  représente l'augmentation relative de la puissance moyenne du signal après écrêtage.

L'objectif de cette démarche est de déterminer la valeur du PAPR cible pour laquelle le PAPR moyen est le plus faible possible avec une augmentation de la puissance moyenne négligeable. Pour mettre en œuvre cette étude, nous avons considéré un signal OFDM suffisamment long et représentatif, constitué de 5436 symboles OFDM et un nombre d'itérations maximal égal à 20 pour l'algorithme de Marquardt-Levenberg. Nous avons fixé ce nombre maximal d'itérations afin de limiter les besoins en ressources mémoires. L'intervalle de variation du PAPR cible a été fixé entre 0.01 dB et 12 dB. Nous avons choisi cet intervalle de variation car en pratique, la valeur maximale du PAPR dans le cas du standard IEEE 802.11a varie environ entre 10 dB et 12 dB [119]. La figure (2.11) illustre les résultats du PAPR moyen et de l'augmentation de la puissance en fonction du PAPR cible lorsque les 12 SPN sont utilisées par la méthode TRNS pour générer le signal de correction.

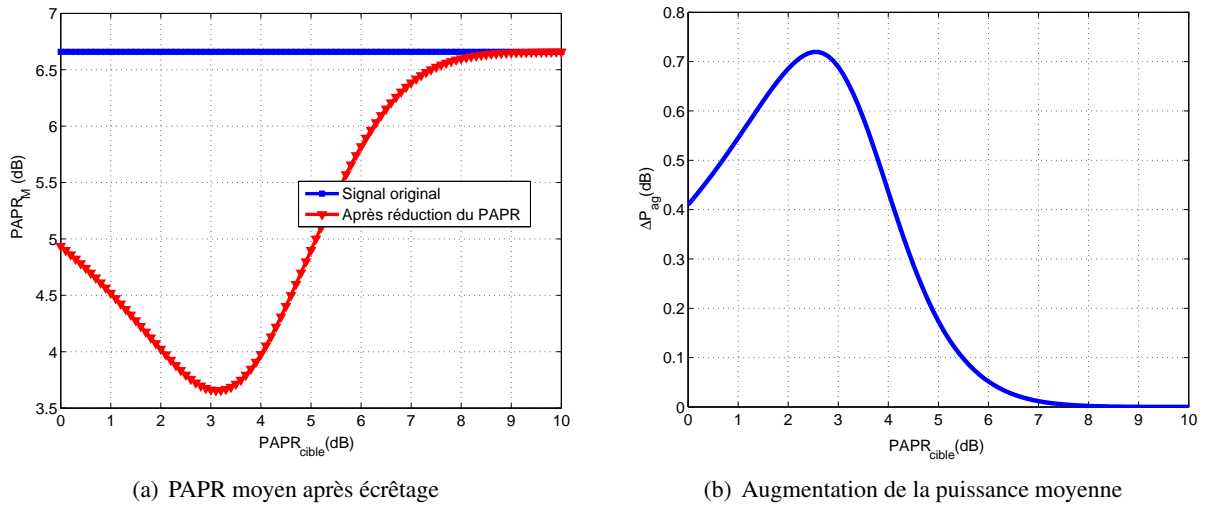


Figure 2.11: Recherche de la valeur optimale du PAPR cible pour la méthode TRNS

Ces figures montrent que le PAPR moyen du signal original est d'environ 6.6 dB. On constate aussi que la valeur du PAPR cible modifie les résultats en termes de PAPR moyen et de puissance moyenne. En effet, lorsque le PAPR cible est très proche de zéro (seuil d'écrêtage très faible), on a une moins bonne réduction du PAPR avec une augmentation de la puissance moyenne relativement faible. Ceci peut s'expliquer par le fait que l'algorithme d'optimisation ne possède pas assez de degré de liberté pour pouvoir réduire les pics d'amplitude en dessous d'une certaine valeur car seules 12 sous-porteuses sont réservées pour la génération du signal de correction. Lorsque le PAPR cible est très élevé (seuil d'écrêtage très élevé), le PAPR moyen augmente tandis que l'augmentation de la puissance moyenne chute à son plus bas niveau. Ceci est dû au fait que le seuil d'écrêtage est très élevé par rapport aux pics d'amplitude du signal : il y a peu ou pas de saturation.

De plus, nous pouvons observer sur la figure 2.11(a) que la courbe présente une valeur optimale du PAPR cible pour laquelle le PAPR moyen est minimal. Cette valeur optimale du PAPR cible est



d'environ 3.2 dB. Sur la figure 2.11(b), on peut voir que l'augmentation de la puissance moyenne correspondante à ce PAPR cible de 3.2 dB est d'environ 0.65 dB.

Comme toutes les techniques de réduction du PAPR par ajout de signal génèrent une augmentation de la puissance moyenne, on peut donc faire le choix d'un PAPR cible de 3.2 dB afin d'obtenir un gain de réduction du PAPR maximal, avec bien entendu une augmentation de la puissance moyenne relativement faible. Dans la suite de nos simulations, nous fixerons donc la valeur du PAPR cible à 3.2 dB, soit un seuil d'amplitude d'écrêtage  $A$  de 1.45 pour un signal OFDM normalisé (puissance moyenne unitaire). Bien entendu, ce choix n'est pas unique et ne peut donc pas être appliqué pour tout type de transmission. La modification du nombre de sous-porteuses, du nombre de symboles OFDM, du nombre d'itérations ou du standard entraîneront une modification de cette valeur.

### 2.5.2 Optimisation du coefficient de réglage $\alpha_{IG}$

Nous avons mentionné précédemment que le choix du coefficient de réglage de l'IG  $\alpha_{IG}$  a un impact sur le gain de réduction du PAPR et la qualité de transmission. Ainsi, avant de procéder à l'inclusion de l'IG dans le processus de réduction du PAPR, nous allons nous attacher à apporter une solution quant au choix de la valeur optimale de  $\alpha_{IG}$ .

Comme il n'existe pas d'expression analytique permettant de calculer ce coefficient, notre approche consiste à déterminer statistiquement la valeur optimale de ce coefficient de variation dans le cas du standard WLAN IEEE 802.11a. Nous avons fixé la valeur du PAPR cible à 3.2 dB et le nombre d'itérations maximal à 20. Les figures (2.12) et (2.13) illustrent respectivement des exemples de courbes de CCDF en fonction du PAPR et de courbes d'EVM en fonction du Rapport Signal à Bruit (RSB) du canal Gaussien pour différentes valeurs du coefficient  $\alpha_{IG}$ . Pour chaque cas de figure, nous avons généré une séquence aléatoire constituée de  $2^{16}$  bits. Rappelons que le RSB est une métrique permettant de quantifier le niveau de dégradations subi par le signal transmis. Il exprime le rapport entre la puissance du signal transmis et la puissance du bruit tel que :

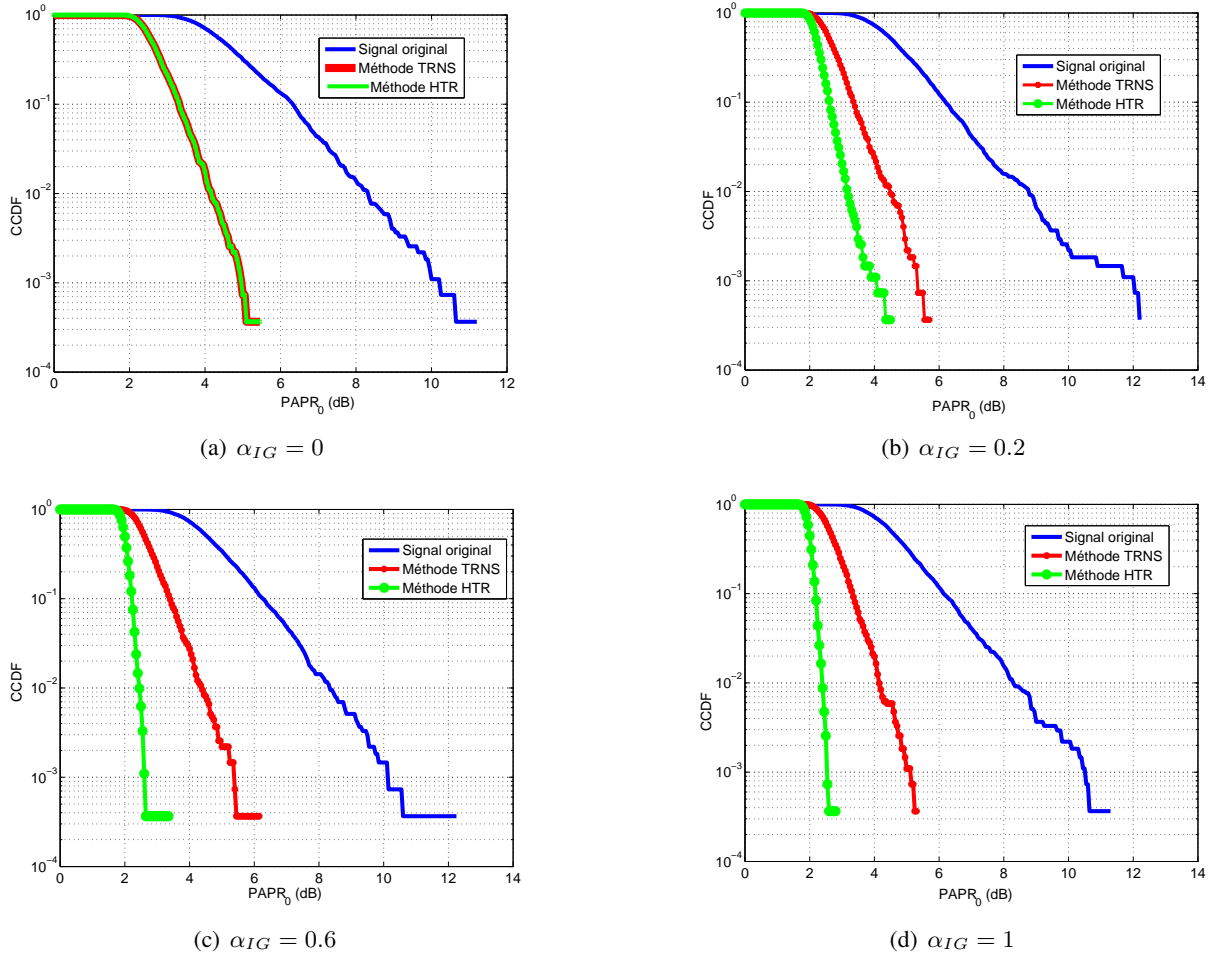
$$RSB(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{E[|x|^2]}{E[|n|^2]} \right) \quad (2.43)$$

où  $E[.]$  représente l'espérance mathématique.

Pour obtenir une valeur du RSB donnée à la réception, nous considérons un signal transmis avec une puissance moyenne constante, puis nous calculons la puissance du bruit à ajouter à ce signal pour obtenir la valeur du RSB désirée. Puisque nous considérons les signaux après les blocs de réduction du PAPR, le RSB calculé ici tient bien compte de l'augmentation de la puissance moyenne apportée par les méthodes TRNS et HTR.

Ces deux séries de figures montrent clairement l'influence du coefficient de réglage  $\alpha_{IG}$  sur les performances de la méthode HTR. Lorsque  $\alpha_{IG} = 0$ , on constate à travers les figures 2.12(a) et 2.13(a) que les performances de la méthode HTR en termes de CCDF et d'EVM sont identiques à celles de la méthode TRNS car le signal d'IG n'intervient pas dans la réduction du PAPR. En revanche, lorsque la valeur de  $\alpha_{IG}$  augmente, les figures 2.12(b), 2.12(c) et 2.12(d) montrent que les courbes de la CCDF obtenues en appliquant la méthode HTR sont progressivement réduites en comparaison à la méthode TRNS. Cependant, on peut observer sur les figures 2.13(b), 2.13(c) et 2.13(d) que les résultats d'EVM obtenus en réception se dégradent au fur et à mesure que la valeur du coefficient  $\alpha_{IG}$  augmente. Par exemple, lorsque  $\alpha_{IG} = 1$ , on a environ 10% d'augmentation de l'EVM à faible RSB ( $RSB \leq 6$  dB) en comparaison au cas où  $\alpha_{IG} = 0.2$ . Ces résultats montrent bien l'influence du coefficient  $\alpha_{IG}$  dans le processus d'optimisation et la nécessité de choisir une valeur optimale afin de trouver un bon compromis entre la réduction du PAPR et la dégradation de la qualité du signal en réception.

Pour trouver cette valeur optimale, nous allons faire varier ce coefficient dans l'intervalle  $[0, 1]$  et nous allons évaluer les performances de la méthode HTR en termes de PAPR moyen et d'EVM obtenus après écrêtage comme présenté à l'équation (2.41). On suppose que les dégradations dues au canal radio

Figure 2.12: Exemples de courbes de CCDF pour différentes valeurs du coefficient de variation  $\alpha_{IG}$ 

sont négligeables. En effet, comme nous évaluons l'impact du coefficient de réglage  $\alpha_{IG}$  sur la qualité de transmission, nous avons choisi de nous placer dans les meilleures conditions de propagation afin de réduire l'influence des perturbations du canal radio sur les résultats de simulations. La figure (2.14) présente les résultats du PAPR moyen et de l'EVM obtenus en fonction de la valeur du coefficient de variation  $\alpha_{IG}$  pour un RSB de 15 dB.

On peut observer sur la figure 2.14(a) que la valeur du PAPR moyen diminue globalement en fonction du coefficient de variation  $\alpha_{IG}$ , contrairement aux résultats de la figure 2.14(b) qui montrent que la valeur de l'EVM augmente lorsque  $\alpha_{IG}$  augmente. Ces résultats sont en cohérence avec les analyses faites à la section (2.4.3.2). En effet, la puissance moyenne du signal de l'IG augmente lorsque la valeur de  $\alpha_{IG}$  augmente, ce qui dégrade la qualité de transmission en terme d'EVM. La figure 2.14(a) montre aussi que le PAPR moyen ne peut pas être minimisé à l'infini car la courbe commence à se stabiliser à partir d'une valeur donnée de  $\alpha_{IG}$ . Ceci est dû au fait que le nombre d'échantillons du signal d'IG est limité à  $L = 16$ . En effet, à partir d'un certain seuil de puissance du signal d'IG, il n'y a plus assez de degré de liberté pour réduire davantage les pics d'amplitude du signal original.

Ces analyses montrent qu'un compromis entre la réduction du PAPR et la dégradation de la qualité de transmission est nécessaire afin de définir la valeur optimale du coefficient de variation  $\alpha_{IG}$ . Par conséquent, nous avons résumé dans le tableau (2.1) les résultats les plus pertinents obtenus en terme de dégradation de l'EVM et de réduction du PAPR.

Il faut noter que lorsque  $\alpha_{IG} = 0$ , le signal de l'IG ne contribue pas à la dégradation de l'EVM car sa puissance moyenne est nulle. Ceci correspond à une valeur idéale de l'EVM  $\simeq 7.23\%$  et un PAPR moyen de 4.28 dB. En prenant comme référence le point  $\alpha_{IG} = 0$ , nous pouvons calculer le gain en

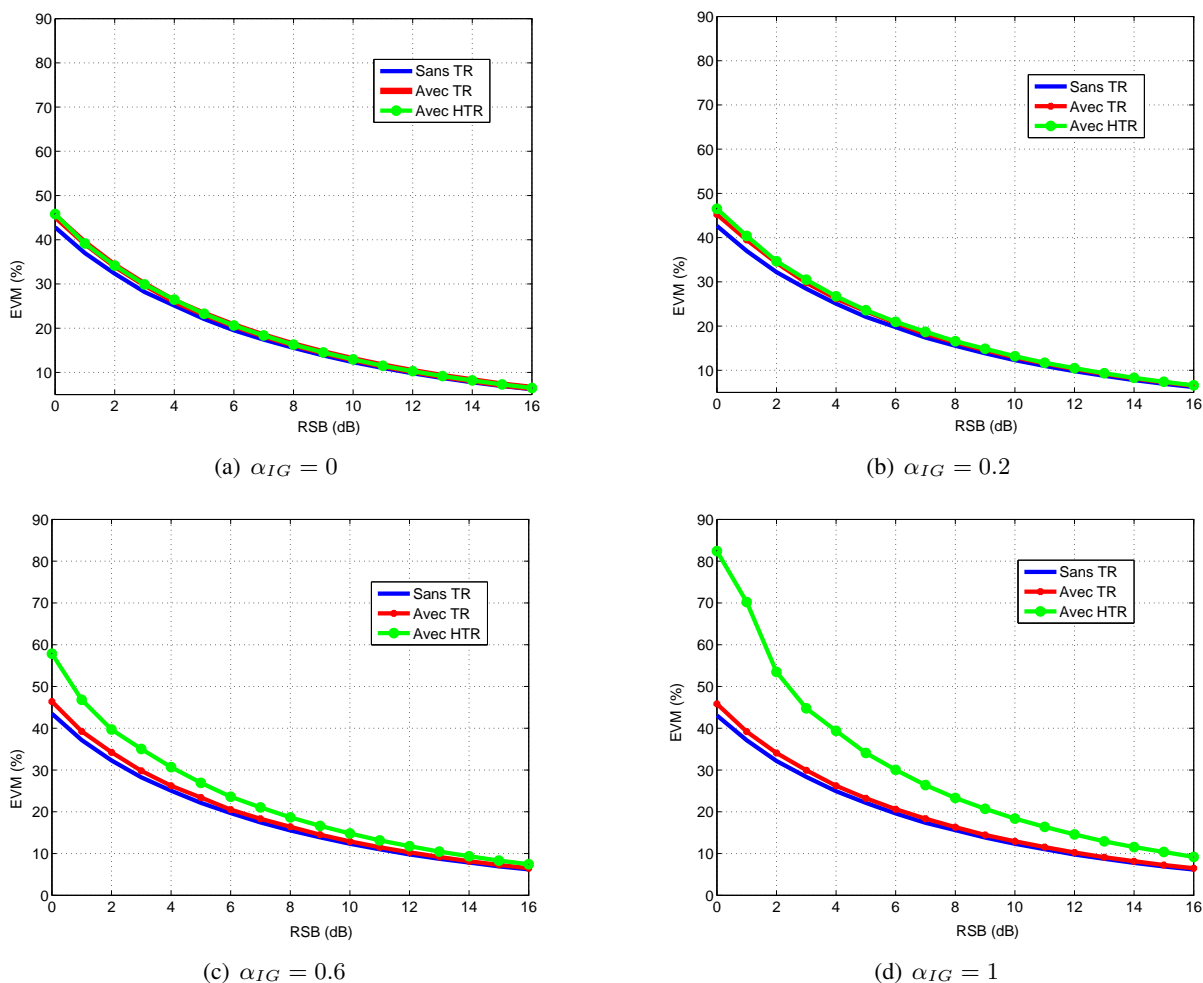


Figure 2.13: Exemples de courbes d'EVM pour différentes valeurs du coefficient de variation  $\alpha_{IG}$

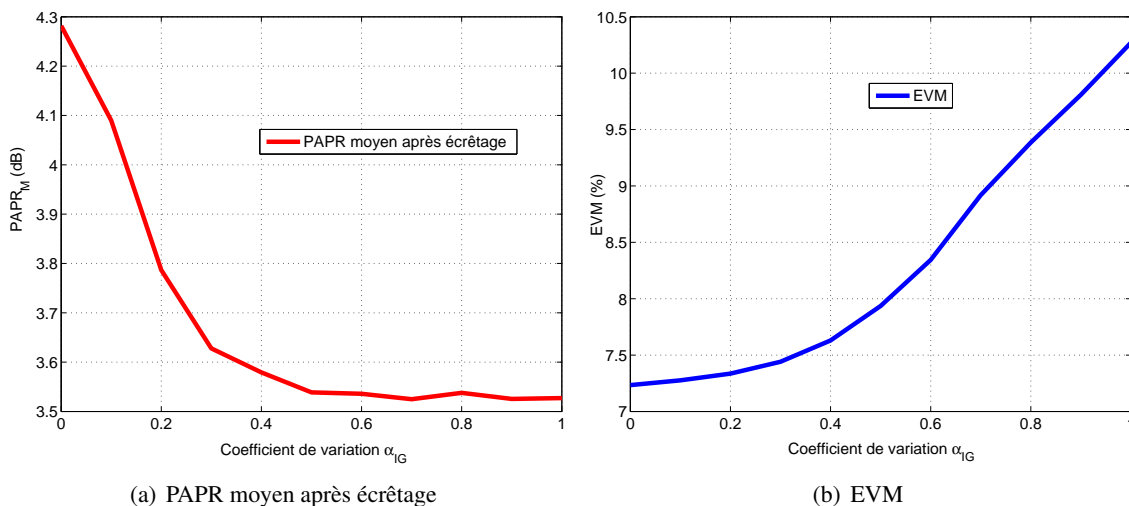


Figure 2.14: Recherche de la valeur optimale du coefficient de variation  $\alpha_{IG}$

réduction du PAPR (par rapport à 4.28 dB) et la dégradation de l'EVM (par rapport à 7.23%). Ainsi, on peut dire que lorsque  $\alpha_{IG} = 0.4$ , on obtient un gain en réduction du PAPR moyen de 0.7 dB avec une augmentation d'EVM de 0.39% par rapport à  $\alpha_{IG} = 0$ . En revanche, pour  $\alpha_{IG} = 0.5$  on obtient un gain en réduction du PAPR moyen de 0.74 dB avec une plus forte augmentation d'EVM de 0.71%.

Coefficient de variation ( $\alpha_{IG}$ )	0	0.4	0.5
PAPR moyen (dB)	4.28	3.58	3.54
EVM (%)	7.23	7.62	7.94
Gain en réduction du PAPR moyen (dB)	0	0.7	0.74

Table 2.1: Résultats d'évaluation en termes d'EVM et de réduction du PAPR

Cette analyse quantitative nous pousse à prendre la valeur  $\alpha_{IG} = 0.4$ , car elle permet d'avoir un bon compromis entre la réduction du PAPR et la dégradation de la qualité de transmission. Cependant, cette valeur n'est pas unique car elle peut changer en fonction des paramètres du standard pris en compte tels que le nombre de SPN, le seuil d'écrêtage, le type de canal de transmission considéré et la longueur du signal d'IG. Dans la suite, nous prendrons  $\alpha_{IG} = 0.4$  dans le cas du standard IEEE 802.11a.

### 2.5.3 Comparaison des méthodes en terme de réduction du PAPR

En général, on utilise une métrique statistique appelée Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF) pour quantifier le gain en réduction du PAPR. Elle permet d'étudier la répartition des pics d'un signal OFDM et se définit comme la probabilité que le PAPR soit supérieur à un PAPR fixé, noté  $PAPR_0$  tel que [43, 36] :

$$CCDF = P_b(PAPR \geq PAPR_0) \quad (2.44)$$

où  $P_b$  représente la fonction de probabilité.

La figure (2.15) montre les résultats de la courbe de CCDF en fonction de  $PAPR_0$  (dB) pour les méthodes TRNS et HTR. Le nombre maximal d'itérations de l'algorithme itératif d'optimisation est fixé à 20 pour rester en conformité avec les résultats obtenus précédemment.

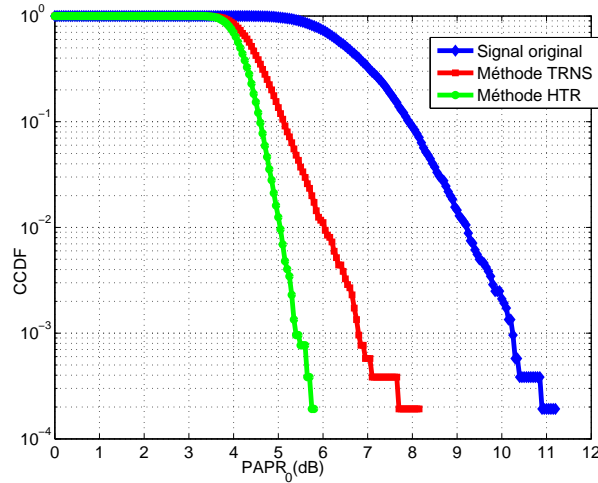


Figure 2.15: Comparaison des courbes de CCDF après 20 itérations entre les méthodes TRNS et HTR

L'objectif d'une méthode de réduction du PAPR est de réduire la courbe de CCDF le plus possible pour que la probabilité d'avoir un PAPR supérieur à  $PAPR_0$  soit la plus faible possible. Ainsi, cette figure montre que la CCDF de la méthode HTR est plus faible que la CCDF de la méthode TRNS. La méthode HTR offre donc de meilleures performances en terme de gain de réduction du PAPR en comparaison à la méthode TRNS. Numériquement, on peut noter que la valeur du PAPR du signal original est d'environ 10.25 dB pour une CCDF de  $10^{-3}$ . Pour cette même valeur de la CCDF, on peut remarquer que la méthode TRNS permet d'obtenir un PAPR de 6.8 dB tandis que la méthode HTR permet d'obtenir un PAPR de 5.4 dB. Ceci nous permet d'en déduire que la méthode HTR permet une amélioration du gain en réduction du PAPR d'environ 1.5 dB. Ces résultats sont en concordance avec les résultats de la figure (2.16), qui illustre un exemple d'évolution temporelle du signal OFDM lorsque

les méthodes TRNS et HTR sont appliquées sur un signal de puissance moyenne unitaire avec un seuil d'écrêtage fixé à  $A = 1.45$  ( $PAPR_{cible} = 3.2$  dB).

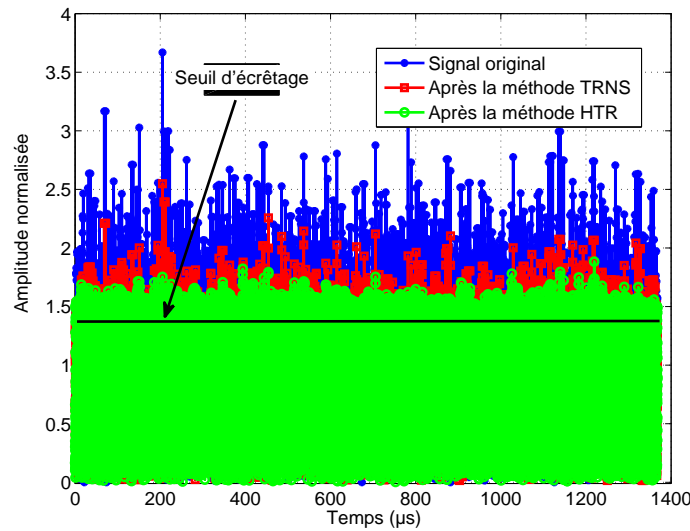


Figure 2.16: Allure temporelle des signaux après application des méthodes TRNS et HTR

Nous pouvons observer l'impact de ces deux méthodes sur la réduction des pics du signal original. Cependant, on constate que le nombre de pics présents dans le signal est beaucoup plus faible quand on utilise la méthode HTR en comparaison à la méthode TRNS. En effet, la méthode TRNS utilise les 12 SPN disponibles dans le standard IEEE 802.11a pour générer le signal de correction, alors que la méthode HTR utilise les 16 échantillons de l'IG en plus de ces 12 SPN.

#### 2.5.4 Minimisation et vitesse de convergence du critère quadratique

La minimisation et la vitesse de convergence du critère quadratique des méthodes de réduction du PAPR sont des paramètres très importants à prendre en compte car dans la pratique, le temps de traitement est limité par le temps de transmission d'un symbole OFDM. Il est donc important de minimiser le nombre d'itérations tout en maintenant une bonne performance en terme de réduction du PAPR.

Nous allons donc évaluer et comparer les performances en terme de convergence du critère quadratique des méthodes TRNS et HTR. L'objectif est d'atteindre le meilleur PAPR au bout d'un nombre d'itérations aussi faible que possible. On considère que le meilleur PAPR est atteint lorsque l'erreur quadratique entre le signal corrigé et le seuil d'écrêtage est la plus faible. Ainsi, à chaque itération, nous allons évaluer la valeur du NMSE (Normalized Mean Square Error) ou l'erreur quadratique moyenne normalisée. En effet, la valeur du NMSE reflète la valeur normalisée du critère quadratique définie à l'équation (2.33) et permet de quantifier l'écart entre le seuil d'écrêtage et le signal corrigé tel que :

$$NMSE = \sum_{|x_k + c_k| > A} \left( \frac{|x_k + c_k| - A}{A} \right)^2, \quad k \in [0, \dots, N - 1] \quad (2.45)$$

où  $N$  représente le nombre de sous-porteuses.  $x$  et  $c$  représentent respectivement le signal de données et le signal de correction.  $A$  représente le seuil d'écrêtage.

La figure (2.17) montre l'évolution de la valeur du NMSE en fonction des itérations pour les méthodes TRNS et HTR. La valeur initiale du NMSE est aléatoire car elle dépend du nombre de pics qui dépassent le seuil d'écrêtage au début du processus d'optimisation et donc de l'allure temporelle du signal original. Dans notre cas, on peut observer que la valeur initiale du NMSE est d'environ 0.9. L'objectif de la méthode de réduction est de réduire cette valeur le plus rapidement possible (nombre d'itération faible).

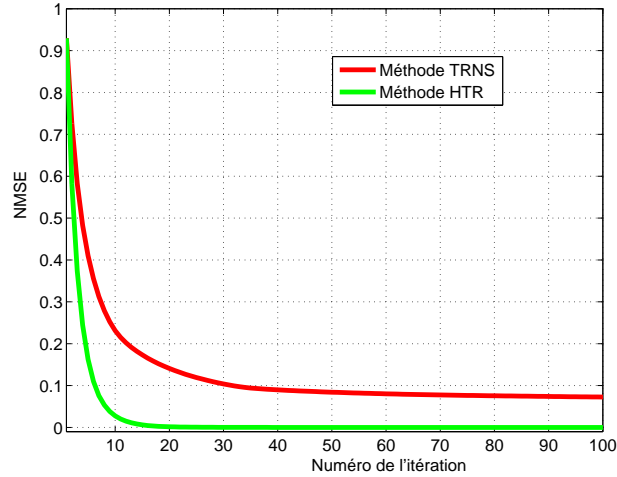


Figure 2.17: Comparaison des méthodes TRNS et HTR en terme de minimisation du critère quadratique

Les résultats de la figure (2.17) montrent que la méthode HTR est plus rapide que la méthode TRNS. En effet, au bout de la 20<sup>ième</sup> itération par exemple, la valeur du NMSE obtenue avec la méthode HTR est très proche de zéro tandis qu'avec la méthode TRNS, on obtient une valeur du NMSE d'environ 0.15. Ces résultats sont en concordance avec les résultats obtenus précédemment à la figure (2.16) où on peut observer que les pics supérieurs au seuil d'écrêtage obtenus avec la méthode HTR au bout de 20 itérations sont très proches du seuil d'écrêtage. La convergence de la méthode HTR s'explique par l'adjonction du signal de l'IG aux SPN dans le processus de réduction du PAPR. En effet, la méthode HTR génère à chaque itération un signal de correction plus robuste contenant les SPN et les échantillons de l'IG, ce qui contribue à une plus forte réduction du critère quadratique.

Aussi, les résultats montrent que si l'on fixe par exemple la valeur du NMSE à 0.1 comme condition d'arrêt du processus d'optimisation, l'utilisation de la méthode HTR nécessitera environ 5 itérations, contrairement à la méthode TRNS qui nécessitera jusqu'à 30 itérations environ.

### 2.5.5 Distribution du signal de l'intervalle de garde

Lorsque la méthode HTR est utilisée, le signal de l'IG est généré lors du processus d'optimisation. Ce processus est différent des processus classiques comme le CP ou le ZP utilisées dans les systèmes OFDM actuels. De plus, le coefficient de variation  $\alpha$  a une influence sur la variation des amplitudes du signal de l'IG qui est par ailleurs utilisé à la réception pour décoder le signal de données reçu. Il est donc nécessaire d'étudier la distribution d'amplitude du signal de l'IG afin d'avoir une connaissance de ses propriétés statistiques.

Pour cette étude, nous avons choisi d'évaluer la densité de probabilité d'amplitude du signal de l'IG et de la comparer à celle obtenue dans la méthode classique du CP utilisée dans la méthode TRNS. Ainsi, nous avons réparti l'intervalle de variation du signal de l'IG en plusieurs sous intervalles de même longueur et nous avons calculé pour chacun de ces intervalles la densité d'amplitude :

$$d_i = \frac{n_i}{N_{IG}}, i \in [0, \dots, K] \quad (2.46)$$

où  $d_i$  est la densité d'amplitude,  $n_i$  est le nombre d'échantillons ayant une amplitude comprise dans l'intervalle  $[I_i, I_{i+1}]$ .  $N_{IG}$  représente le nombre total d'échantillons du signal d'IG contenu dans le signal à transmettre et  $K$  est le nombre total d'intervalles considérés.

Nous allons donc appliquer ce processus sur un signal constitué d'une séquence de 1500 symboles OFDM. Le signal est normalisé pour avoir une puissance unitaire. La figure (2.18) montre une comparaison de la distribution d'amplitude du signal de l'IG pour la méthode TRNS lorsque la technique du CP est utilisée et la méthode HTR.

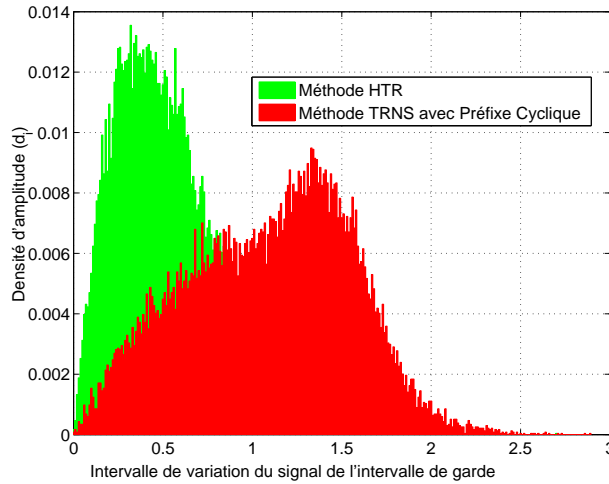


Figure 2.18: Comparaison de la distribution d'amplitude du signal de l'intervalle de garde

D'après les résultats obtenus, on peut remarquer que la méthode HTR génère un signal d'IG avec des amplitudes beaucoup plus faibles en comparaison à la technique du CP utilisée avec la méthode TRNS. Quand la méthode HTR est utilisée, les amplitudes maximales du signal de l'IG sont situées dans l'intervalle  $[0.2, 0.65]$  environ. Alors qu'avec la méthode TRNS, la technique du Préfixe Cyclique (CP) se contente de recopier les 16 derniers échantillons du signal de données pour former l'intervalle de garde, ce qui génère des amplitudes maximales dans l'intervalle  $[1, 1.6]$  environ. Ces résultats permettent aussi d'en déduire que la puissance moyenne du signal de l'IG obtenu avec la méthode HTR est faible par rapport à la puissance moyenne du signal de données. Ceci est en concordance avec l'étude préliminaire proposée à la section 2.4.4. En effet, comme le signal de l'IG est utilisé à la réception, nous avons déterminé précédemment le coefficient de variation  $\alpha_{IG}$  de façon à réduire le PAPR tout en limitant son impact sur la dégradation de la qualité de transmission.

## 2.5.6 Impact des perturbations du canal radio sur les performances de la méthode HTR

Comme nous l'avons évoqué dans les sections précédentes, l'utilisation de l'IG à la réception peut avoir un impact sur la qualité de transmission, notamment en présence des perturbations du canal de transmission. Dans cette étude, nous ne considérons pas la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. Notre objectif est d'étudier uniquement l'impact du canal radio sur la qualité de transmission lorsque la méthode HTR est utilisée à l'émission.

### 2.5.6.1 Cas d'un canal Gaussien

Supposons que le signal transmis soit perturbé par un canal BBAG. D'après l'équation (2.14), le signal de données reçu pendant la durée d'un symbole OFDM en utilisant la méthode HTR est donné par la relation suivante :

$$\begin{aligned} x_r &= x + n \\ &= QX + H_{21}w + n \end{aligned} \quad (2.47)$$

où  $x_r$  est le signal de données reçu,  $x$  est le signal de données transmis,  $X$  représente le vecteur de symboles numériques émis,  $Q$  est la matrice d'iFFT,  $w$  est le signal d'IG et  $n$  un bruit BBAG modélisant le canal radio.

Nous allons évaluer et comparer les performances des méthodes HTR et TRNS en termes de TEB et d'EVM en faisant varier le RSB entre  $0 \text{ dB}$  et  $16 \text{ dB}$ . Nous avons considéré le même signal constitué d'une séquence de 5000 symboles OFDM pour ces deux méthodes de réduction du PAPR. La figure (2.19) montre les résultats du TEB et de l'EVM en fonction du RSB.

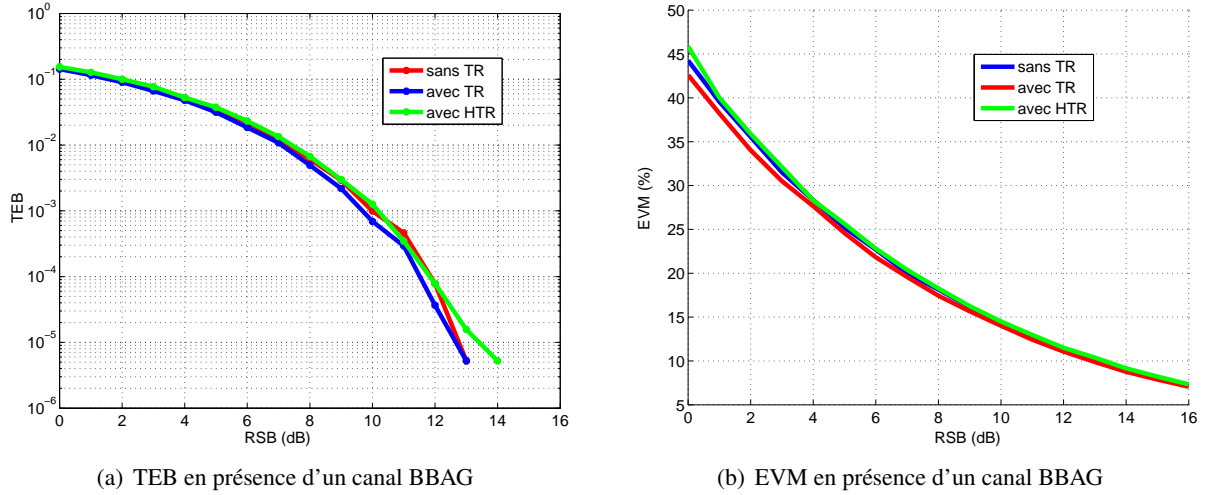


Figure 2.19: Performances des méthodes TRNS et HTR en présence d'un canal BBAG

À travers ces résultats, nous pouvons dire que la méthode TRNS ne dégrade pas la qualité de transmission. Bien évidemment, ce résultat était attendu car le principe de la méthode TRNS est de réduire le PAPR sans impact sur la qualité de transmission [3]. Nous observons aussi des performances similaires des méthodes HTR et TRNS pour les valeurs du RSB  $\leq 12$  dB. Cependant, une légère dégradation du TEB de la méthode HTR peut être observée pour des valeurs du RSB  $\geq 12$  dB. Ceci est dû au fait que l'impact du canal radio à fort RSB est négligeable devant l'impact du signal de l'IG sur la qualité de transmission. En effet, le coefficient  $\alpha_{IG}$  de réglage de l'IG calculé précédemment est un compromis entre le gain en réduction du PAPR et la dégradation de la qualité de transmission, qui est plus visible à faible niveau de bruit.

### 2.5.6.2 Cas d'un canal de Rayleigh de type multi-trajets

Nous allons maintenant évaluer et comparer les performances des méthodes TRNS et HTR lorsque les signaux émis sont perturbés par un canal de Rayleigh à trajets multiples. On rappelle que dans un environnement propice au phénomène de multi-trajets, le signal reçu  $r(t)$  peut être exprimé par la relation suivante [17] :

$$\begin{aligned} r(t) &= y(t) * h(t) + n(t) \\ &= \sum_{k=0}^{N_t-1} a_k e^{-j\theta_k} y(t - \tau_k) + n(t) \end{aligned} \quad (2.48)$$

où  $h(t)$  est la RI du canal,  $y(t)$  est le signal OFDM transmis,  $N_t$  est le nombre total de trajets,  $a_k$ ,  $\theta_k$  et  $\tau_k$  sont respectivement le gain complexe d'atténuation, la phase et le retard temporel associés au  $k^{\text{ième}}$  trajet et  $n(t)$  est un bruit BBAG. La figure (2.20) illustre le canal de transmission implémenté dans nos simulations. L'ajout du bruit BBAG permet de modéliser les différentes sources de dégradation inhérentes aux transmissions sans-fil en plus des dégradations du canal multi-trajets.

Le tableau (2.2) présente les paramètres de la réponse impulsionnelle du canal de Rayleigh à 4 trajets utilisés pour nos simulations. Ce canal représente un exemple typique de modèle de canal radio-mobile IEEE 802.11a ("Channel Model A") à l'intérieur d'un bâtiment en milieu urbain [120]. Le retard maximal et la fréquence Doppler sont fixés respectivement à  $15$  ns et  $80$  Hz.

La figure (2.21) présente les résultats de simulation en termes de TEB et d'EVM pour les deux méthodes.

Les résultats de la figure 2.21(a) montrent que, malgré l'inclusion de l'IG dans le processus de réduction du PAPR, les deux méthodes ont des performances comparables en terme de TEB. On note



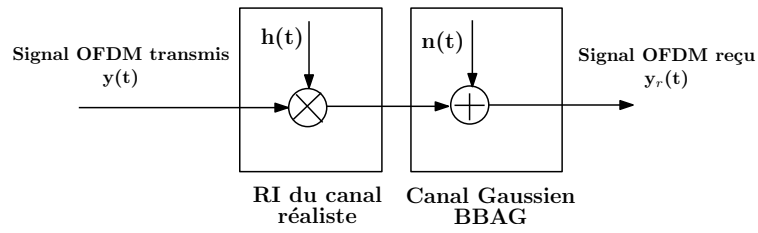
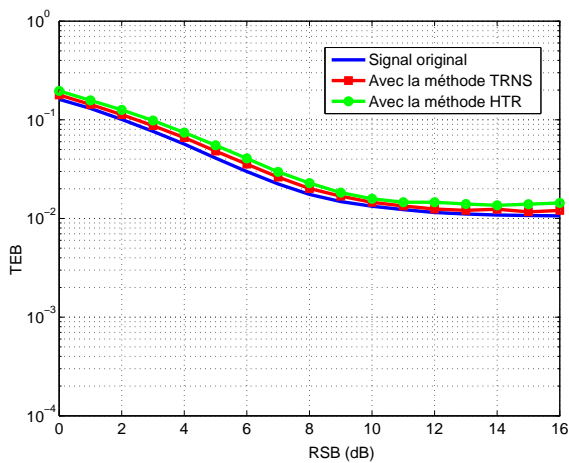


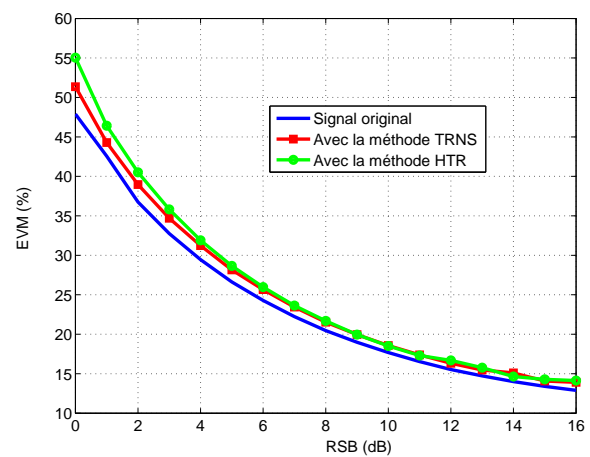
Figure 2.20: Modélisation du canal à trajets multiples utilisé

Index du trajet (k)	0	1	2	3
Delai du trajet (ns)	0	5	10	15
Gain du trajet (dB)	-0.15	-14.63	-29.11	-43.58

Table 2.2: Paramètres du canal de Rayleigh



(a) TEB en présence d'un canal de Rayleigh



(b) EVM en présence d'un canal de Rayleigh

Figure 2.21: Performances des méthodes TRNS et HTR en présence d'un canal de Rayleigh

tout de même une légère dégradation du TEB en appliquant la méthode HTR, notamment lorsque le RSB est élevé. Ceci s'explique par le fait que l'impact de l'IG sur le TEB devient plus important en comparaison au bruit du canal lorsque le RSB augmente. En effet, l'utilisation de l'IG dans le processus d'optimisation nécessite une légère modification de l'architecture du récepteur comme nous l'avons mentionné précédemment à l'équation (2.48). De plus, le coefficient de réglage de l'IG a été choisi de façon à trouver un compromis entre la réduction du PAPR et la qualité de transmission en l'absence du canal. Par conséquent, lorsque le RSB augmente, le bruit du canal devient négligeable et la dégradation engendrée par l'IG devient plus visible. En ce qui concerne l'EVM, les résultats de la figure 2.21(b) montrent que les deux méthodes ont des performances comparables car l'impact de l'IG est moins visible sur la métrique de l'EVM à fort RSB.

### 2.5.6.3 Cas d'un canal réaliste

Dans cette partie, nous allons supposer que le signal OFDM transmis est perturbé par un canal radio à multi-trajets réaliste. Les paramètres du modèle de canal réaliste ont été obtenus en utilisant le simulateur de propagation radio *RaPSor* [121, 122]. Ce simulateur développé à l'Institut de Recherche XLIM utilise un modèle déterministe basé sur le tracé de rayon pour calculer la RI du canal radio. Plusieurs paramètres de l'environnement de simulation sont pris en compte comme les positions de l'émetteur et du récepteur, la fréquence porteuse, la vitesse de déplacement et la nature des obstacles constituant l'environnement de propagation. En outre, cet outil intègre les spécificités géométriques et électriques liées à l'environnement de propagation et modélise toutes les atténuations à grande, moyenne et petite échelle [3, 5]. Pour nos simulations, l'environnement de propagation est représenté à la figure (2.22).

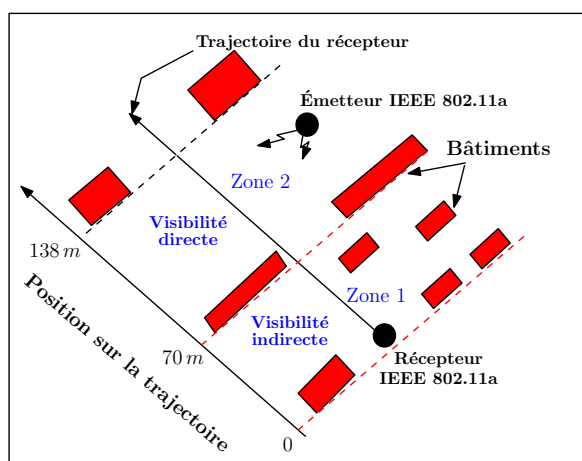


Figure 2.22: Environnement de propagation considéré [3]

Cet environnement correspond à une configuration réelle du campus de l'Université de Poitiers où les bâtiments sont représentés en forme rectangulaire. La RI a été obtenue en considérant tous les paramètres du standard IEEE 802.11a (fréquence centrale de  $2.4\text{ GHz}$ , modulation OFDM à 64 sous-porteuses, durée d'un symbole OFDM de  $4\ \mu\text{s}$ , etc.). La mobilité a aussi été prise en compte en considérant que l'émetteur est fixe et que le récepteur se déplace à une vitesse de  $5\text{ m/s}$  sur un parcours de  $138\text{ m}$ . Les conditions de propagation varient suivant la position du récepteur sur la trajectoire (visibilité directe et visibilité indirecte).

Les figures 2.23(a) et 2.23(b) représentent respectivement le gain et la phase de la réponse fréquentielle du canal radio pour les 64 sous-porteuses d'un symbole OFDM à une position du récepteur située dans la zone de visibilité indirecte. Cette réponse fréquentielle est obtenue en appliquant l'algorithme Fast Fourier Transform (FFT) sur la RI issue du simulateur *Rapsor*.

Nous pouvons voir à travers ces deux figures que le gain et la phase varient d'une sous-porteuse à une autre, traduisant ainsi la sélectivité fréquentielle du canal due au phénomène de multi-trajets.

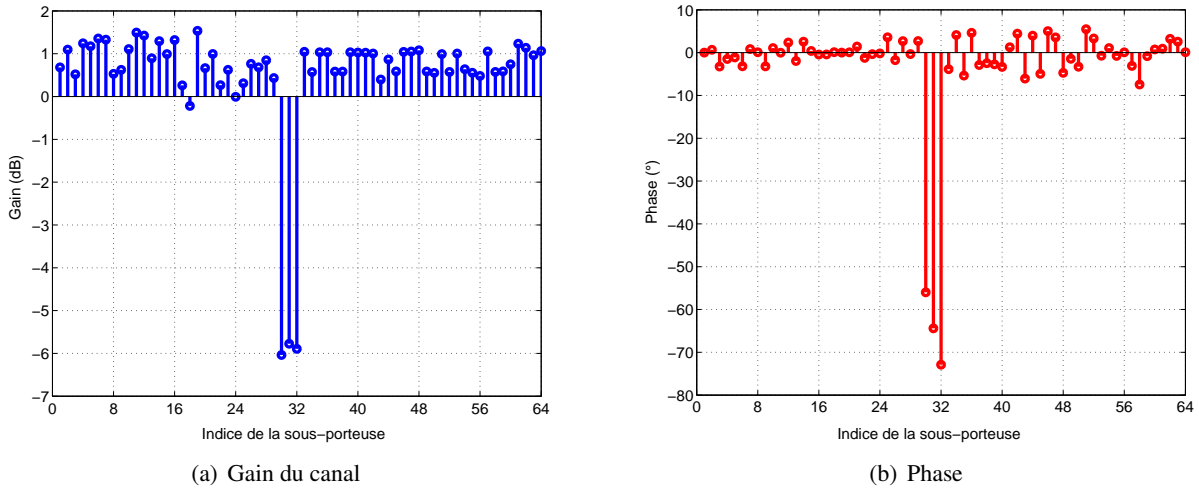


Figure 2.23: Gain et phase du canal de transmission pour un symbole OFDM et une position du récepteur

La figure (2.24) présente les résultats du TEB et de l'EVM en fonction du RSB pour un signal constitué de 700 symboles OFDM. Afin de prendre en compte l'augmentation de la puissance moyenne à la sortie du bloc de réduction du PAPR et la sélectivité fréquentielle du canal, nous avons effectué le calcul du RSB selon la puissance du signal à l'entrée du canal BBAG (voir figure (2.20)).

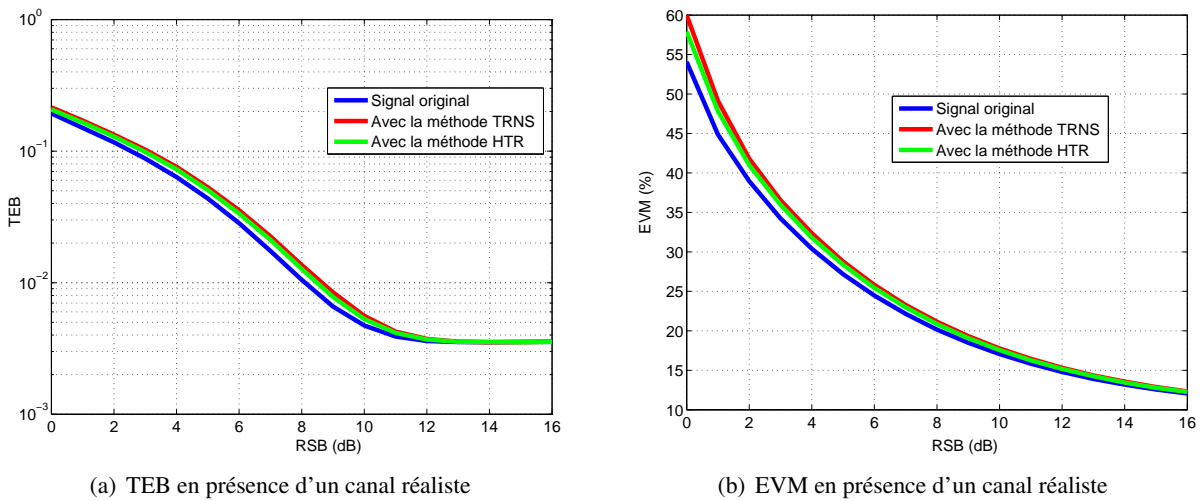


Figure 2.24: Performances des méthodes TRNS et HTR en présence d'un canal réaliste

Nous pouvons observer à travers ces résultats que les performances des méthodes HTR et TRNS sont comparables quelque soit la valeur du RSB. Cependant, ces deux méthodes introduisent une légère dégradation du TEB et de l'EVM lorsque le  $RSB \leq 10 \text{ dB}$ . Ceci est dû à l'augmentation de la puissance moyenne du signal corrigé en comparaison à la puissance moyenne du signal original, lorsque ces deux méthodes sont utilisées. Lorsque le  $RSB \geq 10 \text{ dB}$ , les résultats obtenus en termes de TEB et d'EVM tendent à converger car le bruit du canal BBAG est négligeable devant les distorsions dues au canal réaliste, qui ont le même impact sur les sous-porteuses quelque soit la méthode de réduction du PAPR utilisée. De même, la dégradation due à l'utilisation du signal de l'IG ne se manifeste pas car le bruit dû au canal multi-trajets est prépondérant par rapport à la dégradation due au signal de l'IG.

Comme toutes les méthodes d'ajout de signal contribuent à l'augmentation de la puissance moyenne, il est évident que se posera le problème de l'amplificateur de puissance. Par conséquent, nous évaluerons les performances de la méthode HTR en présence de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance dans

la suite de ce chapitre.

## 2.6 Évaluation de la méthode Hybrid Tone Reservation en présence de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance est l'élément qui impacte le plus les performances de la chaîne de communication en présence des signaux à forte fluctuations d'amplitude (PAPR élevé). Il est donc nécessaire d'évaluer les performances de la méthode HTR pour la réduction du PAPR en présence de ces non-linéarités. L'intérêt final d'utiliser une méthode de réduction du PAPR est d'améliorer le bilan énergétique de la chaîne de transmission en utilisant l'amplificateur avec des signaux de niveau proche de sa zone non-linéaire. Cependant, ceci doit se faire en respectant le spectre d'émission du standard considéré et en maintenant une bonne qualité de transmission.

Dans l'objectif d'effectuer une évaluation réaliste, nous allons implémenter dans les chaînes de simulation illustrées à la figure (2.10) un modèle d'amplificateur de puissance commercial. Les dégradations dues au canal radio seront modélisées par un bruit BBAG. Ce modèle de canal assez simpliste a été choisi afin de se focaliser plus particulièrement sur les performances de la méthode HTR en présence des distorsions non-linéaires.

Dans la suite de cette section, nous commencerons par décrire le modèle d'amplificateur de puissance considéré. Ensuite, nous évaluerons l'impact de la non-linéarité sur la qualité de transmission en termes de TEB, d'EVM et de contraintes fréquentielles imposées par le standard IEEE 802.11a. Nous terminerons cette étude par une estimation de l'apport énergétique obtenu par la méthode HTR.

### 2.6.1 Description du modèle de l'amplificateur utilisé

Nous utiliserons un amplificateur de puissance commercial de classe AB fabriqué par RFMD en technologie bipolaire à hétéro-jonction InGaP (Indium Gallium Phosphide). Cet amplificateur est utilisé pour les réseaux WLAN et WiMAX dans la plage de fréquence  $2.4\text{ GHz} - 2.7\text{ GHz}$  (référence commerciale : 2W class-AB 2.4GHz InGaP SZP-2026Z). Ses caractéristiques fréquentielles (largeur de bande et fréquence de fonctionnement) correspondent donc aux spécifications du standard IEEE 802.11a [3].

Cet amplificateur sera modélisé par le modèle discret de Hammerstein décrit au chapitre 1. Ce modèle peut être interprété comme une simplification du modèle de Volterra, qui permet d'associer un modèle statique non-linéaire avec un filtre modélisant les effets mémoires de l'amplificateur [123]. Dans la littérature, on considère généralement un filtre FIR (Finite Impulse Response), mais un filtre IIR (Infinite Impulse Response) peut aussi être utilisé afin d'améliorer la modélisation de la dynamique de l'amplificateur et des effets mémoires. Dans le cas d'un filtre IIR, la relation entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur s'obtient par la relation suivante [3] :

$$V_s(k) = \sum_{i=0}^m \sum_{p=0}^P b_{i,2p+1} \cdot |V_e(k-i)|^{2p} \cdot V_e(k-i) - \sum_{i=1}^n a_i \cdot V_s(k-i), \quad 0 \leq k < N \quad (2.49)$$

où  $V_s$  et  $V_e$  sont respectivement les vecteurs des échantillons des enveloppes complexes d'entrée et de sortie,  $2P+1$  correspond à l'ordre de la non-linéarité,  $m$  et  $n$  représentent respectivement la longueur de mémoire des signaux d'entrée et de sortie.  $N$  représente le nombre d'échantillons des signaux d'entrée et de sortie. Les paramètres du modèle  $a_i$  et  $b_{i,2p+1}$  sont déterminés en utilisant un banc de mesures expérimentales pour l'identification paramétrique [3]. Ce banc est constitué de plusieurs instruments de mesure et d'analyse parmi lesquels un PC permettant la génération des signaux OFDM en bande base, un générateur de signaux RF (Agilent N5182A MXG Vector Signal Generator) permettant la transposition en fréquence des signaux en bande de base vers des signaux RF, un oscilloscope ultra rapide (Lecroy SDA820Zi-A), permettant la visualisation, l'échantillonnage avec une fréquence d'échantillonnage de  $40\text{ GHz}$  et la translation des signaux RF après amplification vers la bande de base. Plus de détails sur

la procédure d'identification des paramètres de ce modèle sont disponibles dans [3]. Le tableau (2.3) présente les paramètres du modèle, obtenus en utilisant ce banc de mesures expérimentales.

Paramètre	Valeur
$b_{0,0}$	$-3.03 + 2.91j$
$b_{1,0}$	$-1.97 + 1.93j$
$b_{0,1}$	$5.30 \cdot 10^{-2} - 4.46 \cdot 10^{-2}j$
$b_{1,1}$	$3.54 \cdot 10^{-2} - 2.89 \cdot 10^{-2}j$
$b_{0,2}$	$-3.57 \cdot 10^{-4} + 2.95 \cdot 10^{-4}j$
$b_{1,2}$	$-2.38 \cdot 10^{-4} + 1.72 \cdot 10^{-4}j$
$a_1$	$5.57 \cdot 10^{-1} - 1.74 \cdot 10^{-2}j$

Table 2.3: Paramètres du modèle discret de Hammerstein

La figure (2.25) illustre les courbes de conversion AM/AM statique et dynamique de cet amplificateur. La caractéristique statique a été obtenue en faisant varier la puissance instantanée moyenne d'un signal sinusoïdal à la fréquence 2.4 GHz à l'entrée de l'amplificateur et en calculant à chaque fois la puissance instantanée moyenne du signal à sa sortie. Pour la caractéristique dynamique, nous avons utilisé un signal constitué de deux sinusoïdes aux fréquences 100 Hz et 200 Hz, d'amplitudes différentes modulant une porteuse à la fréquence 2.4 GHz. La figure (2.25(b)) permet d'illustrer les phénomènes d'hystérésis dus aux effets mémoires de l'amplificateur.

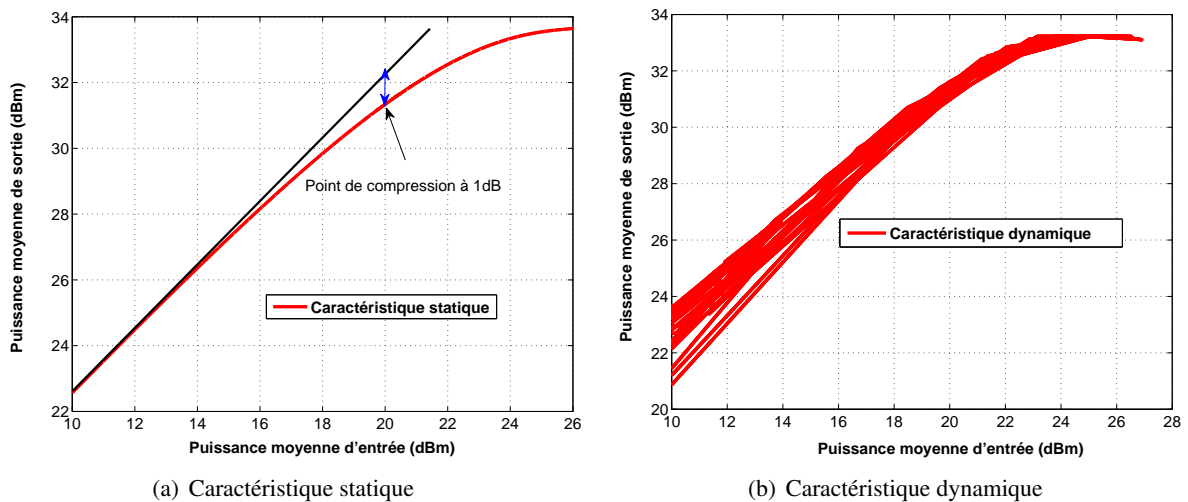


Figure 2.25: Caractéristiques de l'amplificateur de puissance SZP-2026z utilisé

À partir de la figure 2.25(a), nous avons déterminé le point de compression à 1dB de cet amplificateur. Il correspond à une puissance d'entrée d'environ 20 dBm (0.1 W) et une puissance de sortie d'environ 33 dBm (2 W), ce qui est conforme aux spécifications du constructeur [124][3]. Dans la suite, ce point sera utilisé comme le point de référence pour déterminer le recul en puissance ou IBO du signal à l'entrée de l'amplificateur. Par conséquent, un IBO de 0 dB correspond au point de fonctionnement de l'amplificateur où la puissance moyenne du signal d'entrée est de 20 dBm: c'est la puissance moyenne d'entrée de référence.

## 2.6.2 Résultats de simulation en termes de TEB et d'EVM

Nous allons comparer les performances en termes de TEB et d'EVM des méthodes TRNS et HTR en présence de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance, modélisé précédemment, dans le cas du standard IEEE 802.11a. Pour cette étude, nous allons appliquer plusieurs valeurs d'IBO à l'entrée de

l'amplificateur de puissance. La figure (2.26) illustre le synoptique de la méthode d'évaluation employée.

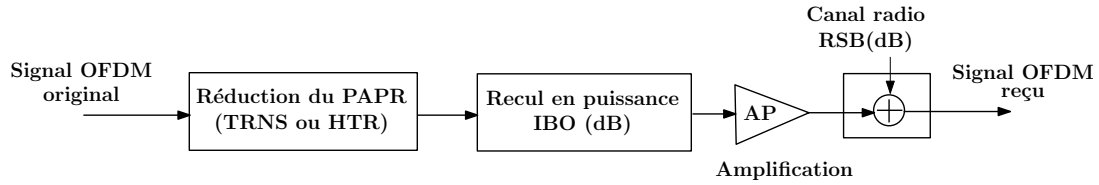


Figure 2.26: Synoptique de la chaîne de simulation en présence de la non-linéarité

Selon la méthode de réduction du PAPR appliquée à l'émission, le signal OFDM subit un recul en puissance avant la phase d'amplification. Pour nos simulations, nous avons volontairement choisi des valeurs d'IBO proches de la zone de saturation. À la sortie de l'amplificateur, le signal subit les perturbations du canal BBAG modélisées à travers la valeur du RSB. En réception, le signal reçu est transformé en une séquence de symboles numériques pour l'évaluation de l'EVM, puis en une séquence binaire pour l'évaluation du TEB.

La figure (2.27) montre les performances du TEB et de l'EVM lorsque le RSB varie entre  $2\text{ dB}$  et  $16\text{ dB}$  le canal de Rayleigh (Table (2.2)). Dans ce scénario, nous avons choisi le point de fonctionnement de l'amplificateur au point à  $1\text{ dB}$  de compression ( $\text{IBO} = 0\text{ dB}$ ). Pour le calcul de la valeur du RSB, nous avons considéré la puissance du signal à la sortie de l'amplificateur.

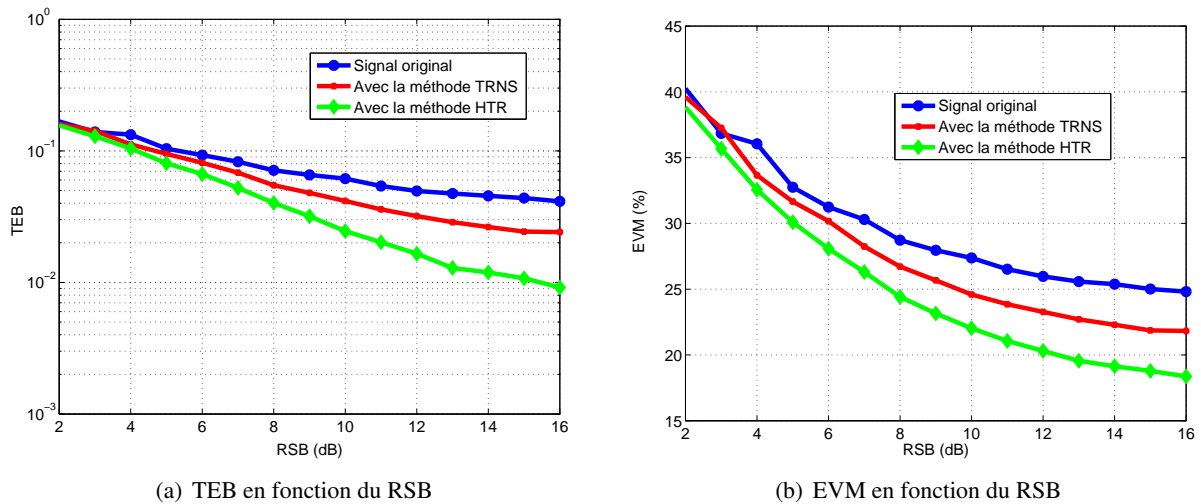


Figure 2.27: Performances des méthodes TRNS et HTR pour un  $\text{IBO}(\text{dB})=0\text{ dB}$

Ces résultats montrent que la méthode HTR permet une amélioration globale de la qualité de transmission en présence de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance quelque soit la valeur du RSB considéré. Les courbes d'évolution de l'EVM montrent que la méthode HTR permet une amélioration d'environ  $4\%$  par rapport à la méthode TRNS et d'environ  $7\%$  par rapport au signal original à partir de  $\text{RSB} = 12\text{ dB}$ . En terme de TEB, on constate que pour les fortes valeurs du RSB ( $\geq 14\text{ dB}$ ), la méthode HTR permet une amélioration des résultats d'un facteur d'environ 2 par rapport à la méthode TRNS et d'environ 4 par rapport au signal original.

Pour les faibles valeurs du RSB ( $\leq 4\text{ dB}$ ), les deux méthodes ont des performances en TEB et EVM sensiblement comparables puisque la puissance du bruit généré par le canal BBAG est très importante comparée à la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. En revanche, lorsque la valeur du RSB augmente, les effets du bruit engendré par le canal BBAG, deviennent négligeables devant les effets de la non-linéarité. Dans tous les cas, on peut observer que la méthode HTR permet d'améliorer la qualité de transmission en présence de la non-linéarité car les résultats obtenus en termes de TEB et d'EVM

sont plus faibles. En effet, nous avons montré que l'utilisation du signal de l'IG permet d'améliorer le gain en réduction du PAPR et donc de réduire le nombre d'échantillons pouvant être affectés par la non-linéarité. Ceci se traduit par une amélioration du TEB et de l'EVM.

Jusqu'à présent nous avons fixé l'IBO et fait varier le RSB du canal pour constater l'impact de la méthode HTR sur la qualité de transmission. À présent, nous allons évaluer les résultats du TEB et de l'EVM en fonction de l'IBO pour un canal Gaussien de  $RSB = 15 \text{ dB}$ , qui représente une puissance du bruit du canal relativement faible. Ainsi, pour chaque valeur d'IBO, nous allons évaluer les résultats du TEB et de l'EVM lorsque les méthodes TRNS et HTR sont appliquées à l'émission. La figure (2.28) présente la comparaison des résultats lorsque la valeur de l'IBO varie entre  $-4 \text{ dB}$  et  $4 \text{ dB}$ .

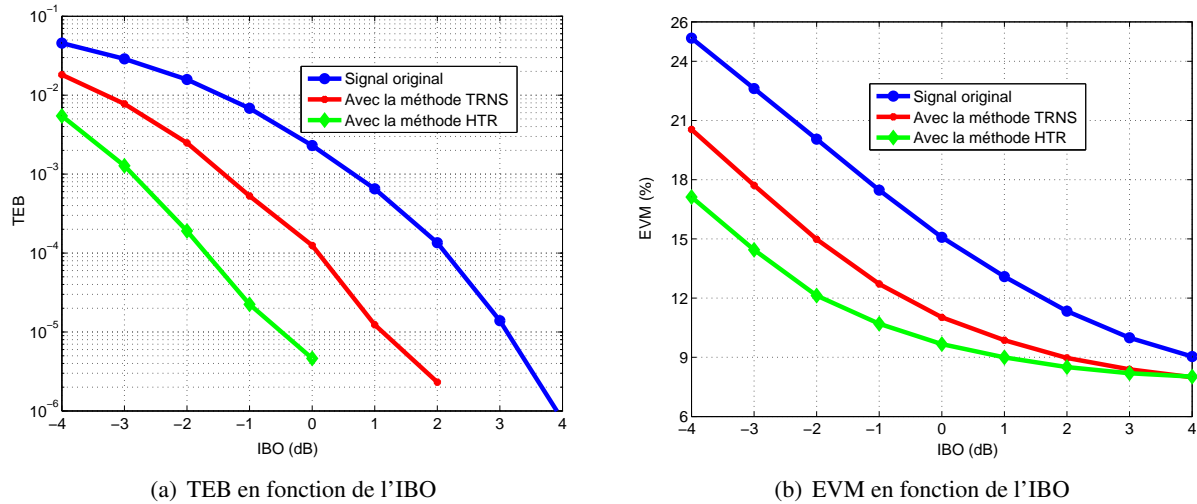


Figure 2.28: Performances des méthodes TRNS et HTR pour un  $RSB(\text{dB})=15 \text{ dB}$

Nous pouvons observer à partir de ces courbes que la méthode HTR permet d'améliorer globalement les performances de la chaîne de communication en termes de TEB et d'EVM quelque soit la valeur de l'IBO appliquée à l'entrée de l'amplificateur. En effet, pour la même valeur d'IBO, on constate que les valeurs du TEB et de l'EVM obtenues avec la méthode HTR sont plus faibles comparées à celles obtenues avec la méthode TRNS et le signal original, notamment en présence de fortes non-linéarités ( $IBO \leq 2 \text{ dB}$ ). Par exemple, pour un IBO de  $-1 \text{ dB}$ , la méthode HTR permet une amélioration de l'EVM d'environ 2% par rapport à la méthode TRNS et d'environ 8% par rapport au signal original.

En outre, pour une même qualité de transmission (TEB ou EVM) donnée, on peut observer que la méthode HTR permet de travailler avec un IBO plus faible et donc de faire fonctionner l'amplificateur à un niveau de puissance plus élevé. Par exemple, pour atteindre une valeur du TEB  $\simeq 10^{-4}$ , un IBO =  $-1.8 \text{ dB}$  peut être appliqué en utilisant la méthode HTR. Avec la méthode TRNS, la valeur de l'IBO est de  $0 \text{ dB}$ . Nous pouvons donc conclure que la méthode HTR permet d'obtenir un gain en IBO  $\geq 1.8 \text{ dB}$  en comparaison à la méthode TRNS pour un TEB  $\leq 10^{-4}$ .

### 2.6.3 Analyse spectrale

Dans cette partie, nous allons mesurer et comparer la DSP normalisée des signaux OFDM lorsque les méthodes TRNS et HTR sont utilisées pour réduire le PAPR (cf. chapitre 1). L'utilisation des 12 sous-porteuses libres placées aux extrémités de chaque symbole OFDM par les méthodes HTR et TRNS peut contribuer à l'élargissement spectral du signal OFDM et à la génération des remontées spectrales en présence de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance, provoquant ainsi des interférences avec les canaux adjacents. Il est donc primordial de s'assurer que les spécifications spectrales imposées par le standard IEEE 802.11a soient bien respectées afin de garantir une bonne qualité de transmission. On rappelle que la DSP est obtenue en calculant la puissance associée à chaque raie spectrale du signal

OFDM. Il faut noter que la durée d'un symbole OFDM (80 échantillons) est de  $4\mu s$  en incluant les 16 échantillons de l'intervalle de garde pour le standard IEEE 802.11a. Par conséquent, la DSP normalisée de chaque symbole OFDM occupe une largeur de bande égale à 20 MHz dans le cas du standard IEEE 802.11a.

La figure (2.29) montre les différents spectres obtenus à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur au point à 1dB de compression ( $IBO = 0\text{ dB}$ ) ainsi que le masque du standard IEEE 802.11a. Nous avons choisi cette valeur d'IBO afin de se placer à un point de fonctionnement où la non-linéarité de l'amplificateur est non-négligeable.

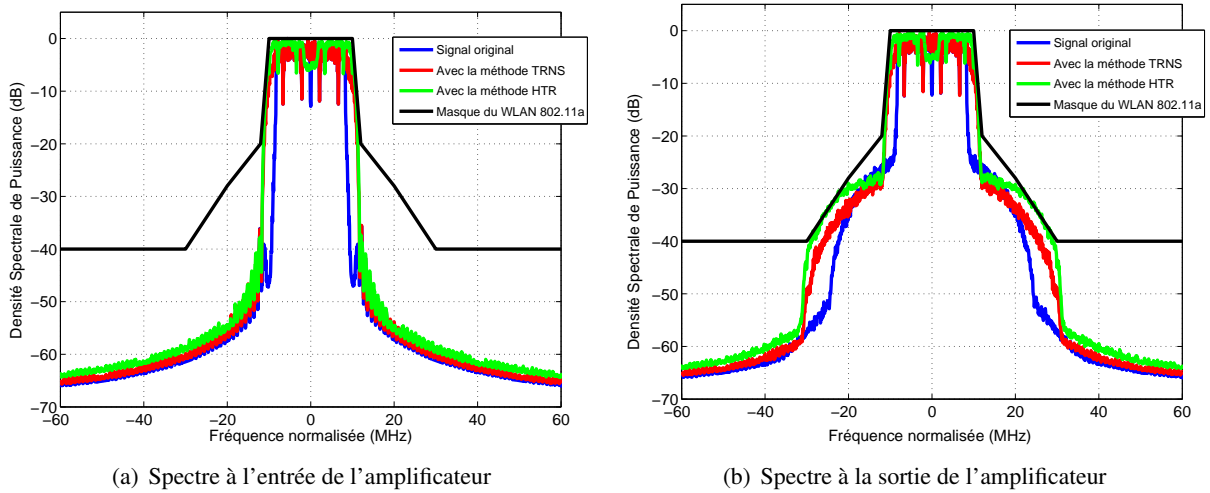


Figure 2.29: Comparaison des DSP normalisées à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur

Nous pouvons observer que l'utilisation du signal de l'IG ne modifie pas le spectre du signal émis car son insertion à travers la méthode HTR n'impacte pas sur le contenu fréquentiel du symbole OFDM. Nous pouvons également noter que les méthodes HTR et TRNS entraînent un élargissement du spectre à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. Ceci est dû à l'utilisation des 12 SPN pour générer le signal de correction. Cependant, ces remontées restent concentrées sous le masque du standard IEEE 802.11a pour la valeur de l'IBO considérée. Notons que l'application d'un IBO plus faible que  $0\text{ dB}$  entraînera des remontées spectrales beaucoup plus importantes car la non-linéarité sera plus sévère.

#### 2.6.4 Amélioration du rendement énergétique

Les résultats de la figure (2.28) ont montré que l'application de la méthode HTR permettait une amélioration en IBO d'environ  $1.8\text{ dB}$  en comparaison à la méthode TRNS pour la même valeur du TEB et d'EVM. Cette amélioration permet d'utiliser l'amplificateur à un niveau de puissance plus élevé et par conséquent d'améliorer le rendement énergétique. Nous allons donc traduire cette amélioration en IBO apportée par la méthode HTR en terme de rendement énergétique. Pour cela, nous avons évalué le rendement en puissance rajoutée ou rendement PAE (Power Added Efficiency) mesuré de l'amplificateur tel que [38] :

$$\eta_{PAE}(\%) = \left( \frac{P_s - P_e}{P_{dc}} \right) \times 100 \quad (2.50)$$

où  $P_e$  et  $P_s$  représentent respectivement la puissance moyenne du signal à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur et  $P_{dc}$  est la puissance totale fournie par l'alimentation. On rappelle que  $P_e$  et  $P_s$  dépendent de la valeur de l'IBO. La puissance d'alimentation est obtenue par la relation suivante [37] :

$$P_{dc} = V_{cc} \times I_c \quad (2.51)$$

où  $V_{cc}$  et  $I_c$  sont respectivement la tension et le courant maximal d'alimentation.



La figure(2.30) représente l'allure de la courbe du rendement en fonction de l'IBO pour l'amplificateur de puissance utilisé précédemment.

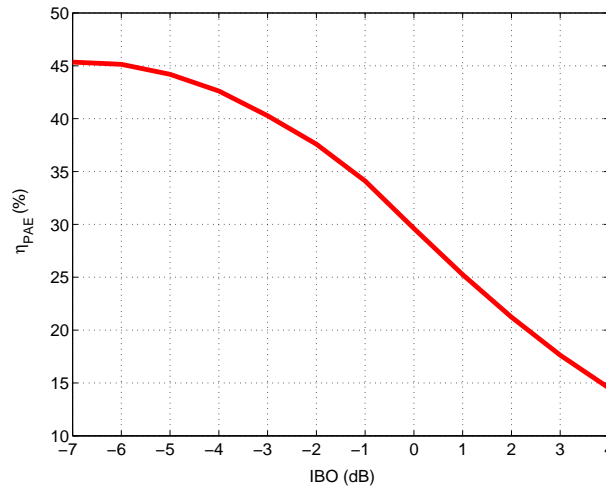


Figure 2.30: Rendement de l'amplificateur en fonction de l'IBO

Cette figure montre que le rendement maximal de cet amplificateur est en dessous de 45%. Les résultats obtenus permettent de faire le lien entre le gain en IBO apporté par la méthode HTR et l'amélioration en rendement PAE de l'amplificateur. Considérons par exemple le point à 1dB de compression (IBO= 0 dB) où le rendement de l'amplificateur est d'environ 30% et le TEB  $\simeq 10^{-4}$  avec la méthode TRNS (voir figure(2.28)). L'application de la méthode HTR permet d'obtenir la même valeur du TEB en choisissant une valeur d'IBO égale à  $-1.8$  dB, qui correspond à un rendement d'environ 37%. On peut donc conclure qu'au point à 1dB de compression, la méthode HTR permet une amélioration du rendement d'environ 6% en comparaison à la méthode TRNS. Le gain en IBO permet donc de choisir un autre amplificateur mieux dimensionné, ce qui réduit la consommation électrique.

## 2.7 Synthèse et conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle approche appelée Hybrid Tone Reservation (HTR), basée sur l'inclusion du signal de l'intervalle de garde dans le processus de réduction du PAPR dans les systèmes OFDM. Contrairement à la méthode de réduction du PAPR classique (méthode TR) qui utilise un nombre de sous-porteuses dédiées à la réduction du PAPR, la méthode HTR proposée ici permet d'adjoindre les échantillons du signal de l'intervalle de garde à ces sous-porteuses afin d'améliorer la réduction du PAPR. Pour arriver à cet objectif, nous avons commencé par une étude analytique de la méthode TR dans le but d'énumérer ses avantages et ses inconvénients. Les performances de la méthode TR sont limitées par le nombre de sous-porteuses dédiées. Ainsi, nous avons proposé de rajouter le signal de l'intervalle de garde, d'où la méthode HTR. Nous avons montré que cette nouvelle méthode permet de reformuler le problème de réduction du PAPR en ajoutant un degré de liberté supplémentaire dans le processus d'optimisation.

Après une étude préliminaire de la méthode HTR, nous avons évalué en simulation les différents paramètres d'optimisation dans le cas du standard IEEE 802.11a qui dispose de 12 sous-porteuses nulles et de 16 échantillons pour le signal de l'intervalle de garde. En définissant des compromis basés sur le gain de réduction du PAPR, la qualité de transmission et l'augmentation de la puissance moyenne du signal corrigé, nous avons, grâce à des études statistiques, déterminé le seuil d'écritage optimal ainsi que le coefficient de réglage optimal de la puissance de l'IG. On note que les valeurs pour ces deux paramètres sont obtenues dans le cas du standard IEEE 802.11a que nous avons choisi d'étudier de part sa simplicité d'implémentation. En revanche, les mêmes étapes de simulations peuvent être

appliquées à n'importe quel autre standard utilisant la modulation OFDM et l'ajout de l'intervalle de garde à l'émission.

Ensuite, les résultats de simulation ont permis de montrer que l'intervalle de garde peut être utilisé pour améliorer le gain de réduction du PAPR, sans incidence majeure sur le TEB et l'EVM. En effet, la comparaison des résultats entre la méthode TRNS classique et la méthode HTR a montré que la méthode HTR permettait d'améliorer la réduction du PAPR d'environ  $2\text{ dB}$  à partir d'une CCDF de  $10^{-4}$ . En outre, les résultats en termes de TEB et d'EVM ont montré que les performances des méthodes TRNS et HTR sont comparables en présence des distorsions engendrées par un canal BBAG et un canal réaliste. Une évaluation de la convergence a été réalisée en se basant sur la minimisation du NMSE. Les résultats de simulation ont permis de montrer que la méthode HTR permet d'atteindre la même valeur du NMSE en moins d'itérations par rapport à la méthode TRNS, de plus un niveau final du PAPR plus faible est obtenu.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à l'évaluation des performances de la méthode HTR en présence de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance, décrite par un modèle de Hammerstein. Nous avons comparé les performances des méthodes HTR et TRNS en termes de TEB et d'EVM lorsque l'amplificateur fonctionne autour de son point à  $1\text{ dB}$  de compression ( $\text{IBO} = 0\text{ dB}$ ). À partir des résultats obtenus, nous avons constaté que la méthode HTR permet une amélioration de l'EVM d'environ  $4\%$  et une amélioration du TEB d'un facteur d'environ 2 par rapport à la méthode TRNS. Ensuite, nous avons comparé les résultats du TEB et de l'EVM en fonction de l'IBO. Ces résultats ont montré que la méthode HTR permet d'améliorer le gain en IBO d'environ  $1.8\text{ dB}$  pour un  $\text{TEB} \leq 10^{-4}$ , ceci permet d'utiliser l'amplificateur à des niveaux de puissance plus élevés. La traduction de cette amélioration de l'IBO en rendement énergétique montre une amélioration du rendement énergétique d'environ  $6\%$  au point à  $1\text{ dB}$  de compression.

L'évaluation et l'analyse spectrale des signaux à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur nous ont permis d'évaluer les possibilités offertes par l'utilisation du signal de l'intervalle de garde pour la réduction du PAPR tout en respectant les spécifications fréquentielles du standard IEEE 802.11a utilisé. En effet, les courbes de DSP ont montré que pour le même point de fonctionnement, les spectres à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur respectent bien le masque spectral imposé par le standard. Nous pouvons donc conclure que l'inclusion du signal de l'intervalle de garde dans le processus de réduction du PAPR permet d'améliorer le gain de réduction du PAPR tout en maintenant une bonne qualité de transmission.

Compte tenu de la hiérarchisation des contenus multimédia et de l'importance de l'amplificateur de puissance dans les réseaux sans-fil actuels, plusieurs stratégies de précodage pour l'allocation de puissance ont été proposées dans la littérature. Ces stratégies tirent profit de la diversité du canal radio pour optimiser l'allocation de puissance afin d'améliorer la qualité de transmission. En revanche, ces stratégies ne considèrent pas la non-linéarité de l'amplificateur de puissance comme une contrainte potentielle sur la qualité de service et leurs performances sont rarement associées à celles des méthodes de réduction du PAPR. Par conséquent, nous proposons dans le chapitre suivant une étude des systèmes MIMO-OFDM en prenant conjointement en compte les distorsions non-linéaires, la réduction du PAPR et l'allocation de puissance.



## Chapitre 3

# Impact de l'amplificateur de puissance et du canal radio sur la qualité de transmission de contenus multimédias

### 3.1 Introduction

La combinaison des technologies OFDM et MIMO continue de faire l'objet de plusieurs travaux de recherche consacrés au déploiement des réseaux sans-fil. Ces deux technologies sont d'ailleurs déployées dans plusieurs standards de communication actuels à l'instar de la LTE, du WiMAX ou encore du WLAN [104]. Ces technologies permettent d'assurer la transmission de services à très haut débit (vidéo, images, etc.) tout en maintenant la qualité de service dans les environnements propices aux phénomènes de multi-trajets [103]. La technologie OFDM est une modulation multi-porteuses permettant d'exploiter la diversité fréquentielle du canal radio afin d'améliorer l'efficacité spectrale, la robustesse des transmissions contre les évanouissements du canal radio, etc. La technologie MIMO quant à elle est basée sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Elle permet d'exploiter la diversité spatiale du canal radio afin d'améliorer la fiabilité du lien radio ou d'accroître les débits de transmission[125].

L'implémentation et l'exploitation des possibilités offertes par la technologie MIMO diffèrent selon la connaissance ou non de l'état du canal radio. Lorsque l'émetteur et le récepteur ont une connaissance de l'état du canal radio ou CSI, le système MIMO peut opérer en boucle fermée. En revanche, lorsque l'émetteur n'a aucune connaissance de la CSI, le système opère en boucle ouverte [3] [5]. L'implémentation d'un système MIMO en boucle ouverte requiert une complexité de calcul très importante à la réception. En boucle fermée, la connaissance de la CSI permet de mieux optimiser la capacité du système MIMO tout en minimisant la complexité. Cependant, l'efficacité des systèmes MIMO en boucle fermée est vulnérable aux erreurs introduites par l'estimation de la CSI [46]. Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la transmission des contenus multimédias hiérarchisés à travers un système MIMO-OFDM en boucle fermée. Le principe consiste à décomposer le contenu à transmettre en plusieurs couches de qualités classées par ordre d'importance décroissante et appliquer des stratégies de protection contre les erreurs de transmission.

Dans ce contexte, plusieurs stratégies d'optimisation de la transmission en terme de qualité de service sont proposées dans la littérature. Ces stratégies exploitent tout d'abord la connaissance de la CSI à l'émission pour décomposer le canal MIMO en plusieurs sous-canaux SISO virtuels et hiérarchisés par ordre décroissant suivant les valeurs du RSB. Un algorithme de précodage est utilisé par la suite visant à allouer une puissance sur chaque sous-canal SISO. Le précodage est une stratégie qui consiste à allouer, de façon inégale la puissance totale disponible sur les différents sous-canaux SISO selon un critère d'optimisation bien défini. Au regard de la différence d'importance entre les couches de qualité à transmettre, les stratégies d'allocation inégale de puissance ou stratégies UPA sont les plus répandues dans la

littérature [95][5]. En effet, les résultats montrent que ces stratégies permettent d'optimiser la qualité de service tout en garantissant une bonne robustesse de la transmission. Dans [5] par exemple, une stratégie UPA connue sous le nom de Content Based Precoder (CBP) a été proposée. Elle permet de prendre en compte conjointement plusieurs paramètres de la chaîne de transmission (canal radio, sensibilité des couches de qualité, modulation numérique, etc) pour l'allocation de puissance sur les différents sous-canaux SISO. Dans le cadre de la transmission d'images sur un canal sans-fil, les résultats ont montré que ce précodeur permet d'améliorer la qualité visuelle des images tout en garantissant la robustesse du système face aux dégradations du canal, contrairement aux précodeurs classiques à savoir le précodeur Water-Filling (WF)[126], le précodeur Minimum Mean Squared Error (MMSE)[126], le précodeur Minimum Bit Error Rate (MBER)[127], le précodeur Max- $d_{min}$  (Minimum Distance Criterion)[128] et le précodeur E- $d_{min}$  (Equal Distance Criterion)[129].

D'autre part, les systèmes MIMO-OFDM génèrent des signaux à très fortes fluctuations d'enveloppe. Ces fluctuations sont caractérisées par un PAPR très élevé. La transmission des signaux à fortes fluctuations d'enveloppe est très vulnérable à la non-linéarité des composants électroniques, en particulier l'AP [88]. Or, ce dernier est indispensable dans toute chaîne de communication sans-fil et représente l'élément qui consomme le plus d'énergie. Pour éviter les distorsions non-linéaires, les stratégies de précodage traditionnelles proposent de limiter la puissance totale afin de rester dans la zone linéaire de fonctionnement de l'AP [102]. En revanche, cette solution n'est pas optimale car elle contribue à une réduction de l'efficacité énergétique [103].

D'autres solutions proposent la réduction du PAPR afin de réduire l'impact de la non-linéarité sur la qualité de transmission. Nous pouvons citer par exemple la méthode Partial Transmit Sequence (PTS) qui utilise les codes spatio-fréquentiels en bloc d'Alamouti [130], la méthode Joint Channel Estimation and Precoding [131] et la méthode TR [101]. D'autres méthodes sont également proposées dans [97] [98] et [99] [100]. Cependant, la méthode TR, qui appartient à la famille des méthodes dites "d'ajout du signal", tend à être très implémentée dans la majorité des standards de communication actuels. Ce choix se justifie par les avantages qu'elle offre tels que sa simplicité d'implémentation et sa rapidité de convergence. Le principe de la méthode TR consiste à rechercher le signal de correction du PAPR en utilisant un processus d'optimisation. Nous pouvons citer les algorithmes d'optimisation SOCP (Second Order Cone Programming) qui utilisent les codes Spatio-Temporels (STBC) ou les codes spatio-fréquentiels (SFBC) d'Alamouti [132][133] pour la réduction du PAPR dans systèmes MIMO-OFDM en boucle ouverte. En boucle fermée, certains travaux proposent de réduire indépendamment le PAPR sur chaque branche du système en utilisant les algorithmes d'optimisation classiques comme le gradient conjugué [3]. Cependant, ces travaux ne considèrent pas une modélisation réaliste de la chaîne de communication.

Malgré les avantages qu'offrent les stratégies de précodage pour l'optimisation de la qualité de service et les méthodes de réduction du PAPR pour l'optimisation de l'efficacité énergétique, ces deux familles d'optimisation sont généralement implémentées de façon indépendante l'une de l'autre. Or l'objectif global d'une chaîne de transmission MIMO-OFDM est d'améliorer conjointement la qualité de service et l'efficacité énergétique. Dès lors, cette indépendance entre les processus d'optimisation ne permet pas une optimisation globale de la chaîne de transmission. Plusieurs auteurs se sont intéressés à cette problématique dans la littérature. Dans [6], une étude des systèmes MIMO-OFDM en présence de la non-linéarité a été proposée permettant de déterminer un compromis entre la distorsion non-linéaire et la qualité de transmission. Cependant, le contexte de cette étude ne s'intéresse pas à l'optimisation de la transmission des contenus multimédias hiérarchisés à travers un système MIMO-OFDM précodé. Dans [134], une étude similaire a été proposée pour un système mono-antenne. Dans [135] les auteurs ont proposé une stratégie d'optimisation du précodeur WF en prenant en compte la non-linéarité de l'AP et les caractéristiques du canal radio. Cependant, le contexte de cette étude n'intègre pas les spécificités du contenu à transmettre.

Dans ce troisième chapitre, nous allons apporter une contribution par rapport à l'état de l'art. Le contexte de cette contribution s'inscrit dans l'évaluation de l'impact de la non-linéarité et de la réduction du PAPR par la méthode TR sur les performances globales d'un système MIMO-OFDM dédié à

la transmission des contenus multimédia hiérarchisés. Nous commencerons ce chapitre par un rappel sur les différentes stratégies de précodage dans un système MIMO-OFDM en boucle fermée. Ensuite, nous présenterons le schéma de transmission des contenus hiérarchisés dans un système MIMO-OFDM précodé. Afin d'améliorer la qualité de transmission en présence de la non-linéarité de l'AP, nous présenterons également une extension de la méthode TR dans ce schéma de transmission. Après avoir décrit le contexte de simulation, nous évaluerons succinctement l'impact de la non-linéarité et de la réduction du PAPR sur les performances globales de la chaîne. Les résultats issus de cette étude nous permettront de conclure sur les possibilités offertes par la stratégie de précodage et la réduction du PAPR pour l'amélioration des performances globales de la chaîne.

## 3.2 Stratégie de transmission d'un contenu multimédia hiérarchisé dans un système MIMO-OFDM en boucle fermée

Un système MIMO offre de nombreux avantages grâce à son architecture contrairement à un système SISO. Plus spécifiquement, la connaissance de la CSI à l'émission permet d'optimiser la transmission dans un système MIMO-OFDM en boucle fermée en termes de débit, de robustesse, d'efficacité énergétique et de qualité de service [5, 17]. Dans un tel système, plusieurs techniques d'estimation de la CSI sont implémentées [136, 137, 138] avec une voie de retour entre l'émetteur et le récepteur, permettant d'échanger les informations sur la CSI. En pratique, certains standards de communication réservent une séquence de symboles pilotes ou séquence d'apprentissage, connues par l'émetteur et le récepteur, pour l'estimation de la CSI. Lorsque l'émetteur a une connaissance parfaite de la CSI, l'optimisation des performances peut être réalisée par l'intermédiaire des algorithmes de précodage linéaire ou précodeurs. La mise en place d'un algorithme de précodage consiste tout d'abord à décomposer le canal MIMO en sous-canaux SISO indépendants, décorrélés et hiérarchisés par ordre décroissant selon les valeurs du RSB. Les précodeurs exploitent ensuite cette décomposition pour optimiser l'allocation de la puissance sur les différents sous-canaux SISO selon un ou plusieurs critères. Dans la suite de cette section, nous présenterons le principe du précodage linéaire pour la transmission d'un contenu hiérarchisé dans un système MIMO-OFDM.

### 3.2.1 Stratégies de précodage classiques

Nous considérons un système MIMO-OFDM ( $N_t \times N_r$ ) constitué de  $N_t$  antennes à l'émission et de  $N_r$  antennes à la réception. Pour la modulation OFDM, chaque symbole OFDM est constitué de  $N$  sous-porteuses. La figure (3.1) présente l'architecture simplifiée de la chaîne de communication considérée. L'émetteur exploite la CSI pour optimiser la transmission par le biais d'un précodage linéaire. Les symboles numériques précodés sont ensuite regroupés par paquets de  $N$  éléments dans le domaine fréquentiel pour effectuer la modulation OFDM sur chacune des  $N_t$  branches d'antennes.

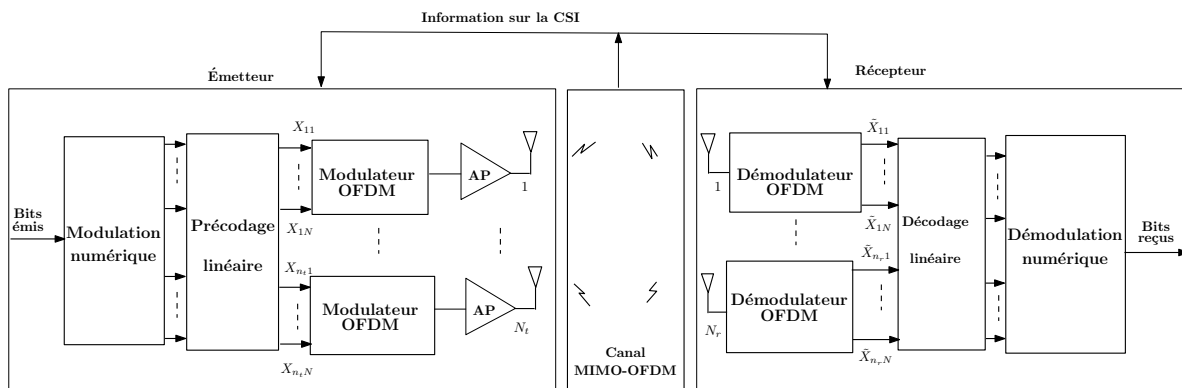


Figure 3.1: Synoptique de la chaîne MIMO-OFDM précodée [4]

Après la modulation OFDM, un AP est utilisé pour augmenter la puissance moyenne des signaux avant la transmission sur le canal MIMO-OFDM. À la réception, la démodulation OFDM permet de transformer les signaux reçus en symboles numériques. Ensuite, le décodage linéaire est appliqué avant la démodulation numérique. Le décodage linéaire est généralement réalisé en appliquant l'inverse de l'opération de précodage linéaire.

On rappelle que les échantillons du signal OFDM sont obtenus en utilisant la formule générale suivante :

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.1)$$

où  $\{x_n\}_{n=0, \dots, N-1}$  est l'ensemble des échantillons du signal OFDM dans le domaine temporel et  $\{X_k\}_{k=0, \dots, N-1}$  représente l'ensemble des symboles numériques précodés modulant chacune des  $N$  sous-porteuses.

On considère généralement dans la littérature le système MIMO-OFDM comme un ensemble de  $N$  systèmes MIMO ( $N_t \times N_r$ ) en bande étroite et indépendants [4]. En effet, les  $N$  sous-porteuses utilisées pour la modulation OFDM sont orthogonales, indépendantes et identiquement distribuées. Ces propriétés permettent au système MIMO-OFDM de garder l'hypothèse de bande étroite sur chaque sous-porteuse de la bande passante dans le domaine fréquentiel [5]. Ainsi, lorsque le précodage linéaire est réalisé dans le domaine fréquentiel, on considère généralement chaque système MIMO précodé en bande étroite.

La figure (3.2) illustre le schéma en blocs matriciels d'un système MIMO précodé en bande étroite dans le domaine fréquentiel. Après la modulation numérique, les symboles numériques sont précodés par le biais de la matrice  $F$ . Les symboles numériques précodés sont ensuite amplifiés avant d'être transmis sur le canal MIMO en bande étroite noté  $H$ . Un bruit additif  $n$  modélisant les différentes sources de dégradations extérieures est rajouté au signal transmis. En réception, les symboles numériques reçus sont décodés par le biais de la matrice  $G$ .

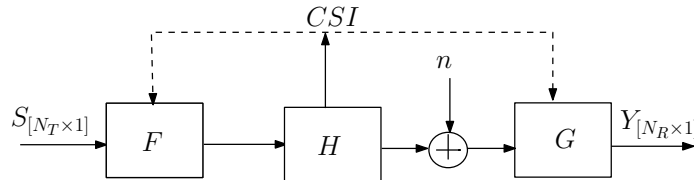


Figure 3.2: Système MIMO précodé en bande étroite [5]

L'équation de transmission correspondante à ce système dans le domaine fréquentiel est donnée par la relation suivante :

$$Y = G.H.F.S + G.n \quad (3.2)$$

où  $S$  et  $Y$  représentent respectivement les vecteurs des symboles numériques émis et reçus de taille  $(N_t \times 1)$  et  $(N_r \times 1)$ .  $H$  est la matrice du canal MIMO de taille  $(N_r \times N_t)$ .  $F$  est la matrice de précodage de taille  $(N_t \times N_t)$ ,  $G$  est la matrice de décodage de taille  $(N_r \times N_r)$  et  $n$  est le vecteur du bruit additif de taille  $(N_r \times 1)$ .

On suppose que les symboles numériques sont indépendants, identiquement distribués et décorrélés du bruit additif, tel que [5] :

$$E[S.S^*] = P_T.I_{N_t} \quad E[n.n^*] = R \quad E[S.n^*] = 0 \quad (3.3)$$

où  $P_T$  est la puissance totale disponible,  $I_{N_t}$  est la matrice identité de taille  $(N_t \times N_t)$  et  $R$  est la matrice de covariance du bruit.  $(^*)$  désigne l'opération de transposée-conjuguée.

La contrainte sur la puissance totale disponible à l'émission notée  $P_T$  est équivalente à la relation suivante [5]:

$$Tr((F.S).(F.S)^*) = \|S.F\|_F^2 = P_T \quad (3.4)$$

où  $Tr(A)$  est la trace de la matrice  $A$ ;  $\|\cdot\|_F^2$  désigne la norme Euclidienne [85] et  $P_T$  représente la puissance totale à l'émission.

L'étape commune à tous les précodeurs linéaires est appelée la transformation virtuelle. Cette étape permet de blanchir le bruit  $n$  et de diagonaliser la matrice du canal MIMO  $H$  pour obtenir  $b$  sous-canaux SISO décorrelés tel que  $b \leq \min(N_t, N_r)$  [85]. Dans la littérature, la transformation virtuelle est souvent réalisée par des opérations matricielles en suivant les trois étapes principales suivantes [128, 19] :

1. Blanchiment du bruit: le vecteur de bruit  $n$  subit un traitement permettant de rendre ses éléments indépendants et identiquement distribués avec une variance unitaire;
2. Diagonalisation du canal MIMO: la matrice de canal  $H$  subit une décomposition en valeurs singulières en appliquant l'algorithme SVD pour obtenir un canal MIMO virtuel noté  $H_v$ ;
3. réduction de la dimension: la matrice de canal virtuel  $H_v$  est réduite à une taille  $(b \times b)$ . Ceci permet d'avoir  $b$  sous-canaux SISO décorrelés et indépendants.

Afin d'aboutir à la transformation virtuelle, la structure des matrices de précodage  $F$  et de décodage  $G$  doit être sous la forme d'un produit de deux matrices, tel que [139] :

$$F = F_v \cdot F_d \quad \text{et} \quad G = G_d \cdot G_v \quad (3.5)$$

où  $F_v$  et  $G_v$  sont respectivement des matrices unitaires de taille  $(N_t \times b)$  et  $(N_r \times b)$ . Les matrices  $F_d$  et  $G_d$  sont respectivement les matrices de précodage et de décodage de taille  $(b \times b)$

La figure (3.3) illustre la transformation virtuelle du système MIMO précodé en bande étroite dans le domaine fréquentiel.

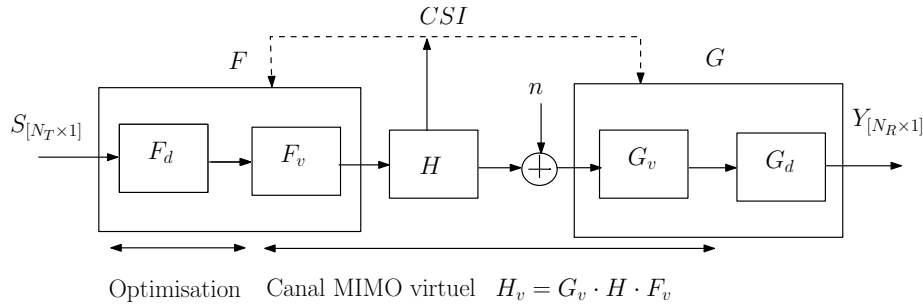


Figure 3.3: Transformation virtuelle d'un système MIMO précodé en bande étroite [5]

Les matrices  $F_v$  et  $G_v$  servent à blanchir le bruit, à diagonaliser et à réduire la dimension du canal MIMO  $H$ . Elles sont directement obtenues à partir de la décomposition SVD de la matrice du canal  $H$ , tel que :

$$H_v = G_v \cdot H \cdot F_v \quad (3.6)$$

Les matrices  $F_d$  et  $G_d$  permettent d'optimiser la transmission suivant un critère donné. Les éléments de ces deux matrices sont généralement obtenus en utilisant un algorithme d'optimisation.

Étant donné que la matrice  $F_v$  est unitaire, la matrice de précodage  $F_d$  est toujours soumise à la contrainte sur la puissance totale d'émission, tel que :

$$\|F_v \cdot F_d \cdot S\|_F^2 = \|F_d \cdot S\|_F^2 = P_T \quad (3.7)$$

À travers cette transformation virtuelle, la relation entre le signal émis et le signal reçu, donnée à l'équation (3.2) peut être exprimée comme suit:

$$\begin{aligned} Y &= G_d \cdot G_v \cdot H \cdot F_v \cdot F_d \cdot S + G_d \cdot G_v \cdot n \\ &= G_d \cdot H_v \cdot F_d \cdot S + G_d \cdot n_v \end{aligned} \quad (3.8)$$



où  $n_v = G_v n$  est le vecteur de bruit virtuel de matrice de covariance  $R_{nv} = I_b$ ; avec  $I_b$  la matrice identité de taille  $(b \times b)$ .

La matrice du canal MIMO virtuel  $H_v$  est une matrice diagonale de taille  $(b \times b)$  dont les éléments sont strictement positifs et rangés dans l'ordre décroissant, tel que :

$$H_v = \begin{pmatrix} \sigma_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \sigma_b \end{pmatrix}, \text{ où } \sigma_1 \geq \cdots \geq \sigma_b > 0 \quad (3.9)$$

Les valeurs singulières  $\{\sigma_i^2\}_{i=1,\dots,b}$  correspondent aux RSB des  $b$  sous-canaux SISO. On définit le gain total du système MIMO par la relation suivante [5]:

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^b \sigma_i^2} \quad (3.10)$$

où  $\sigma_i$  représente le RSB du sous-canal SISO numéro  $i$ .

La matrice virtuelle  $H_v$  donne une connaissance de la CSI et permet de réaliser le précodage linéaire par l'intermédiaire des matrices  $F_d$  et  $G_d$ . Dans la littérature, on distingue deux grandes familles de précodage en fonction de la forme diagonale ou non-diagonale de ces deux matrices [17][5]. Ainsi, lorsque ces matrices sont diagonales, on parle de précodeurs diagonaux, sinon on parle de précodeurs non-diagonaux.

La transformation virtuelle du canal MIMO en  $b$  sous-canaux décorrélés et indépendants présente l'avantage de simplifier l'architecture du récepteur en exploitant les propriétés de la détection Maximum de Vraisemblance (MV), même pour des modulations numériques d'ordre important. En utilisant la détection MV, il a été démontré que la matrice de décodage  $G_d$  n'a aucune influence sur les performances du système [5][128]. Elle peut donc être considérée comme une matrice identité de taille  $(b \times b)$  tel que :

$$G_d = I_b = \begin{pmatrix} 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1 \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Dans la suite de ce chapitre, nous supposons que le récepteur MIMO-OFDM est doté d'un détecteur MV.

### 3.2.1.1 Les précodeurs diagonaux

Les précodeurs diagonaux sont définis par une matrice de précodage  $F_d$  diagonale, tel que :

$$F_d = \begin{pmatrix} f_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & f_b \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad G_d = \begin{pmatrix} 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1 \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Après la transformation virtuelle en  $b$  sous-canaux SISO, le symbole numérique reçu sur chaque sous-canal SISO est donné par la relation suivante :

$$Y_i = \sigma_i \cdot f_i \cdot S_i + n_{v_i}, \quad i = 1, \dots, b \quad (3.13)$$

où  $S_i$  et  $Y_i$  représentent respectivement les symboles numériques émis et reçu sur le sous-canal SISO numéro  $i$ .  $n_{v_i}$  représente le bruit virtuel sur le sous-canal SISO numéro  $i$ .

À partir de la relation (3.13), on constate que les précodeurs diagonaux permettent une décorrélation entre les différentes voies SISO. Ceci a l'avantage de réduire la complexité du décodage[5]. La figure

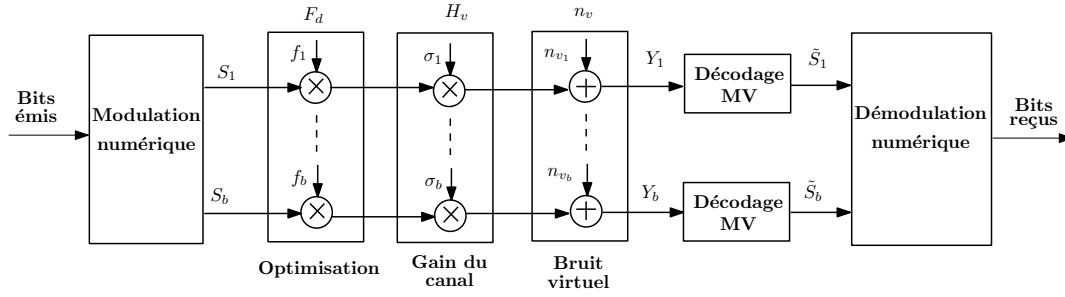


Figure 3.4: Principe du précodage diagonal [5]

(3.4) illustre le principe du précodage diagonal. Elle montre que les différentes voies du système MIMO virtuel fonctionnent en parallèle et sont complètement décorrélées les unes des autres.

Plusieurs précodeurs diagonaux existent dans la littérature en fonction du critère considéré lors du calcul des coefficients de la matrice de précodage  $F_d$ . Nous pouvons citer les précodeurs classiques suivants :

- **Le précodeur Water-Filling (WF)** [126] : le principe de base de ce précodeur est de maximiser la capacité du système MIMO en bande étroite, donnée par la relation suivante :

$$C = \sum_{i=1}^b \log_2 (1 + |f_i \cdot \sigma_i \cdot S_i|^2) \quad (3.14)$$

Les coefficients  $\{f_i^2\}_{i=1, \dots, b}$  représentent la solution d'un problème d'optimisation par la méthode de Lagrange sous contrainte de la puissance totale d'émission  $P_T$ . Contrairement à d'autres précodeurs diagonaux, le précodeur WF répartit équitablement la puissance entre les  $b$  sous-canaux SISO lorsque les valeurs du RSB sont élevées ( $\{\sigma_i \gg 1\}_{i=1, \dots, b}$ ), tel que :

$$|f_i \cdot S_i|^2 = \frac{P_T}{b}, \quad \forall i \quad (3.15)$$

Ainsi, le précodeur WF ne permet pas de mettre en place une stratégie UPA lorsque les distorsions du canal radio sont relativement moins importantes [5].

- **Le précodeur MBER (Minimisation du TEB)**: Ce précodeur a été proposé dans [127] pour minimiser le TEB du système de transmission. Les coefficients  $\{f_i^2\}_{i=1, \dots, b}$  sont obtenus par une optimisation Lagrangienne. Ce précodeur permet d'assurer une stratégie UPA et peut sacrifier les voies SISO considérées comme trop défavorables au sens du TEB. Ainsi, la valeur du coefficient de précodage est fixée à zéro pour un sous-canal SISO donné lorsque la valeur du RSB est très faible [5].
- **Le précodeur MMSE (Minimisation de l'Erreur Quadratique Moyenne)** [126]: Ce précodeur consiste à minimiser l'erreur quadratique moyenne du système MIMO grâce à une méthode d'optimisation robuste et de faible complexité. Étant donné les vecteurs de symboles numériques émis  $\{S_i\}_{i=1, \dots, b}$  et reçus  $\{Y_i\}_{i=1, \dots, b}$ , le critère à minimiser par ce précodeur est donné par la relation suivante :

$$\sum_{i=1}^b E \left[ |(\sigma_i \cdot f_i - 1) \cdot S_i + n_{v_i}|^2 \right] \quad (3.16)$$

Comme pour les précodeurs WF et MBER, ce précodeur peut sacrifier les sous-canaux SISO considérés comme défavorables. Il permet également d'assurer une stratégie UPA où la puissance allouée à chaque sous-canal SISO est inversement proportionnelle à la valeur du RSB. Ainsi, le précodeur MMSE alloue toujours plus de puissance aux sous-canaux SISO ayant les plus faibles valeurs de  $\{\sigma_i\}_{i=1, \dots, b}$ .

### 3.2.1.2 Les précodeurs non-diagonaux

Les précodeurs non-diagonaux sont définis par une matrice de précodage  $F_d$  non-diagonale. La figure (3.5) illustre le principe du précodage non-diagonal. Contrairement au précodage diagonal, les différentes voies du système MIMO ne sont plus décorrélées. En effet, la forme non-diagonale de la matrice  $F_d$  ne permet pas de réduire la complexité du décodage MV qui est dans ce cas égale à  $M^b$  pour une modulation numérique d'ordre  $M$ . En revanche, elle fournit aux précodeurs un degré de liberté supplémentaire permettant de modifier les géométries des constellations de réception [5].

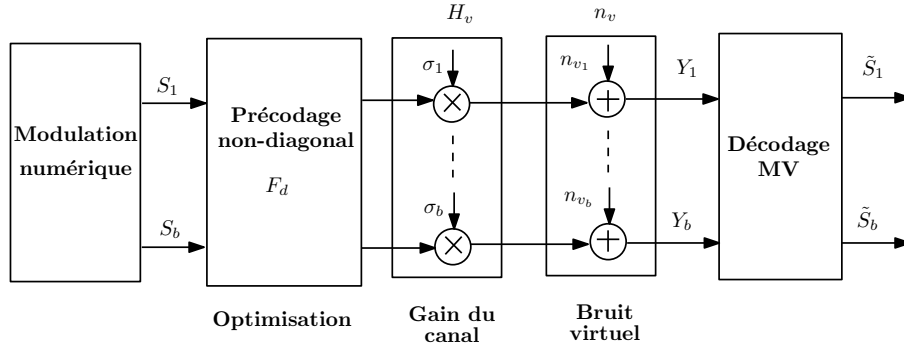


Figure 3.5: Principe du précodage non-diagonal [5]

Parmi les précodeurs non-diagonaux proposés dans la littérature, nous pouvons citer :

- Le précodeur Max- $d_{min}$  [128]: ce précodeur détermine les coefficients de la matrice  $F_d$  de façon à maximiser la distance minimale ( $d_{min}$ ) entre les différents éléments de la constellation en réception. On définit la distance minimale  $d_{min}$  par la relation suivante [128] :

$$d_{min}(F_d) = \min_{(S_k, S_l) \in \mathcal{C}, S_k \neq S_l} \|H_v \cdot F_d \cdot (S_k - S_l)\| \quad (3.17)$$

où  $\mathcal{C}$  représente l'ensemble des symboles complexes de la constellation.

La solution optimale consiste donc à rechercher la matrice  $F_d$  dont les éléments permettent de maximiser  $d_{min}$ . Néanmoins, le précodeur Max- $d_{min}$  possède un inconvénient majeur lié à la complexité de décodage MV car celle-ci croît exponentiellement avec le nombre de sous-canaux considérés [5].

- Le précodeur E- $d_{min}$  [129]: ce précodeur est une extension du précodeur Max- $d_{min}$  permettant de réduire la complexité de décodage MV. Malgré ses performances moins bonnes en comparaison au précodeur Max- $d_{min}$ , ce précodeur offre un bon compromis entre la dégradation du TEB et la complexité du décodage MV [5].

### 3.2.2 Stratégie de précodage basée sur le contenu (CBP)

Comme nous l'avons vu, les précodeurs déterminent les coefficients de la matrice de précodage  $F_d$  de sorte à optimiser un critère propre (TEB, capacité, erreur quadratique moyenne, etc.) de la chaîne de transmission. Malgré la bonne robustesse offerte par ces précodeurs, plusieurs travaux dans la littérature ont démontré que ces derniers présentent des limites dans un contexte de transmission de contenus multimédias [86][5]. En effet, pour réduire les distorsions liées au canal radio, la plupart des contenus multimédias sont fortement hiérarchisés. Or, les stratégies UPA classiques réalisent une optimisation sur l'ensemble des sous-canaux SISO sans prendre en compte les spécificités de cette hiérarchisation. Ceci a pour conséquence d'améliorer les performances du système au sens du critère choisi, sans pour autant garantir la qualité de service globale des contenus transmis.

Par exemple, la transmission robuste d'une image JPWL nécessite la prise en compte de l'importance des différentes couches de qualité dans le processus d'optimisation. En effet, la puissance allouée doit

permettre d'optimiser le critère tout en protégeant les données d'en-têtes qui contiennent les informations spécifiques au décodage de l'image. Pour répondre à cette problématique, *J. Abot* a proposé dans sa thèse un nouveau précodeur diagonal basé sur le contenu, encore appelée précodeur CBP [5]. Ce précodeur prend conjointement en compte plusieurs paramètres de la chaîne pour optimiser la transmission des contenus multimédias hiérarchisés dans un système MIMO-OFDM.

Le principe de base du précodage CBP est illustré à la figure(3.6) pour un système MIMO en bande étroite dédié à la transmission des images codées suivant la norme JPWL présentée au chapitre 1.

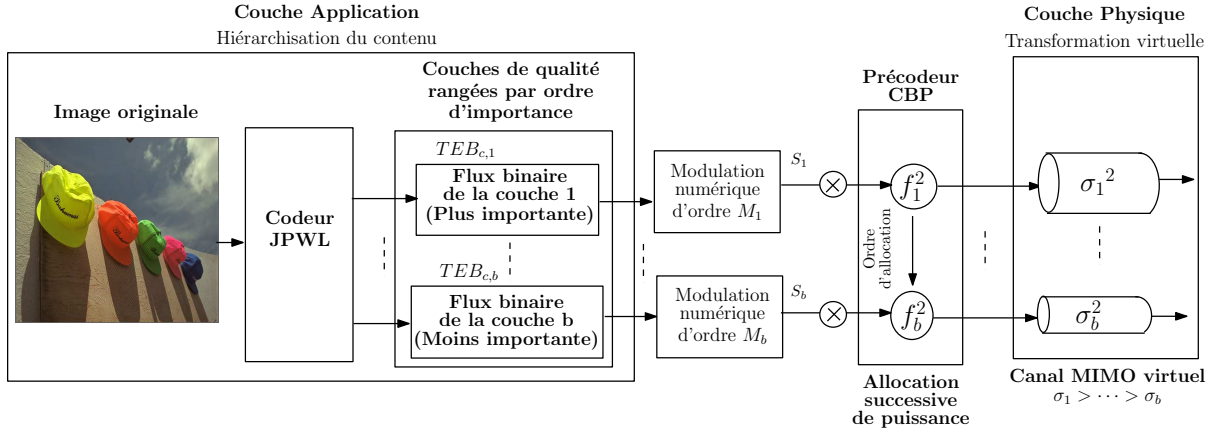


Figure 3.6: Principe du précodage CBP [5]

Comme la majorité des standards de transmission de contenus multimédia, le codeur JPWL intègre des fonctionnalités permettant de transformer l'image originale en couches de qualité hiérarchisées, c'est-à-dire classées selon un ordre d'importance décroissante. Il faut aussi noter que selon la hiérarchisation du standard JPWL, le décodage d'une couche de qualité est tributaire du décodage de la couche de qualité précédente. Il est donc indispensable d'assurer le décodage correct de la couche de qualité transmise sur la voie courante avant d'assurer le décodage de la couche suivante. Contrairement aux précodeurs classiques, le précodeur CBP intègre cette hiérarchisation conjointement avec d'autres paramètres de la chaîne de communication (ordre de la modulation, capacité de correction du CCE, RSB des sous-canaux SISO) pour optimiser la qualité de transmission.

Tout d'abord, le précodeur CBP décompose le canal MIMO en  $b$  sous-canaux SISO ordonnés par ordre du RSB décroissant ( $\sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_b$ ). Ensuite, les couches de qualité sont associées aux sous-canaux SISO selon un processus d'allocation successive de la puissance. Pour garantir la robustesse de transmission, ce processus d'allocation successive commence toujours par associer la couche de qualité la plus importante au sous-canal SISO ayant le meilleur RSB. La qualité de transmission quant à elle est fixée grâce au critère du TEB cible  $\{TEB_{c,i}\}_{i=1,\dots,b}$  à atteindre sur chacune des  $b$  couches de qualité. Le TEB cible est généralement obtenu en fonction des différents paramètres de la chaîne comme le rendement du code correcteur, l'ordre de la modulation numérique et le taux d'erreurs binaires imposé par l'utilisateur après le décodage canal.

Pour une modulation QAM, les coefficients de précodage  $\{f_i\}_{i=1,\dots,b}$  sont déterminés successivement selon la relation suivante [5] :

$$\begin{cases} f_i^2 = \frac{2(M_i-1)}{3\sigma_i^2} \left[ \operatorname{erf}^{-1} \left( 1 - \frac{TEB_{c,i}\sqrt{M_i}\log_2 M_i}{2(\sqrt{M_i}-1)} \right) \right]^2, & 0 \leq i < b \\ \text{Sachant que: } \sum_{i=0}^b |f_i \cdot S_i|^2 = P_T \end{cases} \quad (3.18)$$

où  $\operatorname{erf}(\cdot)$  est la fonction d'erreur complémentaire gaussienne,  $\sigma_i$ ,  $M_i$  et  $TEB_{c,i}$  représentent respectivement le RSB, l'ordre de modulation et le TEB cible à atteindre sur la voie SISO numéro  $i$ .

La stratégie d'allocation mise en place par le biais du précodeur CBP permet tout d'abord d'affecter les couches de qualité aux sous-canaux SISO en considérant une association fine entre l'importance de

la couche de qualité et la puissance allouée par le précodeur. Ensuite, la prise en compte de l'ordre de la modulation numérique permet de compenser une perte de robustesse suite à une augmentation de l'efficacité spectrale de la modulation. Enfin, la prise en compte de la capacité de correction du CCE à travers le TEB cible permet, par exemple d'économiser la puissance à allouer sur les couches où le CCE possède un fort pouvoir de correction.

Le mécanisme d'allocation successive de puissance par le précodeur CBP est tributaire du RSB sur les sous-canaux SISO. Ainsi, certaines voies SISO à l'exception de la première voie peuvent être sacrifiées ( $f_i = 0, i = 2, \dots, b$ ), notamment les voies ayant des faibles valeurs du RSB. En effet, le décodage JPWL d'une couche de qualité dépend obligatoirement du décodage des couches de qualité précédentes. Cette exigence est assurée par la notion de TEB cible introduite sur chaque voie. L'objectif du précodeur CBP consiste donc à déterminer successivement la puissance nécessaire pour atteindre le TEB cible sur les différentes couches de qualité sous contrainte de la puissance totale disponible [5]. Au vu des performances offertes par le précodeur CBP pour la transmission de contenus hiérarchisés, nous avons fait le choix de l'utiliser dans la suite de nos travaux. À noter que d'autres précodeurs similaires peuvent également être utilisés. Cependant, l'objectif de ce chapitre ne consiste pas à évaluer les performances du système en présence de tous les précodeurs existants. Plus spécifiquement, il s'agit d'évaluer les performances du système en présence d'une solution de précodage permettant l'allocation inégale de puissance.

### 3.3 Extension de la méthode TR pour la réduction du PAPR dans un système MIMO-OFDM précodé

Le signal OFDM sur chaque branche du système MIMO-OFDM est obtenu en sommant  $N$  sinusoïdes avec des phases et des amplitudes différentes comme le montre l'équation (3.1). Ceci conduit malheureusement à de fortes fluctuations d'enveloppe des signaux caractérisées par un PAPR élevé. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes dans un système MIMO-OFDM précodé intégrant la décomposition SVD et le précodage linéaire [96]. Ainsi, les systèmes MIMO-OFDM précodés présentent une vulnérabilité importante face à la non-linéarité des composants électroniques utilisés dans la chaîne de communication, en l'occurrence l'AP.

Pour éviter les dégradations des signaux, les stratégies de précodage disponibles considèrent alors un niveau de puissance limité, compris dans la zone linéaire de fonctionnement de AP. D'autre part, la puissance totale est supposée constante quelque soit l'évolution des paramètres de la chaîne. Ces deux hypothèses ne permettent pas d'améliorer l'efficacité énergétique. Pour y remédier, une autre solution consiste à réduire le PAPR des signaux afin de travailler avec des niveaux de puissance plus élevés. Ainsi, *B. Koussa* a proposé dans sa thèse [3] d'évaluer le lien qui existe entre le gain en réduction du PAPR et la qualité de transmission dans un système MIMO-OFDM précodé. Cependant, ces travaux ne considèrent pas les non-linéarités générées conjointement par les différents AP sur chaque branche du système MIMO-OFDM. Ceci limite l'évaluation réaliste de l'apport de la réduction du PAPR dans un tel système. Par conséquent, nous proposons d'étudier dans une configuration réaliste l'impact de la méthode TR sur la qualité de transmission dans un système MIMO-OFDM.

#### 3.3.1 Schéma de transmission

Le schéma de transmission que nous utiliserons est dédié à la transmission d'une image JPWL décomposée en couches de qualité hiérarchisées. L'optimisation de la qualité de transmission intègre conjointement les caractéristiques du codeur JPWL et la stratégie CBP présentée précédemment. La figure (3.7) illustre le synoptique du système MIMO-OFDM étudié. La bande passante disponible est divisée en  $N$  sous-porteuses étroites et orthogonales. À l'émission, le codeur JPWL est utilisé pour décomposer l'image originale en  $b$  flux binaires correspondant à  $b$  couches de qualités hiérarchisées. Une modulation numérique d'amplitude en quadrature (QAM) est ensuite appliquée sur chaque flux binaire avant

l'opération de précodage CBP. On rappelle que le précodage a pour but d'allouer de façon inégale la puissance aux différents sous-canaux SISO sur lesquels seront transmis les symboles numériques. Les symboles numériques précodés sont ensuite multiplexés ("Beamforming") sur les différentes branches du système afin d'effectuer la modulation OFDM. Le PAPR des signaux OFDM sur l'ensemble des branches est ensuite réduit avant la phase d'amplification. En réception, les opérations inverses sont appliquées afin de décoder l'image reçue.

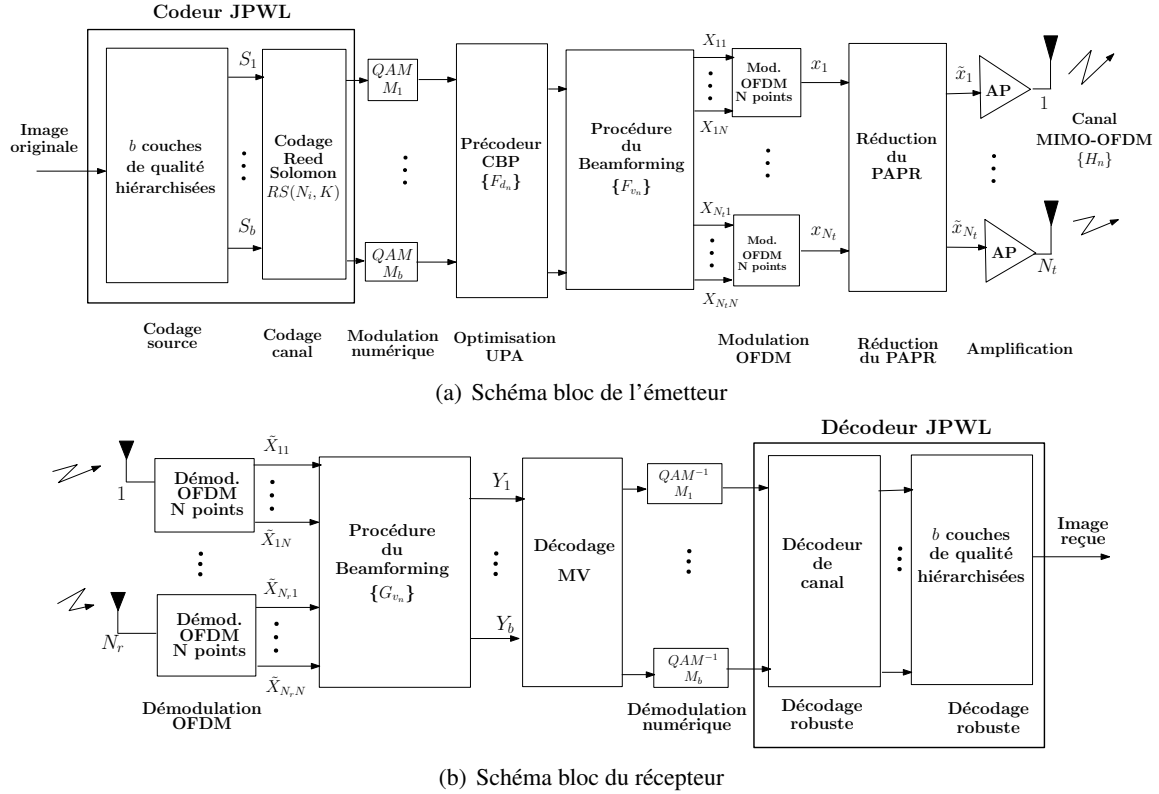


Figure 3.7: Schéma bloc du système MIMO-OFDM précodé [5]

Soit  $H_n$  le canal MIMO ( $N_t \times N_r$ ) correspondant à la sous-porteuse numéro  $n$ . Grâce à un simple changement d'indice des variables de l'équation (3.6), la décomposition SVD de la matrice  $H_n$  est donnée par la relation suivante :

$$H_{v_n} = G_{v_n} \cdot H_n \cdot F_{v_n}, \text{ avec } F_n = F_{v_n} \cdot F_{d_n} \text{ et } G_n = G_{d_n} \cdot G_{v_n}, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (3.19)$$

où  $H_{v_n}$  est la matrice du canal MIMO virtuel relative à la sous-porteuse  $n$ .  $F_n$  et  $G_n$  correspondent respectivement aux matrices de précodage et de décodage relatives à la sous-porteuse  $n$ .

Dans un système MIMO-OFDM utilisant la décomposition SVD, les matrices  $\{F_{v_n}\}$  et  $\{G_{v_n}\}$  sont généralement utilisées comme des "filtres" de pré-traitement et post-traitement à l'émission et à la réception respectivement [140]. Concrètement, ces opérations de "filtrage" généralement désignées sous le nom de "Beamforming" permettent la transformation virtuelle du canal MIMO-OFDM tout en utilisant toutes les antennes à l'émission et à la réception.

On considère que chaque matrice  $H_n$  est décomposée en  $b$  sous-canaux SISO. Du côté de l'émetteur illustré à la figure 3.7(a), la hiérarchisation du contenu multimédia à transmettre en différentes couches de qualité est réalisée par le biais du codeur JPWL. Le codage canal est réalisé sur chaque couche de qualité en utilisant les codes RS fournis par le standard JPWL. On rappelle qu'un code RS est défini par un nombre de blocs de symboles en entrée et un nombre de blocs de symboles en sortie notés respectivement  $N_i$  et  $K$ . Le paramètre  $K$  étant commun à tous les codes RS du standard JPWL. L'allocation de puissance sur chaque sous-porteuse est réalisée par l'intermédiaire des matrices de précodage  $\{F_{d_n}\}$ .

Après le précodage, les matrices  $\{F_{v_n}\}$  issues de la décomposition SVD du canal MIMO-OFDM sont utilisées pour réaliser la procédure de "Beamforming" sur chaque sous-porteuse.

Pour réaliser la modulation OFDM sur la branche numéro  $m$ , il est nécessaire de regrouper les symboles précodés et filtrés par paquets de  $N$  éléments, tel que :

$$x_m = IFFT(\{X_{m_n}\}_{n=0,\dots,N-1}), \quad m = 1, \dots, N_t \quad (3.20)$$

où  $x_m$  est le signal OFDM dans le domaine temporel sur la branche numéro  $m$  et  $IFFT(.)$  désigne l'algorithme IFFT.

On rappelle que lorsque la valeur de  $N$  est relativement élevée, on peut invoquer le théorème de la Limite Centrale de Lyapounov pour déterminer la puissance moyenne des signaux sur chaque branche du système MIMO-OFDM, tel que [7] :

$$E[|x_m|^2] \simeq P, \quad m = 1, \dots, N_t \quad (3.21)$$

où  $P$  représente la puissance moyenne sur la branche numéro  $m$ .

Après la modulation OFDM, la méthode TR est utilisée pour réduire le PAPR des signaux avant la phase d'amplification. On rappelle que la réduction du PAPR doit se faire sans augmentation de la puissance moyenne. Comme nous pouvons voir à la figure 3.7(b), les opérations de décodage et de démodulation sont appliquées à la réception afin de récupérer l'image reçue. Nous utiliserons les données disponibles à la réception pour évaluer les performances du schéma de transmission en terme de qualité de transmission.

### 3.3.2 Définition du PAPR et implémentation de la méthode Tone Reservation

Soit un vecteur de symboles numériques  $X = [X_0, \dots, X_{N-1}]$  dans le domaine fréquentiel à l'entrée d'un système SISO-OFDM. La réduction du PAPR par la méthode TR consiste à utiliser un ensemble de sous-porteuses de la bande passante disponible pour générer un signal de correction  $C = [C_0, \dots, C_{N-1}]$  du PAPR, tel que (voir chapitre 2) :

$$\begin{cases} \min_c PAPR(x + c) \\ PAPR(x + c) < PAPR(x) \end{cases} \quad (3.22)$$

où  $x + c = IFFT(X + C)$ .

Contrairement à d'autres méthodes de réduction du PAPR, la méthode TR permet de garantir la compatibilité descendante<sup>1</sup> en utilisant les sous-porteuses nulles des différents standards de communication pour générer le signal de correction.

Dans un système MIMO-OFDM, les matrices de précodage  $\{F_{d_n}\}$  et de beamforming  $\{F_{v_n}\}$  sont différentes les unes des autres. Ceci entraîne de fortes fluctuations d'enveloppes des signaux à amplifier ( $\{x_m\}$ ) en comparaison aux systèmes MIMO-OFDM non-précodés [141]. On caractérise le niveau de ces fluctuations par le maximum du PAPR relatif à toutes les antennes d'émission, tel que [141] :

$$PAPR_{MIMO} = \max_{1 \leq m \leq N_t} PAPR(x_m) \quad (3.23)$$

où  $x_m$  représente le signal OFDM dans le domaine temporel sur la branche numéro  $m$ .

L'implémentation de la méthode TR dans un système MIMO-OFDM a pour objectif de réduire la variable  $PAPR_{MIMO}$ . Ceci consiste donc à réduire conjointement le PAPR sur les différentes branches

<sup>1</sup>Le récepteur n'a pas besoin d'être modifié pour reconstruire le signal de données

du système. De manière générale, le problème d'optimisation pour la réduction du PAPR dans un système MIMO-OFDM est donné par la relation suivante :

$$\min_c \text{PAPR}(x_m + c), \quad m = 1, \dots, N_t \quad (3.24)$$

Il existe dans la littérature plusieurs processus permettant de déterminer de façon conjointe le signal de correction  $c$ . Cependant, le processus le moins complexe consiste à réduire indépendamment le PAPR sur chaque branche [142]. Le principe de ce processus est illustré à la figure (3.8) où la méthode TR est implémentée indépendamment sur chaque branche du système.

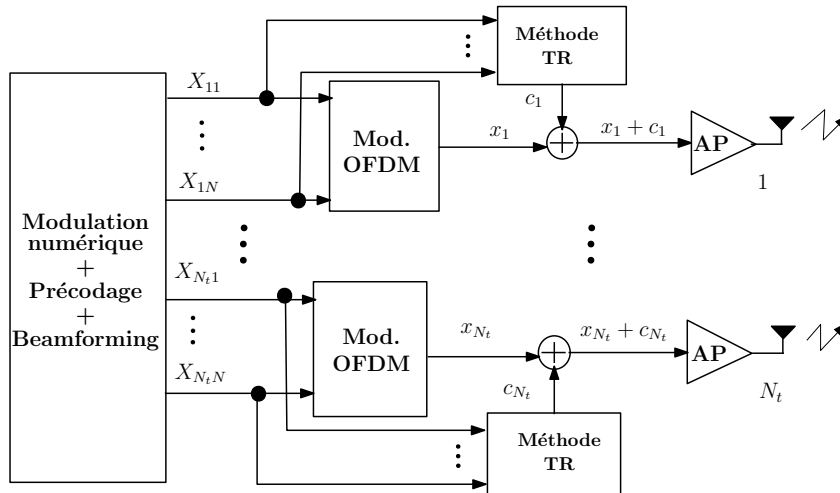


Figure 3.8: Implémentation de la méthode TR dans un système MIMO-OFDM précodé

L'algorithme d'optimisation pour la recherche du signal de correction est appliqué de façon indépendante sur les  $N_t$  branches de l'émetteur. Cette démarche permet de réduire le PAPR tout en minimisant les coûts liés au calcul, mais reste moins efficace en terme de gain de réduction du PAPR en comparaison aux processus d'optimisation conjointe existants [142]. Cependant, notre objectif n'est pas d'améliorer le gain en réduction du PAPR. Nous proposons d'établir un lien entre la réduction du PAPR et l'amélioration de la qualité de transmission. Et plus précisément, nous nous intéressons à l'impact de la réduction du PAPR sur la robustesse de transmission en présence des imperfections de l'AP et du canal radio-mobile. Ainsi, nous avons choisi d'adopter le schéma d'implémentation de la figure (3.8) car son efficacité en terme d'amélioration du gain de réduction du PAPR est d'environ  $3.5 \text{ dB}$  sur chaque branche du système (voir chapitre 2, section 2.5.3).

### 3.4 Résultats de simulation et analyse des performances du système

Dans cette section, nous proposons d'analyser les performances du schéma de transmission proposé en présence de la non-linéarité des APs. On évaluera aussi l'impact de la réduction du PAPR sur la qualité de transmission. Le contenu multimédia considéré au niveau de la couche Application est une image couleur codée selon le standard JPWL. Au niveau de la couche Physique, nous utiliserons un système MIMO-OFDM ( $4 \times 4$ ). Pour une analyse en environnement de propagation réaliste, nous avons considéré un modèle de canal de propagation déterministe basé sur le tracé de rayon. Ces différents paramètres seront décrits dans la suite de cette section.

#### 3.4.1 Configuration de la couche Application

Au niveau de la couche Application, nous utilisons l'image "Caps" au format PPM (Portable Pixmap Format) illustrée à la figure (3.9), avec une résolution de  $768 \times 512$  pixels.





Figure 3.9: Contenu multimédia transmis

Plusieurs tests ont été effectués en utilisant différentes images au niveau de la couche application. Au vu de la similarité de comportement des résultats obtenus, nous avons choisi d'utiliser l'image "Caps" dans la suite de nos travaux. Comme la transformation virtuelle du canal MIMO en bande étroite conduit à au plus 4 sous-canaux SISO, le codeur JPWL est paramétré pour fournir à sa sortie 4 couches hiérarchisées. La figure (3.10) illustre l'association entre la hiérarchisation des couches de qualité par ordre d'importance décroissante et les valeurs du RSB des sous-canaux SISO classés dans l'ordre décroissant. Le précodeur CBP est utilisé pour le calcul des coefficients de précodage ( $f_i^2, i = 1, \dots, 4$ ).

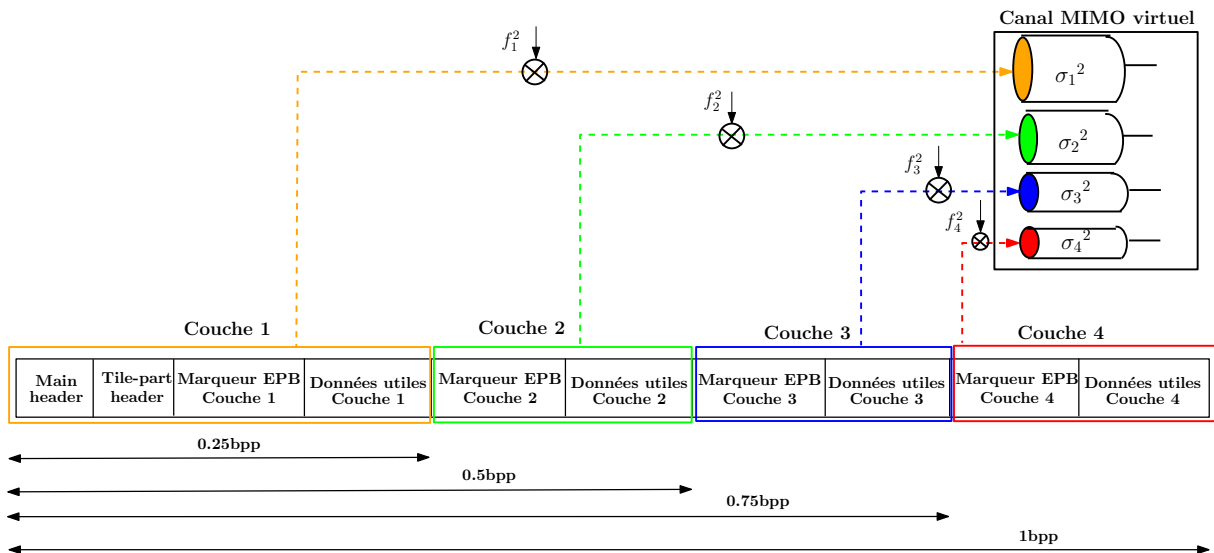


Figure 3.10: Répartition des couches de qualité JPWL sur les sous-canaux SISO

Dans ce schéma, la norme JPWL est utilisée pour décomposer progressivement l'image originale en 4 couches de qualité. Le taux de compression est de 0.25 bit par pixel (bpp) pour chaque couche. Cette configuration offre un bon compromis entre la qualité de l'image et le taux de compression. Selon le principe de décomposition progressive du standard JPWL, un flux reçu est exploitable en réception si et seulement si tous les flux précédents sont correctement reçus. Le respect de la qualité de transmission du flux de base (Couche 1) conditionne la réception des autres flux. Nous intégrons les protections contre les erreurs définies par le standard JPWL pour l'en-tête principal (Main header), l'en-tête de tuile (Tile-part header) et les en-têtes de paquets (Packet header). Nous considérons également un codage canal identique sur les différentes couches en utilisant les codes RS fournis par le standard JPWL. Nous avons fait le choix de se limiter au code RS(37,32) car il présente la redondance la plus faible parmi tous les codes RS du standard JPWL. Ainsi, nous limitons la robustesse fournie par le codage canal dans l'évaluation des performances de la chaîne. Dans le cadre de nos simulations, les données d'entête (Main header et Tile-part header) sont incorporées dans le flux binaire de la couche de qualité de base

(Couche 1) car l'image reçue ne peut pas être décodée en l'absence de ces données.

Le tableau (3.1) présente le nombre de bits par couche de qualité après l'ajout de la redondance par le code RS(37,32) et le PSNR de l'image reçue après le décodage sans erreur de chaque couche de qualité.

Couche de qualité 1	99008 bits	PSNR = 31.24 dB
Couche de qualité 2	97840 bits	PSNR = 32.82 dB
Couche de qualité 3	98088 bits	PSNR = 33.56 dB
Couche de qualité 4	96952 bits	PSNR = 38.19 dB

Table 3.1: Nombre de bits et PSNR par couche de qualité

On peut remarquer à travers ce tableau que la valeur maximale du PSNR de l'image transmise est de 38.19 dB. En revanche, cette valeur est obtenue si les 4 couches de qualité sont successivement décodées sans erreur. La valeur minimale du PSNR est de 31.24 dB. Elle est obtenue lorsque la qualité de transmission, au sens du TEB cible, est assurée sur la couche de base.

### 3.4.2 Configuration de la couche Physique

La couche Physique a été implémentée suivant les recommandations du standard IEEE 802.11n dans la bande de fréquence 2.4 GHz. L'espacement entre les antennes est fixé à  $0.4\lambda$ , où  $\lambda = 0.125 m$  représente la longueur d'onde porteuse. Il a été démontré que cet espacement fournit une corrélation minimale entre les antennes [33]. La modulation OFDM est réalisée en utilisant  $N = 64$  sous-porteuses parmi lesquelles 48 sont réservées pour les données utiles et 4 sont réservées pour les pilotes. Les 12 sous-porteuses restantes sont nulles ou non-utilisées pour la transmission des données utiles. Dans nos simulations, nous n'avons pas utilisé de CCE supplémentaire car les codes RS fournis par le standard JPWL sont utilisés pour réaliser le codage canal. La décomposition du canal MIMO sur chaque sous-porteuse fournit de 1 à 4 sous-canaux SISO utilisables pour l'optimisation. On rappelle qu'un sous-canal SISO n'est utilisable que si la valeur du RSB est non-nulle ( $\sigma_i \neq 0, i = 1, \dots, 4$ ).

Nous considérons la même modulation numérique d'amplitude en quadrature d'ordre 4 (MAQ-4) sur l'ensemble des sous-canaux SISO. Le flux binaire de chaque couche de qualité issue du codeur JPWL (flux de données utiles et de redondance) a une taille inférieure ou égale à  $10^5$ . Nous avons fixé le critère du TEB cible avant décodage canal à  $2.9 \times 10^{-5}$ . En effet, il a été démontré dans [5] qu'en exploitant les capacités de correction du code RS(37,32), cette valeur du TEB cible permet au décodeur JPWL de décoder correctement les différentes couches de qualité et conduit à un TEB de  $10^{-9}$  après le décodage canal.

### 3.4.3 Description et modélisation du canal de propagation réaliste

Afin d'évaluer les performances de la chaîne de transmission dans les conditions de transmission réalistes, nous avons implémenté au niveau de la couche Physique un canal MIMO-OFDM réaliste. Pour obtenir la RI du canal, nous avons utilisé le simulateur de propagation *RaPSor* basé sur le tracé de rayon [121, 122], développé à l'Institut de Recherche XLIM.

Le scénario de propagation considère un environnement suburbain au sein du campus de l'Université de Poitiers. La figure 3.11(a) représente cet environnement de propagation où les bâtiments sont modélisés en vue de dessus par des rectangles de couleur rouge. Dans ce scénario, l'émetteur MIMO-OFDM (Tx) reste statique et le récepteur MIMO-OFDM (Rx) se déplace suivant une trajectoire rectiligne de 138m de long à une vitesse de 5m/s. Le gain total du canal MIMO-OFDM est représenté à la figure 3.11(b). On rappelle que le gain du canal MIMO en bande étroite est défini par l'équation (3.10).

Suivant les valeurs du gain du canal, on peut classer les conditions liées au canal de propagation en trois qualités réparties suivant 4 zones. Les conditions mauvaises représentent un canal de mauvaise

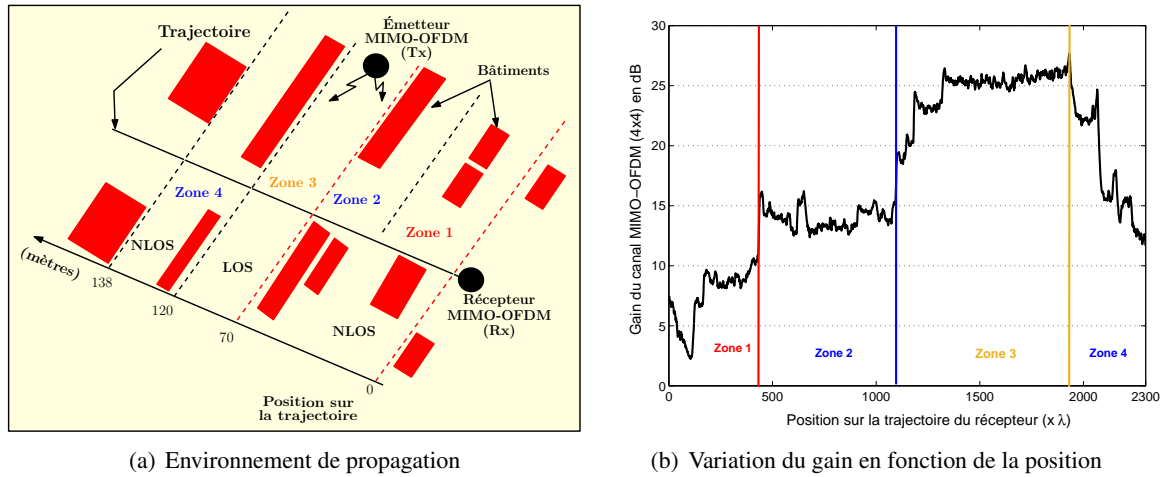


Figure 3.11: Modélisation du canal réaliste

qualité et couvrent la zone 1 où Tx et Rx sont en visibilité indirecte (NLOS<sup>1</sup>). Ensuite, les conditions moyennes représentent un canal de qualité moyenne et couvrent les zones 2 et 4 où Tx et Rx sont aussi en visibilité indirecte mais avec moins d'obstacles. Enfin, les conditions bonnes représentent un canal de bonne qualité et couvrent la zone 3 où Tx et Rx sont en visibilité directe (LOS<sup>2</sup>).

Afin de prendre en compte les variations du canal de propagation, la CSI est mise à jour tous les 20 symboles OFDM en utilisant une séquence d'apprentissage constitué de 4 symboles OFDM. Cette mise à jour permet également de limiter l'impact de l'effet Doppler, dû à la mobilité du récepteur, sur les résultats de simulation.

### 3.4.4 Métriques d'évaluation des performances de la chaîne de transmission

Pour évaluer les performances de la chaîne de transmission, nous utiliserons les deux critères suivants :

- Le TEB: ce critère permet de déterminer la quantité d'erreur introduite dans le message original lors de la transmission (voir chapitre 1, section 1.9.6.2).
- Le PSNR: c'est un critère largement utilisé dans la littérature pour évaluer la distorsion d'une image numérique. Il permet d'estimer la fidélité de reconstruction de l'image reçue par rapport à l'image originale. Pour des échantillons de l'image (pixels) codés sur 8 bits, le PSNR est exprimé en fonction de l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM), tel que [5] :

$$PSNR = 10 \log_{10} \left( \frac{255^2}{EQM} \right) \quad \text{avec} \quad EQM = \frac{1}{M_H \times N_L} \sum_{i=1}^{M_H} \sum_{j=0}^{N_L} (X^*_{i,j} - X_{i,j})^2 \quad (3.25)$$

où  $X^*$  représente les échantillons pixels de l'image reçue après décodage,  $X$  représente les échantillons pixels de l'image originale.  $M_H$  et  $N_L$  représentent respectivement le nombre d'échantillons pixels en hauteur et en largeur de l'image.

Dans le cadre de nos simulations, la longueur de la trajectoire du récepteur (138 m) est décomposée en 2300 positions en tenant compte de la vitesse de déplacement et de la longueur d'onde ( $\lambda = 0.125m$ ) (voir figure 3.11(b)). À chaque position, on dispose d'une image reçue, soit un total de 2300 images reçues sur toute la trajectoire. Les métriques de TEB et de PSNR sont déterminées à chaque position sur

<sup>1</sup>Non Line of Sight

<sup>2</sup>Line Of Sight

la trajectoire. Dans certains cas, nous serons amenés à afficher les résultats sous-forme de courbes de performances moyennes en utilisant une fenêtre glissante comprenant 20 valeurs [5]. En effet, l'utilisation d'une telle fenêtre comprenant 20 valeurs sachant que nous avons 2300 valeurs possibles permet de moyennner les résultats localement pour une meilleure visibilité.

### 3.4.5 Évaluation des performances d'un système MIMO-OFDM précodé en l'absence de la non-linéarité

Dans cette partie, nous allons négliger la non-linéarité de l'AP sur les performances de la chaîne de transmission. L'objectif est de se placer dans les conditions favorables au précodage linéaire et d'avoir des résultats qui nous servent de référence. En effet, la plupart des précodeurs linéaires préconisent de limiter la puissance totale d'émission dans la zone linéaire de l'AP afin d'éviter les distorsions non-linéaires [103]. En zone linéaire, l'AP peut être modélisé par un gain d'amplification noté  $G$ . Ainsi, la relation entre les enveloppes complexes des signaux à l'entrée ( $V_e$ ) et à la sortie ( $V_s$ ) de l'AP sur chaque branche est donnée par :

$$V_s = GV_e \quad (3.26)$$

Nous avons choisi d'appliquer un gain d'amplification unitaire sur chaque branche du système ( $G = 1$ ). Ceci permet de limiter l'apport en puissance fourni par le gain d'amplification sur les performances du système. La figure (3.12) illustre les résultats du TEB par couche de qualité et du PSNR en fonction de la position du récepteur sur sa trajectoire.

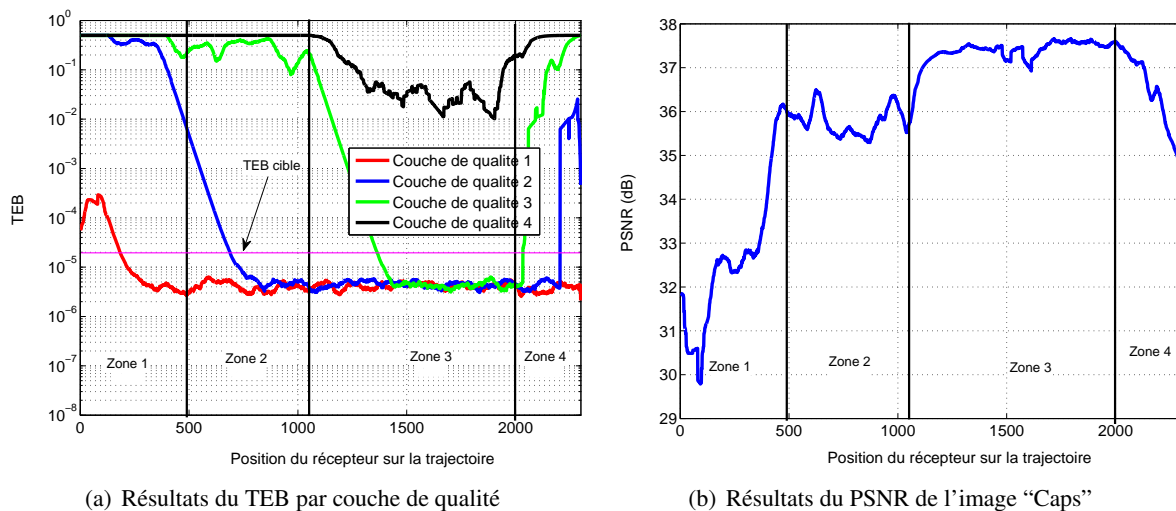


Figure 3.12: Modélisation du canal réaliste

Cette figure montre que le TEB et le PSNR varient en fonction des conditions de propagation. En effet, la stratégie d'allocation successive de puissance mise en place par le biais du précodeur CBP permet au système de s'adapter aux variations du canal radio afin de fournir la meilleure qualité de service. Dans les mauvaises conditions de transmission (zone 1), la quasi totalité de la puissance totale disponible est allouée à la première couche de qualité (couche de base) afin de garantir la protection de la couche de base contre les erreurs de transmission. Les trois autres voies SISO sont ainsi sacrifiées au profit de la première voie. Sur la figure 3.12(a), on constate aussi qu'au tout début de la zone 1, même en allouant toute la puissance à la couche de base, on n'arrive pas à satisfaire le critère du TEB cible. Ceci fait chuter les valeurs du PSNR en dessous du PSNR minimal (31, 24 dB, voir tableau (3.1)) car la couche de base porte beaucoup trop d'erreurs qui perturbent le décodage JPWL.

Lorsque les conditions de transmissions sont moyennes (zone 2 et zone 4), le précodeur CBP améliore la qualité de service en transmettant globalement une couche de qualité supplémentaire en plus de la couche de base. Cette amélioration de la qualité de service est visible sur la figure 3.12(b)

où les valeurs du PSNR varient maintenant entre  $35\text{ dB}$  et  $37\text{ dB}$  environ. On voit aussi que dans ces deux zones, le précodeur CBP essaye d'exploiter autant que possible le troisième sous-canal pour transmettre la troisième couche de qualité car les valeurs du TEB sur cette couche sont relativement faibles comparées à la quatrième couche. En effet, si la puissance restante est très faible pour atteindre le TEB cible, elle est totalement allouée à la couche de qualité courante. Ainsi, après avoir assuré le critère de TEB cible sur les deux premières couches de qualité, le précodeur CBP alloue la puissance restante à la troisième couche.

Dans les bonnes conditions de transmission (zone 3), le précodeur CBP permet d'améliorer encore plus la qualité de service en garantissant le critère du TEB cible sur au moins trois couches de qualité comme le montre la figure 3.12(a). En effet, le précodeur CBP exploite les fortes valeurs du RSB pour économiser la puissance allouée sur les premiers sous-canaux SISO. Ceci permet d'améliorer les résultats du TEB sur la quatrième couche de qualité. L'augmentation du nombre de couches transmises se traduit par de fortes valeurs du PSNR dans la zone 4 comme le montre la figure 3.12(b). On peut aussi noter que le PSNR dans cette zone est légèrement inférieur au PSNR maximal ( $38.19\text{ dB}$ , voir tableau (3.1)) puisque le critère du TEB cible sur la quatrième couche de qualité n'est pas atteint.

Ces différents résultats montrent que quelques soient les conditions de transmission, le précodeur CBP permet d'associer l'importance des couches de qualité au critère du TEB cible. Cette stratégie de transmission des contenus multimédia proposée dans [5] permet d'améliorer globalement les performances de transmission en termes de robustesse et de qualité de service dans des conditions de transmissions variables. Nous considérerons les résultats obtenus avec ce modèle idéal d'AP comme une référence pour nos prochaines interprétations.

### 3.4.6 Impact de la non-linéarité statique de l'amplificateur de puissance sur la qualité de transmission

Nous avons vu dans la section précédente que le précodeur CBP permet d'améliorer la transmission des contenus multimédias en l'absence des distorsions non-linéaires. À présent, nous allons évaluer les performances du même système de transmission lorsque la puissance d'émission est située dans la zone non-linéaire de l'AP. Pour cette évaluation, aucune méthode de réduction du PAPR n'est appliquée à l'émission. De même, l'AP n'est pas pris en compte dans la stratégie d'allocation CBP. Pour introduire des distorsions non-linéaires dans le système, nous avons implémenté sur les différentes branches du système MIMO-OFDM le modèle polynomial d'un AP commercial sans effet mémoire, ni de variations de phase (référence commerciale : 2W class-AB 2.4GHz InGaP SZP-2026Z). La relation entrée/sortie de cet amplificateur est donnée par la relation suivante [3] :

$$V_s = \sum_{k=0}^2 a_{2k+1} V_e |V_e|^{2k} \quad (3.27)$$

où  $a_1 = 4.32$ ,  $a_3 = -6.78 \times 10^{-2}$  et  $a_5 = 0.5 \times 10^{-3}$  sont les paramètres du modèle.  $V_s$  et  $V_e$  représentent respectivement les enveloppes complexes des signaux OFDM à la sortie et à l'entrée de l'AP. Les paramètres de ce modèle ont été obtenus par identification paramétrique en bande de base (voir chapitre 2, section 2.6.1).

Compte tenu du théorème de la Limite Centrale présenté à l'équation (3.21), les signaux OFDM ont relativement la même puissance moyenne sur les différentes branches du système [7]. Ainsi, nous appliquons le même recul en puissance sur les signaux à l'entrée de chaque AP en utilisant la notion d'IBO présentée au chapitre 1, tel que :

$$IBO(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{e,1\text{dB}}}{P} \right) \quad (3.28)$$

où  $P$  et  $P_{e,1\text{dB}} = 20\text{ dBm}$  représentent respectivement la puissance moyenne du signal d'entrée et la puissance d'entrée au point à 1dB de compression de l'AP.

La figure 3.13(a) représente l'évolution des résultats du TEB sur les différentes couches de qualité en fonction de la position du récepteur sur sa trajectoire lorsque l'amplificateur fonctionne au point à 1dB de compression ( $IBO = 0\text{ dB}$ ,  $P = 20\text{ dBm}$ ). La figure 3.13(b) montre l'évolution du TEB sur chaque couche de qualité en fonction de l'IBO dans la zone 3 où les distorsions du canal radio sont moins importantes. On rappelle que les distorsions non-linéaires diminuent lorsque la valeur de l'IBO augmente. Le choix de cette zone permet de négliger les distorsions du canal radio pour bien faire ressortir les effets liés aux distorsions non-linéaires. Pour chaque valeur d'IBO, nous avons évalué le TEB moyen sur chaque couche de qualité en utilisant la relation suivante :

$$TEB = \frac{\sum_{i=1200}^{2000} TEB_{j,i}}{800}, \quad j = 1, 2, \dots, 4 \quad (3.29)$$

où  $TEB_{j,i}$  représente le TEB sur la couche de qualité  $j$ , lorsque le récepteur se trouve à la position  $i$ .

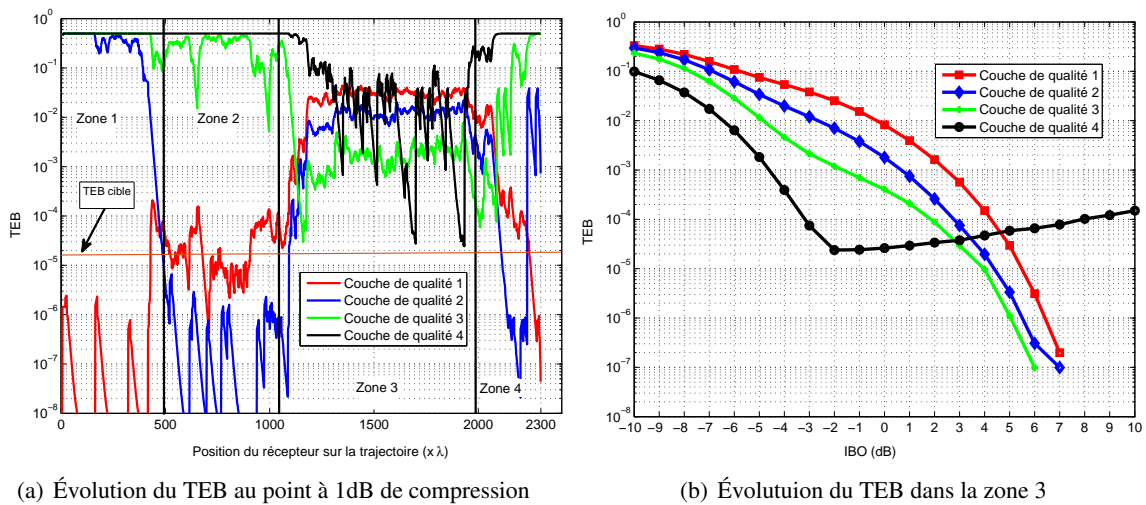


Figure 3.13: Impact de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance sur le TEB

La figure 3.13(a) montre qu'au point à 1dB de compression, les résultats du TEB sur les différentes couches de qualité diffèrent selon la zone où se trouve le récepteur. Dans les mauvaises conditions de transmission (zone 1), la quasi totalité de la puissance totale est allouée à la couche de base. Les résultats du TEB sur cette couche sont en dessous du TEB cible. Ceci permet de garantir la robustesse et la qualité de service en présence de la non-linéarité. Dans les conditions de transmission moyenne (zone 2 et zone 4), les deux premières couches de qualité sont transmises. En revanche, on constate une inversion de la hiérarchie de protection des couches de qualité contre les erreurs de transmission. Les résultats du TEB sur la couche de base sont mauvais comparés aux résultats du TEB sur la deuxième couche de qualité. À certaines positions dans ces deux zones, on peut même voir que le TEB cible n'est pas atteint sur la couche de base. Ainsi, les performances du système en termes de robustesse de transmission sont affectées par la non-linéarité. En zone 3, cette tendance d'inversion de la hiérarchie de protection des couches de qualité se confirme davantage. L'association entre l'importance des couches de qualité et le critère du TEB cible n'est plus respectée. Les résultats du TEB sur la quatrième couche de qualité sont meilleurs en comparaison aux couches de qualité supérieures. Ces différents résultats obtenus en présence de la non-linéarité des APs sont contradictoires à la stratégie de transmission d'une image JPWL présentée à la figure (3.12).

La figure 3.13(b) nous permet de constater que cette inversion de la hiérarchie de protection des différentes couches de qualité contre les erreurs de transmission est valable quelque soit le niveau de puissance considéré en zone non-linéaire. Pour les valeurs de l'IBO comprises entre  $-10\text{ dB}$  et  $3\text{ dB}$ , la robustesse de transmission est fortement impactée car les couches de qualité les moins importantes possèdent les meilleures performances en termes de TEB. Par exemple, pour un IBO de  $0\text{ dB}$ , le TEB

sur la quatrième couche est d'environ  $2.6 \times 10^{-5}$  tandis que le TEB sur la couche de base est d'environ  $10^{-2}$ . Ceci est en contradiction avec la stratégie de transmission des contenus multimédias hiérarchisés. On peut aussi voir qu'à partir de  $-2$  dB, le TEB sur la quatrième couche de qualité commence à croître. En effet, la puissance résiduelle allouée au quatrième sous-canal ne permet d'atteindre le TEB cible sur cette couche de qualité en présence des distorsions du canal radio. Ainsi, à faible puissance d'émission, les distorsions du canal de propagation deviennent plus importantes sur cette couche de qualité. Lorsque l'IBO  $> 7$  dB, les distorsions non-linéaires deviennent moins importantes car les niveaux de puissance sont relativement faibles. Ceci permet d'avoir un TEB très faible ( $\simeq 0$ ) sur l'ensemble des trois premières couches de qualité. Même si la figure 3.13(b) ne le montre pas, il faut savoir que si on augmente progressivement la valeur de l'IBO, l'inversion du TEB observée sur la quatrième couche de qualité aura également lieu sur les trois premières couches de qualité. En effet, lorsque les niveaux de puissance sont relativement faibles (IBO très grand), la non-linéarité diminue tandis que les dégradations du canal augmentent. Ainsi, la valeur de l'IBO peut être vue comme un curseur entre les distorsions non-linéaires et les dégradations du canal radio. Par conséquent, la valeur optimale de l'IBO doit être choisie de façon à garantir le compromis entre la qualité de service et l'efficacité énergétique. Dans notre cas, la figure 3.13 montre que la valeur de l'IBO permettant d'atteindre au moins le TEB cible sur la couche de base est d'environ 5 dB.

Le tableau 1.2 présente les coefficients de précodage ainsi que le RSB des sous-canaux SISO associés aux couches de qualités sur l'ensemble des 800 positions considérées dans la zone 3.

Couche de qualité	1	2	3	4
RSB ( $\sigma_i^2$ )	1700.27	886.301	258.277	177.912
Coefficient de précodage ( $f_i^2$ )	$9.8926 \times 10^{-5}$	0.0169	0.0567	0.9121

Table 3.2: Allocation de puissance par le précodeur CBP

On peut observer que les coefficients de précodage calculés sont inversement proportionnels aux valeurs du RSB. En effet, le précodage exploite les fortes valeurs du RSB pour réduire la puissance allouée aux symboles numériques des couches de qualité supérieure. Or les distorsions non-linéaires statiques en bande étroite sont souvent modélisées dans la littérature comme un bruit additionnel de moyenne nulle et de variance  $\sigma_{NL}^2$  comme le montre la figure (3.14).

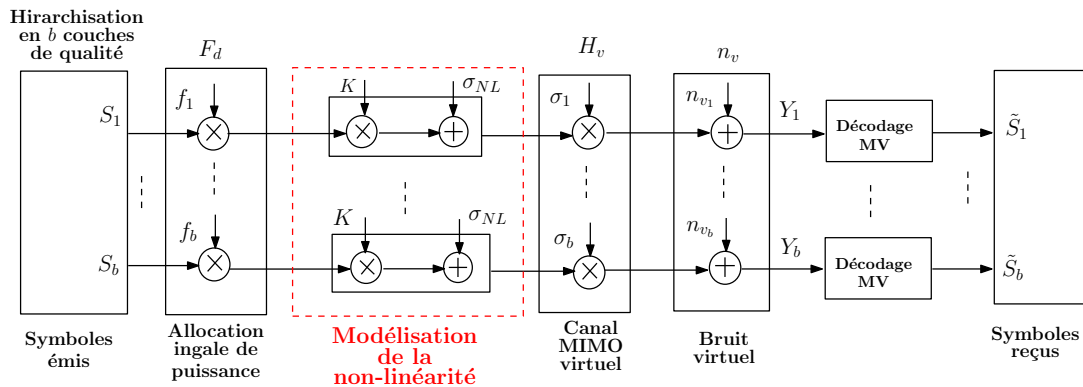


Figure 3.14: Modélisation de la non-linéarité en bande étroite [6][7]

Ainsi, le symbole numérique reçu en bande étroite sur chaque sous-canal SISO est obtenu par la relation suivante [7, 90, 6] :

$$Y_i = K \times \sigma_i \times f_i \times S_i + \sigma_i \times \sigma_{NL} + n_{v_i}, \quad i = 1, \dots, b \quad (3.30)$$

où  $Y_i$  et  $S_i$  représentent respectivement les symboles numériques reçus et transmis relatifs au sous-canal SISO  $i$ .  $K$  est un coefficient complexe d'atténuation lié à la non-linéarité.  $f_i$  et  $\sigma_i$  représentent

respectivement le coefficient de précodage et le RSB associés au sous-canal SISO  $i$ . Enfin,  $n_{v_i}$  est un bruit blanc “virtuel” de moyenne nulle et de variance  $\sigma_n^2$  (voir équation (3.8)).

À partir de l'équation (3.30), on peut décomposer le symbole reçu sur chaque sous-canal SISO en deux termes. Le premier terme  $K \times \sigma_i \times f_i \times S_i$  représente le signal utile et le deuxième terme  $\sigma_i \times \sigma_{NL} + n_{v_i}$  représente du bruit additionnel. Ainsi, pour une puissance totale donnée, la puissance du signal utile est tributaire uniquement du coefficient de précodage  $f_i$ , qui décroît en fonction du RSB. Par conséquent, le bruit non-linéaire que l'on peut modéliser par  $\sigma_i \times \sigma_{NL}$ , est plus important sur les sous-canaux SISO ayant les plus fortes valeurs du RSB  $\sigma_i$ , c'est-à-dire les plus faibles valeurs du coefficient de précodage.

Comme les couches de qualité sont associées aux sous-canaux SISO suivant les valeurs décroissantes du RSB, alors l'impact de la non-linéarité est inversement proportionnel à l'importance à la sensibilité du contenu. Cette modélisation du bruit non-linéaire permet de comprendre l'origine de l'inversion de la hiérarchie de protection constatée à la figure 3.13. Par exemple, lorsque les conditions de propagation ( $\sigma_1$ ) s'améliorent en zone 3, la couche de qualité 1, qui est toujours transmise à travers le sous-canal SISO 1, est beaucoup plus vulnérable à la non-linéarité de l'AP. D'où les mauvais résultats du TEB obtenus.

Les différents résultats que nous avons obtenus permettent, d'une part, de montrer l'impact de la non-linéarité de l'AP sur la transmission de contenus hiérarchisés et, d'autre part, que le calcul des coefficients de précodage en tenant compte uniquement de l'évolution des conditions de propagation est incompatible avec la notion de hiérarchie de l'image en présence d'un AP.

### 3.4.7 Impact de la réduction du PAPR dans un système MIMO-OFDM précodé

Comme nous l'avons montré dans la section précédente, l'AP peut engendrer la dégradation des performances en termes de robustesse de transmission et de protection hiérarchique contre les erreurs de transmission dans un système MIMO-OFDM précodé. La plupart des stratégies de précodage ne considèrent pas la non-linéarité de l'AP comme une contrainte supplémentaire dans le problème d'allocation de puissance. Afin de réduire l'impact de la non-linéarité, nous proposons dans cette section de prendre en compte la méthode TR pour la réduction du PAPR. L'objectif est d'évaluer les possibilités offertes par la méthode TR pour l'amélioration de la qualité de transmission des contenus multimédias en présence des distorsions non-linéaires.

Pour cette évaluation, nous allons considérer l'architecture du système présentée à la figure (3.7). Après la modulation OFDM, la méthode TR basée sur l'algorithme itératif de Marquardt-Levenberg est implémentée sur chaque branche du système MIMO-OFDM [3]. Nous avons choisi cet algorithme car il offre un bon compromis entre le gain en réduction du PAPR et l'augmentation de la puissance moyenne du signal corrigé. On rappelle que les  $L = 12$  sous-porteuses nulles de chaque symbole OFDM sont utilisées pour générer le signal de correction. Le nombre maximal d'itérations est de 20 et le PAPR cible<sup>1</sup> sur chaque branche du système est fixé à  $2.5 \text{ dB}$ .

Pour évaluer l'apport de la méthode TR et permettre une comparaison objective des résultats de simulation avec ceux de la figure (3.13), nous avons tracé sur la figure 3.15(a) l'évolution du TEB sur chaque couche de qualité en fonction de la position du récepteur sur la trajectoire, lorsque les APs fonctionnent au point à 1dB de compression ( $P = 20 \text{ dBm}, IBO = 0 \text{ dB}$ ). Nous avons également tracé sur la figure 3.15(b) l'évolution du TEB avant le décodage canal en fonction de l'IBO pour chaque couche de qualité dans la zone 3 (bonnes conditions de propagation). La formule permettant de calculer le TEB moyen est donnée à l'équation (3.29).

Nous pouvons observer sur la figure 3.15 que la réduction du PAPR permet globalement une amélioration du TEB sur les différentes couches de qualité, en comparaison aux résultats obtenus à la figure

<sup>1</sup>Valeur optimale du gain en réduction du PAPR



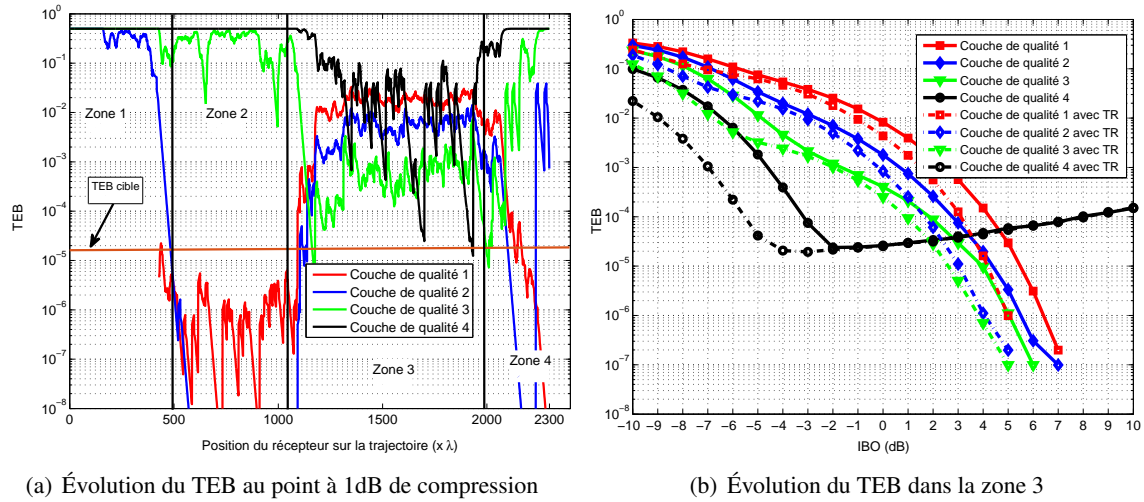


Figure 3.15: Impact de la réduction du PAPR par la méthode TR sur la qualité de transmission

3.13. Cependant, la figure 3.15(a) montre que l'impact de la réduction du PAPR sur le TEB est négligeable dans les bonnes conditions de propagation (zone 3). En effet, la puissance allouée aux sous-canaux SISO ayant les plus fortes valeurs du RSB diminue lorsque les conditions de propagation sont bonnes. Cette réduction de la puissance allouée rend les couches de qualités très vulnérables en présence du moindre bruit non-linéaire. Par conséquent, la correction du PAPR apportée par la méthode TR reste négligeable en comparaison des dégradations générées par l'AP au point de compression à 1dB. Notons que la méthode TR ne permet pas de supprimer entièrement les effets de la non-linéarité, compte tenu du nombre limité de sous-porteuses nulles utilisées pour générer le signal de correction du PAPR.

Les résultats du TEB moyen présentés à la figure 3.15(b) montrent que la méthode TR permet de réduire globalement le TEB sur les différentes couches de qualité quelque soit la valeur de l'IBO. Cependant, la méthode TR ne garantit pas la protection hiérarchique des couches de qualité contre les dégradations générées par l'AP. On peut aussi noter que l'application de la méthode TR n'a aucun impact sur les résultats du TEB de la quatrième couche de qualité lorsque l'IBO  $> -2$  dB. En effet, lorsque le niveau de puissance diminue, les perturbations liées au canal radio deviennent plus importantes en comparaison à la non-linéarité sur cette couche, qui reçoit la puissance résiduelle dans le processus d'allocation. Ces résultats montrent que l'efficacité de la réduction du PAPR dans un système MIMO-OFDM précodé est tributaire de l'allocation inégale de puissance.

Nous avons également déterminé le PSNR moyen des images reçues dans la zone 3 en fonction de l'IBO afin d'étudier l'impact de la méthode TR sur la qualité visuelle. Pour chaque valeur de l'IBO entre  $-4$  dB et  $10$  dB, nous avons transmis la même image sur 800 positions. Nous avons ensuite évalué le PSNR moyen de l'image sur ces 800 positions en utilisant la relation suivante :

$$PSNR(dB) = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{\sum_{i=1200}^{2000} PSNR_i}{800} \right) \quad (3.31)$$

où  $PSNR_i$  correspond au PSNR de l'image à la position  $i$ . Nous avons supposé que le  $PSNR_i = 0$  lorsque l'image reçue à la position  $i$  ne peut pas être décodée. En effet, il peut arriver que l'impact de la non-linéarité sur la couche de base entraîne un abandon du processus de décodage JPWL (image non reçue). Notamment lorsque la valeur de la valeur de l'IBO est très faible ( $IBO(dB) \leq 0$ ).

La figure (3.16) illustre la comparaison des résultats du PSNR lorsque les images sont transmises avec ou sans réduction du PAPR par la méthode TR.

Nous pouvons observer que l'application de la méthode TR permet globalement d'améliorer les résultats du PSNR. De même, on observe que le gain en PSNR apporté par la méthode TR diminue

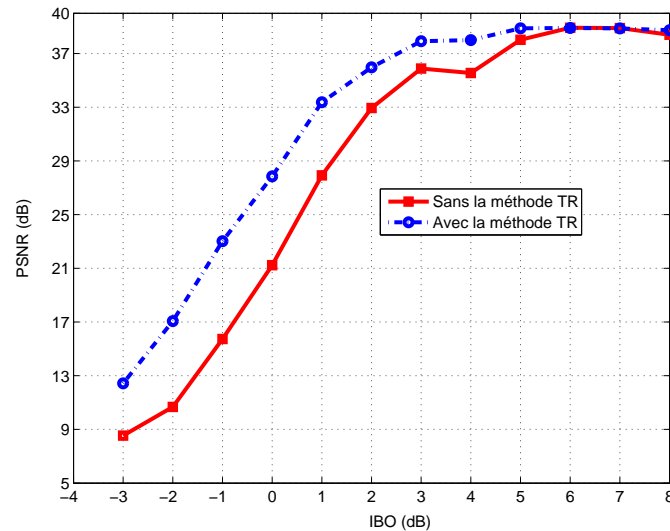


Figure 3.16: Impact de la réduction du PAPR sur les performances du PSNR

lorsque la valeur de l'IBO augmente. Ceci est dû au fait que la non-linéarité est moins importante pour les grandes valeurs d'IBO. Au point à 1dB de compression ( $IBO = 0 \text{ dB}$ ), la méthode TR permet d'obtenir un gain en PSNR moyen d'environ  $8 \text{ dB}$ . Ces résultats sont en concordance avec les résultats du TEB que nous avons obtenus précédemment. En effet, nous avons observé que malgré l'amélioration du TEB sur les différentes couches de qualité en utilisant la méthode TR, le critère du TEB cible sur les couches de qualités supérieures n'est pas globalement respecté. Ceci engendre des erreurs dans le processus de décodage JPWL.

Pour avoir un PSNR moyen d'environ  $37.5 \text{ dB}$  en présence de la non-linéarité dans la zone 3, la figure 3.16 montre qu'il faut fixer la valeur d'IBO  $\simeq 3 \text{ dB}$  si la méthode TR est appliquée. Alors que sans la méthode TR, il faut reculer d'environ  $5 \text{ dB}$ . Ainsi, pour la même qualité de service, la méthode TR permet d'obtenir un gain en IBO d'environ  $2 \text{ dB}$ . Ce gain en IBO correspond à une augmentation du rendement énergétique d'environ  $7.5\%$

En utilisant les métriques du PSNR et du TEB, on a une légère différence de  $0.5 \text{ dB}$  en terme de gain en IBO. Cette différence peut s'expliquer par le fait que les résultats du TEB ne sont pas intrinsèquement corrélés aux résultats du PSNR. En effet, un TEB en dessous du TEB cible n'implique pas systématiquement un mauvais PSNR. La valeur du PSNR de l'image décodée dépend aussi de la nature des erreurs introduites lors de la transmission.

Les résultats obtenus montrent l'apport et les limites de l'efficacité de la réduction du PAPR dans un système dédié à la transmission des contenus hiérarchisés, dans le cas où l'algorithme d'allocation ne prend pas en compte le comportement non linéaire de l'AP. Ces résultats mettent également en avant la nécessité de prendre en compte les distorsions non-linéaires dans les stratégies d'allocation inégale de puissance afin de garantir la qualité de transmission en permanence.

### 3.5 Synthèse et conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle étude sur l'impact des imperfections de l'AP et du canal de transmission sur les performances d'un système MIMO-OFDM précodé en boucle fermée. L'apport de la réduction du PAPR pour l'amélioration de la qualité de transmission a également été pris en compte. Plus spécifiquement, nous avons considéré un système réaliste dédié à la transmission d'un contenu JPWL. Dans ce système, les caractéristiques du contenu et la qualité du canal radio sont conjointement exploitées par le précodeur Content-Based Precoder (CBP) pour optimiser la qualité de transmission. En effet, le précodeur CBP permet de mettre en place une stratégie d'allocation inégale

de puissance afin d'améliorer la robustesse de transmission dans le cadre de la transmission des images JPWL sur un canal de propagation réaliste. Pour cette étude, nous avons considéré uniquement les non-linéarités statiques des APs intégrés sur les différentes branches du système.

Nous avons commencé notre étude par une description de la chaîne de transmission. Au niveau de la couche Application, un codeur JPWL est utilisé pour coder le contenu à transmettre en plusieurs couches de qualité, rangées selon un ordre d'importance décroissant. Au niveau de la couche Physique, une transformation virtuelle permet de transformer le canal MIMO en bande étroite en plusieurs sous-canaux SISO indépendants et rangés dans un ordre décroissant des valeurs du RSB. Cette hiérarchisation est exploitée par le précodeur CBP à l'émission pour mettre en place une association fine entre l'importance des couches de qualité et les valeurs du RSB des différents sous-canaux SISO. L'objectif de cette association est d'améliorer la robustesse de transmission contre les erreurs de transmission. Les résultats de simulation ont montré qu'en l'absence de la non-linéarité, le précodeur CBP fournit une protection hiérarchique des couches de qualité contre les erreurs de transmission, tout en garantissant une bonne qualité visuelle des images transmises sur un canal réaliste.

Nous avons ensuite étudié l'impact des non-linéarités statiques sur la qualité de transmission dans un système MIMO-OFDM précodé, notamment lorsque l'AP n'est pas pris en compte dans l'algorithme d'allocation inégale de puissance. Les résultats de simulation montrent que la robustesse de transmission est significativement affectée pour des niveaux de puissance relativement élevés ( $IBO \leq 3 \text{ dB}$ ). En effet, le critère de TEB cible sur les différentes couches de qualité n'est plus respecté pour ces valeurs d'IBO. De même, on note une inversion totale de la protection hiérarchique contre les erreurs de transmission. En prenant en compte cette inversion, nous avons constaté que pour garantir le TEB cible au moins sur la première couche de qualité de l'image transmise, la valeur de l'IBO doit être supérieure ou égale à  $5 \text{ dB}$ . Pour comprendre l'origine de cette inversion, les distorsions non-linéaires ont été modélisées sous forme de bruit additionnel. Ceci nous a permis de montrer que l'inversion de la protection hiérarchique contre les erreurs est tributaire de l'allocation inégale de puissance. En effet, pour garantir le TEB cible sur chaque couche de qualité, le précodeur CBP exploite uniquement les conditions de propagation et pas le comportement non-linéaire de l'AP pour ajuster la puissance allouée aux différents sous-canaux SISO. Ainsi, lorsque les conditions de propagation s'améliorent, les sous-canaux SISO à fortes valeurs du RSB reçoivent beaucoup moins de puissance pour garantir la contrainte du TEB cible. Ceci a pour conséquence de rendre les couches de qualités supérieures plus vulnérables au bruit de non-linéarité. Cette inversion est en contradiction avec la stratégie de transmission de contenus hiérarchisés sur un canal sans-fil.

Nous avons également étudié l'impact de la réduction du PAPR par la méthode TR dans un contexte de transmission d'images JPWL. En comparant les résultats en termes de TEB et de PSNR lorsque la méthode TR n'est pas appliquée, nous avons constaté une nette amélioration des résultats en termes de TEB et de PSNR. Par exemple, dans les bonnes conditions de transmission, l'application de la méthode TR permet d'obtenir un gain en PSNR d'environ  $8 \text{ dB}$  lorsque le niveau de puissance est fixé au point à  $1 \text{ dB}$  de compression. Les résultats du TEB sur les différentes couches de qualité ont montré que pour la même qualité de transmission, la méthode TR permet d'avoir un gain en IBO d'environ  $1.5 \text{ dB}$ . Malheureusement, la méthode TR ne permet pas de garantir la protection hiérarchique des données en présence de la non-linéarité.

À l'issue de ce chapitre, nous avons fait le lien entre le bruit de non-linéarité et les distorsions du canal radio dans un système MIMO-OFDM précodé en boucle fermée. Nous avons montré que l'impact de la non-linéarité sur la qualité de transmission est fortement corrélé à l'allocation inégale de puissance. Or, la majorité des algorithmes d'allocation de puissance considèrent le canal radio comme étant la seule source de distorsion. Les résultats obtenus mettent en évidence la nécessité de considérer le bruit de non-linéarité comme une contrainte supplémentaire afin de garantir un meilleur compromis entre la qualité de transmission et l'efficacité énergétique. La prise en compte de cette contrainte supplémentaire constituera l'objet du prochain chapitre.

## Chapitre 4

# Conception d'une stratégie de précodage basée sur le contenu avec prise en compte de l'amplificateur de puissance

### 4.1 Introduction

L'utilisation des systèmes MIMO-OFDM dans les standards de communication actuels offre plusieurs avantages comme l'amélioration de la robustesse de transmission et l'augmentation de la capacité des transmissions, notamment dans des environnements propices aux phénomènes du multi-trajets. Lorsque l'émetteur et le récepteur disposent de l'information sur l'état du canal ou CSI, des stratégies de précodage peuvent être appliquées à l'émission pour améliorer la qualité de transmission des contenus multimédias hiérarchisés. Ces précodeurs agissent comme un lien entre la source et le canal en allouant la puissance totale disponible de manière à optimiser un ou plusieurs critères de la chaîne de transmission. Cependant, ces précodeurs ne permettent pas toujours de garantir la qualité de service globale compte tenu de la hiérarchisation des contenus multimédia et de la modulation OFDM qui génère des signaux avec un PAPR très élevé. En effet, ces fluctuations d'amplitude rendent les signaux MIMO-OFDM vulnérables à la non-linéarité de l'AP.

Le chapitre précédent a permis d'évaluer les performances d'un système MIMO-OFDM précodé dédié à la transmission d'un contenu JPWL hiérarchisé en présence de la caractéristique AM/AM de l'AP. Les résultats de simulation ont montré que, malgré les performances du précodeur CBP[5], la robustesse de transmission et la protection hiérarchique des couches de qualité restent très sensibles aux distorsions non-linéaires causées par les APs intégrés dans le système MIMO-OFDM. Nous avons également montré qu'il est possible de réduire le PAPR et de gagner en bilan énergétique pour la transmission. Néanmoins dans certaines conditions de transmission, la réduction du PAPR ne permet pas d'améliorer la qualité de transmission. En effet, nous avons établi que la vulnérabilité de la robustesse du précodeur CBP en présence des distorsions non-linéaires est surtout tributaire de l'allocation inégale de puissance entre les différents sous-canaux SISO, issus de la décomposition SVD du canal MIMO.

D'autre part, pour éviter de dégrader la qualité de transmission offerte par les précodeurs classiques, un recul en puissance assez important est généralement appliqué à l'entrée de l'AP afin de limiter la puissance totale d'émission exclusivement en zone linéaire [102]. Cependant, cette solution peut diminuer considérablement le rendement énergétique de l'AP et par conséquent dégrader le bilan de puissance global de la chaîne de transmission. En effet, le recul en puissance à appliquer est généralement déterminé en considérant uniquement les caractéristiques de l'AP. Si la valeur de ce recul en puissance a un impact si important sur les performances globales de la chaîne de transmission, force est de constater que les autres paramètres de la chaîne ayant un impact sur le compromis débit-distorsion ne sont pas conjointement pris en compte pour sa détermination. Ceci limite les possibilités d'optimiser de manière globale le compromis débit-distorsion de la chaîne sous contrainte de la puissance totale d'émission.

Pour répondre à cette problématique, l'idée principale consiste donc à déterminer la puissance d'émission optimale en prenant en compte les autres paramètres de la chaîne. On peut citer les paramètres comme la source, la qualité du canal radio, l'ordre de la modulation numérique, la contrainte sur le TEB, la capacité de correction des CCEs, etc. On pourrait par exemple appliquer un recul en puissance moins élevé lorsque le critère sur le TEB global est moins exigeant. De même, on pourrait envisager d'appliquer un recul en puissance très élevé sous-contrainte du TEB global afin de réduire la puissance totale d'émission [143]. L'utilisation d'une modulation numérique d'ordre important ou d'un CCE avec un fort pouvoir de correction peut aussi influencer la détermination de la valeur optimale de la puissance totale d'émission dans une stratégie de précodage.

Certains auteurs se sont déjà intéressés à ces différentes problématiques dans la littérature. Dans [7] par exemple, les auteurs ont proposé une nouvelle stratégie d'allocation de puissance basée sur le précodage Water-Filling en prenant en compte les distorsions non-linéaires de l'AP et la distance entre l'émetteur et le récepteur. Cette stratégie exploite le théorème de Bussgang [91] pour la modélisation des distorsions non-linéaires, afin d'optimiser le compromis entre l'efficacité énergétique et la capacité globale du système MIMO-OFDM. Dans [143], une stratégie d'allocation inégale de puissance, permettant de minimiser la puissance totale d'émission sous contrainte du TEB global dans un système MIMO a été proposée. Cependant, ces différentes stratégies ne considèrent pas l'évolution des conditions de propagation du canal réaliste, la hiérarchie du contenu à transmettre, l'ordre de la modulation numérique et le rendement du CCE utilisés.

Dès lors, l'objectif de ce chapitre consiste à proposer une stratégie de précodage mieux adaptée aux systèmes précodés de manière générale. Nous prendrons l'exemple d'un système MIMO-OFDM précodé, dédié à la transmission d'images hiérarchisées pour illustrer l'architecture de cette stratégie de précodage. La particularité de cette dernière consiste à prendre conjointement en compte les différents paramètres de la chaîne ayant un impact sur le compromis débit-distorsion, à savoir la hiérarchie du contenu à transmettre, les distorsions apportées par le canal radio-mobile réaliste, les distorsions non-linéaires de l'AP, la modulation numérique et le rendement des CCEs utilisés. Cette stratégie présente également un aspect important sur la minimisation de la puissance totale d'émission, sous-contrainte de la qualité de transmission désirée. En effet, l'AP peut être vu comme un élément perturbateur dans la chaîne de communication dès lors que l'on travaille à très forts niveaux de puissance. Ainsi, la détermination du niveau de la puissance totale d'émission nécessite une caractérisation du niveau de bruit apporté par l'AP.

Afin de mettre en place notre stratégie de précodage appelée Amplifier-Aware Content-Based Precoder (AACBP), nous commencerons ce chapitre par une description de la méthode de Bussgang. En effet, le modèle de Bussgang est un modèle probabiliste permettant de calculer le gain et la variance du bruit non-linéaire. Ensuite, nous proposerons une nouvelle méthode d'optimisation permettant de valider les expressions analytiques de Bussgang disponibles dans la littérature. Ensuite, nous exploiterons le modèle de Bussgang pour formuler le problème d'allocation inégale de puissance. Enfin, la résolution de ce problème en utilisant un algorithme de recherche itérative nous permettra d'évaluer les performances de la nouvelle stratégie de précodage AACBP.

## 4.2 Caractérisation des distorsions non-linéaires

L'estimation des distorsions non-linéaires générées par l'AP dans les systèmes utilisant la modulation OFDM est une problématique largement étudiée dans la littérature [91, 90, 144, 145, 92, 146]. En effet, les APs utilisés dans les systèmes de communication sans-fil possèdent une fonction de transfert non-linéaire. Ceci entraîne une dégradation des signaux multi-porteuses qui possèdent une forte dynamique d'enveloppe, caractérisée par un PAPR élevé. Ces dégradations sont de plusieurs types, à l'instar des remontées spectrales, des interférences entre canaux adjacents ou encore des produits d'inter-modulation. Il existe plusieurs métriques permettant de quantifier la non-linéarité d'un AP. Nous pouvons citer par

exemple l'ACPR et l'EVM qui permettent d'évaluer respectivement les remontées spectrales et la déformation subie par la constellation du signal amplifié.

Malgré l'existence de ces métriques, il n'existe pas de formule mathématique générale modélisant la puissance du bruit non-linéaire généré par l'AP [90]. Ceci est principalement dû à la variété des modèles utilisés pour la description du comportement non-linéaire de l'AP. Dans ce chapitre, nous nous limiterons dans une première étape au modèle polynomial sans effet mémoire, très souvent utilisé dans la littérature [56, 3]. En effet, le calcul des paramètres et l'implémentation de ce modèle sont moins complexes en comparaison à d'autres modèles existants. Lorsque le modèle polynomial sans effet mémoire est utilisé, la décomposition de *J. Bussgang* peut être utilisée pour définir l'expression analytique de la puissance du bruit non-linéaire dans un système OFDM [91]. Dans ce contexte, la distribution Gaussienne du signal OFDM est exploitée par les lois de probabilités pour déterminer le gain et la puissance du bruit non-linéaire.

Malgré l'utilisation de la décomposition de *J. Bussgang*, les expressions analytiques proposées dans la littérature dépendent des lois de probabilité et des hypothèses adoptées pour le calcul. Ainsi, plusieurs expressions analytiques existent dans la littérature pour le seul modèle polynomial sans effet mémoire [147, 148, 149, 150]. Par conséquent, pour intégrer le théorème de Bussgang dans une chaîne de communication, il est important de bien choisir les expressions analytiques adaptées à l'AP utilisé. Dans ce chapitre, nous présenterons quelques expressions analytiques tirées de la littérature. Ensuite, nous proposerons une méthode d'optimisation numérique permettant de vérifier et de valider l'adoption de ces expressions pour l'AP utilisé dans nos travaux. Nous terminerons cette section par une évaluation expérimentale des performances de cette méthode en utilisant le standard IEEE 802.11a [151].

#### 4.2.1 Formulation du théorème de Bussgang dans un système OFDM

Le théorème de Bussgang [91] a été introduit en 1952 pour décrire le comportement non-linéaire des composants électroniques sans effet mémoire, en particulier l'AP. Lorsque l'AP est modélisé sous forme polynomiale sans effet mémoire, le lemme de Bussgang peut être énoncé comme suit [90] :

- Soit l'enveloppe complexe d'un signal OFDM à l'entrée de l'AP noté  $i(t) = x(t) + jy(t)$ , de durée finie et suivant une loi Gaussienne de moyenne nulle et de variance  $\sigma_i^2$ . Soit  $v(t)$  l'enveloppe complexe du signal OFDM à la sortie de l'AP, correspondant au signal OFDM d'entrée  $i(t)$ . Alors, le signal  $v(t)$  peut être décomposé comme la somme du signal d'entrée  $i(t)$  pondéré par un gain  $K$  et d'un terme de distorsion décorrélé  $d(t)$ , tel que [90, 36] :

$$v(t) = Ki(t) + d(t), \quad \text{avec} \quad K = \frac{1}{2}E \left[ \frac{\partial \mathcal{F}(x, y)}{\partial x} - j \frac{\partial \mathcal{F}(x, y)}{\partial y} \right], \quad \forall t \in [0, T] \quad (4.1)$$

où  $T$  est la période ou durée du signal d'entrée,  $\mathcal{F}(x, y)$  est la fonction de transfert de l'AP,  $K$  est un paramètre déterministe représentant le gain du signal  $i(t)$  et  $d(t)$  représente le bruit non-linéaire de variance  $\sigma_d^2$ . De plus,  $d(t)$  est complètement décorrélé du signal utile  $i(t)$ , tel que :

$$E [d(t)i(t)^*] = 0, \quad \forall t \in [0, T] \quad (4.2)$$

L'équation (4.1) est le lemme de Bussgang ou la décomposition de Bussgang.

- De plus, les variables  $x(t)$  et  $y(t)$  et la fonction de transfert  $\mathcal{F}(x, y)$  de l'AP vérifient l'égalité suivante [90] :

$$E \left[ \frac{\partial \mathcal{F}(x, y)}{\partial x} \right] = -jE \left[ \frac{\partial \mathcal{F}(x, y)}{\partial y} \right] \quad (4.3)$$

## 4.2.2 Caractérisation analytique des paramètres de Bussgang

L'enveloppe complexe d'un signal OFDM à l'entrée d'un AP subit à la fois une distorsion d'amplitude (AM/AM) et une distorsion de phase (AM/PM). En général, la relation entrée-sortie d'un AP est donnée par la relation suivante [152] :

$$v(t) = F(\rho(t))e^{j\phi(t)}, \quad \text{avec} \quad i(t) = \rho(t)e^{j\phi(t)} \quad (4.4)$$

où  $i(t)$  et  $v(t)$  représentent respectivement les enveloppes complexes des signaux à l'entrée et à la sortie de l'AP.  $\rho(t)$  et  $\phi(t)$  sont respectivement le module et la phase du signal  $i(t)$ .  $F(\cdot)$  représente la fonction de transfert de l'AP.

Afin de modéliser les distorsions d'amplitude et de phase, la fonction  $F(\rho)$  est souvent décomposée comme suit [152] :

$$F(\rho) = F_A(\rho) e^{jF_P(\rho)}, \quad \text{avec} \quad F_A(\rho) = |F(\rho)| \quad \text{et} \quad F_P(\rho) = \text{arg}(F(\rho)) \quad (4.5)$$

où  $F_A(\rho)$  et  $F_P(\rho)$  représentent respectivement les fonctions liées aux distorsions AM/AM et AM/PM.  $\text{arg}(\cdot)$  est la fonction de phase.

Comme l'AP est modélisé sous forme polynomiale sans effet mémoire, les fonctions caractéristiques des distorsions AM/AM et AM/PM peuvent être représentées en utilisant les séries de Taylor comme suit [90] :

$$F_A(\rho) = \sum_{k=0}^{\mathcal{M}} a_k \rho^k, \quad \text{et} \quad F_P(\rho) = \sum_{k=0}^{\mathcal{P}} b_k \rho^k \quad (4.6)$$

où les paramètres  $\{a_k\}_{k=0, \dots, \mathcal{M}}$  et  $\{b_k\}_{k=0, \dots, \mathcal{P}}$  représentent respectivement les coefficients du polynôme  $F_A(\rho)$  d'ordre  $\mathcal{M}$  et du polynôme  $F_P(\rho)$  d'ordre  $\mathcal{P}$ .

Afin de déterminer le gain de Bussgang  $K$  à la sortie de l'AP, on pose :

$$i(t) = x(t) + jy(t), \quad \text{et} \quad \rho(t) = \sqrt{x(t)^2 + y(t)^2} \quad (4.7)$$

où  $x(t)$  et  $y(t)$  représentent respectivement la partie réelle et la partie imaginaire du signal  $i(t)$ .

Ainsi, la généralisation de la fonction de transfert de l'AP présentée à l'équation (4.5) peut être donnée par la relation suivante :

$$\begin{aligned} F(\rho) &= F_A(\rho) e^{jF_P(\rho)} \\ &= \mathcal{F}(x, y) \end{aligned} \quad (4.8)$$

Compte tenu du lemme de Bussgang présenté précédemment à l'équation (4.3) et des expressions polynomiales données à l'équation (4.6), le gain  $K$  du signal  $i(t)$  s'obtient comme suit [145] :

$$K = \frac{1}{2} E \left[ \frac{\partial F(\rho)}{\partial \rho} + \frac{F(\rho)}{\rho} \right] \quad (4.9)$$

Comme l'enveloppe complexe  $i(t)$  suit une loi Gaussienne  $\mathcal{N}(0, \sigma_i^2)$ , on a les propriétés suivantes [153] :

- La partie réelle  $x(t)$  et la partie imaginaire  $y(t)$  sont des variables à distribution Gaussienne non corrélées entre elles
- Le module  $\rho(t) = |i(t)|$  suit une loi de Rayleigh de densité de probabilité donnée par :

$$\mathcal{P}_{\nabla}(\rho) = \frac{2\rho}{\sigma_i^2} e^{-\frac{\rho^2}{2\sigma_i^2}} \quad (4.10)$$

Ainsi, en développant l'équation (4.9), le gain  $K$  est donné par la relation suivante [154] :

$$K = \frac{1}{2} E \left[ \left( \frac{\partial F_A(\rho)}{\partial \rho} + j \frac{\partial F_P(\rho)}{\partial \rho} F_A(\rho) + \frac{F_A(\rho)}{\rho} \right) e^{jF_P(\rho)} \right] \quad (4.11)$$

Étant donné que le module  $\rho(t)$  suit une loi de Rayleigh (équation (4.10)), nous pouvons développer l'équation (4.11) comme suit :

$$K = \int_0^\infty \left[ \frac{\partial F_A(\rho)}{\partial \rho} + j \frac{\partial F_P(\rho)}{\partial \rho} F_A(\rho) \right] e^{jF_P(\rho)} \frac{\rho}{\sigma_i^2} e^{-\frac{\rho^2}{2\sigma_i^2}} d\rho + \int_0^\infty F_A(\rho) e^{jF_P(\rho)} e^{-\frac{\rho^2}{2\sigma_i^2}} d\rho \quad (4.12)$$

En substituant l'équation (4.6) dans l'équation (4.12), on obtient l'expression analytique de  $K$  comme suit [154, 152] :

$$K = \sum_{k=0}^{\mathcal{M}} (k+1) a_k \Gamma(k, \sigma_i) + j \sum_{p=1}^P \sum_{l=0}^{\mathcal{M}} p b_p a_l \Gamma(l+p, \sigma_i) \quad (4.13)$$

Avec

$$\Gamma(k, \sigma_i) = \int_0^\infty \rho^k e^{j(\sum_{k=0}^P b_k \rho^k)} e^{-\frac{\rho^2}{2\sigma_i^2}}, \quad \forall k \leq \mathcal{M} \quad (4.14)$$

Lorsque la distorsion de phase est négligeable ( $b_k = 0, \forall k \neq 0$ ), l'expression donnée à l'équation (4.14) devient [90] :

$$\begin{aligned} \Gamma(k, \sigma_i) &= \frac{1}{2} e^{jb_0} \int_0^\infty \rho^k e^{-\frac{\rho^2}{2\sigma_i^2}} d\rho \\ &= \frac{1}{2} e^{jb_0} \Omega(k, \sigma_i), \quad \forall k \leq \mathcal{M} \end{aligned} \quad (4.15)$$

où  $b_0$  représente la phase du signal  $i(t)$  à l'entrée de l'AP et  $\Omega(k, \sigma_i)$  est la fonction génératrice des moments d'ordre  $k$  d'une distribution Gaussienne, tel que [90]:

$$\begin{aligned} \Omega(k, \sigma_i) &= 2 \int_0^\infty \rho^k e^{-\frac{\rho^2}{2\sigma_i^2}} d\rho \\ &= \frac{\sqrt{\pi}}{(\sqrt{2})^k \sigma_i} \begin{cases} (2m)! \sigma_i^{2m} / (m! 2^m) & \text{si } k = 2m \\ 2^m m! \sigma_i^{2m+1} \sqrt{\frac{2}{\pi}} & \text{si } k = 2m + 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Ainsi, lorsque la distorsion de phase est négligeable, l'expression analytique du gain  $K$  de Bussgang est donnée par la relation suivante [154, 152] :

$$K \simeq \frac{e^{jb_0}}{2} \sum_{k=0}^{\mathcal{M}} (k+1) a_k \Omega(k, \sigma_i) \quad (4.17)$$

où  $\mathcal{M}$  et  $\{a_k\}_{k=0, \dots, \mathcal{M}}$  sont respectivement l'ordre et les coefficients du polynôme  $F_A(\rho)$  modélisant la fonction de transfert AM/AM de l'amplificateur,  $b_0$  et  $\sigma_i^2$  sont respectivement le déphasage entrée/sortie et la variance du signal  $i(t)$  à l'entrée de l'amplificateur.  $\Omega(k, \sigma_i)$  représente la fonction génératrice des moments d'ordre  $k$ .

Étant donné que le bruit non-linéaire  $d(t)$  est décorrélié du signal original  $i(t)$ , nous pouvons maintenant exploiter le lemme de Bussgang, donné à l'équation (4.1) pour déterminer la variance du signal  $v(t)$  à la sortie de l'amplificateur, tel que :

$$\begin{aligned} E[|v(t)|^2] &\simeq |K|^2 E[|i(t)|^2] - E[|d(t)|^2] \\ &\simeq |K|^2 \sigma_i^2 - \sigma_d^2 \end{aligned} \quad (4.18)$$



où  $\sigma_i^2$  et  $\sigma_d^2$  représentent respectivement la variance du signal  $i(t)$  à l'entrée de l'amplificateur et la variance du bruit de non-linéarité  $d(t)$ .

Par conséquent, pour estimer la variance du bruit de non-linéarité, il suffit de déterminer la variance du signal  $v(t)$  à la sortie de l'AP [154]. Plusieurs expressions analytiques sont proposées dans la littérature pour déterminer cette variance en fonction du modèle mathématique utilisé pour décrire la fonction de transfert de l'AP. Il a été démontré dans [90] que pour un modèle polynomial sans effet mémoire, la variance du signal à la sortie de l'AP peut être estimée par la relation suivante :

$$\begin{aligned} E \left[ |v(t)|^2 \right] &= \int_0^\infty \left| \sum_{k=0}^{\mathcal{M}} a_k \rho^k \right|^2 \rho \frac{2e^{-\frac{\rho^2}{2\sigma_i^2}}}{\sigma_i^2} d\rho \\ &= \sum_{n=0}^{\mathcal{M}} |a_n|^2 \Omega(2n+1, \sigma_i) + \sum_{i=0}^{\mathcal{M}} \sum_{j=0}^{i-1} 2 a_i a_j \Omega(i+j+1, \sigma_i) \end{aligned} \quad (4.19)$$

On rappelle que  $\Omega(k, \sigma_i)$  représente la fonction génératrice d'ordre  $k$  d'une distribution Gaussienne définie à l'équation (4.16). Compte tenu de l'équation (4.19), la variance du bruit non-linéaire  $\sigma_d^2$  est donnée par la relation suivante :

$$\begin{aligned} \sigma_d^2 &= E \left[ |d(t)|^2 \right] \\ &= E \left[ |v(t)|^2 \right] - K^2 E \left[ |i(t)|^2 \right] \\ &= \sum_{n=0}^{\mathcal{M}} |a_n|^2 \Omega(2n+1, \sigma_i) + \sum_{i=0}^{\mathcal{M}} \sum_{j=0}^{i-1} 2 a_i a_j \Omega(i+j+1, \sigma_i) - |K|^2 \sigma_i^2 \end{aligned} \quad (4.20)$$

Lorsque la distorsion de phase est négligeable, l'expression (4.20) peut être simplifiée en utilisant l'équation (4.17), tel que [152, 90] :

$$\begin{aligned} \sigma_d^2 &\simeq \sum_{n=0}^{\mathcal{M}} |a_n|^2 \Omega(2n+1, \sigma_i) + \sum_{i=0}^{\mathcal{M}} \sum_{j=0}^{i-1} 2 a_i a_j \Omega(i+j+1, \sigma_i) \\ &\quad - \frac{1}{4} \left| \sum_{k=0}^{\mathcal{M}} (k+1) a_k \Omega(k, \sigma_i) \right|^2 \sigma_i^2 \end{aligned} \quad (4.21)$$

Avec

$$\begin{aligned} \frac{1}{4} \left| \sum_{k=0}^{\mathcal{M}} (k+1) a_k \Omega(k, \sigma_i) \right|^2 \sigma_i^2 &\simeq \sum_{k=0}^{\mathcal{M}} \frac{(k+1)^2}{4} a_k^2 \Omega^2(k, \sigma_i) \sigma_i^2 \\ &\quad + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{\mathcal{M}} \sum_{l=0}^{i-1} (i+1) a_i \Omega(i, \sigma_i) (l+1) a_l \Omega(l, \sigma_i) \sigma_i^2 \end{aligned} \quad (4.22)$$

Les expressions analytiques proposées dans la littérature, comme celles que nous avons présentées ci-dessus sont généralement basées sur des lois de probabilité permettant d'estimer le comportement non-linéaire de l'AP. Ces expressions dépendent également de la modélisation de la fonction de transfert de l'AP. Au vu de la diversité de ces modèles, il est difficile de valider les résultats obtenus en utilisant ces expressions. Par conséquent, nous proposons dans la section suivante une méthode d'optimisation numérique permettant de calculer les paramètres physiques  $K$  et  $\sigma_d^2$ . Les résultats de cette nouvelle méthode seront ensuite comparés à ceux obtenus en utilisant ces expressions.

### 4.3 Proposition d'une méthode d'estimation des paramètres de Bussgang

Le principe de cette méthode est basé sur la minimisation d'une fonction coût en exploitant la connaissance des enveloppes complexes des signaux d'entrée et de sortie de l'AP réel. D'après la décomposition de Bussgang donnée à l'équation (4.1), le bruit non-linéaire  $d(t)$  est indépendant du gain  $K$ , tel que :

$$d(t) = v(t) - Ki(t), \quad \forall t \in [0, T] \quad (4.23)$$

où  $i(t)$  et  $v(t)$  sont respectivement les signaux à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur à l'instant  $t$ . Et  $T$  représente la durée d'acquisition du signal.

Une analyse asymptotique de l'équation (4.23) permet de conjecturer que le module du gain  $K$  tend vers le gain linéaire de l'AP en zone linéaire (bruit non-linéaire négligeable) et diminue en zone non-linéaire. En effet, on peut délimiter le domaine de variation du gain  $\mathcal{K}$  en deux domaines  $\mathcal{K}_{\mathcal{L}}$  et  $\mathcal{K}_{\mathcal{NL}}$  correspondant respectivement à la zone linéaire et la zone non-linéaire comme suit :

$$\mathcal{K} = \mathcal{K}_{\mathcal{L}} \cup \mathcal{K}_{\mathcal{NL}} \quad (4.24)$$

Par conséquent, l'équation de Bussgang nous permet de conjecturer que :

- En zone linéaire, la variance du bruit non-linéaire est négligeable (tend vers 0), tel que :

$$\lim_{|K| \rightarrow \mathcal{K}_{\mathcal{L}}} E \left[ |v(t) - Ki(t)|^2 \right] = 0 \quad (4.25)$$

Et donc, la décomposition de Bussgang s'écrit :

$$v(t) = Gi(t) \quad (4.26)$$

où  $G$  est le gain linéaire de l'AP. Par conséquent, le gain  $K$  de Bussgang doit tendre vers le gain linéaire  $G$  en zone linéaire.

- En zone non-linéaire, la variance du bruit non-linéaire est très importante (tend vers sa valeur maximale). Dans ce cas, on peut en déduire que la variance du bruit non-linéaire correspond à la variance du signal  $v(t)$  à la sortie de l'AP, tel que :

$$\lim_{|K| \rightarrow \mathcal{K}_{\mathcal{NL}}} E \left[ |v(t) - Ki(t)|^2 \right] = \sigma_v^2 \quad (4.27)$$

où  $\sigma_v^2$  est la variance du signal à la sortie de l'AP. Par conséquent, le gain  $K$  sera minimal en zone non-linéaire.

Ainsi, en supposant que le gain  $K$  est constant sur l'intervalle de temps  $[0, T]$  pour un signal d'entrée  $i(t)$  et un signal de sortie  $v(t)$  donnés, nous proposons une approche d'optimisation numérique qui consiste à minimiser la fonction coût  $J$  définie par :

$$\begin{aligned} \min_{K \in \mathcal{K}} J &= \min_{K \in \mathcal{K}} E \left[ |v(t) - Ki(t)|^2 \right], \quad t \in [0, T] \\ &= \min_{K \in \mathcal{K}} E \left[ |d(t)|^2 \right], \quad t \in [0, T] \\ &= \min_{K \in \mathcal{K}} \sigma_d^2 \end{aligned} \quad (4.28)$$

où  $\mathcal{K}$  est un ensemble de nombres complexes représentant le domaine de variation du gain  $K$ .  $d(t)$  représente le bruit non-linéaire associé au gain  $K$ , de variance  $\sigma_d^2$ .

D'après l'équation (4.28), le problème d'optimisation consiste à trouver la valeur de  $K$  qui minimise la fonction coût  $J$  sur l'ensemble  $\mathcal{K}$  pour un intervalle de temps  $[0, T]$  donné. Ce problème dépend des

puissances moyennes des signaux d'entrée et de sortie de l'AP. Compte tenu de l'analyse asymptotique faite précédemment, on peut en déduire que le domaine de variation  $\mathcal{K}$  du gain est borné dans l'intervalle  $[0, G]$  pour un AP donné. Ceci permet de simplifier le problème d'optimisation de l'équation (4.28) comme suit :

$$\left\{ \min_{|K| \in [0, G]} J = \min_{|K| \in [0, G]} E \left[ |v(t) - Ki(t)|^2 \right], \quad t \in [0, T] \right. \quad (4.29)$$

où  $G$  est le gain linéaire de l'AP.

### 4.3.1 Algorithme d'optimisation

L'équation (4.29) est un problème d'optimisation convexe qui consiste à rechercher le minimum global du critère  $J$ . Pour rechercher la valeur optimale de  $K$  qui minimise  $J$ , on peut utiliser plusieurs algorithmes d'optimisation proposés dans la littérature [155, 107]. Pour le choix de l'algorithme à utiliser, il est important de faire une étude comparative selon le critère de convergence recherché.

Toutefois, il ne s'agit pas dans cette étude de comparer ces différents algorithmes. En effet, comme le problème d'optimisation ici consiste à trouver la valeur optimale  $K$  qui minimise la fonction  $J$  sur l'intervalle  $[0, G]$ , nous utiliserons un algorithme de recherche itérative basé sur le gradient [155]. Ainsi, à chaque itération  $i$ , la meilleure direction pour la minimisation de  $J$  est donnée par la valeur du gradient  $\Delta J_i$ .

La méthode itérative du gradient est résumée par les étapes suivantes [3] :

1. A l'itération  $i = 0$ , choisir un point de départ  $K_0 = 0$  et une condition d'arrêt  $\epsilon > 0$
2. A l'itération  $i + 1$ , calculer un nouvel itéré, tel que :

$$|K_{i+1}| = |K_i| - \lambda \Delta J_i \quad (4.30)$$

où  $\Delta J_i = \left[ \frac{\partial J}{\partial K} \right]_{|K|=|K_i|}$  représente la direction de recherche donnée par le gradient. La constante  $\lambda$  représente le pas de la descente.

3. Tester si la condition d'arrêt est vérifiée, tel que :

$$\left| \frac{J_{i+1} - J_i}{J_i} \right| < \epsilon \quad (4.31)$$

où  $\epsilon \ll 1$  est une constante positive.

4. Sortir de l'algorithme lorsque la condition d'arrêt est vérifiée.

Cependant, la rapidité de convergence de l'algorithme du gradient est strictement conditionnée par le choix du pas de descente  $\lambda$  [3]:

1. Lorsque la valeur de  $\lambda$  est relativement grande, la rapidité de convergence augmente au risque d'une instabilité de l'algorithme.
2. Lorsque la valeur de  $\lambda$  est relativement petite, la rapidité de convergence diminue. Ceci nécessite un plus grand nombre d'itérations. Cependant, elle permet une meilleure robustesse de l'algorithme.

Dans cet algorithme, le point de départ et le pas de la descente sont fixes. Ceci peut considérablement augmenter le nombre d'itérations. Cependant, lorsque le pas de descente  $\lambda$  est assez petit, l'algorithme converge toujours puisque la recherche de la valeur optimale de  $K$  est bornée dans l'intervalle  $[0, G]$ .

### 4.3.2 Évaluation et comparaison des résultats de simulation

Dans cette section, nous allons présenter une comparaison des résultats de simulation entre la méthode d'optimisation proposée et la caractérisation analytique disponible dans la littérature. Les simulations sont effectuées dans le cas du standard IEEE 802.11a qui utilise la modulation OFDM avec  $N = 64$  sous-porteuses. La figure (4.1) représente le synoptique de l'émetteur de la chaîne de transmission utilisée pour l'implémentation de notre méthode d'optimisation.

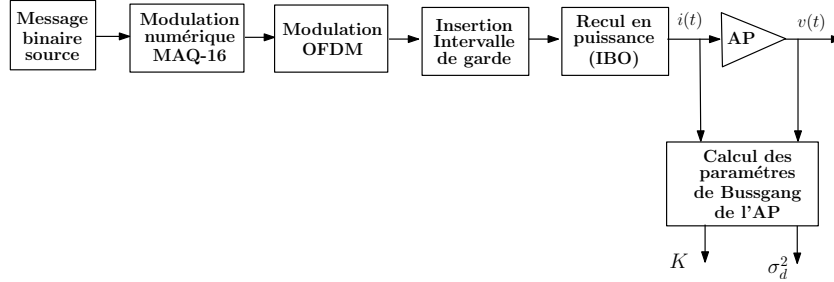


Figure 4.1: Synoptique de l'émetteur IEEE 802.11a utilisé

Une séquence binaire aléatoire de longueur  $2^{16}$  est générée puis modulée en MAQ-16. Les symboles numériques obtenus sont ensuite regroupés par trame de  $N$  symboles pour effectuer la modulation OFDM en utilisant l'algorithme IFFT. L'AP de classe  $A - B$  que nous utiliserons a été présenté au chapitre 2 (référence commerciale : 2W class-AB 2.4GHz InGaP SZP-2026Z). Lorsque les effets mémoires et la distorsion AM/PM sont négligeables, le modèle polynomial correspondant de cet amplificateur est donné par la relation suivante [3] :

$$F_A(\rho(t)) = \sum_{k=0}^2 a_{2k+1} \rho(t) |\rho(t)|^{2k} \quad (4.32)$$

où  $a_1 = 4.32$ ,  $a_3 = -6.78 \times 10^{-2}$  et  $a_5 = 0.5 \times 10^{-3}$  sont les coefficients du polynôme  $F_A(\rho)$  d'ordre  $\mathcal{M} = 2$ .  $\rho(t)$  représente l'enveloppe complexe du signal OFDM à l'entrée de l'AP.

À faible niveau de puissance, le comportement de l'AP utilisé est proche de celui d'un système linéaire. Ainsi, le gain linéaire de cet amplificateur correspond au premier terme de la fonction de transfert définie à l'équation (4.32), tel que :

$$G = a_1 = 4.32 \quad (4.33)$$

Le point de compression à 1dB (IBO=0 dB) correspond à une puissance moyenne d'entrée  $P_{in} = 20 \text{ dBm}$ . Dans la suite, ce niveau de puissance sera utilisé comme référence pour exprimer le recul en puissance. Pour calculer les paramètres de Bussgang  $K$  et  $\sigma_d^2$ , nous allons tout d'abord utiliser les expressions analytiques proposées aux équations (4.17) et (4.21). Ensuite, la méthode d'optimisation proposée en section 4.3 sera appliquée.

La figure (4.2) montre un exemple de courbes iso-critères de la fonction coût  $J$ . Pour chaque valeur d'IBO comprise entre  $-2 \text{ dB}$  et  $2 \text{ dB}$ , nous avons tracé l'évolution de la fonction coût  $J$  en fonction du module du gain  $|K|$ .

Pour chaque valeur d'IBO, nous pouvons observer que la fonction coût  $J$  est convexe et admet un minimum global. Pour la recherche des valeurs optimales du gain  $|K|$ , la condition d'arrêt a été fixée à  $\epsilon = 10^{-6}$ .

En tenant compte des résultats précédents, nous avons évalué les résultats du gain  $|K|$  et de la variance du bruit non-linéaire  $\sigma_d^2$  en fonction de l'IBO. Le pas de descente dans la nouvelle méthode proposée est fixé à  $10^{-4}$  pour une meilleure approximation des résultats.

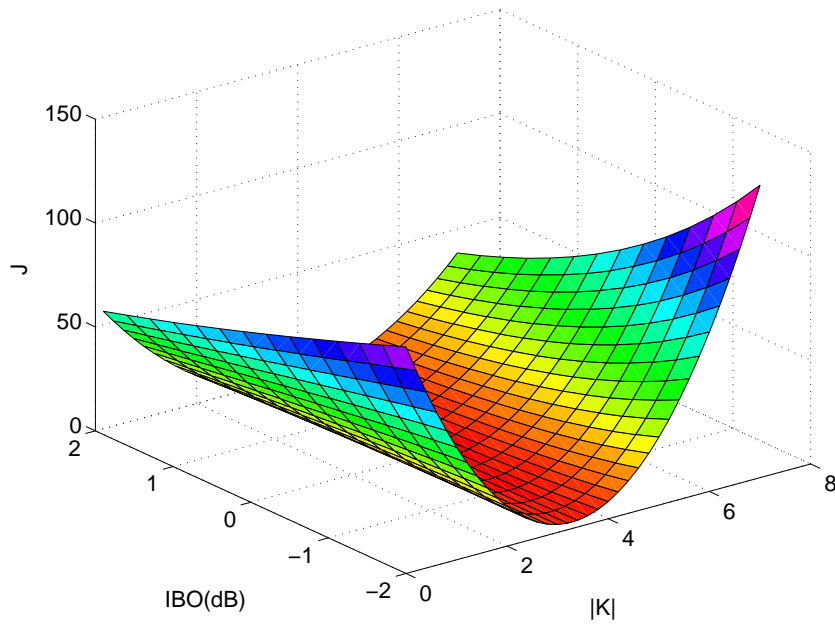


Figure 4.2: Courbes iso-critères de la fonction coût  $J$

La figure (4.3) montre une comparaison des résultats entre la méthode analytique (équations (4.17) et (4.21)) et la nouvelle méthode d'optimisation proposée. entre les courbes du module du gain  $|K|$  et de la variance du bruit de non-linéarité  $\sigma_d^2$  en fonction de l'IBO.

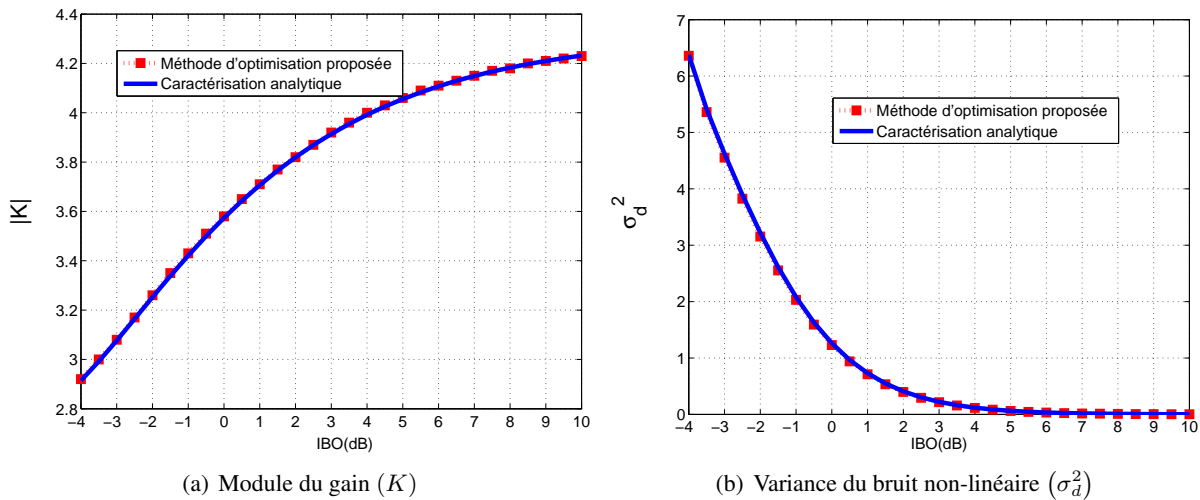


Figure 4.3: Comparaison des paramètres de Busgang ( $\lambda = 10^{-4}$ )

Nous pouvons constater que les résultats de deux méthodes sont comparables. De même, l'évolution des paramètres de Busgang en fonction de l'IBO reste cohérente avec les caractéristiques de l'AP utilisé. En effet, lorsque les valeurs d'IBO diminuent (zone non-linéaire), le module du gain diminue et la variance du bruit non-linéaire augmente. Réciproquement, lorsque les valeurs de l'IBO augmentent (zone linéaire), on constate que le module du gain augmente pour tendre vers le gain linéaire ( $G = 4.32$ ) tandis que la variance du bruit non-linéaire tend vers sa valeur minimale qui est nulle ( $\sigma_d^2 \simeq 0$ ).

Suite aux résultats obtenus, nous pouvons conclure qu'il est possible d'estimer les paramètres de non-linéarité d'un AP en utilisant la méthode d'optimisation proposée. Ces résultats permettent aussi de vérifier la validité des expressions analytiques présentées précédemment. Dans la suite, ces expressions

seront implémentées dans la chaîne de communication afin de décrire le comportement non-linéaire de l'AP en fonction de  $K$  et  $\sigma_d^2$ .

## 4.4 Stratégie de précodage basée sur le contenu avec prise en compte de l'AP

Dans cette section, nous allons présenter une nouvelle approche pour la conception d'une stratégie de précodage linéaire prenant en compte les caractéristiques de l'AP intégré dans la chaîne. Nous considérons un système MIMO-OFDM constitué de  $N_t$  antennes à l'émission,  $N_r$  antennes à la réception et  $N$  sous-porteuses. On suppose que l'émetteur et le récepteur ont une connaissance parfaite de l'état du canal ou CSI. Chacune des  $N_t$  antennes à l'émission est associée à un AP. Pour être conforme au théorème de Bussgang et aux résultats obtenus dans la section précédente, on considère un AP possédant une fonction de transfert AM/AM modélisée sous-forme polynomiale.

### 4.4.1 Modélisation du système MIMO-OFDM en présence des distorsions non-linéaires

La figure (4.4) illustre le schéma en blocs matriciels de l'émetteur du système MIMO-OFDM précodé que nous allons étudier dans cette section. Pour chaque sous-porteuse d'indice  $n \in [0, \dots, N - 1]$ , on considère qu'on peut transmettre au maximum  $b$  symboles numériques, tel que :

$$X(n) = [X_1(n), \dots, X_b(n)] \quad (4.34)$$

Le vecteur  $X(n)$  est ensuite précodé par le biais de la matrice  $F(n)$  pour former le vecteur  $Z(n)$ , tel que :

$$Z(n) = [Z_1(n), \dots, Z_m(n), \dots, Z_{N_t}(n)] \quad (4.35)$$

On rappelle qu'à l'issue du précodage du vecteur  $X(n)$ , le symbole  $Z_m(n)$  représente le symbole numérique précodé à transmettre sur la branche d'antenne numéro  $m$ .

Ainsi, avant d'effectuer la modulation OFDM sur la branche numéro  $m$ , les symboles  $Z_m(n), n = 0, \dots, N - 1$  relatifs aux  $N$  sous-porteuses sont regroupés dans le vecteur  $Z_m$ , tel que :

$$Z_m = [Z_m(0), \dots, Z_m(N - 1)], m \in [1, \dots, N_t] \quad (4.36)$$

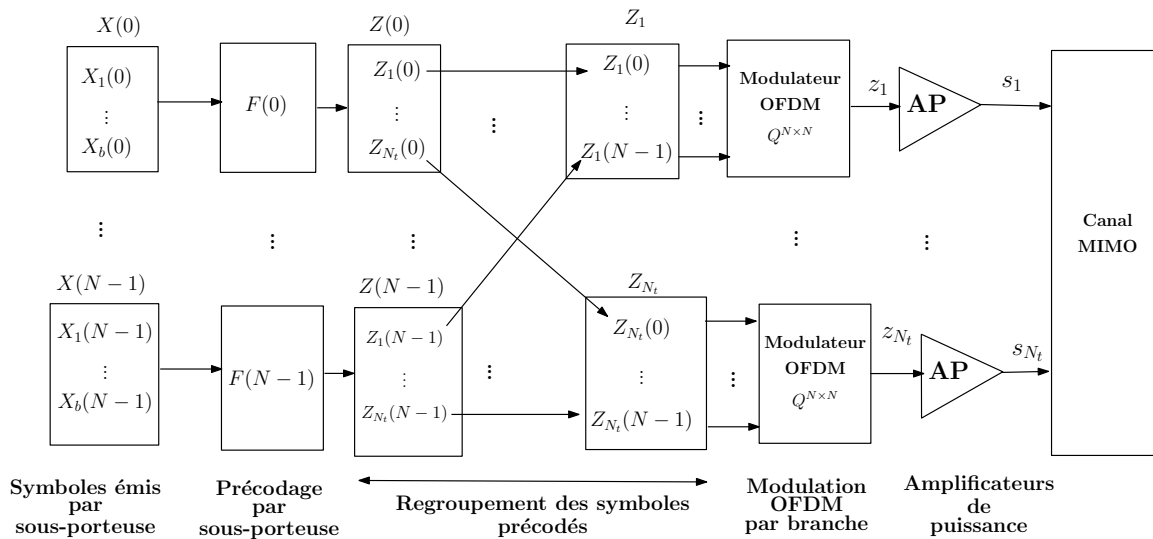


Figure 4.4: Architecture de l'émetteur MIMO-OFDM [6]

Afin de simplifier les écritures, nous allons considérer chaque sous-porteuse individuellement. Ainsi, pour chaque sous-porteuse d'indice  $n \in [0, \dots, N - 1]$ , on considère un canal MIMO à bande étroite

avec précodage comprenant  $N_t$  antennes à l'émission et  $N_r$  antennes à la réception, représenté par la matrice  $H(n)$  de taille  $(N_t \times N_r)$ . Ce canal MIMO peut être représenté comme un ensemble de  $b$  sous-canaux SISO indépendants tel que  $b \leq \min(N_t, N_r)$ . On rappelle que la matrice globale  $X_M$  des symboles numériques transmis sur l'ensemble des  $N$  sous-porteuses peut être représentée comme suit :

$$X_M = \begin{pmatrix} X_1(0) & X_1(1) & \cdots & X_1(n) & \cdots & X_1(N-1) \\ X_2(0) & X_2(1) & \cdots & X_2(n) & \cdots & X_2(N-1) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ X_b(0) & X_b(1) & \cdots & X_b(n) & \cdots & X_b(N-1) \end{pmatrix} \quad (4.37)$$

où  $X(n) = [X_1(n), X_2(n), \dots, X_b(n)]^T$  représente le vecteur de symboles numériques de taille  $(b \times 1)$  transmis sur les  $b$  sous-canaux de la sous-porteuse d'indice  $n$ .

Pour chaque sous-porteuse d'indice  $n$ , le vecteur de symboles numériques  $X(n)$  est précodé en utilisant la matrice de précodage  $F(n)$  de taille  $(N_t \times b)$ . Ainsi, le vecteur  $Z(n)$  de symboles transmis à l'émission s'obtient par la relation suivante :

$$Z(n) = F(n)X(n), \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (4.38)$$

où  $Z(n) = [Z_1(n), \dots, Z_{N_t}(n)]^T$  est le vecteur de symboles numériques précodé de taille  $(N_t \times 1)$  transmis à travers les  $N_t$  antennes d'émission sur la sous-porteuse d'indice  $n$ .

On rappelle que les matrices de précodage  $\{F(n)\}_{n=0, \dots, N-1}$  sont indépendantes les unes des autres car les sous-porteuses sont orthogonales et indépendantes entre elles. Pour réaliser la modulation OFDM, les symboles précodés sont regroupés par trame de  $N$  symboles sur chaque branche comme le montre la figure (4.4). Ainsi, la matrice globale  $Z$  des symboles précodés transmis sur les  $N$  sous-porteuses à travers les  $N_t$  branches d'antennes peut être représentée comme suit :

$$Z = \begin{pmatrix} Z_1(0) & \cdots & Z_1(N-1) \\ \vdots & & \vdots \\ Z_m(0) & \cdots & Z_m(N-1) \\ \vdots & & \vdots \\ Z_{N_t}(0) & \cdots & Z_{N_t}(N-1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_1 \\ \vdots \\ Z_m \\ \vdots \\ Z_{N_t} \end{pmatrix} \quad (4.39)$$

où  $Z_m = [Z_m(0), \dots, Z_m(N-1)]$  est le vecteur de taille  $(N \times 1)$  contenant les  $N$  symboles numériques précodés à transmettre sur la branche d'antenne numéro  $m \in [1, \dots, N_t]$ .

La modulation OFDM est ensuite appliquée sur chaque branche d'antenne  $m$  du système, tel que :

$$z_m = QZ_m, \quad m = 1, \dots, N_t \quad (4.40)$$

où  $Q$  est la matrice d'IFFT de taille  $(N \times N)$  et  $z_m = [z_m(0), \dots, z_m(N-1)]^T$  représente le vecteur d'échantillons du signal OFDM de taille  $(N \times 1)$  dans le domaine temporel.

On rappelle que le signal OFDM sur chaque branche  $m$  du système suit une loi Gaussienne de moyenne nulle et de variance  $\sigma_m^2$ , tel que :

$$E[|z_m|] = 0 \quad \text{et} \quad E[|z_m|^2] = \sigma_m^2, \quad \forall m = 1, \dots, N_t \quad (4.41)$$

Les signaux OFDM  $\{z_m\}_{m=1, \dots, N_t}$  sont amplifiés sur chaque branche  $m$ , tel que :

$$s_m = \mathbf{F}_A(|z_m|), \quad m = 1, \dots, N_t \quad (4.42)$$

où  $\mathbf{F}_A(\cdot)$  représente la fonction caractéristique AM/AM de l'AP.  $s_m$  représente le vecteur du signal à la sortie de l'AP sur la branche  $m$  de taille  $(N \times 1)$ .

Ensuite, en appliquant le théorème de Bussgang sur chaque branche du système, on peut représenter le signal à la sortie de l'AP sur chaque branche par la relation suivante [6] :

$$s_m = K_m z_m + d_m, \quad m = 1, \dots, N_t \quad (4.43)$$

où  $K_m$  et  $d_m = [d_m(0), \dots, d_m(N-1)]$  représentent respectivement le gain du signal  $z_m$  et le vecteur d'échantillons du bruit non-linéaire sur la branche d'indice  $m$ . On rappelle que  $d_m$  suit une loi Gaussienne de moyenne nulle et de variance  $\sigma_{d_m}^2$ , tel que :

$$E [|d_m|] = 0 \quad \text{et} \quad E [|d_m|^2] = \sigma_{d_m}^2, \quad m \in [1, \dots, N_t] \quad (4.44)$$

Lorsque le nombre de sous-porteuses est relativement élevé, les signaux OFDM ont la même distribution Gaussienne sur les différentes branches, telle que [7, 6]:

$$E [|z_m|^2] = \sigma_i^2, \quad \forall m = 1, \dots, N_t \quad (4.45)$$

où  $\sigma_i^2$  représente la variance du signal OFDM à amplifier. Elle est ainsi identique sur toutes les  $N_t$  branches du système MIMO-OFDM.

Comme les signaux sur les différentes branches ont des distributions et des variances identiques, on peut en déduire que les paramètres de non-linéarité sont identiques sur les différentes branches du système. Ainsi, l'équation (4.43) peut être simplifiée comme suit :

$$s_m = K z_m + d_m, \quad \text{tel que : } E [|d_m|^2] = \sigma_d^2 \quad \forall m \in [1, \dots, N_t] \quad (4.46)$$

où  $K$  et  $d_m = [d_m(0), \dots, d_m(N-1)]$  représentent respectivement le gain et le vecteur contenant les échantillons du bruit non-linéaire de variance  $\sigma_d^2$ .

D'après la relation (4.46), les paramètres de non-linéarité  $K$  et  $\sigma_d^2$  sont identiques sur l'ensemble des branches du système MIMO-OFDM. Dans la section suivante, nous allons exploiter cette hypothèse afin de proposer une solution permettant d'inclure les caractéristiques de l'AP dans les stratégies de précodage.

#### 4.4.2 Transformation du canal MIMO en canal virtuel

En utilisant la relation donnée à l'équation (4.46), nous pouvons transformer la décomposition de Bussgang dans le domaine fréquentiel sur la branche  $m$  par la relation suivante [7] :

$$\begin{aligned} S_m &= Q^{-1} s_m \\ &= Q^{-1} (K z_m + d_m) \\ &= K Z_m + D_m, \quad \forall m = 1, \dots, N_t \end{aligned} \quad (4.47)$$

où  $S_m$  et  $Z_m$  représentent respectivement les vecteurs de symboles numériques à la sortie et à l'entrée de l'amplificateur dans le domaine fréquentiel sur la branche d'indice  $m$  de taille  $(N \times 1)$ .  $D_m$  est le vecteur du bruit non-linéaire à la sortie de l'AP dans le domaine fréquentiel de variance  $\sigma_d^2$ .  $K$  est le gain du signal  $Z_m$  et  $Q^{-1}$  représente l'inverse de la matrice d'IFFT de taille  $(N \times N)$ .

En représentation matricielle, la relation (4.47) peut être ré-écrite comme suit :

$$S_m = \begin{pmatrix} S_m(0) \\ \vdots \\ S_m(N-1) \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} Z_m(0) \\ \vdots \\ Z_m(N-1) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} D_m(0) \\ \vdots \\ D_m(N-1) \end{pmatrix}, \quad \forall m = 1, \dots, N_t \quad (4.48)$$



Ainsi, on peut en déduire la relation de Bussgang sur chaque sous-porteuse d'indice  $n$  en bande étroite comme suit :

$$\begin{aligned} S(n) &= KZ(n) + D(n), \quad n = 0, \dots, N-1 \\ &= K \begin{pmatrix} Z_1(n) \\ \vdots \\ Z_{N_t}(n) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} D_1(n) \\ \vdots \\ D_{N_t}(n) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.49)$$

où  $Z(n)$  et  $S(n)$  représentent respectivement les vecteurs des signaux d'entrée et de sortie des  $N_t$  APs.  $D(n)$  représente le vecteur des échantillons du bruit non-linéaire suivant une loi Gaussienne de moyenne nulle et de variance  $\sigma_d^2(n)$ .

La figure (4.5) illustre le schéma en blocs matriciels équivalent du système MIMO en bande étroite en considérant l'équation (4.49). Le vecteur de symboles  $X(n)$  est précodé par la matrice  $F(n)$ . Les symboles précodés  $Z_m(n), m = 1, \dots, N_t$  dans le domaine fréquentiel sont ensuite amplifiés et transmis sur le canal MIMO  $H(n)$ . Ici, la phase d'amplification sur chacune des  $N_t$  branches est modélisée de façon virtuelle par les paramètres de non-linéarité  $K$  et  $D(n) = [D_1(n), \dots, D_{N_t}(n)]$ .

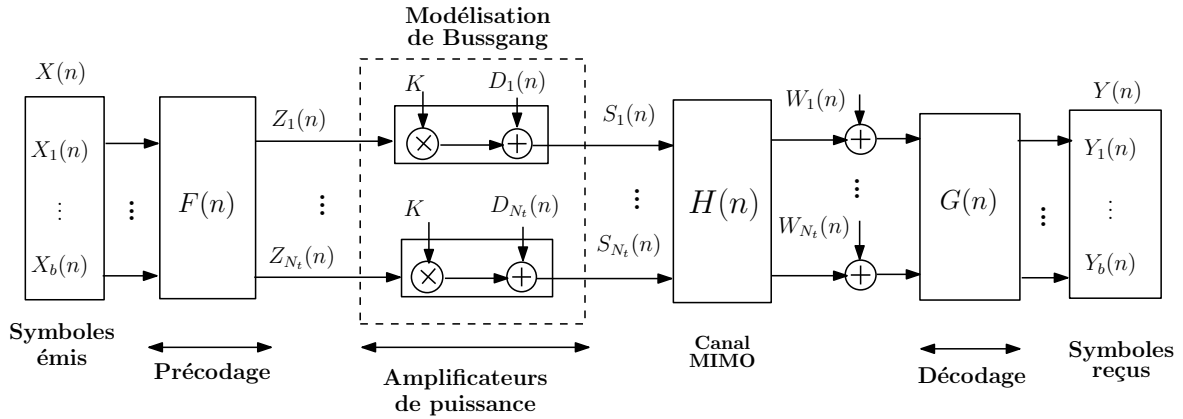


Figure 4.5: Modélisation de la chaîne MIMO en présence du bruit non-linéaire

D'après la figure (4.5), le vecteur de symboles reçus sur la sous-porteuse d'indice  $n$  en réception s'écrit [7, 6] :

$$Y(n) = G(n) (H(n).S(n) + W(n)) \quad (4.50)$$

$$\begin{aligned} &= G(n). (H(n) (K.Z(n) + D(n)) + W(n)) \\ &= G(n). (H(n) (K.F(n).X(n) + D(n)) + W(n)) \\ &= G(n). (K.H(n).F(n).X(n) + H(n).D(n) + W(n)) \end{aligned} \quad (4.51)$$

où  $X(n)$  est le vecteur de symboles à transmettre de taille  $(b \times 1)$ ;  $Y(n)$  est le vecteur de symboles reçus de taille  $(b \times 1)$ ;  $H(n)$  est la matrice du canal MIMO de taille  $(N_t \times N_r)$  contenant les coefficients complexes caractérisant les différents couples d'antennes du système MIMO;  $F(n)$  est la matrice de précodage de taille  $(N_t \times b)$ ;  $G$  est la matrice de décodage de taille  $(b \times N_r)$ ;  $D(n)$  est le vecteur du bruit non-linéaire de taille  $(N_t \times 1)$  et de variance  $\sigma_d^2(n)$ ;  $W(n)$  est le bruit additif Gaussien de taille  $(N_r \times 1)$  et de variance  $\sigma_w(n)^2$ .

On suppose que les symboles numériques sont indépendants et identiquement distribués et que les symboles et le bruit additif sont totalement décorrélés. Nous considérons donc que [7, 6] :

$$E[X(n)X^*(n)] = P_T I_b \quad \text{et} \quad E[X(n)W^*(n)] = 0, \quad \forall n = 0, \dots, N-1 \quad (4.52)$$

où  $I_b$  est la matrice unitaire de taille  $(b \times b)$  et  $P_T$  représente la puissance totale disponible à allouer.

Lorsque la CSI est connue à l'émission et à la réception, les matrices de précodage et décodage peuvent être obtenues en utilisant la décomposition SVD [135, 156]. Cette approche permet de diagonaliser le canal MIMO en  $b$  sous-canaux SISO indépendants tels que [5, 157] :

$$H_v(n) = G_v(n)H(n)F_v(n), \quad \text{avec} \quad F(n) = F_v(n)F_d(n) \quad \text{et} \quad G(n) = G_d(n)G_v(n) \quad (4.53)$$

où  $F_v(n)$  et  $G_v(n)$  sont des matrices unitaires servant à blanchir le bruit et à diagonaliser le canal  $H(n)$ . Ces deux matrices s'obtiennent directement à partir de la décomposition SVD du canal  $H(n)$ .  $H_v(n)$  est la matrice diagonale représentant le canal virtuel de taille  $(b \times b)$ . Les éléments de  $H_v(n)$  sont positifs et rangés dans l'ordre décroissant, tel que :

$$H_v(n) = \begin{pmatrix} \sigma_1(n) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \sigma_b(n) \end{pmatrix}, \quad \text{où} \quad \sigma_1(n) \geq \cdots \geq \sigma_b(n) \geq 0 \quad (4.54)$$

$F_d(n)$  et  $G_d(n)$  sont les deux matrices de précodage de taille  $(b \times b)$  servant à optimiser l'allocation de puissance entre les sous-canaux SISO suivant un critère donné [5]. Lorsque l'architecture du précodeur est diagonale, ces deux matrices sont également diagonales telles que :

$$F_d(n) = \begin{pmatrix} f_1(n) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & f_b(n) \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad G_d(n) = \begin{pmatrix} g_1(n) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & g_d(n) \end{pmatrix} \quad (4.55)$$

Lorsque la détection par MV est utilisée en réception, on peut choisir la matrice  $G_d(n)$  comme une matrice unitaire (voir chapitre 3, section 3.2.1) [5]. Ainsi, le vecteur de symboles reçus, présenté à l'équation (4.51) peut être obtenu par la relation suivante :

$$\begin{aligned} Y(n) &= K.H_v(n).F_d(n).X(n) + H_v(n).F_v^*(n).D(n) + G_v(n).W(n) \\ &= K.H_v(n).F_d(n).X(n) + H_v(n).\tilde{D}(n) + \tilde{W}(n) \\ &= K \begin{pmatrix} \sigma_1(n)f_1(n)X_1(n) \\ \sigma_2(n)f_2(n)X_2(n) \\ \vdots \\ \sigma_b(n)f_b(n)X_b(n) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \sigma_1(n)\tilde{D}_1(n) \\ \sigma_2(n)\tilde{D}_2(n) \\ \vdots \\ \sigma_b(n)\tilde{D}_b(n) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \tilde{W}_1(n) \\ \tilde{W}_2(n) \\ \vdots \\ \tilde{W}_b(n) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.56)$$

où  $H_v(n) = G_v(n)H(n)F_v(n)$  est la matrice du canal MIMO virtuel;  $\tilde{D}(n)$  est le bruit non-linéaire virtuel tel que  $\tilde{D}(n) = F_v^*(n)D(n)$ ;  $\tilde{W}(n)$  est le bruit additif virtuel de variance  $\sigma_w^2(n)$  défini tel que  $\tilde{W}(n) = G_v(n).W(n)$ .

Compte tenu du fait que les matrices  $F_v(n)$  et  $G_v(n)$  sont unitaires, la variance du bruit non-linéaire virtuel  $\tilde{D}(n)$  est définie par :

$$E [|\tilde{D}(n)|^2] = E [|F_v^*(n)D(n)|^2] = E [|D(n)|^2] = \sigma_d^2(n) \quad (4.57)$$

De même, la variance du bruit additif virtuel  $\tilde{W}(n)$  est définie par :

$$E [|\tilde{W}(n)|^2] = E [|G_v(n)W(n)|^2] = E [|W(n)|^2] = \sigma_w^2(n) \quad (4.58)$$

Soit  $P_T$  la puissance totale disponible à l'émission, les coefficients de la matrice  $F_d(n)$  doivent être calculés en tenant compte de la contrainte sur la puissance totale, telle que [7] :

$$E [|F_d(n)X(n)|^2] \leq P_T \quad (4.59)$$

Dans l'équation (4.56), seul le premier terme correspond au signal utile. Les deux autres termes correspondent à du bruit de l'AP et du canal radio. Par conséquent, le RSB effectif sur le sous-canal

SISO après le précodage noté  $\gamma_i^2(n)$ , correspond au rapport entre la puissance du signal utile et la puissance du bruit, tel que :

$$\begin{aligned}\gamma_i^2(n) &= f_i^2(n) \frac{K^2 \sigma_i^2(n) P_T}{\sigma_i^2(n) \sigma_d^2(n) + \sigma_w^2(n)}, \quad i = 1, \dots, b \\ &= f_i^2(n) \Sigma_i^2(n)\end{aligned}\quad (4.60)$$

où  $f_i^2(n)$  est le coefficient de précodage sur le sous-canal SISO d'indice  $i$ .  $\Sigma_i^2(n)$  représente le RSB effectif du sous-canal SISO d'indice  $i$  avant le précodage linéaire.  $\sigma_i^2(n)$  est le RSB intrinsèque du sous-canal SISO d'indice  $i$  fourni par la CSI;  $K$  est le gain du signal à la sortie de l'AP;  $P_T$  est la puissance totale du signal à transmettre;  $\sigma_d^2(n)$  et  $\sigma_w^2(n)$  représentent respectivement la variance du bruit non-linéaire virtuel et du bruit additif virtuel relatif à la sous-porteuse d'indice  $n$ .

Dans la suite, on négligera l'indice de la sous-porteuse  $n$  afin de simplifier l'écriture des équations de l'algorithme d'optimisation.

## 4.5 Nouvelle approche d'allocation successive de puissance en prenant en compte l'AP

### 4.5.1 Principe d'allocation de puissance

Le principe de cette stratégie consiste à optimiser la puissance totale disponible  $P_T$  pour la transmission d'un contenu multimédia en présence des distorsions du canal et de l'AP. On considère que le contenu à transmettre est décomposé en plusieurs couches de qualité hiérarchisées selon un ordre d'importance décroissant en utilisant la standard JPWL. On rappelle que n'importe quelle autre norme peut être utilisée pour la hiérarchisation du contenu.

Afin de mettre en place la stratégie de précodage, on suppose que le canal MIMO peut être décomposé en  $b$  sous-canaux SISO. Ces sous-canaux sont ensuite hiérarchisés selon les valeurs décroissantes du RSB effectif données à l'équation (4.60) comme suit :

$$\Sigma_1^2 \geq \dots \geq \Sigma_b^2 \quad (4.61)$$

Compte tenu du nombre de sous-canaux SISO, on pourra décomposer le contenu à transmettre en  $b$  couches de qualité au maximum. Ensuite, le codage canal est réalisé en utilisant les CCEs de RS fournis par le standard JPWL. Pour optimiser l'allocation de puissance entre les  $b$  sous-canaux SISO, cette stratégie de précodage prend conjointement en compte les paramètres  $\{N_i\}_{1,\dots,b}$  des codes RS, les ordres de modulation  $\{M_i\}_{1,\dots,b}$ , les différents RSB intrinsèques  $\{\sigma_i\}_{1,\dots,b}$  fournis par la CSI et les paramètres de non-linéarité  $K$  et  $\sigma_d^2$  fournis par la modélisation de Busgang. Ainsi, le calcul des coefficients  $\{f_i\}_{1,\dots,b}$ , de la matrice de précodage  $F_d$ , est tributaire de ces différents éléments de la chaîne.

La figure (4.6) présente le synoptique de la stratégie de précodage proposée. Le canal MIMO en présence de la non-linéarité est décomposé en  $b$  sous-canaux SISO hiérarchisés selon les valeurs décroissantes du RSB effectif ( $\{\gamma_i^2\}_{i=1,\dots,b}$ ). Ceci conduit à considérer au plus  $b$  couches de qualité JPWL pour la transmission. Compte tenu du principe d'allocation successive de puissance, cette figure montre que la stratégie de précodage UPA agit comme un lien entre la hiérarchie des couches de qualité et la hiérarchie des sous-canaux SISO. L'association de ces deux hiérarchies dans une approche d'allocation successive de la puissance a pour rôle principal d'améliorer la qualité de transmission tout en assurant la protection des couches de qualité les plus importantes contre les distorsions du canal et l'AP.

Par exemple, si nous avons deux couches de qualité classées par ordre d'importance décroissante, alors la priorité d'allocation sera d'abord donnée au premier sous-canal SISO, associé à la première couche de qualité, donc la meilleure couche de qualité. De même, la stratégie de précodage proposée

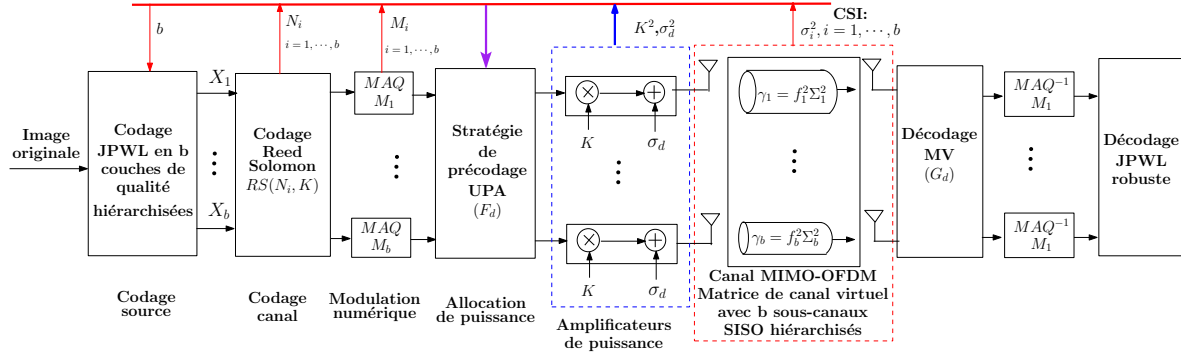


Figure 4.6: Synoptique de la stratégie d'allocation inégale de puissance

peut “sacrifier” certaines voies SISO. En effet, il n’est pas nécessaire d’allouer de la puissance au deuxième sous-canal SISO si la puissance allouée au premier sous-canal SISO ne permet pas d’assurer le décodage correct de la première couche de qualité.

Pour s’assurer du décodage correct d’une couche de qualité, on définit la notion du TEB cible pour chaque voie SISO. Le principe de la stratégie de précodage consiste donc à fournir successivement la puissance nécessaire pour atteindre le TEB cible sur les différentes voies SISO, sous contrainte de la puissance totale disponible.

#### 4.5.2 Définition du critère d’optimisation

La stratégie de précodage proposée a pour objectif de calculer les coefficients de la matrice de précodage  $F_d$  sous contraintes du TEB cible et de la puissance totale d’émission. Nous faisons l’hypothèse que le bruit non-linéaire de l’AP et le bruit additif du canal suivent une loi Gaussienne. Ainsi, le TEB cible avant le décodage canal est donnée par la relation suivante [5, 18] :

$$TEB_{c,i} = \frac{2(\sqrt{M_i} - 1)}{\sqrt{M_i} \log_2(M_i)} \operatorname{erf} \left( \sqrt{\frac{3\gamma_i^2}{2(M_i - 1)}} \right) \quad i = 1, \dots, b \quad (4.62)$$

où  $i$  est l’indice du sous-canal SISO;  $TEB_{c,i}$  est le TEB cible avant le décodage canal;  $M_i$  correspond à l’ordre de la modulation numérique  $M_i$ -MAQ;  $\gamma_i^2$  est le RSB effectif sur le sous-canal  $i$  pondéré par le coefficient de précodage  $f_i^2$  (voir équation (4.60)).

Afin de prendre en compte la capacité de correction des CCEs utilisés, il a été démontré dans [5] que le réglage du TEB cible avant décodage canal peut être approximé par un algorithme itératif. Ainsi, dans le cas des codes  $RS(N_i, K)$ , on peut déterminer la valeur du  $TEB_{c,i}$  sur le sous-canal SISO  $i$  par la relation suivante [5] :

$$\frac{1}{s_i} \sum_{j=t_i+1}^{N_i} \frac{j}{N_i} \binom{N_i}{j} (s_i TEB_{c,i})^j (1 - s_i TEB_{c,i})^{N_i-1} \leq B_i, \quad \text{avec } t_i = \left\lceil \frac{N_i - K}{2} \right\rceil \quad (4.63)$$

où  $s_i = \log_2(M_i)$  représente le nombre de bits par symbole;  $N_i$  et  $K$  sont respectivement le nombre de blocs de symboles en entrée et en sortie du code  $RS(N_i, K)$ ;  $t_i$  représente la capacité de correction;  $B_i$  correspond au TEB acceptable sur la couche de qualité  $i$  après le décodage canal. Ce dernier est généralement choisi en fonction du contenu multimédia et de la limite que l’on s’impose sur le nombre d’erreurs binaires en réception.

À partir de l’équation (4.62), nous pouvons définir le RSB cible, noté  $\gamma_{c,i}^2$  avant le décodage canal sur le sous-canal SISO  $i$  par la relation suivante :

$$\gamma_{c,i}^2 = \frac{2(M_i - 1)}{3} \left[ \text{erf}^{-1} \left( 1 - \frac{TEB_{c,i} \sqrt{M_i} \log_2 M_i}{2(\sqrt{M_i} - 1)} \right) \right] \quad (4.64)$$

Dans la suite, nous allons intégrer cette notion du RSB cible avant le décodage canal dans le problème d'optimisation pour l'allocation de puissance. On rappelle que les deux notions de TEB cible et de RSB cible sont strictement équivalentes pour la mesure du niveau de dégradation d'une couche de qualité.

### 4.5.3 Modélisation du problème d'optimisation

Malheureusement, les distorsions non-linéaires de l'AP ont un impact important sur les performances d'une stratégie d'allocation de puissance. Pour chaque sous-canal SISO  $i$ , la puissance allouée peut être définie par :

$$P_i = f_i^2 P_T, \quad i = 1, \dots, b \quad (4.65)$$

Si on suppose que la puissance du bruit non-linéaire  $\sigma_d^2$  augmente et que le gain  $K$  diminue, voire tend vers 0, lorsque la puissance allouée  $P_i$  approche la zone de saturation de l'AP, alors la limite asymptotique du RSB effectif sur le sous-canal SISO  $i$  est donnée par :

$$\lim_{P_T \rightarrow P_{sat}} \gamma_i^2 = \lim_{P_T \rightarrow P_{sat}} f_i^2 \frac{K^2 \sigma_i^2 P_T}{\sigma_i^2 \sigma_d^2 + \sigma_w^2} \simeq 0, \quad i = 1, \dots, b \quad (4.66)$$

où  $P_{sat}$  est la puissance de saturation de l'AP.

Ainsi, le RSB effectif sur chaque sous-canal SISO ne croît pas de façon monotone avec la puissance allouée  $P_i$ . De plus, on peut remarquer que les coefficients de précodage  $f_i, i = 1, \dots, b$  ne sont pas identiques sur les différents sous-canaux SISO à cause du principe d'allocation inégale de puissance. Ainsi, l'impact de la non-linéarité est différent d'un sous-canal SISO à un autre. Nous proposons donc de réécrire la définition du RSB effectif sur chaque sous-canal SISO, telle que :

$$\begin{aligned} \gamma_i^2 &= f_i^2 \frac{K^2 \sigma_i^2 P_T}{\sigma_i^2 \sigma_d^2 + \sigma_w^2} \\ &= \frac{K_i^2 \sigma_i^2 P_i}{\sigma_i^2 \sigma_{d_i}^2 + \sigma_w^2}, \quad i = 1, \dots, b \end{aligned} \quad (4.67)$$

où  $i$  est l'indice du sous-canal;  $\gamma_i^2$  est le RSB effectif reçu;  $P_i = f_i^2 P_T$  est la puissance allouée au sous-canal SISO numéro  $i$ ;  $K_i$  et  $\sigma_{d_i}^2$  sont respectivement le gain et la variance du bruit non-linéaire, relatifs à la puissance allouée  $P_i$ ;  $\sigma_i^2$  est le RSB intrinsèque fourni par la CSI;  $\sigma_w^2$  est la variance du bruit additif. Lorsque les distorsions de phase de l'AP sont négligeables, les paramètres  $K_i$  et  $\sigma_{d_i}^2$  sont obtenus en utilisant respectivement les équations (4.17) et (4.21).

La figure (4.7) illustre le synoptique de la nouvelle stratégie d'allocation de puissance considérée. On peut observer que compte tenu du principe d'allocation inégale de puissance, le gain du signal  $K_i$  et la variance du bruit non-linéaire  $\sigma_{d_i}^2$  sont différents sur chaque sous-canal SISO  $i$ .

Cette nouvelle architecture permet de prendre en compte la non-linéarité générée par l'AP sur chaque sous-canal SISO. L'équation (4.67) permet d'étudier conjointement l'évolution du RSB effectif en fonction de la puissance allouée  $P_i$  et du RSB du sous-canal SISO  $\sigma_i^2$  de manière réaliste. Par la suite, cette étude sera exploitée par la stratégie de précodage afin de conjointement prendre en compte les caractéristiques de l'AP et les distorsions du canal MIMO dans le calcul des coefficients de précodage.

Considérons par exemple le modèle d'AP présenté à la section 4.3.2. Cet amplificateur possède une puissance de saturation à son entrée, notée  $P_{sat} = 26 \text{ dBm}$ . Ainsi, la puissance allouée sur un sous-canal SISO peut théoriquement varier entre  $0 \text{ dBm}$  et  $26 \text{ dBm}$ . La figure (4.8) illustre l'allure de la courbe de variation du RSB effectif  $\gamma_i(\text{dB})$  en fonction de la puissance allouée  $P_i(\text{dBm})$  pour plusieurs

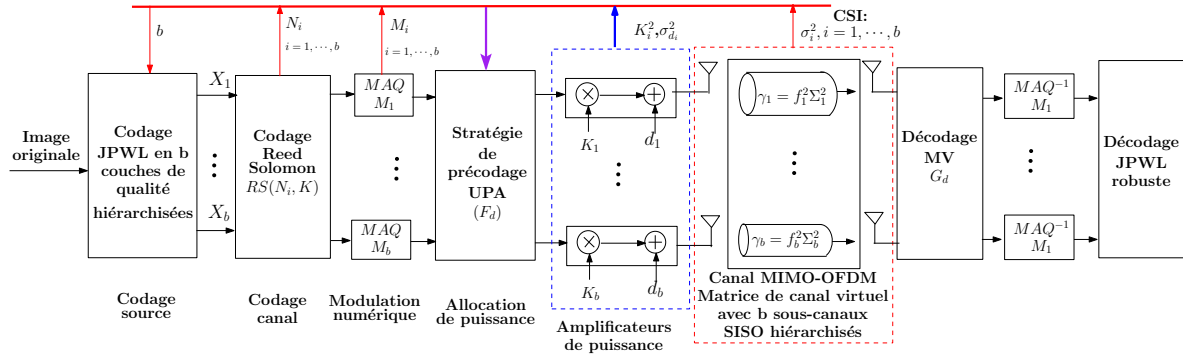


Figure 4.7: Synoptique de la stratégie d'allocation inégale de puissance

valeurs du RSB  $\sigma_i(dB)$ . Pour obtenir cette figure, nous avons considéré des sous-canaux SISO avec des valeurs du RSB variant entre  $\sigma_i = -10 dB$  et  $\sigma_i = 10 dB$ . Pour chacune de ces valeurs, nous avons tracé l'évolution du RSB effectif  $\gamma_i(dB)$  en fonction de la puissance allouée  $P_i(dBm)$ , qui varie entre  $P_i = 0 dBm$  et  $P_i = 26 dBm$ .

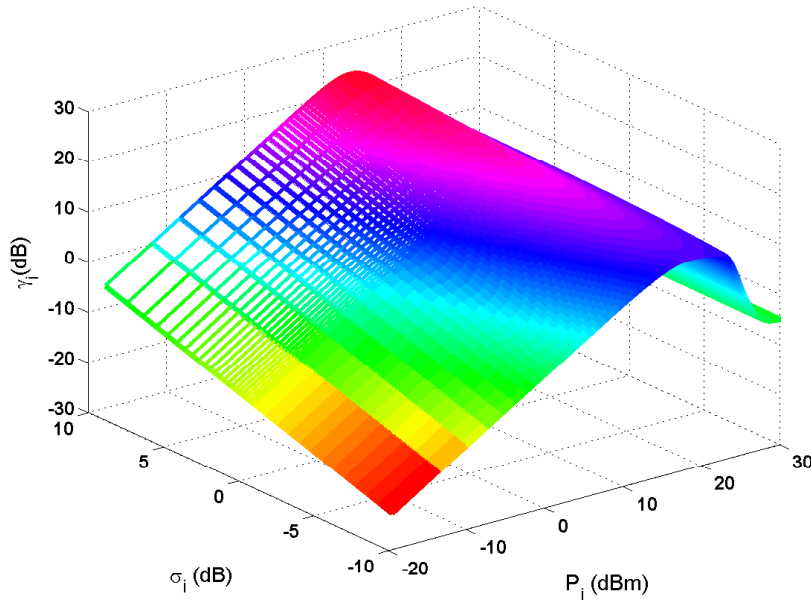


Figure 4.8: Évolution du RSB effectif  $\gamma_i(dB)$  en fonction de la puissance allouée  $P_i(dBm)$  et du RSB intrinsèque  $\sigma_i(dB)$

On constate que le RSB effectif  $\gamma_i(dB)$  ne croît pas de façon monotone avec l'augmentation de la puissance allouée pour chaque valeur de  $\sigma_i(dB)$  donnée. Ainsi, l'allocation de la puissance totale disponible ne maximise pas nécessairement la qualité de transmission en présence de l'AP et du canal. En effet, pour chaque valeur de  $\sigma_i(dB)$  donnée, on observe que la valeur de  $\gamma_i(dB)$  augmente progressivement avec la puissance allouée  $P_i(dBm)$  jusqu'à atteindre une certaine valeur maximale. À partir de cette valeur maximale, on observe une diminution progressive de la valeur  $\gamma_i(dB)$  lorsque  $P_i(dBm)$  augmente. Cette diminution du RSB effectif est due aux distorsions non-linéaires de l'AP qui augmentent progressivement avec la puissance allouée.

Ensuite, on constate que le RSB effectif augmente avec le RSB intrinsèque pour chaque valeur de la puissance allouée considérée. Ainsi, l'évolution de la qualité du canal a un impact important sur l'évolution du RSB effectif, et donc sur la qualité de transmission. En effet, soient deux sous-canaux SISO 1 et 2 caractérisés par  $\sigma_i(dB) = -10 dB$  et  $\sigma_i(dB) = 10 dB$  respectivement, la figure (4.8)

montre que  $\gamma_i(dB)$  peut varier entre  $-25 dB$  et  $5 dB$  environ pour le sous-canal SISO 1. En revanche,  $\gamma_i(dB)$  peut varier entre  $-5 dB$  et  $25 dB$  environ pour le sous-canal SISO 2, soit un gain de  $20 dB$ . Ainsi, le sous-canal 2 qui possède la meilleure qualité en terme de RSB, permet d'atteindre des valeurs du RSB effectif beaucoup plus importantes en comparaison au sous-canal 1. Ces résultats montrent que le RSB effectif par sous-canal SISO dépend de la puissance allouée et du RSB intrinsèque.

Or, dans un contexte de transmission de contenus hiérarchisés, le problème d'optimisation consiste à maximiser le compromis entre le nombre de couches de qualité transmises (débit) et le respect du RSB cible (distorsion) [5]. En plus de compromis entre le débit et la distorsion, nous rajoutons une contrainte supplémentaire sur la minimisation de la puissance d'émission. Pour déterminer les coefficients de précodage qui permettent d'atteindre ces deux critères d'optimisation, nous pouvons définir le problème d'optimisation comme suit :

$$\begin{cases} \text{minimiser} & \sum_{i=1}^b f_i^2 P_T \\ \text{avec} & \gamma_i^2 \geq \gamma_{c,i}^2, \quad i = 1, \dots, b \end{cases} \quad (4.68)$$

où  $i$  est l'indice du sous-canal SISO;  $\gamma_i^2$  est le RSB effectif donné à l'équation (4.67);  $\gamma_{c,i}^2$  est le RSB cible donné à l'équation (4.64);  $f_i^2$  est le coefficient de précodage;  $P_T$  est la puissance totale disponible.

Ce problème d'optimisation consiste donc à rechercher la matrice de précodage  $F_d$ , qui minimise la puissance totale  $P_T$  sous la contrainte du RSB cible par sous-canal SISO. Cette matrice peut s'obtenir en étudiant l'évolution du RSB effectif en fonction du coefficient de précodage pour chaque sous-canal SISO. La figure (4.9) montre un exemple de cette étude pour le même AP. Pour chaque valeur de  $\sigma_i^2$  comprise entre  $-10 dB$  et  $10 dB$ , nous avons évalué le RSB effectif  $\gamma_i(dB)$  en fonction du coefficient de précodage  $f_i$ .

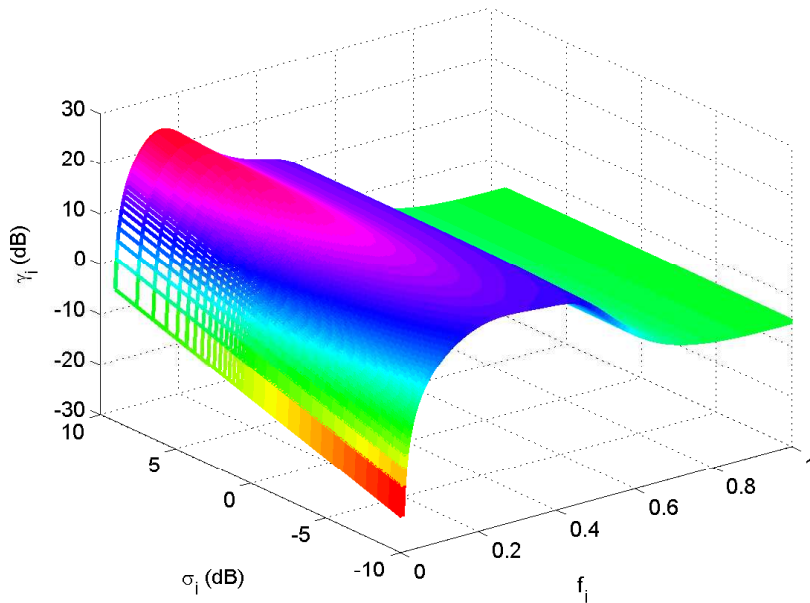


Figure 4.9: Évolution du RSB effectif  $\gamma_i(dB)$  en fonction du coefficient de précodage  $f_i$  et du RSB intrinsèque  $\sigma_i(dB)$

On constate que pour des coefficients de précodage relativement faibles, le RSB effectif croît avec l'augmentation de  $f_i$  pour chaque valeur de  $\sigma_i(dB)$ . Aussi, le RSB effectif commence à décroître pour des valeurs de  $f_i$  relativement élevées à cause de la non-linéarité de l'AP qui devient plus importante. Par exemple, lorsque  $f_i$  tend vers 1, la puissance allouée est maximale alors que le RSB effectif  $\gamma_i$  tend vers  $-8 dB$ .

De même, on observe que la valeur maximale du RSB effectif dépend du RSB intrinsèque. En effet, pour chaque valeur de  $\sigma_i(dB)$  donnée, on observe que l'évolution de  $\gamma_i(dB)$  en fonction du coefficient de précodage  $f_i$  présente toujours un maximum. Ce maximum croît avec la valeur de  $\sigma_i(dB)$ . Notons également que ce maximum peut être inférieur ou supérieur au RSB cible en fonction de la valeur de  $\sigma_i(dB)$  considérée. Lorsque ce maximum est inférieur au RSB cible visé, cela implique que la contrainte sur la qualité de transmission ne peut pas être satisfaite. En revanche, si ce maximum est supérieur au RSB cible, la contrainte sur la qualité de service peut être satisfaite. Dans ce cas, le coefficient de précodage calculé doit permettre de minimiser la puissance totale d'émission tout en respectant le critère du RSB cible.

À partir de ces résultats, nous proposons d'intégrer les coefficients de précodage dans le problème d'optimisation en modifiant l'équation (4.68). Ainsi, étant donné un RSB cible  $\gamma_{c,i}$  que l'on souhaite atteindre, le principe consiste à déterminer le coefficient de précodage comme suit :

$$\begin{cases} \text{minimiser} & \sum_{i=1}^b f_i^2 P_T \\ \text{avec} & f_i^2 = \min_{f_j} \left[ \gamma_{c,i}^2 - f_j^2 P_T \frac{K_j^2 \sigma_i^2}{\sigma_i^2 \sigma_{d_j}^2 + \sigma_w^2} \right] \geq 0, \quad i \in [1, \dots, b] \end{cases} \quad (4.69)$$

où  $i$  représente l'indice du sous-canal;  $\gamma_{c,i}^2$  représente le RSB cible;  $f_j^2$  représente le coefficient de précodage;  $P_j = f_j^2 P_T$  représente la puissance allouée;  $K_j$  et  $\sigma_{d_j}^2$  représentent respectivement le gain et la variance du bruit non-linéaire relatifs à la puissance allouée  $P_j$  et  $\sigma_i^2$  représente le RSB intrinsèque du sous-canal SISO.

En observant l'équation (4.69), on peut dire que le problème d'optimisation consiste à déterminer la matrice de précodage permettant de minimiser la puissance allouée et de garantir le critère du RSB cible sur chaque sous-canal SISO. Pour la résolution de problème, nous avons choisi d'appliquer l'algorithme du Gradient, présenté à la section (4.3.1). En considérant l'équation (4.69), on peut définir la fonction coût  $J$  à minimiser comme suit :

$$\min_{f_i} J = \min_{f_i} \left[ \gamma_{c,i}^2 - f_j^2 P_T \frac{K_j^2 \sigma_i^2}{\sigma_i^2 \sigma_{d_j}^2 + \sigma_w^2} \right] \geq 0 \quad (4.70)$$

Ainsi, les étapes de l'algorithme du Gradient permettant de déterminer le coefficient de précodage pour chaque valeur du RSB intrinsèque  $\sigma_i^2$  sont les suivantes :

1. À l'itération  $j = 0$ , prendre le point de départ  $f_j = 0$
2. À l'itération  $j + 1$ , calculer la puissance allouée, telle que :

$$P_{j+1} = f_{j+1} P_T, \quad \text{avec} \quad f_{j+1} = f_j - \lambda \Delta J_i \quad (4.71)$$

où  $\Delta J_i = \left[ \frac{\partial J_i}{\partial f_i} \right]_{f_i=f_j}$  représente la direction de recherche donnée par le gradient et  $\lambda$  est une constante qui représente le pas de descente.

3. Calculer les paramètres de non-linéarité  $K_j$  et  $\sigma_{d_j}^2$  dans le théorème de Bussgang, relatifs à la puissance allouée  $P_{j+1}$  (équations (4.17) et (4.21));
4. Tester si la condition d'arrêt suivante est vérifiée telle que:

$$\left| \frac{J_{i+1} - J_i}{J_i} \right| < \epsilon \quad (4.72)$$

où  $\epsilon \ll 1$  est une constante positive. Dans la suite, nous prendrons  $\epsilon = 10^{-5}$ .



5. En fonction du test, arrêter le processus de recherche ou aller à l'itération suivante.

Pour chaque canal SISO, l'algorithme de recherche itérative commence toujours par initialiser le coefficient de précodage à zéro. Ceci permet de déterminer au cours du processus de recherche le plus petit coefficient de précodage, c'est-à-dire la puissance minimale permettant de garantir le critère du RSB cible. Lorsque la condition sur le RSB cible ne peut pas être vérifiée sur un sous-canal SISO, le coefficient de précodage correspondant est choisi de façon à avoir la meilleure qualité de transmission possible, c'est-à-dire la valeur maximale du RSB effectif.

Pour illustrer le principe de cette recherche itérative, nous avons présenté sur la figure 4.10(a) un exemple d'évolution du RSB effectif  $\gamma_i(dB)$  en fonction du coefficient de précodage  $f_i$  pour un RSB intrinsèque de  $0 dB$ . Sur cette figure, le RSB cible à atteindre pour ce sous-canal est fixé à  $\gamma_{c,i}(dB) = 10 dB$  (ligne horizontale). La figure 4.10(b) illustre l'évolution du critère  $J$  à minimiser en fonction de  $f_i$ . Dans cet exemple, nous avons considéré le même AP que précédemment.

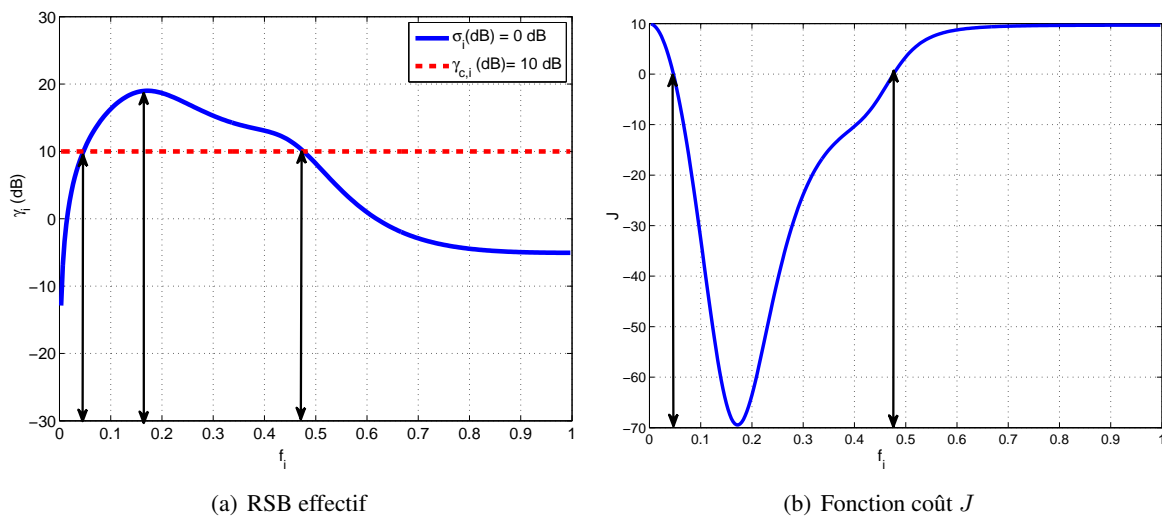


Figure 4.10: Exemple de recherche itérative du coefficient de précodage

Graphiquement, on observe que les coefficients de précodage  $f_i = 0.05$  et  $f_i = 0.48$  permettent de minimiser la fonction coût ou d'atteindre la valeur du RSB cible. Cependant, on obtiendra à l'issue de la recherche itérative  $f_i = 0.05$  car la recherche commence par les plus faibles valeurs du coefficient de précodage. Ce choix permet de minimiser la puissance allouée pour atteindre le RSB cible sur ce sous-canal SISO. Notons qu'en choisissant  $f_i = 0.18$ , on obtient le RSB effectif maximal, soit  $\gamma_i(dB) \simeq 19.8 dB$ . Cependant, ce choix se fait au prix d'un coefficient de précodage plus élevé, c'est-à-dire une augmentation de la puissance allouée. Dans un contexte de transmission de contenus hiérarchisés, ce choix dégrade donc le compromis entre la distorsion (qualité) et le débit total du système MIMO, lié au nombre de couches de qualité transmises.

Si la contrainte sur le RSB cible  $\gamma_{c,i}(dB)$  est fixée à  $25 dB$ , on constate que l'on arrive jamais à la respecter quelque soit la valeur du coefficient de précodage. Dans ce cas, le coefficient de précodage  $f_i$  obtenu à l'issue de la recherche itérative est de  $0.18$  environ. En effet, cette valeur permet d'obtenir le RSB effectif maximal, soit  $\gamma_i(dB) \simeq 19.8 dB$ . Ainsi, comme la contrainte sur le RSB cible ne peut pas être respectée, l'algorithme de recherche détermine le coefficient de précodage permettant d'avoir la meilleure qualité de transmission possible.

D'une part, ces résultats montrent qu'en appliquant cette méthode d'optimisation relativement simple mais efficace, on peut déterminer le coefficient de précodage permettant de respecter le critère du RSB cible tout en minimisant la puissance allouée sur chaque sous-canal SISO. D'autre part, cette opti-

misation permet de limiter l'impact des distorsions non-linéaires sur la qualité de transmission globale lorsque la contrainte du RSB cible ne peut pas être garantie.

#### 4.5.4 Algorithme d'allocation successive de la puissance

Pour garantir la qualité de transmission globale d'un contenu hiérarchisé en plusieurs couches de qualité, il est important de protéger les couches les plus sensibles contre les distorsions de l'AP et du canal radio. Ainsi, la nouvelle stratégie d'allocation de puissance, que nous avons nommée AACBP peut être décrite comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Minimiser la puissance totale d'émission : } \min \sum_{i=1}^b f_i^2 P_T \\ \text{Respecter la contrainte sur la qualité de service : } \gamma_i^2 \geq \gamma_{c,i}^2, \text{ pour } i = 1, \dots, b \end{array} \right. \quad (4.73)$$

Cette stratégie a pour objectif d'exploiter la hiérarchie du contenu pour allouer la puissance nécessaire aux différents sous-canaux SISO. Pour déterminer la matrice de précodage optimale, l'algorithme d'optimisation, présenté à la section 4.5 est appliqué de façon itérative jusqu'à ce que la contrainte sur la qualité de service soit respectée sur l'ensemble des sous-canaux ou que la puissance totale  $P_T$  ait été complètement allouée. Le traitement d'un sous-canal SISO d'indice  $i$  peut être résumé par les 5 étapes suivantes :

1. Déterminer la valeur du TEB cible  $TEB_{c,i}$  avant décodage canal en fonction du CCE  $RS(N_i, K)$  utilisé et du TEB cible  $B_i$  avant décodage source. Dans la suite, nous limiterons l'étude à une chaîne non-adaptative [5]. Ainsi, les couches de qualité ont la même contrainte de qualité de service, soit  $B_i = B, i = 1, \dots, b$ ;
2. Déterminer le RSB cible  $\gamma_{c,i}^2$  avant décodage canal en fonction du TEB cible  $TEB_{c,i}$  et de l'ordre de la modulation  $M_i$  (équation (4.64));
3. En utilisant la recherche itérative présentée à la section 4.5.3, déterminer le coefficient de précodage  $f_i$  permettant de minimiser la puissance allouée  $P_i = f_i P_T$ . Cette recherche dépend du RSB intrinsèque  $\sigma_i^2$  du sous-canal SISO  $i$  fourni par la CSI, de la puissance totale  $P_T$  disponible, de la variance du bruit additif Gaussien  $\sigma_w^2$  et des paramètres de non-linéarité  $K_i$  et  $\sigma_{d_i}^2$ ;
4. Tester si la puissance allouée  $P_i$  permet d'atteindre le RSB cible  $\gamma_{c,i}$ ;
5. En fonction du test, arrêter le processus d'optimisation ou tester si la puissance allouée est inférieure à la puissance résiduelle  $P_r$ . On rappelle que  $P_r$  correspond à la puissance restante non-allouée telle que :

$$P_r = P_T - \sum_{i=1}^b f_i^2 P_T \quad (4.74)$$

6. Si le test sur la puissance résiduelle est positif, allouer la puissance  $P_i$  ou la puissance résiduelle  $P_r$  au sous-canal SISO  $i$ .

La figure (4.11) illustre les différentes étapes de la stratégie AACBP. Selon son fonctionnement, une voie SISO peut être "sacrifiée" si la contrainte du RSB cible  $\gamma_{c,i}^2$  ne peut pas être respectée sur la voie SISO précédente. En effet, allouer de la puissance à un sous-canal SISO sachant qu'on ne peut pas respecter la contrainte du RSB cible sur le sous-canal SISO précédent ne contribue pas à la recherche du meilleur compromis entre le débit et la distorsion. Ainsi, on notera que la puissance est allouée à un sous-canal SISO si et seulement si la contrainte sur RSB cible est respectée sur le sous-canal SISO précédent. Dans le cas où la contrainte du RSB cible est respectée sur l'ensemble des sous-canaux SISO, la puissance résiduelle  $P_r$  n'est pas consommée afin de réduire la puissance totale d'émission.

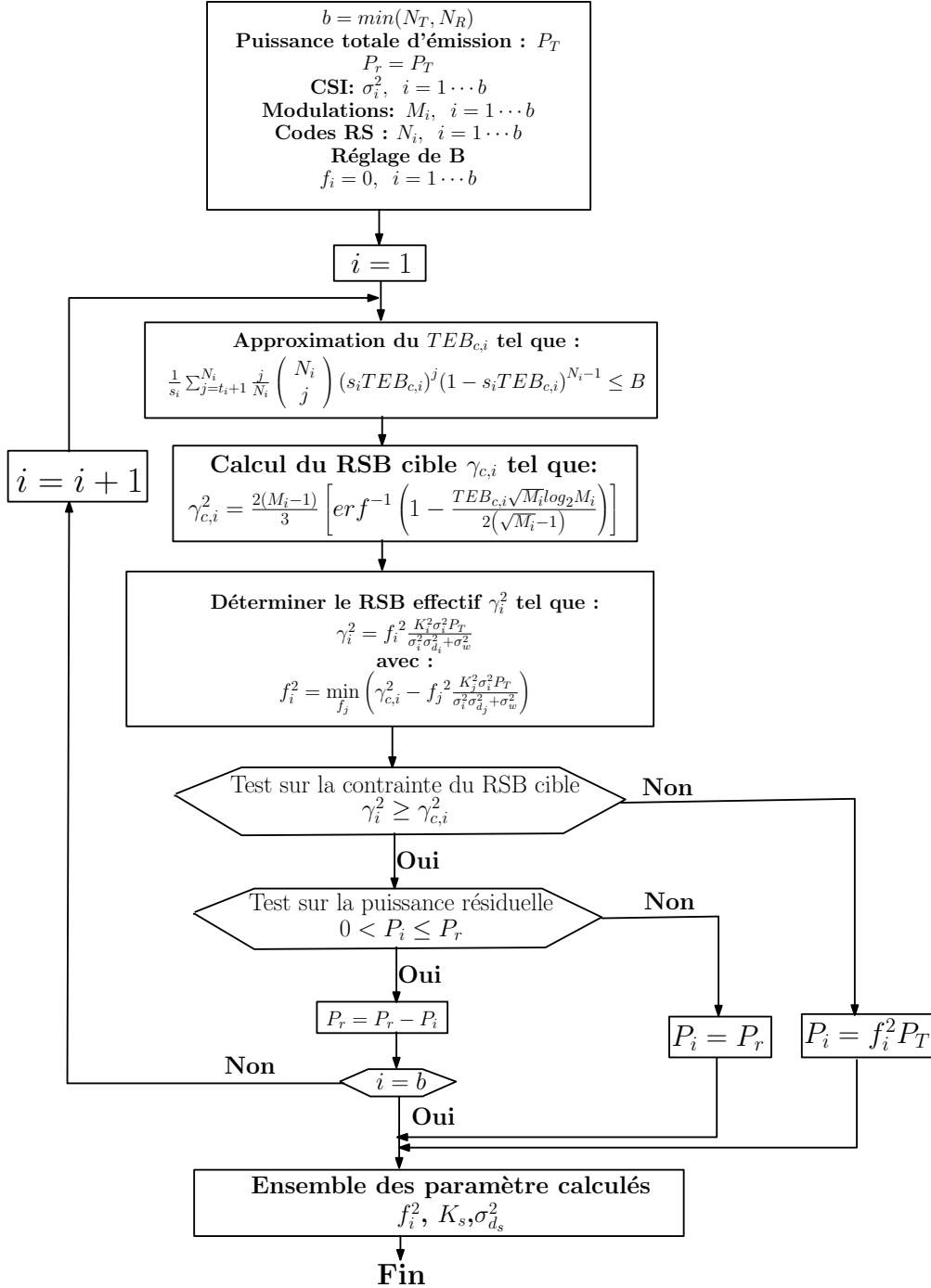


Figure 4.11: Algorithme d'allocation successive de la puissance (AACBP)

La figure (4.12) illustre un exemple de courbes utilisées pour l'allocation successive de la puissance entre 4 sous-canaux SISO hiérarchisés selon les valeurs décroissantes du RSB intrinsèque. Pour cet exemple, nous avons choisi  $\sigma_1(\text{dB}) = 10 \text{ dB}$ ,  $\sigma_2(\text{dB}) = 0 \text{ dB}$ ,  $\sigma_3(\text{dB}) = -4 \text{ dB}$  et  $\sigma_4(\text{dB}) = -10 \text{ dB}$ . On suppose que la contrainte du RSB cible est identique sur l'ensemble des 4 sous-canaux SISO telle que  $\gamma_{c,i}(\text{dB}) = 18 \text{ dB}$  (ligne horizontale). Pour chaque valeur de  $\sigma_i(\text{dB})$ , nous avons tracé l'évolution du RSB effectif en fonction du coefficient de précodage  $f_i$ . On rappelle que les paramètres de non-linéarité dans le théorème de Bussgang sont calculés en considérant l'AP présenté à la section 4.3.2. La puissance totale disponible à un niveau  $P_T = 26 \text{ dBm}$ .

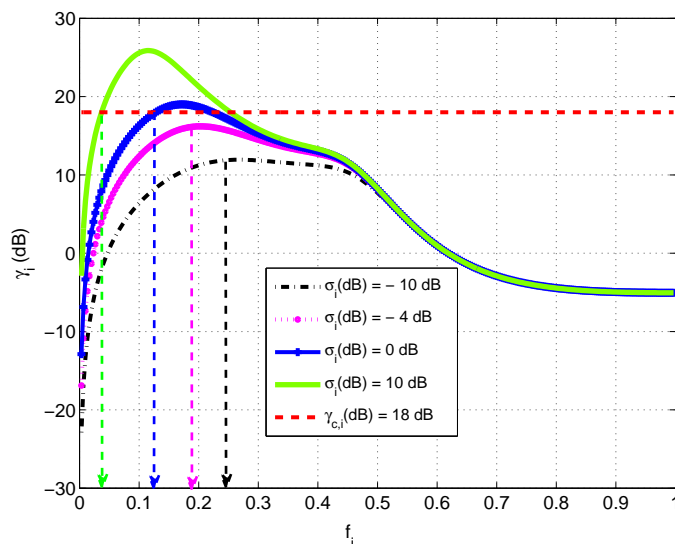


Figure 4.12: Exemple de courbes utilisées pour l'allocation successive de la puissance (AACBP)

Sur cette figure, on observe que seuls deux sous-canaux SISO permettent de respecter la contrainte du RSB cible souhaitée, soit  $\gamma_{c,i} = 18 \text{ dB}$ . En effet, lorsque  $\sigma_1(\text{dB}) = 10 \text{ dB}$  et  $\sigma_2(\text{dB}) = 0 \text{ dB}$ , la recherche itérative permet de déterminer respectivement les coefficients de précodage permettant d'atteindre le RSB cible tout en minimisant la puissance allouée, tels que  $f_1 \simeq 0.03$  et  $f_2 \simeq 0.11$ . En revanche, lorsque  $\sigma_3(\text{dB}) = -4 \text{ dB}$  et  $\sigma_4(\text{dB}) = -10 \text{ dB}$ , les coefficients de précodage optimaux sont respectivement  $f_3 \simeq 0.2$  et  $f_4 \simeq 0.25$ . Cependant, le critère du RSB cible ne peut pas être respecté sur le sous-canal SISO numéro 3 ( $\sigma_3(\text{dB}) = -4 \text{ dB}$ ). Dans ce cas, la voie SISO 4 est "sacrifiée". Ceci permet de limiter l'impact des distorsions non-linéaires sur la qualité de transmission globale.

## 4.6 Résultats de simulation

Dans cette section, nous allons évaluer les performances de la stratégie de précodage proposée en comparaison au précodeur CBP de la littérature, présenté au chapitre 3. Les performances préliminaires de la stratégie AACBP seront évaluées en considérant tout d'abord un canal SISO-OFDM Gaussien. Par la suite, un canal MIMO-OFDM réaliste, dédié à la transmission d'images JPWL, sera considéré. Les configurations de la couche Physique IEEE 802.11n et de la couche Application correspondent à celles utilisées au chapitre 3. Ainsi, l'exemple de contenu multi-média à transmettre sera l'image couleur "Caps".

Nous considérons le même AP, celui utilisé dans les sections précédentes, dans toutes nos simulations. Ainsi, la puissance totale disponible  $P_T$  est de  $26 \text{ dBm}$  par sous-canal SISO durant le processus d'allocation de puissance. Le critère du TEB cible avant décodage canal est fixé à  $2.9 \times 10^{-5}$  pour une modulation MAQ-4 et un code RS(37,32). Cependant, d'autres formats de codage et de modulation peuvent être utilisés.

### 4.6.1 Résultats sur un canal SISO-OFDM Gaussien

Dans cette partie, nous utiliserons le standard IEEE 802.11a (SISO-OFDM) pour évaluer et comparer les performances des stratégies de précodage AACBP et CBP en termes de TEB global et de puissance moyenne d'émission en présence d'un canal statique, non-sélectif en fréquence, modélisé suivant une loi Gaussienne.

Les figures (4.13) et (4.14) illustrent les architectures des chaînes de simulation utilisées, lorsque ces deux précodateurs sont utilisés. La nouvelle chaîne permet de prendre en compte les caractéristiques de l'AP et les distorsions du canal via la stratégie de précodage AACBP, contrairement à la chaîne classique qui considère uniquement les distorsions du canal.

Une séquence de  $2^{18}$  bits est générée puis modulée en symboles numériques. Ces symboles sont ensuite précodés puis regroupés en trame de 64 symboles pour effectuer la modulation OFDM. Étant donné que nous avons une seule antenne à l'émission, nous avons fixé le TEB cible  $TEB_c$  à  $2.9 \times 10^{-5}$ , qui correspond à un RSB cible  $\gamma_c(dB) = 12.25 dB$  pour une modulation MAQ-4 (voir équation (4.64)).

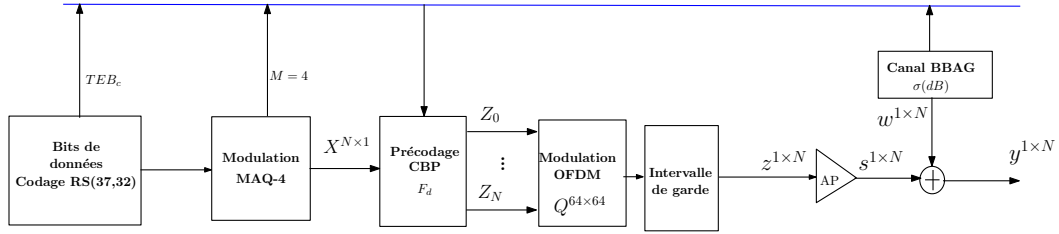


Figure 4.13: Architecture simplifiée de la chaîne classique d'émission avec précodage CBP

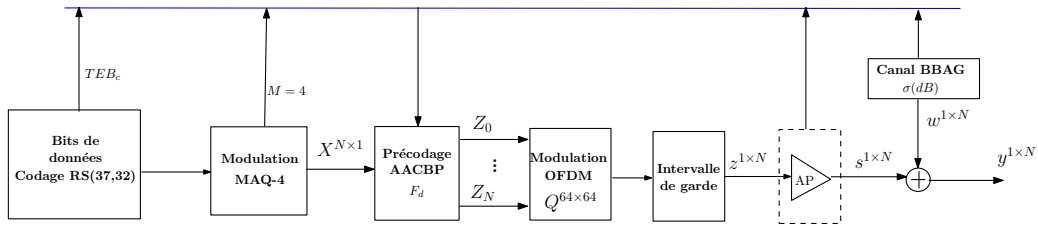


Figure 4.14: Architecture simplifiée de la nouvelle chaîne d'émission avec précodage AACBP

La figure (4.15) présente les résultats du TEB et de la puissance moyenne d'émission en fonction du RSB du canal Gaussien, noté  $\sigma(dB)$ . La puissance moyenne d'émission s'obtient en appliquant le théorème de Parseval comme suit [37] :

$$P_e(dBm) = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |Z_n|^2 \right) \quad (4.75)$$

où  $P_m$  est la puissance moyenne d'émission et  $|Z_n|$  est le module du symbole numérique précodé, modulant la sous-porteuse  $n$  à la sortie de l'AP.

La figure 4.15(a) montre que les résultats du TEB global avec la stratégie CBP sont très mauvais en comparaison à la stratégie AACBP. En effet, quelque soit la valeur de  $\sigma(dB)$ , la stratégie CBP ne permet pas de garantir le critère du TEB cible à la réception à cause de la non-linéarité générée par l'AP. En revanche, avec la stratégie AACBP, on peut voir que le critère du TEB cible ( $2.9 \times 10^{-5}$ ) est respecté pour les valeurs de  $\sigma(dB)$  supérieures ou égales à  $2 dB$ . En effet, on peut voir sur la figure 4.15(b) que dans les mauvaises conditions de propagation ( $\sigma(dB) \leq 2 dB$ ), le précodateur AACBP ne permet pas de garantir le TEB cible car le RSB effectif maximal que l'on peut atteindre est inférieur au RSB cible. Dans ce cas, la puissance d'émission est déterminée de façon à maximiser le RSB, c'est-à-dire de réduire au maximum le niveau de dégradations du signal. En revanche, le précodateur CBP alloue toute

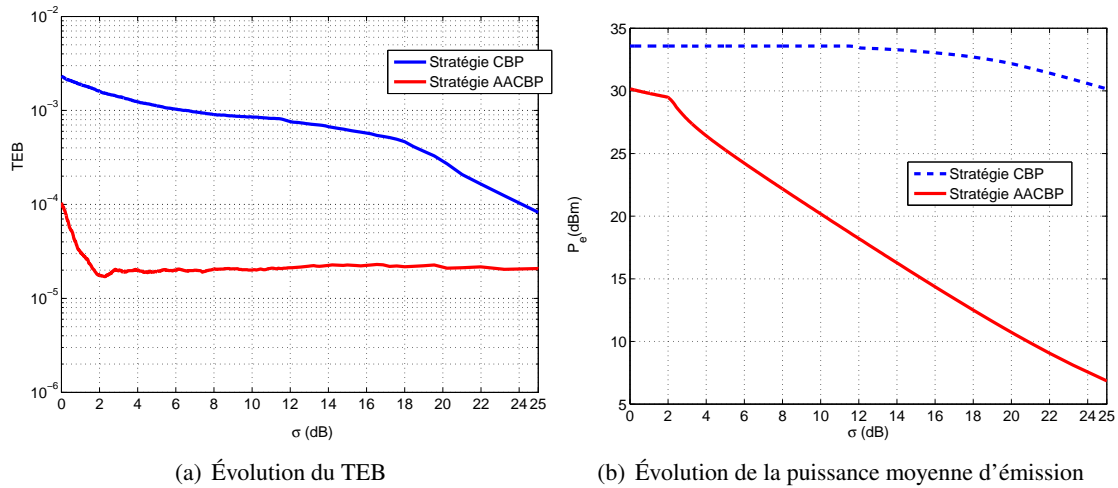


Figure 4.15: Comparaison des stratégies de précodage CBP et AACBP en présence d'un canal Gaussien

la puissance disponible dans les mauvaises conditions de propagation. Ainsi, on obtient une puissance d'émission d'environ  $34 \text{ dBm}$ . Ceci est dû au fait que ce précodeur considère uniquement le canal comme la seule source de dégradation. Les distorsions générées par l'AP n'étant pas prises en compte, on obtient une forte dégradation du TEB.

La figure (4.15(b)) montre que lorsque les conditions de propagation s'améliorent, le précodeur AACBP réduit progressivement la puissance d'émission tout en respectant le critère du TEB cible. En revanche, le précodeur CBP commence à réduire la puissance d'émission pour des valeurs de  $\sigma \geq 19 \text{ dB}$ , mais sans respecter le critère du TEB cible. Par exemple, lorsque  $\sigma = 5 \text{ dB}$ , la puissance d'émission est d'environ  $25 \text{ dBm}$  avec la stratégie AACBP, contrairement à la stratégie CBP où la puissance d'émission reste maximale, soit  $34 \text{ dBm}$  environ. En effet, seul le RSB du canal est pris en compte dans la stratégie CBP, contrairement au précodeur AACBP qui ajuste la puissance allouée en fonction de l'évolution du RSB intrinsèque du canal et des caractéristiques physiques de l'AP. En outre, le gain en puissance fourni par l'AP est exploité par la stratégie AACBP pour déterminer le niveau optimal de la puissance d'émission permettant d'atteindre le TEB cible.

Ces résultats montrent que le respect du critère du TEB cible et l'évolution de la puissance d'émission dépendent de la stratégie de précodage utilisée. Cependant, la stratégie AACBP est mieux adaptée à la recherche du meilleur compromis entre la qualité de transmission et la minimisation de la puissance moyenne d'émission. En effet, la stratégie AACBP détermine systématiquement la puissance d'émission permettant d'atteindre le TEB cible. En revanche, lorsque le TEB cible ne peut pas être respecté (RSB très faible), la puissance moyenne d'émission est calculée de façon à avoir la meilleure qualité de transmission possible.

#### 4.6.2 Résultats sur un canal MIMO-OFDM réaliste

Le canal MIMO-OFDM ( $4 \times 4$ ) réaliste a été défini à la section 3.4.3 du chapitre 3 où l'émetteur est statique tandis que le récepteur se déplace à une vitesse de  $5 \text{ m/s}$  suivant une trajectoire rectiligne de  $138 \text{ m}$  de long dans un environnement suburbain. Le canal MIMO de chaque sous-porteuse est décomposé en 4 sous-canaux SISO rangés selon l'ordre décroissant des valeurs du RSB ( $\sigma_i, i = 1, \dots, 4$ ). La trajectoire est décomposée en 2300 positions en tenant compte de la vitesse de déplacement du récepteur et de la longueur d'onde  $\lambda = 0.125 \text{ m}$ . À chaque position de la trajectoire, la même image "Caps" est décomposée en  $b = 4$  couches de qualité hiérarchisées pour la transmission sur le canal MIMO-OFDM. Les résultats de simulations ont été moyennés en utilisant une fenêtre glissante de 20 valeurs afin de rendre les résultats plus lisibles.

#### 4.6.2.1 Amélioration des résultats en terme de TEB

La figure (4.16) montre les résultats de simulation en termes de TEB sur chaque couche de qualité lorsque les stratégies de précodage CBP et AACBP sont utilisées à l'émission.

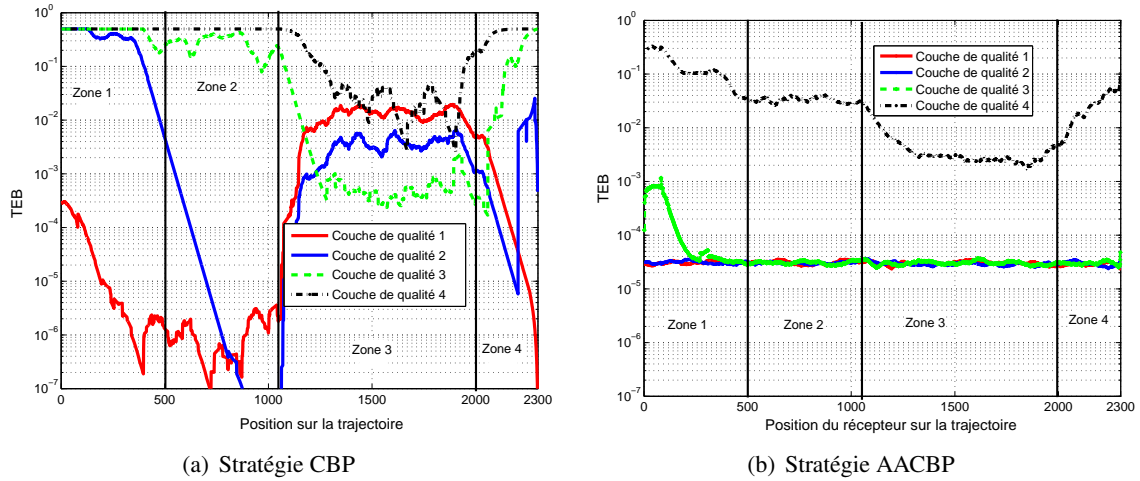


Figure 4.16: Comparaison des stratégies de précodage CBP et AACBP en terme de TEB sur un canal réaliste

On rappelle que dans les deux stratégies de précodage CBP et AACBP, certaines voies SISO peuvent être “sacrifiées” si le critère du TEB cible ne peut pas être respecté à certaines positions de la trajectoire. Ainsi, une voie SISO est “sacrifiée” dans une zone lorsque le TEB sur la couche de qualité correspondante est globalement supérieur au TEB cible égal à  $2.9 \times 10^{-5}$ . Comme nous l’avons déjà évoqué dans le chapitre 3, la figure 4.16(a) montre que la protection hiérarchique des couches de qualité est inversée en présence des distorsions non-linéaires de l’AP lorsque le précodageur CBP est utilisé. En effet, on observe que le TEB sur les couches de qualité 1 et 2 se dégrade tandis que le TEB sur les couches de qualité 3 et 4 s’améliore dans la zone 3. Ceci est en contradiction avec la stratégie de transmission d’un contenu JPWL. Pour assurer le décodage de l’image reçue, le critère du TEB cible doit être respecté sur les couches de qualité les plus importantes. Par exemple, la couche de base (couche de qualité 1) qui contient les informations de décodage doit absolument être protégée contre les erreurs de transmissions en respectant le critère du TEB cible fixé à  $2.9 \times 10^{-5}$ . Cette mauvaise performance du précodageur CBP est due au fait que les coefficients de précodage sont calculés sans prendre en compte la non-linéarité générée par l’AP.

En revanche, la figure 4.16(b) montre que la stratégie AACBP proposée, permet de garantir de manière stable le TEB cible et la protection hiérarchique des couches de qualité contre les erreurs de transmissions. De même, elle permet d’atteindre le critère du TEB cible sur un nombre de couches de qualité plus important dans les différentes zones. Cette augmentation du nombre de couches transmises permet d’améliorer le débit utile, donc la qualité de l’image reçue. En effet, en tout début de parcours dans la zone 1 (mauvaises conditions de propagation), on observe que la stratégie AACBP peut assurer de manière stable le critère du TEB cible sur les deux premières couches de qualité. On constate aussi que le TEB global sur les couches de qualité 3 et 4 s’améliore dans cette zone, même si le critère du TEB cible n’est pas assuré de manière stable sur ces deux couches. Rappelons par ailleurs qu’avec le précodageur CBP, on ne peut transmettre que la couche de qualité 1 dans cette zone (voir figure 4.16(a)). Les bonnes performances du précodageur AACBP observées dans cette zone s’expliquent par la prise en compte conjointe des distorsions du canal et des caractéristiques de l’AP. Toujours en zone 1, nous pouvons dire que le précodageur AACBP “sacrifie” une seule voie SISO en comparaison au précodageur CBP qui “sacrifie” trois voies SISO.

Lorsque les conditions de propagation s’améliorent, on constate que le critère du TEB cible sur

la couche de qualité numéro 3 est respecté tandis que le TEB global sur la couche de qualité numéro 4 diminue progressivement jusqu'à atteindre son plus bas niveau en zone 3 (meilleures conditions de propagation). En effet, le précodeur AACBP profite conjointement des conditions de propagation favorables et des caractéristiques de l'amplificateur pour maximiser la transmission des couches de qualité, améliorant ainsi le compromis débit-distorsion. Néanmoins, la contrainte sur la puissance totale d'émission ne permet pas de respecter le critère du TEB cible sur la couche de qualité numéro 4 dans la zone 3. En effet, comme le RSB du sous-canal SISO numéro 4 est très faible comparé aux trois premiers sous-canaux SISO et que la puissance totale d'émission est limitée, le précodeur AACBP se contente de déterminer le coefficient de précodage qui offre la meilleure qualité de transmission sur cette voie. Cette stratégie permet globalement de réduire l'impact de la non-linéarité sur la qualité de transmission globale.

Les résultats de la figure (4.16) montrent ainsi les bonnes performances, en termes de robustesse et de qualité de transmission, obtenues avec la stratégie AACBP, sur toute la trajectoire du récepteur. De manière générale, le précodeur AACBP permet de transmettre jusqu'à 4 couches de qualité dans les différentes zones, sachant que le critère du TEB cible sur la couche de qualité 4 n'est pas toujours respecté. Toutefois, la couche de qualité 4 est la moins importante et a peu d'influence sur la robustesse et la qualité de transmission. Ainsi, le précodeur AACBP permet d'améliorer considérablement le compromis débit-distorsion en comparaison au précodeur CBP.

#### 4.6.2.2 Réduction de la puissance totale d'émission sous-contrainte de la qualité de transmission

Compte tenu des résultats du TEB obtenus dans la section précédente, nous proposons d'évaluer et de comparer la puissance moyenne d'émission lorsque les stratégies CBP et AACBP sont utilisées. Pour cette étude, nous allons évaluer la puissance moyenne  $P_e(dBm)$  des signaux à la sortie des quatre APs utilisés. On rappelle que la puissance moyenne d'émission  $P_e(dBm)$  pour un AP est calculée en utilisant l'équation (4.75). La figure (4.17) présente l'évolution de la puissance totale d'émission  $P_e(dBm)$  en fonction de la position du récepteur MIMO-OFDM sur la trajectoire.

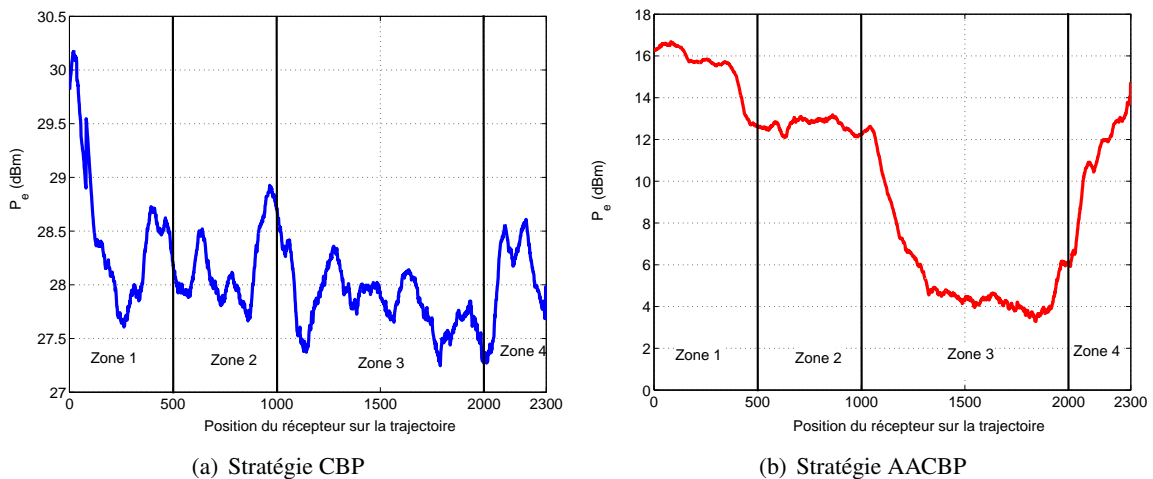


Figure 4.17: Évolution de la puissance moyenne d'émission en fonction des conditions de propagation

En comparant les résultats des figures 4.17(a) et 4.17(b), on peut observer qu'avec la stratégie AACBP, la puissance moyenne d'émission est globalement très faible en comparaison à la stratégie CBP. Par exemple, au tout début de la zone 1 (mauvaises conditions de propagation), la stratégie CBP utilise toute la puissance totale disponible pour transmettre la couche de qualité 1 (couche de base). Par conséquent, on obtient une puissance moyenne d'émission  $P_e(dBm)$  comprise entre  $27.5 dBm$  et  $30.5 dBm$  environ. Ceci est dû au fait que le précodeur CBP considère uniquement les distorsions du canal comme contrainte dans l'algorithme d'allocation de puissance. En revanche, on obtient une puissance moyenne d'émission  $P_e(dBm)$  comprise entre  $12 dBm$  et  $16 dBm$  environ avec le précodeur



AACBP. En effet, pour garantir le TEB cible sur chaque couche de qualité, le précodeur AACBP intègre l'AP dans le calcul des coefficients de précodage. Ceci permet d'exploiter le gain en puissance fourni par l'AP afin de réduire la puissance nécessaire pour atteindre le TEB cible sur chaque couche de qualité.

Les résultats obtenus en utilisant le précodeur AACBP montrent que l'évolution de la puissance moyenne d'émission est fortement corrélée avec l'évolution des conditions de propagation, contrairement au précodeur CBP. En effet, on observe à la figure 4.17(b) que la puissance moyenne d'émission est d'environ  $13\text{ dBm}$  dans la zone 2 (conditions de propagation moyennes) et d'environ  $4\text{ dBm}$  dans la zone 3 (bonnes conditions de propagation), soit un écart d'environ  $9\text{ dB}$  entre les deux zones. En revanche, sur la figure 4.17(a), on observe que l'évolution de la puissance moyenne d'émission est quasi-similaire dans ces deux zones. En effet, dans un contexte de transmission de contenu hiérarchisé, l'amélioration du TEB au delà du TEB cible sur une couche de qualité n'est pas nécessaire. Ainsi, le précodeur AACBP exploite l'amélioration de la qualité du canal conjointement avec les caractéristiques de l'AP pour réduire davantage la puissance allouée sur chaque voie SISO. Lorsque le TEB cible ne peut être satisfait sur une couche de qualité, le précodeur AACBP alloue la puissance sur la voie SISO correspondante en tenant compte des éventuelles distorsions non-linéaires générées par l'AP. Dans le cas où cette puissance d'émission est située dans la zone non-linéaire de l'AP, on peut obtenir une forte dégradation de la qualité de transmission. D'ailleurs, ces résultats sont attendus puisque tous les précodeurs existants, à l'instar du précodeur CBP, préconisent de limiter la puissance d'émission à la zone linéaire de l'AP.

Enfin, en observant les résultats de la figure 4.17(b) sur toute la trajectoire du récepteur, nous pouvons dire que le maximum de puissance est d'environ  $16.5\text{ dBm}$  en utilisant le précodeur AACBP. Avec le précodeur CBP, ce maximum est d'environ  $30\text{ dBm}$ . On peut donc conclure que, pour transmettre l'image "Caps" avec l'AP utilisé, le précodeur AACBP offre une réduction de la puissance de l'ordre de  $13\text{ dB}$  à  $14\text{ dB}$ . Cette réduction permet de trouver un compromis entre la qualité de transmission et la puissance nécessaire et donc la puissance consommée par l'amplificateur.

#### 4.6.2.3 Amélioration de la qualité visuelle

Dans cette section, nous proposons d'évaluer les performances du précodeur AACBP en terme de qualité visuelle des images reçues. Pour cela, nous proposons de comparer les résultats du PSNR de l'image reçue lorsque les stratégies CBP et AACBP sont utilisées. L'objectif de cette comparaison est d'évaluer le gain en PSNR fourni par la stratégie AACBP en présence du canal MIMO-OFDM réaliste.

Pour le précodeur CBP, la puissance d'émission est fixée à  $20\text{ dBm}$  ( $IBO(\text{dB})=10\text{ dB}$ ) en présence du modèle d'AP non-linéaire utilisé. En effet, la figure 4.3 montre que lorsque la valeur de l'IBO est de  $10\text{ dB}$ , la variance du bruit non-linéaire généré par l'AP est proche de zéro. Cette absence du bruit non-linéaire permet d'obtenir les meilleures performances avec le précodeur CBP (voir chapitre 3). Pour le précodeur AACBP, la procédure d'allocation donne des niveaux de puissance d'émission variables de  $0\text{ dBm}$  à  $32\text{ dBm}$  suivant les conditions de propagation. La figure (4.18) montrent les résultats du PSNR de l'image "Caps" en fonction de la position du récepteur lorsque les deux stratégies sont appliquées.

On observe que la stratégie AACBP permet globalement d'améliorer les résultats du PSNR sur toute la trajectoire du récepteur. En effet, le nombre de couches de qualité transmises est plus important avec le précodeur AACBP, ce qui permet d'améliorer les résultats du PSNR. Au début de la zone 1 (mauvaises conditions de propagation), le précodeur CBP permet de respecter le critère du TEB cible uniquement sur la couche de qualité 1, pour un PSNR d'environ  $32\text{ dB}$ . En revanche, le précodeur AACBP permet de respecter le critère du TEB cible sur les couches de qualité 1, 2 et 3, soient deux couches de qualité supplémentaires. Cette augmentation permet d'obtenir un PSNR d'environ  $38\text{ dB}$ , soit un gain en terme de PSNR d'environ  $6\text{ dB}$ .

On observe que dans la zone 3 (bonnes conditions de propagation), l'écart entre ces deux stratégies de précodage est très faible. En effet, le critère du TEB cible sur les couches de qualité 1, 2 et 3

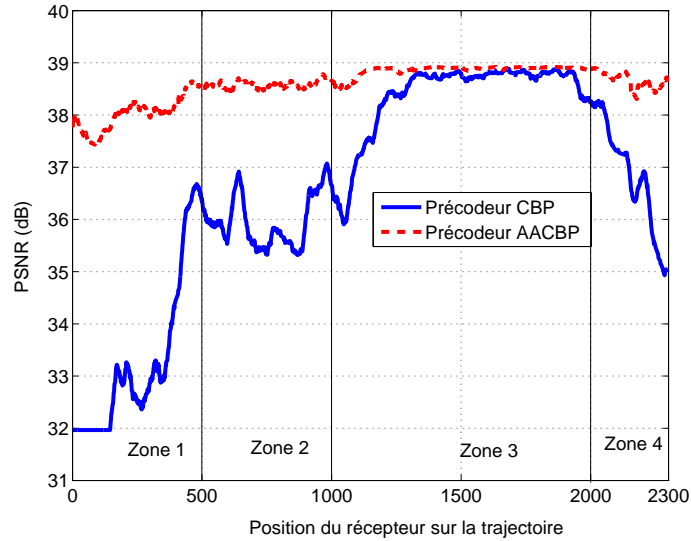


Figure 4.18: Comparaison des stratégies de précodage CBP et AACBP

est respecté dans la zone 3 avec les deux précodageurs. Ceci permet d'obtenir un PSNR de 33.5 dB (voir chapitre 3, Tableau 3.1). Concernant la couche de qualité 4, le critère du TEB cible n'est pas toujours respecté. Cependant, le précodageur AACBP permet d'avoir un TEB globalement plus faible en comparaison au précodageur CBP. Par conséquent, le PSNR obtenu avec le précodageur AACBP est légèrement plus important en comparaison au précodageur CBP.

Pour illustrer l'impact de la stratégie AACBP sur la qualité visuelle, l'image "Caps" a été transmise en considérant différentes conditions de propagation du canal MIMO-OFDM. On rappelle qu'une condition de propagation en bande étroite est définie à partir du gain total  $\sigma$  (dB) du canal MIMO telle que [5] :

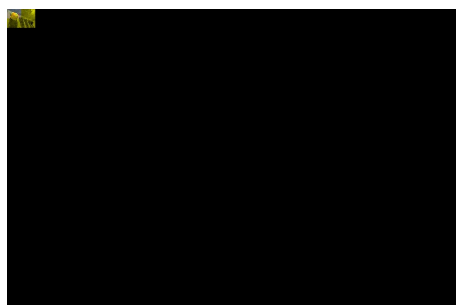
$$\sigma(dB) = 20 \times \text{Log}_{10} \left( \sqrt{\sum_{i=1}^b \sigma_i^2} \right) \quad (4.76)$$

où  $\sigma_i$  représente le RSB intrinsèque du sous-canal SISO numéro  $i$ .

La figure (4.19) illustre une comparaison de la qualité visuelle entre les images reçues lorsque les deux précodageurs CBP et AACBP sont utilisés. Ces résultats sont des échantillons d'images reçues à quatre positions différentes sur la trajectoire du récepteur.

Lorsque les conditions de propagation sont mauvaises ( $\sigma$ (dB) = -15 dB ou  $\sigma$ (dB) = -10 dB), la comparaison des figures 4.19(a), 4.19(b), 4.19(c) et 4.19(d) montre que la qualité visuelle de l'image reçue est très mauvaise avec le précodageur CBP. En effet, le recul en puissance statique, imposé par le précodageur CBP est insuffisant pour atteindre le TEB cible sur la couche de base (couche de qualité 1). Par conséquent, le décodage de l'image reçue engendre des erreurs et des distorsions visuellement très marquées. De même, le précodageur CBP alloue la puissance totale au premier sous-canal, soit une puissance d'émission  $P_e$  (dBm) de 20 dBm. En revanche, la prise en compte de l'AP permet au précodageur AACBP d'ajuster systématiquement le recul en puissance afin de maximiser la qualité de transmission, soit un PSNR de 32 dBm. Ainsi, on obtient une puissance d'émission  $P_e$  (dBm) d'environ 25 dBm, soit une valeur d'IBO d'environ 8 dB. Ce recul en puissance optimal permet d'améliorer la qualité de transmission de la couche de base.

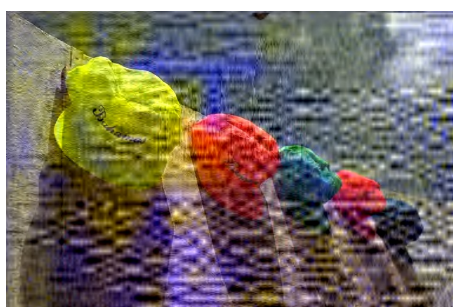
Lorsque les conditions de propagation sont moyennes ( $\sigma$ (dB) = 5 dB), les figures 4.19(e) et 4.19(f) montrent que la qualité visuelle s'améliore avec les deux précodageurs. Le décodage de l'image reçue se déroule sans erreur, avec un PSNR de 32 dB et une puissance totale d'émission de 37 dBm pour le précodageur CBP. En revanche, avec le précodageur AACBP, la puissance totale d'émission est de 13 dBm pour



(a)  $\sigma(\text{dB}) = -15 \text{ dB}$ , PSNR(dB)=7.54 dB,  $P_e(\text{dBm}) = 20 \text{ dBm}$ , Stratégie CBP



(b)  $\sigma(\text{dB}) = -15 \text{ dB}$ , PSNR(dB)= 31.96 dB,  $P_e(\text{dBm}) = 25.4 \text{ dBm}$ , Stratégie AACBP



(c)  $\sigma(\text{dB}) = -10 \text{ dB}$ , PSNR(dB)=17.34 dB,  $P_e(\text{dBm}) = 20 \text{ dBm}$ , Stratégie CBP



(d)  $\sigma(\text{dB}) = -10 \text{ dB}$ , PSNR(dB)=31.96 dB,  $P_e(\text{dBm}) = 25.4 \text{ dBm}$ , Stratégie AACBP



(e)  $\sigma(\text{dB}) = 5 \text{ dB}$ , PSNR(dB)=31.96 dB,  $P_e(\text{dBm}) = 20 \text{ dBm}$ , Stratégie CBP



(f)  $\sigma(\text{dB}) = 5 \text{ dB}$ , PSNR(dB)=38.3 dB,  $P_e(\text{dBm}) = 13.2 \text{ dBm}$ , Stratégie AACBP



(g)  $\sigma(\text{dB}) = 13 \text{ dB}$ , PSNR(dB)=35 dB,  $P_e(\text{dBm}) = 20 \text{ dBm}$ , Stratégie CBP



(h)  $\sigma(\text{dB}) = 13 \text{ dB}$ , PSNR(dB)=38.9 dB,  $P_e(\text{dBm}) = 5.3 \text{ dBm}$ , Stratégie AACBP

Figure 4.19: Comparaison de la qualité visuelle

un PSNR de 38.3 *dB*. En effet, dans les conditions de propagation favorables, le précodeur AACBP minimise la puissance allouée sur les différents sous-canaux pour garantir la même qualité de transmission (TEB cible).

Dans les bonnes conditions de propagation ( $\sigma(dB)=13$  dB), les figures 4.19(g) et 4.19(h) montrent que le précodeur CBP exploite la qualité du canal pour augmenter le nombre de couches transmises. Ceci permet d'offrir une meilleure qualité visuelle de l'image reçue, soit un PSNR de 35 *dB*. En utilisant le précodeur AACBP, on obtient un PSNR de 38.9 *dB* et une puissance d'émission  $P_e(dBm)$  de 5.3 *dBm*. En effet, pour le même TEB cible, le précodeur AACBP permet de réduire systématiquement la puissance allouée lorsque les conditions de propagation sont favorables. Le précodeur AACBP permet également d'obtenir une amélioration du PSNR d'environ 4 *dB* en comparaison au précodeur CBP.

Ces bonnes performances du précodeur AACBP montrent que la prise en compte conjointe du canal et de l'AP permet d'améliorer la qualité de transmission et de réduire la puissance moyenne d'émission pour la transmission des contenus multimédias hiérarchisés.

## 4.7 Synthèse et conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons étudié une stratégie originale d'allocation inégale de la puissance permettant d'améliorer la qualité de transmission des contenus multimédias tout en réduisant la puissance totale d'émission. Contrairement à la plupart des stratégies d'allocation qui préconisent de limiter la puissance totale d'émission dans la zone linéaire de l'amplificateur, la stratégie proposée permet de prendre conjointement en compte les caractéristiques de ce dernier et les variations du canal radio afin d'ajuster systématiquement et de façon variable la puissance moyenne d'émission. Afin d'intégrer les caractéristiques de l'amplificateur dans la stratégie proposée, nous nous sommes appuyés sur la décomposition de Busgang qui permet de modéliser le signal de sortie de l'AP comme la somme du signal d'entrée pondéré par un gain et d'un bruit non-linéaire décorrélé. Pour déterminer et valider les calculs du gain et de la variance du bruit non-linéaire, nous avons proposé une méthode d'optimisation basée sur la minimisation d'une fonction coût. La comparaison des résultats de modélisation a permis de montrer que la méthode d'optimisation proposée a des performances comparables à celles obtenues en utilisant les expressions analytiques proposées dans la littérature.

Par la suite, nous avons exploité les résultats issus de la décomposition de Busgang pour intégrer les caractéristiques de l'AP dans l'algorithme d'allocation inégale de la puissance. Afin d'allouer finement la puissance minimale permettant de garantir la qualité de transmission, nous avons mis en relation plusieurs paramètres de la chaîne de communication ayant un impact sur le compromis débit-distorsion. Ainsi, nous avons démontré que le calcul des coefficients de précodage pour l'allocation optimale de la puissance dépend des valeurs du RSB des sous-canaux issus de la décomposition SVD, de la contrainte du RSB cible à la réception et de la puissance totale disponible à l'émission. La valeur du RSB cible est définie en relation avec le TEB cible désiré à la réception. Le TEB cible étant lui-même déterminé en fonction de la sensibilité du contenu aux erreurs de transmission. En étudiant l'évolution du RSB effectif sur chaque sous-canal SISO en présence de la non-linéarité de l'AP, nous avons démontré que la puissance allouée sur chaque sous-canal SISO est directement liée à la valeur du RSB cible. Si le contenu est très sensible (RSB cible élevé), la puissance minimale allouée est plus importante. À l'inverse, si le contenu est robuste aux erreurs (RSB cible faible), la stratégie détermine la puissance allouée en conséquence. Dans le cas où le critère du RSB cible ne peut pas être respecté, la stratégie proposée permet de déterminer la puissance offrant le meilleur compromis entre la distorsion et l'efficacité énergétique.

Les résultats de simulation sur un canal statique ont permis de confirmer la nécessité de prendre en compte les caractéristiques de l'AP dans l'optimisation globale de la qualité de transmission. En effet, nous avons montré que les distorsions non-linéaires de l'AP engendrent des dégradations du TEB dans les stratégies d'allocation classiques, et plus particulièrement la stratégie CBP. Pour limiter ces dégradations, ces stratégies préconisent de réduire la puissance totale d'émission en appliquant un recul en

puissance assez important. Toutefois, le critère du TEB cible et la réduction de la puissance d'émission sont deux notions contradictoires. En effet, une puissance d'émission trop élevée peut engendrer des dégradations du TEB tandis qu'une puissance d'émission trop faible peut, du fait de la qualité du lien radio, dégrader le TEB. Il est donc important d'avoir une corrélation directe entre le recul en puissance à appliquer et la qualité de transmission désirée. Les résultats de simulation ont montré que la stratégie d'allocation proposée permet de répondre à cette problématique dans le contexte SISO-OFDM. En effet, en considérant un canal Gaussien, nous avons montré que lorsque le RSB du canal est mauvais, la stratégie proposée permet de trouver le meilleur compromis entre la réduction de la puissance à l'entrée de l'AP et la dégradation du TEB. En revanche, lorsque le RSB du canal devient important, la stratégie réduit systématiquement la puissance moyenne d'émission à sa juste valeur suivant le critère du TEB cible à respecter en réception. Ceci permet de réduire la puissance totale d'émission tout en respectant le critère du TEB cible, pour une meilleure qualité de service.

Les tests sur un canal MIMO-OFDM réaliste ont confirmé l'intérêt d'utiliser notre stratégie dans un contexte de transmission d'images, à l'instar des images codées suivant la norme JPWL. Nous avons tout d'abord montré les performances de notre stratégie en termes de robustesse et de respect de la protection hiérarchique des couches de qualité. En effet, le fonctionnement de l'algorithme d'allocation successive de la puissance est basé sur la réduction de la puissance allouée sur les différentes sous-canaux SISO en considérant l'ordre décroissant des valeurs du RSB. Ceci permet d'augmenter considérablement le nombre de sous-canaux utilisés et donc d'augmenter le nombre de couches de qualité transmises en comparaison au précodage CBP proposé dans la littérature. La stratégie proposée montre également une bonne prise en compte de l'évolution des conditions de propagation dans l'ajustement systématique du recul en puissance sur les différentes branches du système MIMO-OFDM. Contrairement aux stratégies d'allocation classiques, la puissance d'émission optimale est liée directement aux conditions de transmissions.

Ainsi, la stratégie de précodage AACBP proposée, qui agit comme un lien entre le codage source, le codage canal et l'AP permet d'assurer une meilleure qualité de transmission pour un format de modulation numérique et de CCE donné. De même, la puissance d'émission optimale, permettant de garantir le meilleur compromis débit-distorsion, est déterminée systématiquement par l'algorithme en mettant en relation plusieurs paramètres de la chaîne.

# Conclusion générale

Ce mémoire traite de l'amélioration de la qualité de transmission dans les systèmes de communication sans-fil en présence des phénomènes liés au canal radio et de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. L'utilisation des modulations multi-porteuses dans les systèmes large bande, à l'instar de la modulation OFDM, offre plusieurs avantages comme l'augmentation de l'efficacité spectrale et des débits de transmissions. Cependant, les signaux OFDM possèdent de fortes fluctuations d'amplitude caractérisées par un PAPR très élevé. Il en résulte une dégradation de la qualité de transmission en présence de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. De même, les phénomènes inhérents au canal radio, comme le phénomène de multi-trajets ou la sélectivité fréquentielle dégradent la qualité de transmission. Il est donc important de considérer l'ensemble de ces contraintes afin de trouver le meilleur compromis entre la qualité de transmission et la consommation énergétique de l'amplificateur de puissance.

Pour répondre à cette problématique, nous avons proposé dans un premier temps une méthode permettant d'améliorer la réduction du PAPR dans un système OFDM. Cette solution permet de réduire l'impact de la non-linéarité sur la qualité de transmission et d'obtenir un meilleur bilan énergétique de la chaîne de communication. Ensuite, nous avons étudié l'impact de la non-linéarité et de la réduction du PAPR sur la qualité de transmission dans un système MIMO-OFDM réaliste, dédié à la transmission de contenus multimédias hiérarchisés. Cette étude a permis de montrer que la non-linéarité générée par l'AP affecte la robustesse de transmission et la qualité visuelle des images reçues. Enfin, nous avons proposé une stratégie d'allocation inégale de puissance permettant d'améliorer la qualité de transmission des contenus multimédias (images, vidéos, etc.). Cette stratégie prend conjointement en compte le canal radio, la hiérarchisation du contenu et les caractéristiques physiques de l'amplificateur de puissance utilisé dans la chaîne. Ceci permet d'optimiser le choix du point de fonctionnement de l'amplificateur de puissance et de garantir une meilleure qualité de transmission. Nous avons considéré un système MIMO-OFDM réaliste, dédié à la transmission d'images JPWL, où l'état du canal (CSI) est connu du côté de l'émetteur et du récepteur. La connaissance de la CSI est exploitée pour décomposer le canal MIMO en plusieurs sous-canaux SISO virtuels, indépendants et hiérarchisés suivant les valeurs décroissantes du RSB. La norme JPWL utilisée dans cette thèse permet de décomposer l'image en plusieurs couches de qualité hiérarchisées. Elle intègre également des outils permettant d'améliorer la robustesse de transmission des images sur un canal sans-fil.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté une description du fonctionnement d'une chaîne de communication sans-fil. Nous avons aussi présenté les généralités sur l'amplificateur de puissance ainsi que l'impact de la non-linéarité sur la qualité de transmission dans un système OFDM. En fin de ce chapitre, nous avons tout d'abord fait un état de l'art des différentes techniques utilisées pour la correction de la non-linéarité et la réduction du PAPR. Ceci nous a permis d'opter pour les techniques à compatibilité descendante et en particulier la méthode TR. Ensuite, nous avons fait un état de l'art sur les stratégies de transmission des contenus multimédias dans les systèmes MIMO-OFDM.

Après avoir présenté une étude analytique de la méthode TR dans le chapitre 2, nous avons proposé une nouvelle approche permettant d'améliorer ses performances en termes de gain en réduction du PAPR, de rapidité de convergence, de rendement énergétique et de qualité de transmission (TEB, EVM, DSP). Cette nouvelle approche, appelée HTR, est basée sur l'utilisation du signal de l'Intervalle

de Garde (IG) dans le processus de réduction du PAPR. La méthode HTR proposée ici permet de rajouter le signal de l'IG aux sous-porteuses nulles afin d'améliorer les performances en terme de réduction du PAPR. Plusieurs paramètres importants comme le coefficient de réglage de la puissance du signal de l'IG et le seuil d'écrêtage du signal OFDM influencent considérablement les performances de la méthode HTR. Grâce à une étude préliminaire, nous avons déterminé les valeurs optimales de ces paramètres dans le cas du standard IEEE 802.11a, qui dispose de 12 sous-porteuses dédiées et de 16 échantillons pour le signal de l'IG. Nous avons aussi montré que le signal de l'IG peut être exploité pour améliorer la réduction du PAPR sans incidence majeure sur la qualité de transmission, évaluée en termes de TEB, d'EVM et de DSP. En fin de ce chapitre, nous avons évalué les performances de la méthode HTR en présence d'un amplificateur de puissance décrit suivant le modèle de Hammerstein. Les résultats du TEB et de l'EVM en fonction de l'IBO ont montré que la méthode HTR permet d'améliorer le gain en IBO d'environ 2 dB. Ceci permet d'accroître les niveaux de puissance à l'entrée de l'AP et d'améliorer le rendement énergétique d'environ 6% au point de compression à 1dB. Nous avons également montré à travers les spectres des signaux d'entrée et de sortie de l'AP que la méthode HTR respecte bien les spécifications spectrales définies par le standard IEEE 802.11a.

Pour améliorer la qualité de transmission des contenus multimédias dans les systèmes MIMO-OFDM, plusieurs précodeurs sont proposés dans la littérature pour mettre en place des stratégies d'allocation inégale de la puissance ou UPA (Unequal Power Allocation). Cependant, la non-linéarité générée par l'AP n'est pas prise en compte dans le processus d'allocation de puissance. Dans le chapitre 3, nous avons commencé par une description détaillée du système MIMO-OFDM dédié à la transmission d'images JPWL, lorsque le précodeur CBP et la méthode TR sont implémentés à l'émission. Ensuite, en considérant un canal radio réaliste et un AP commercial, nous avons étudié l'impact de la non-linéarité sur la qualité de transmission. Les résultats en terme de TEB ont montré que la robustesse de transmission est significativement affectée lorsque les niveaux de puissance sont relativement élevés ( $IBO \leq 3 \text{ dB}$ ). De même, on note une inversion de la protection hiérarchique des couches de qualité contre les erreurs de transmission en présence de la non-linéarité. Ensuite, nous avons montré qu'il existe une corrélation entre le niveau de puissance alloué à chaque sous-canal SISO et l'inversion de la protection hiérarchique des couches de qualité observée. En intégrant la méthode TR dans le système, nous avons montré que la réduction du PAPR permet d'améliorer la qualité de transmission. Cependant, la robustesse de transmission reste vulnérable tant que le comportement non-linéaire de l'AP n'est pas pris en compte dans l'algorithme d'allocation.

Dans le dernier chapitre, nous avons commencé par proposer une nouvelle méthode permettant d'estimer les paramètres de la décomposition de Busgang dans un système OFDM. Ensuite, nous avons exploité les résultats issus de la décomposition de Busgang pour proposer une nouvelle stratégie UPA permettant de prendre conjointement en compte les caractéristiques statiques de l'AP, les variations du canal radio et la hiérarchisation du contenu à transmettre. Nous avons montré que cette nouvelle stratégie, appelée AACBP, permet d'améliorer la qualité de transmission tout en ajustant systématiquement le point de fonctionnement de l'AP. Nous avons exploité la décomposition de Busgang afin d'intégrer les caractéristiques de l'AP dans la stratégie proposée. Le principe de la stratégie AACBP consiste à déterminer la puissance minimale permettant de garantir la qualité de transmission (TEB cible) de chaque couche de qualité. Afin de garantir le TEB cible, nous avons défini le critère d'optimisation sous forme de RSB cible en intégrant plusieurs paramètres de la chaîne de communication ayant un impact sur le compromis débit-distorsion. Pour déterminer le niveau minimal de puissance permettant de respecter le critère du RSB cible, nous avons formulé le problème de minimisation de la distorsion ainsi que des contraintes du système à respecter. À travers des exemples, nous avons illustré le principe du problème de minimisation ainsi que les différents paramètres d'optimisation à considérer pour garantir la meilleure qualité de transmission du contenu multimédia. Enfin, nous avons proposé une méthode de résolution du problème d'optimisation basée sur un algorithme de recherche itératif des coefficients de précodage optimaux. Les premiers résultats de simulation sur un canal SISO-OFDM Gaussien ont confirmé la nécessité de prendre en compte les caractéristiques de l'AP dans l'optimisation globale de

---

la qualité de transmission et la réduction systématique de la puissance d'émission. Dans un contexte de transmission d'images JPWL à travers un canal MIMO-OFDM réaliste, les résultats de simulation ont montré que la stratégie AACBP offre de meilleures performances en termes de robustesse de transmission, de réduction de la puissance d'émission et de qualité visuelle des images reçues en comparaison à la stratégie CBP. Effet, la stratégie AACBP ajuste systématiquement le niveau minimal de la puissance permettant de garantir la contrainte sur la qualité de transmission en fonction des conditions de propagation et des caractéristiques de l'AP utilisé dans la chaîne.

À l'issue des travaux de thèse présentés dans ce manuscrit, plusieurs perspectives se dégagent :

- La méthode HTR proposée au chapitre 2 est basée sur une estimation statistique du seuil d'écrtage ainsi que du coefficient de réglage de la puissance moyenne du signal d'IG. Ces deux paramètres sont essentiels dans l'implémentation de la méthode HTR. Cependant, nous avons considéré uniquement le standard IEEE 802.11a dans le cadre de nos travaux. Pour une étude plus complète, on pourrait envisager d'autres standards.
- Une autre piste d'évaluation de la méthode HTR concerne l'étude expérimentale de la complexité d'implémentation dans des circuits électroniques réels. Cette étude pourrait compléter l'étude présentée dans le chapitre 2, où la méthode HTR a été évaluée par simulation avec un modèle d'amplificateur de puissance réaliste à effets mémoire.
- Dans le chapitre 3, l'étude de l'impact des imperfections de l'AP a été réalisée avec un amplificateur décrit par un modèle polynomiale statique. Pour avoir des résultats plus réalistes, on peut envisager d'introduire les distorsions de phase et les effets mémoire dans l'algorithme de pré-codage proposé. De même, on pourrait combiner la réduction du PAPR avec une méthode de pré-distorsion dans l'étude de l'impact de l'AP sur la qualité de transmission.
- Concernant la stratégie AACBP proposée au chapitre 4, nous avons considéré une chaîne de communication dans laquelle l'ordre de la modulation et le rendement du CCE sont fixes. Cependant, il serait plus intéressant de considérer un système MIMO-OFDM avec adaptation de lien où les paramètres de la chaîne de transmission s'adaptent aux évolutions du canal de propagation.
- Le chapitre 4 considère la décomposition de Busgang comme le seul outil d'intégration de l'AP dans la stratégie de pré-codage. Or cette décomposition s'applique uniquement aux signaux Gaussiens. On pourrait donc envisager l'utilisation d'autres outils plus complets, qui s'appliquent à d'autres types de signaux réels. Étant donné que la stratégie AACBP est basée sur un algorithme de recherche itérative, il est aussi important d'évaluer la complexité d'implémentation de la stratégie AACBP. De même, on pourrait envisager de comparer les performances de la stratégie AACBP en termes de rapidité de convergence en utilisant d'autres algorithmes de recherche autre que l'algorithme du Gradient.
- Enfin, la stratégie CBP constitue la seule stratégie UPA classique utilisée dans les chapitres 3 et 4. Il serait intéressant d'étendre ces études en considérant d'autres stratégie UPA existantes.





# Bibliographie

- [1] K. TALL, S.M. FARSSI, I. DIOP & A. DIOP. Étude de performances du code de Reed Solomon dans la compression JPEG 2000. *Journal des Sciences*, 2:59–64, 2008.
- [2] F. WANG, A.H. YANG, D.F. KIMBALL, L.E. LARSON & P.M. ASBECK, *Design of wide-bandwidth envelope-tracking power amplifiers for OFDM applications*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 53(4):1244–1255, April 2005.
- [3] KOUSSA BADREDDIN, *Optimisation des performances d'un système de transmission multimédia sans fil basé sur la réduction du PAPR dans des configurations réalistes*, Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2014.
- [4] JIHOON CHOI & R.W. HEATH, *Interpolation based transmit beamforming for MIMO-OFDM with limited feedback*, IEEE Transactions on Signal Processing, 53(11):4125–4135, 2005.
- [5] JULIEN ABOT, *Stratégie de codage conjoint pour la transmission d'images dans un système MIMO*, Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2012.
- [6] I. IOFEDOV & D. WULICH, *MIMO-OFDM with nonlinear power amplifiers*, IEEE Transactions on Communications, 63(12):4894–4904, Dec 2015.
- [7] Z. WANG, I. STUPIA & L. VANDENDORPE, *Optimal precoder design for MIMO-OFDM : Understanding the role of power amplifiers and nonlinear distortion noise*, IEEE International Conference on Communications (ICC), pages 1–6, May 2016.
- [8] MICHEL JOINDOT & ALAIN GLAVIEUX, *Introduction aux communications numériques*. Dunod, Août 2007.
- [9] LIZHONG ZHENG & ROBERT GALLAGER, *Principles of Digital Communications I*, Massachusetts Institute of Technology, June 2016.
- [10] CLAUDE E. SHANNON, *A Mathematical Theory of Communication*, The Bell System Technical Journal, 27(3):379–423, 1948.
- [11] F. DUFAUX, G. BARUFFA, F. FRESCURA & D. NICHOLSON, *JPWL - an extension of JPEG 2000 for wireless imaging* IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pages 4 pp.–3873, May 2006.
- [12] IEEE STANDARD FOR INFORMATION TECHNOLOGY, *ISO/IEC 15444-1 / ITU-T T.800, JPEG 2000 Image Coding System: Core Coding System*, 2002.
- [13] IEEE STANDARD FOR INFORMATION TECHNOLOGY, *ISO/IEC 15444-11:2007, JPEG 2000 Image Coding System-part11: Wireless JPEG 2000*, 5 2007.
- [14] SHU LIN & DANIEL J. COSTELLO, *Error Control Coding, Second Edition*, Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ, USA, 2004.

- 
- [15] ROLF JOHANNESSON & K.S. ZIGANGIROV, *Fundamentals of Convolutional Coding*, Wiley-IEEE Press, 1999.
- [16] CLAUDE BERROU, ALAIN GLAVIEUX & PUNYA THITIMAJSHIMA, *Near shannon limit error-correcting coding and decoding*, pages 1064–1070, 1993.
- [17] OLIVIER BERDER *Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes*, Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 2002.
- [18] ANDREA GOLDSMITH, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, New York, NY, USA, 2005.
- [19] BAPTISTE VRIGNEAU, *Precoded MIMO systems optimizing the minimal distance : study of performance and extension of substream*, Thèse de Doctorat, Université de Bretagne occidentale, 2006.
- [20] PHILIPPE GUGUEN, *Techniques multi-antennes émission-réception ; Applications aux réseaux domestiques sans fil*, Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, 2003.
- [21] F.J. MARTINEZ, C.K. TOH, J.C. CANO, C.T. CALAFATE & P.MANZONI, *Realistic radio propagation models (rpms) for vanet simulations*, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, pages 1–6, April 2009.
- [22] MATTHIAS PATZOLD, *Mobile Fading Channels: Modelling, Analysis and Simulation*, John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 2001.
- [23] JOHN G. PROAKIS, *Digital communications*, McGraw-Hill series in electrical and computer engineering. McGraw-Hill, New York, 1995.
- [24] LI XIANG, *Un modèle hybride statistique-déterministe du canal LMS en environnements complexes*, Thèse de Doctorat, 2006.
- [25] R.G. KOUYOUMJIAN & P. H. PATHAK, *A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface*, Proceedings of the IEEE, 62(11):1448–1461, Nov 1974.
- [26] H.LING, R.C. CHOU & S.W. LEE, *Shooting and bouncing rays: calculating the rcs of an arbitrarily shaped cavity*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 37(2):194–205, Feb 1989.
- [27] M.F. ISKANDER & ZHENGQING YUN, *Propagation prediction models for wireless communication systems*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 50(3):662–673, Mar 2002.
- [28] HELMUT BÖLCSKEI & AROGYASWAMI J. PAULRAJ, *Multiple-input multiple-output (MIMO) wireless systems*, pages 90.1–90.14, 2002.
- [29] B.LE FLOCH, M. ALARD & C. BERROU, *Coded orthogonal frequency division multiplex [TV broadcasting]*, Proceedings of the IEEE, 83(6):982–996, Jun 1995.
- [30] G.L. TURIN, *Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio*, Proceedings of the IEEE, 68(3):328–353, March 1980.
- [31] G. BUREL, C. BOUDER & O. BERDER, *Detection of direct sequence spread spectrum transmissions without prior knowledge*, IEEE Conference on Global Telecommunications, volume 1, pages 236–239 vol.1, 2001.
- [32] BASEL RIHAWI, *Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes*. Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2008

- 
- [33] P. CARLOS, P. YANNIS, V. RODOLPHE & C. PIERRE, *Sensitivity of the mimo channel characterization to the modeling of the environment*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 57(4):1218–1227, April 2009.
- [34] CHARLES TOUNOU, *Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts : mesures de performances en environnement réel*, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2008.
- [35] BELHOUI ADIL, *Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM : mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WiMAX*, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2009.
- [36] DÉSIÉ GUEL, *Etude de nouvelles techniques de réduction du facteur de crête à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuse*, Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2009.
- [37] MAURICE BELLANGER, *Traitement numérique du signal ; théorie et pratique (8e édition)*, Dunod - Sciences Sup, 8 edition, Octobre 2012.
- [38] OUSSOULARE GOUBA, *Approche conjointe de la réduction du facteur de crête et de la linéarisation dans le contexte OFDM*, Thèse de Doctorat, Supélec, 2013.
- [39] SIDKIËTA ZABRE, *Amplification non-linéaire d'un multiplex de sous-porteuses modulées à fort facteur de crête*, Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2007.
- [40] N. DINUR & D. WULICH, *Peak to average power ratio in amplitude clipped high order OFDM*, IEEE Conference on Military Communications Conference, volume 2, pages 684–687 vol.2, Oct 1998.
- [41] MAREK FISZ, *Probability Theory And Mathematical Statistics*, John Wiley & Sons, 1963.
- [42] RICHARD VAN NEE & RAMJEE PRASAD, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, Inc., Norwood, MA, USA, 1st edition, 2000.
- [43] SEUNG HEE HAN & JAE HONG LEE, *An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission*, IEEE Wireless Communications, 12(2):56–65, April 2005.
- [44] 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.
- [45] M. BAKER S. SESIA & I. TOUFIK, *LTE - the umts long term evolution - from theory to practice*, John and Wiley Sons, 2009.
- [46] C.F. BALL, R. MULLNER, J. LIENHART & H. WINKLER, *Performance analysis of closed and open loop mimo in LTE*, European Wireless Conference, pages 260–265, May 2009.
- [47] A.R. CALDERBANK, V. TAROKH & N. SESHADRI, *Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance criterion and code construction*, IEEE Transactions on Information Theory, 44(2):744–765, 1998.
- [48] S.M. ALAMOUTI, *A simple diversity technique for wireless communications*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16(8):1452–1458, 1998.
- [49] H. BOGUCA & A. CONTI, *Degrees of freedom for energy savings in practical adaptive wireless systems*, IEEE Communications Magazine, 49(6):38–45, June 2011.

- [50] PETER B. KENINGTON, *High Linearity RF Amplifier Design*, Artech House, Inc., Norwood, MA, USA, 1st edition, 2000.
- [51] STEVE C. CRIPPS, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Artech House, Inc., Norwood, MA, USA, 2006.
- [52] AURÉLIEN LARIE *Design of highly linear 60GHz power amplifiers in nanoscale CMOS technologies*, Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux, 2014.
- [53] A. CHAKER, *Influence de l'amplificateur de puissance sur une chaîne de transmission multipor-teuses: prise en compte de l'effet mémoire*, Thèse de Doctorat, Université de Cergy-Pontoise, 2004.
- [54] M.P. KAZMIERKOWSKI, *Power converters and amplifiers (review of RF power amplifiers)*, IEEE Industrial Electronics Magazine, 3(2):44–45, June 2009.
- [55] M. DJAMAI, *Contribution à la modélisation et à la linéarisation par prédistorsion numérique adaptative en bande de base des amplificateurs de radiocommunication*, Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 2008.
- [56] XIAODONG LI & L.J. CIMINI, *Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM*, IEEE Conference on Vehicular Technology, volume 3, pages 1634–1638 vol.3, May 1997.
- [57] J. VUOLEVI, J. MANNINEN & T. RAHKONEN, *Memory effects compensation in RF power amplifiers by using envelope injection technique*, IEEE Conference on Radio and Wireless Conference, pages 257–260, 2001.
- [58] M.C. CHIU, C.H. ZENG & M. C. LIU, *Predistorter based on frequency domain estimation for compensation of nonlinear distortion in OFDM systems*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 57(2):882–892, March 2008.
- [59] ROMAN MARSALEK, *Contributions to the power amplifier linearization using digital baseband adaptive predistortion*. Thèse de Doctorat, Université de Marne la Vallée, 2003.
- [60] YVES LOUËT & JACQUES PALICOT, *A classification of methods for efficient power amplification of signals*, Annals of Telecommunications, 63(2008-08-07):351–368, August 2008.
- [61] D.R. ANDERSON & W. H. CANTRELL, *High-efficiency high-level modulator for use in dynamic envelope tracking CDMA RF power amplifiers*, IEEE International Symposium on Microwave Digest, 2001, volume 3, pages 1509–1512 vol.3, May 2001.
- [62] ALBERT CESARI, *Implémentation de techniques de linéarisation et d'amélioration du rendement pour les amplificateurs de puissance RF*. Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2008.
- [63] J.K. CAVERS, *Optimum table spacing in predistorting amplifier linearizers* IEEE Transactions on Vehicular Technology, 48(5):1699–1705, Sep 1999.
- [64] A. BATEMAN, *The combined analogue locked loop universal modulator (callum)*, IEEE Conference on Vehicular Technology Conference, pages 759–763 vol.2, May 1992.
- [65] A.E. JONES, T.A. WILKINSON & S.K. BARTON, *Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes*, Electronics Letters, 30(25):2098–2099, Dec 1994.
- [66] J.F. HELARD & B.LE FLOCH, *Trellis coded orthogonal frequency division multiplexing for digital video transmission*, Global Telecommunications Conference, 'Countdown to the New Millennium. Featuring a Mini-Theme on: Personal Communications Services, pages 785–791 vol.2, Dec 1991.

- 
- [67] YVES LOUËT, *Prise en compte du facteur de crête dans le dimensionnement des systèmes de télécommunications*. Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2010.
- [68] MATHILDE BRANDON, *Optimisation conjointe de méthodes de linéarisation de l'émetteur pour des modulations multi-porteuses*, Thèse de Doctorat, Université de Cergy-Pontoise, 2012.
- [69] R. O'NEILL & L. B. LOPES, *Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals*, IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, volume 1, pages 71–75 vol.1, Sep 1995.
- [70] J. HOU, C. TELLAMBURA & J. GE, *Tone injection for papr reduction using parallel tabu search algorithm in OFDM systems*, IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), pages 4899–4904, Dec 2012.
- [71] M. NIRANJAN & S. SRIKANTH, *Adaptive active constellation extension for papr reduction in OFDM systems*, International Conference on Recent Trends in Information Technology (ICR-TIT), pages 1186–1189, June 2011.
- [72] JOSE TELLADO-MOURELO, *Peak to average power reduction for multicarrier modulation*. PhD thesis, Stanford University, September 1999.
- [73] S. ZABRE, J. PALICOT, Y. LOUËT & C. LEREAU, *SOCP approach for OFDM peak-to-average power ratio reduction in the signal adding context*, IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, pages 834–839, Aug 2006.
- [74] M. FAROOQ SABIR, R.W. HEATH & A.C. BOVIK, *An unequal error protection scheme for multiple input multiple output systems*, Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, volume 1, pages 575–579 vol.1, Nov 2002.
- [75] WEI YU, ZOLTAN SAFAR & K.J. RAY LIU, *Rate efficient wireless image transmission using MIMO-OFDM*, Technical report, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Maryland, August 2003.
- [76] C. REBECA, C. PERRINE, J.-P. CANCES, R. VAUZELLE & T. PALADE, *Content-Based Image Unequal Error Protection Strategies for an Open Loop MIMO System*, Int. J. Communications, Network and System Sciences, 5(1):72–80, January 2012.
- [77] N.V. BOULGOURIS, N.THOMOS & M.G. STRINTZIS, *Transmission of images over noisy channels using error-resilient wavelet coding and forward error correction*, IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 13(12):1170–1181, Dec 2003.
- [78] N. THOMOS, N.V. BOULGOURIS & M.G. STRINTZIS, *Wireless image transmission using turbo codes and optimal unequal error protection*, International Conference on Image Processing, volume 1, pages I–73–6 vol.1, Sept 2003.
- [79] N. THOMOS, N. V. BOULGOURIS & M.G. STRINTZIS, *Optimized transmission of jpeg2000 streams over wireless channels*, IEEE Transactions on Image Processing, 15(1):54–67, Jan 2006.
- [80] K.J. RAY LIU, W. YU & Z.SAFAR, *Rate efficient wireless image transmission using MIMO-OFDM*, Technical Report, Institute of Systems Research, University of Maryland, 2003.
- [81] J. CANCES, R. VAUZELLE, T.PALADE, R. COLDA & C. PERRINE, *Content-based image unequal error protection strategies for an open loop MIMO system*, International Journal of Communications, Network and System Sciences, pages 572–577, 2012.
- [82] L. ATZORI, *Transmission of jpeg2000 images over wireless channels with unequal power distribution*, IEEE Trans. Cons. Electron., pages 883–888, 2003.

- [83] V. POPESCU, L. ATZORI & M. MURRONI, *JPEG2000 images transmission over noisy wireless channels with unequal power distribution wavelet transmultiplexing*, International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, 2006.
- [84] J. ABOT, Y. POUSSET, C. OLIVIER & C. PERRINE, *A content-based precoding solution designed for jpwI transmission*, 20th EUSIPCO, 2012.
- [85] W. HAMIDOUCHE, C. PERRINE, C. OLIVIER & Y. POUSSET, *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, Elsevier, May 2011.
- [86] J. ABOT, C. OLIVIER, C. PERRINE & Y. POUSSET, *A link adaptation scheme optimized for wireless JPEG 2000 transmission over realistic MIMO systems*, Image Commun., 27(10):1066–1078, November 2012.
- [87] N. KROMMENACKER V. LECUIRE & C. DURAN-FAUNDEZ, *Energy-efficient image transmission in sensor networks*, International Journal of Sensor Networks, pages 37–47, 2008.
- [88] D.W. CHI & P. DAS, *Effects of nonlinear amplifiers and narrowband interference in MIMO-OFDM with application to 802.11n WLAN*, 2nd International Conference on Signal Processing and Communication Systems, pages 1–7, Dec 2008.
- [89] H. HEMESI, A.ABDIPOUR & A. MOHAMMADI, *Analytical modeling of mimo-ofdm system in the presence of nonlinear power amplifier with memory*, IEEE Transactions on Communications, 61(1):155–163, January 2013.
- [90] N. LASHKARIAN, B. HEYDARI & P. JULA, *Statistical characterization of power amplifier non-linearity at 60 GHz: MIMO beam-forming analysis*, IEEE Global Telecommunications Conference, pages 1–6, Nov 2009.
- [91] JULIAN J. BUSSGANG, *Crosscorrelation functions of amplitude-distorted gaussian signals*, [Cambridge] : Massachusetts Institute of Technology, Research Laboratory of Electronics, 1952.
- [92] M. CHERIF DAKHLI, R. ZAYANI & R. BOUALLEGUE, *A theoretical characterization and compensation of nonlinear distortion effects and performance analysis using polynomial model in MIMO-OFDM systems under rayleigh fading channel*, IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC), pages 000583–000587, July 2013.
- [93] S. ANDRENACCI, S. CHATZINOTAS, D. SPANO & D. CHRISTOPOULOS, *Total degradation analysis of precoded signals onto non-linear satellite channels*, Interdisciplinary Centre for Security, Reliability and Trust (SnT), University of Luxembourg, 2006.
- [94] S.M. RAZAVI & T. RATNARAJAH, *Subspace beamforming via block SVD for MIMO systems*, IEEE 13th International Workshop on SPAWC, pages 95–99, June 2012.
- [95] MAI VU & A. PAULRAJ, *Optimal linear precoders for mimo wireless correlated channels with nonzero mean in space-time coded systems*, IEEE Transactions on Signal Processing, 54(6):2318–2332, June 2006.
- [96] Y.C. HUNG & S.H.L. TSAI, *PAPR analysis and mitigation algorithms for beamforming MIMO-OFDM systems*, IEEE Transactions on Wireless Communications, 13(5):2588–2600, May 2014.
- [97] R. KIMURA, Y. TAJIKA & K. HIGUCHI, *CF-based adaptive papr reduction method for block diagonalization-based multiuser MIMO-OFDM signals*, IEEE 73rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), pages 1–5, May 2011.

- 
- [98] M. IWASAKI & K. HIGUCHI, *Clipping and filtering-based PAPR reduction method for precoded OFDM-MIMO signals*, IEEE 71st Vehicular Technology Conference (VTC 2010-Spring), pages 1–5, May 2010.
- [99] S. SUYAMA, H. ADACHI, H. SUZUKI & K. FUKAWA, *PAPR reduction methods for eigenmode MIMO-OFDM transmission*, IEEE 69th Vehicular Technology Conference, pages 1–5, April 2009.
- [100] R.F.H. FISCHER & M. HOCH, *Peak-to-average power ratio reduction in MIMO-OFDM*, IEEE International Conference on Communications, pages 762–767, June 2007.
- [101] W. HENKEL, A. WAKEEL & M. TASESKA, *Peak-to-average ratio reduction with tone reservation in multi-user and MIMO-OFDM* 1st IEEE International Conference on Communications in China (ICCC), pages 372–376, Aug 2012.
- [102] E. COSTA & S. PUPOLIN, *M-QAM-OFDM system performance in the presence of a nonlinear amplifier and phase noise*, IEEE Transactions on Communications, 50(3):462–472, Mar 2002.
- [103] KUSHAL TIWARI, *PAPR aware power allocation in OFDMA uplink*, Master’s thesis, University of Oulu, 2015.
- [104] D. GUEL & J. PALICOT, *Transformation des techniques "ajout de signal" en techniques "tone reservation" pour la réduction du PAPR des signaux OFDM*, GRETSI, Dijon, France, September 2009.
- [105] B. KOUSSA, S. BACHIR, C. PERRINE, C. DUVANAUD & R. VAUZELLE, *A comparison of several gradient based optimization algorithms for PAPR reduction in OFDM systems*, 2nd International Conference on Communications, Computing and Control Applications (CCCA), pages 1–6, Dec 2012.
- [106] SU HU, GANG WU, QINGSONG WEN, YUE XIAO & SHAOQIAN LI, *Nonlinearity reduction by tone reservation with null subcarriers for wimax system*, Wireless Personal Communications, 54(2):289–305, 2010.
- [107] S. BOYD & L. VANDENBERGHE, *Convex Optimization*, Cambridge University Press, New York, NY, USA, 2004.
- [108] SIMON LITSYN, *Peak Power Control in Multicarrier Communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [109] DONALD W. MARQUARDT, *An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters* SIAM Journal on Applied Mathematics, 11(2):431–441, 1963.
- [110] RONALD SCHOENBERG, *Optimization with the quasi-newton method*, Aptech Systems, Inc. Maple Valley, 2001.
- [111] C.R.N. ATHAUDAGE & R.R.V. ANGIAS, *Sensitivity of fft-equalised zero-padded ofdm systems to time and frequency synchronisation errors*, IEE Proceedings - Communications, 152(6):945–951, Dec 2005.
- [112] B. MUQUET, Z. WANG, G.B. GIANNAKIS, M. DE COURVILLE & P. DUHAMEL, *Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions?*, IEEE Transactions on Communications, 50(12):2136–2148, Dec 2002.
- [113] C. HOFBAUER, M. HUEMER & J.B. HUBER, *Coded OFDM by unique word prefix*, IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS), pages 426–430, Nov 2010.



- [114] S.S. DAS, M.I. RAHMAN, F.H.P. FITZEK & R. PRASAD, *Variable guard interval for OFDM based WLANs*, IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, volume 4, pages 2381–2385 Vol. 4, Sept 2005.
- [115] X. GAO, X. WANG, Y. ZOU, & P. HO. *An efficient ofdm with adaptive guard interval for amplify and forward relay systems*, IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall), pages 1–5, Sept 2013.
- [116] K. OHNO, M. ITAMI & T. IKEGAMI, *Detection and avoidance technique for UWB radio interfering to OFDM system using guard interval*, IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, pages 963–967, Sept 2009.
- [117] N. KHAMBEKAR, L. DONG & V. CHAUDHARY, *Utilizing OFDM guard interval for spectrum sensing*, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, pages 38–42, March 2007.
- [118] S. U. H. QURESHI, *Adaptive equalization*, Proceedings of the IEEE, 73(9):1349–1387, Sept 1985.
- [119] NATIONAL INSTRUMENTS, *Introduction to Wireless LAN Measurements From 802.11a to 802.11ac*.
- [120] H. YOMO, C.H. NGUYEN, P. KYRITSI, T.D. NGUYEN, R. PRASAD & S.S CHAKRABORTY, *PHY and MAC performance evaluation of IEEE 802.11a WLAN over fading channels*, IETE Journal of Research, 51(1):83–94, 2005.
- [121] C. YANNICK, P. YANNIS & V. RODOLPHE, *A spatio-temporal radio channel characterization with a 3d ray tracing propagation model in urban environment*, 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, volume 4, pages 2341–2345, Sept 2004.
- [122] F. MORA & L. AVENEAU, *Optimised scanning of a visibility graph data structure for efficient ray-tracing*, The European Conference on Wireless Technology, pages 35–38, 2005.
- [123] S. BACHIR & C. DUVAUD, *New identification procedure for continuous-time radio frequency power amplifier model*, Journal of Circuits, Systems and Computers, 19(06):1259–1274, 2010.
- [124] [HTTPS://WWW.CDIWEB.COM/DATASHEETS/RFMD/SZP\\_2026Z.PDF.](https://www.cdiweb.com/datasheets/rfmd/szp_2026z.pdf), *SZP-2026z datasheet*.
- [125] HONGWEI YANG, *A road to future broadband wireless access: MIMO-OFDM-based air interface*, IEEE Communications Magazine, 43(1):53–60, Jan 2005.
- [126] H. SAMPATH, P. STOICA & A. PAULRAJ, *Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion*, IEEE Transactions on Communications, 49(12):2198–2206, Dec 2001.
- [127] P. ROSTAING, O. BERDER, G. BUREL & L COLLIN, *Minimum BER diagonal precoder for MIMO digital transmissions*, Signal Processing, 82(10):1477 – 1480, 2002.
- [128] L. COLLIN, O. BERDER, P. ROSTAING & G. BUREL, *Optimal minimum distance-based precoder for MIMO spatial multiplexing systems*, IEEE Transactions on Signal Processing, 52(3):617–627, March 2004.
- [129] B. VRIGNEAU, J. LETESSIER, P. ROSTAING, L. COLLIN & G. BUREL, *Extension of the MIMO precoder based on the minimum euclidean distance: A cross-form matrix*, IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2(2):135–146, April 2008.

- 
- [130] G. S. S. PRIYA & B. SENTHIL, *An efficient scheme for papr reduction in alamouti MIMO-OFDM systems*, International Conference on Information Communication and Embedded Systems (ICES), pages 1–5, Feb 2014.
- [131] P. ELAVARASAN, G. NAGARAJAN & A. NARAYANAN, *PAPR reduction in mimo-ofdm systems using joint channel estimation and precoding*, IEEE International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT), pages 327–331, Aug 2012.
- [132] B. RIHAWI, Y. LOUET & S. ZABRE, *PAPR reduction scheme with socp for MIMO-OFDM*, International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, pages 271–274, Sept 2007.
- [133] I. BRAZ, L. GUAN, A. ZHU & T. J. BRAZIL, *PAPR reduction technique using unused sub-carriers for SFBC-based MIMO-OFDM systems*, European Conference on Wireless Technology Conference (EuWIT), pages 141–144, Sept 2010.
- [134] M. SENST & G. ASCHEID, *Optimal output back-off in OFDM systems with nonlinear power amplifiers*, IEEE International Conference on Communications, ICC'09, pages 4496–4501, Piscataway, NJ, USA, 2009.
- [135] E. TELATAR & I. EMRE TELATAR, *Capacity of multi-antenna gaussian channels*, European Transactions on Telecommunications, 10:585–595, 1999.
- [136] C. COZZO & B. L. HUGHES, *Joint channel estimation and data detection in space-time communications*, IEEE Transactions on Communications, 51(8):1266–1270, Aug 2003.
- [137] MIN DONG & LANG TONG, *Optimal design and placement of pilot symbols for channel estimation*, IEEE Transactions on Signal Processing, 50(12):3055–3069, Dec 2002.
- [138] YE LI, *Simplified channel estimation for ofdm systems with multiple transmit antennas*, Trans. Wireless. Comm., 1(1):67–75, January 2002.
- [139] F. REY, M. LAMARCA & G. VAZQUEZ, *Optimal power allocation with partial channel knowledge for MIMO multicarrier systems*, IEEE 56th Vehicular Technology Conference, volume 4, pages 2121–2125 vol.4, 2002.
- [140] D. LE RUYET & B. OZBEK, *Systèmes mimo et codage spatio-temporel*, Revue REE, pages 69–78, April 2005
- [141] YING-CHE HUNG & SHANG-HO TSAI, *PAPR Analysis and Mitigation Algorithms for Beamforming MIMO OFDM systems*, IEEE Transactions on Wireless Communications, 13(5):2588–2600, 2014.
- [142] C. NI, Y. MA & T. JIANG, *A novel adaptive tone reservation scheme for PAPR reduction in large-scale multi-user MIMO-OFDM systems*, IEEE Wireless Communications Letters, PP(99):1–1, 2016.
- [143] D. S. MICHALOPOULOS, A. S. LIOUMPAS & G. K. KARAGIANNIDIS, *Increasing power efficiency in transmitter diversity systems under error performance constraints*, IEEE International Conference on Communications, pages 4411–4415, June 2007.
- [144] N. ERMOLOVA & P. VAINIKAINEN, *Analysis of nonlinear amplifiers with gaussian input signals on the basis of complex gain measurements*, European Transactions on Telecommunications, 15(5):501–505, 2004.
- [145] N. Y. ERMOLOVA & S. G. HAGGMAN, *An extension of bussgang's theory to complex-valued signals*, Signal Processing Symposium, NORSIG, pages 45–48, June 2004.

- [146] R. PRICE, *A useful theorem for nonlinear devices having gaussian inputs*, IRE Transactions on Information Theory, 4(2):69–72, June 1958.
- [147] M. C. DAKHLI, R. ZAYANI, O. B. BELKACEM & RIDHA BOUALLEGUE, *Theoretical analysis and compensation for the joint effects of HPA nonlinearity and RF crosstalk in VLAST MIMO-OFDM systems over Rayleigh fading channel*, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2014(1):61, 2014.
- [148] H. BOUHADDA, H. SHAIK, D. ROVIRAS, R. ZAYANI, Y. MEDJAHDI & R. BOUALLEGUE, *Theoretical analysis of BER performance of nonlinearly amplified FBMC/OQAM and OFDM signals*, EURASIP J. Adv. Sig. Proc., 2014:60, 2014.
- [149] T. LEE & H. OCHIAI, *Characterization of power spectral density for nonlinearly amplified OFDM signals based on cross-correlation coefficient*, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2014(1):199, 2014.
- [150] N. Y. ERMOLOVA & P. VAINIKAINEN, *Analysis of nonlinear amplifiers with gaussian input signals on the basis of complex gain measurements*, European Transactions on Telecommunications, 15(5):501–505, 2004.
- [151] MATTHEW GAST, *802.11 wireless networks : the definitive guide*, O'Reilly, Beijing, Farnham.
- [152] S.-J. YI, S. NAM, S.-H. OH & J.-H. HAN, *Prediction of a cdma output spectrum based on intermodulation products of two-tone test*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 49(5):938–946, May 2001.
- [153] HUSSEIN HIJAZI, *High speed radio-mobile channel estimation in OFDM Systems*, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2008.
- [154] I. BARANY & V. VU, *Central limit theorems for gaussian polytopes*, Ann. Probab., 35(4):1593–1621, 07 2007.
- [155] ELIJAH POLAK, *Optimization: Algorithms and Consistent Approximations*, Springer-Verlag New York, Inc., New York, NY, USA, 1997.
- [156] JONATHAN LETESSIER, *Performances théoriques de systèmes MIMO pré-égalisés et applications avec un simulateur de propagation 3D*, PhD thesis, 2005. Thèse de Doctorat, Université de Brest 2005.
- [157] F. REY, M. LAMARCA & G. VAZQUEZ, *Optimal power allocation with partial channel knowledge for MIMO multicarrier systems*, IEEE Conference on Vehicular Technology, volume 4, pages 2121–2125 vol.4, 2002.
- [158] A. H. ROBINSON & C. CHERRY, *Results of a prototype television bandwidth compression scheme*, Proceedings of the IEEE, 55(3):356–364, March 1967.
- [159] JB BERGANO, *Channel equalization in digital transmission*, Intrnl. Journal of Computer Science and Information Security, 4:89–96, August 2009.
- [160] T. WIEGAND, G. J. SULLIVAN, G. BJONTEGAARD & A. LUTHRA, *Overview of the h.264/avc video coding standard*, IEEE Trans. Cir. and Sys. for Video Technol., 13(7):560–576, July 2003.
- [161] G. CHEUNG & A. ZAKHOR, *Bit allocation for joint source/channel coding of scalable video*, IEEE Transactions on Image Processing, 9(3):340–356, Mar 2000.
- [162] S. H. HAN, J. M. CIOFFI & J. H. LEE, *Tone injection with hexagonal constellation for peak-to-average power ratio reduction in OFDM*, IEEE Communications Letters, 10(9):646–648, Sept 2006.

- 
- [163] D. GUEL, Y. LOUET & J. PALICOT, *A geometric method for PAPR reduction in a signal adding context for OFDM signals*, 15th International Conference on Digital Signal Processing, pages 347–350, July 2007.
- [164] Y.-J. RYU & DONG-SEOG HAN, *Timing phase estimator overcoming Rayleigh fading for OFDM systems*, IEEE Transactions on Consumer Electronics, 47(3):370–377, Aug 2001.
- [165] C. A. DEVLIN, A. ZHU & T. J. BRAZIL, *Peak to average power ratio reduction technique for OFDM using pilot tones and unused carriers*, IEEE Radio and Wireless Symposium, pages 33–36, Jan 2008.
- [166] C. NADER, P. HANDEL & N. BJORSELL, *OFDM papr reduction by convex optimization: A power amplifier point-of-view*, IEEE International Microwave Workshop Series on RF Front-ends for Software Defined and Cognitive Radio Solutions (IMWS), pages 1–4, Feb 2010.
- [167] RINGO DOE, *Understanding PAPR in OFDM systems* June 2009.
- [168] A. SALEH & R. VALENZUELA, *A statistical model for indoor multipath propagation*, IEEE J.Sel. A. Commun., 5(2):128–137, September 2006.
- [169] S. BYERS & D. KORMANN, *802.11b access point mapping*, Commun. ACM, 46(5):41–46, May 2003.
- [170] JEFFREY R. FOERSTER, MARCUS PENDERGRASS & ANDREAS F. MOLISCH, *A channel model for ultrawideband indoor communication*, MITSUBISHI ELECTRIC RESEARCH LABORATORY, INC, pages 2003–73, 2004.
- [171] KOK CHYE TAN, *Development, Simulation and Evaluation of the IEEE 802.11a PHYSICAL LAYER in a Multipath Environment*, Thèse de Doctorat, Monterey, Californie, 2001.
- [172] D. DARDARI, V. TRALLI & A. VACCARI, *A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in OFDM systems*, IEEE Transactions on Communications, 48(10):1755–1764, Oct 2000.
- [173] V.A. BOHARA AND SEE HO TING, *Theoretical analysis of ofdm signals in nonlinear polynomial models*, International Conference on Information, Communications Signal Processing, 2007 6th, pages 1–5, Dec 2007.
- [174] B. KOUSSA, C. PERRINE, S. BACHIR, R. VAUZELLE & CLAUDE DUVANAUD, *An Evaluation of PAPR Reduction Effects in OFDM Systems Using Several Power Amplifier Models*, 11th IEEE INTERNATIONAL NEWCAS CONFERENCE, Paris, France, June 2013.
- [175] H. HIJAZI, *High speed radio-mobile channel estimation in OFMD Systems*, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, Novembre 2008.
- [176] G. W. STEWART, *On the early history of the singular value decomposition*, SIAM Rev., 35(4):551–566, December 1993.
- [177] J. GUERREIRO, R. DINIS & P. MONTEZUMA, *On the optimum multicarrier performance with memoryless nonlinearities*, IEEE Transactions on Communications, 63(2):498–509, Feb 2015.
- [178] IEEE STANDARD FOR INFORMATION TECHNOLOGY PART 11, *Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment: Enhancements for Higher Throughput (802.11n)*, 2009.
- [179] Y. CHARTOIS, Y. POUSSET & R. VAUZELLE, *A SISO and MIMO radio channel characterization with a 3D ray tracing propagation model in urban environment*, European Conference on Propagation and Systems, March 2205.

- [180] JINHYO KIM, *Iterated Grid Search Algorithm on Unimodal Criteria*, PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1997.
- [181] M. SENST & G. ASCHEID, *Optimal output back-off in OFDM systems with nonlinear power amplifiers*, IEEE International Conference on Communications, pages 1–6, June 2009.
- [182] I. IOFEDOV & D. WULICH, *Distortion cancellation precoding for OFDM-SDMA downlink with nonlinear power amplifiers*, IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), pages 704–709, Aug 2015.
- [183] H. BOUHADDA, R. ZAYANI, H. SHAIK, D. ROVIRAS & R. BOUALLEGUE, *Receiver technique for detection and correction of nonlinear high power amplifier distortion errors in OFDM systems*, IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring), pages 1–5, May 2015.
- [184] K. C. CHEN, K. A. MORRIS & M. A. BEACH, *Increasing the power efficiency of an IEEE 802.11a power amplifier*, IEEE 61st Vehicular Technology Conference, volume 2, pages 954–957 Vol. 2, May 2005.



## Résumé

Cette thèse porte sur l'optimisation des performances des systèmes de transmission multimédias MIMO-OFDM prenant conjointement en compte les imperfections de l'amplificateur de puissance et les distorsions du canal. Les fluctuations d'amplitude des signaux OFDM, caractérisées par un PAPR élevé, rendent la transmission vulnérable à la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. On propose dans un premier temps une méthode permettant d'améliorer les performances de la méthode Tone Reservation en termes de gain de réduction du PAPR et de rapidité de convergence, en associant les échantillons de l'Intervalle de Garde aux Sous-Porteuses Nulles. Les simulations en présence d'un amplificateur de puissance à effets mémoire et d'un canal radio basé sur un modèle de propagation réaliste montrent que la méthode proposée offre de bonnes performances tout en respectant les spécifications fréquentielles, dans le cadre du standard IEEE 802.11a. Dans un second temps, on propose d'étudier l'impact de la non-linéarité dans un système MIMO-OFDM précodé dédié à la transmission d'images JPWL, respectant la norme IEEE 802.11n. On montre que la non-linéarité affecte la robustesse de transmission contre les erreurs de transmission et dégrade considérablement la qualité visuelle des images reçues. Enfin, on propose une stratégie de précodage originale prenant conjointement en compte l'amplificateur de puissance, le canal de transmission et le contenu de l'image à transmettre. Cette stratégie alloue successivement la puissance sur les sous-canaux SISO issus de la décomposition du canal MIMO afin de maximiser la qualité visuelle des images reçues tout en réduisant la puissance totale d'émission. Les résultats de simulation montrent que cette nouvelle stratégie qui considère un amplificateur et un canal réalistes, permet de garantir la robustesse de transmission et d'améliorer la qualité visuelle des images reçues.

**Mots-clés:** Qualité de transmission, modulation OFDM, PAPR, Tone Reservation, Intervalle de Garde, amplificateur de puissance, canal réaliste, précodage MIMO, consommation, JPWL.

## Abstract

This thesis focuses on the optimization of multimedia transmissions in MIMO-OFDM systems by jointly taking into account the power amplifier non-linearity and the wireless channel distortions. The OFDM modulation generates a high peak fluctuation, measured by the PAPR, which is affected by the RF non-linearity such as the power amplifier, reducing the transmission quality. We first propose a new method to improve the Tone Reservation method performances in terms of PAPR reduction gain and convergence speed, by including the samples of the Guard Interval Signal in the optimization algorithm. Simulations results using a power amplifier model with memory effects and a radio channel based on a realistic propagation model show that the new method offers the better performances, while respecting the IEEE 802.11a spectrum mask. Secondly, we propose to study the impact of power amplifier nonlinearity on the transmission of scalable image contents over a precoded Closed-Loop MIMO-OFDM system. The simulations in a realistic context, under the standard IEEE 802.11n standard show that the RF non-linearity affects the robustness against transmission errors and highly degrades the visual quality of the received JPWL images. Finally, we propose a new precoding strategy which jointly takes into account the power amplifier, the radio channel and the image content to be transmitted. This strategy successively allocates power between the SISO sub-channels obtained from the MIMO channel decomposition in order to maximize the visual quality of the received images, while reducing the total output power. Simulations with a realistic power amplifier model, associated with a realistic channel model show that this new strategy ensures a robust transmission and improves the visual quality of the received images.

**Keywords:** Quality of transmission, OFDM modulation, PAPR, Tone Reservation, Guard Interval, power amplifier, realistic channel model, MIMO precoding, consumption, JPWL.

